

METROLOGIE V MODERNÍCH KOMUNIKAČNÍCH SYSTÉMECH

Ing. Martin Hudlička, Ph.D.

**Český metrologický institut, OI Praha, Odd. mikrovlonné techniky
mhudlicka@cmi.cz**

ÚVOD

Komunikační systémy prošly během posledních desetiletí bouřlivým vývojem od systémů se stacionárními vysílači i přijímači až k mobilním systémům, kde se může pohybovat vysílač i přijímač. Také koncepce přenosu se změnila, od jednoduchých analogových modulací (amplitudová, kmitočtová, fázová) se s rozvojem číslicového zpracování signálů a s nástupem rychlých obvodů přešlo k mnohem složitějším digitálním modulacím, kde je modulovanou veličinou kombinace amplitudy a fáze, příp. kmitočtu, které se mění nespojitě mezi diskrétními stavy. Důvodem je především nedostatek volného kmitočtového spektra, ve kterém musí pracovat mnoho systémů současně a ty se nesmí vzájemně ovlivňovat. Za každý MHz přiděleného kmitočtového pásma platí provozovatelé systémů (televizní a rozhlasové vysílání, mobilní sítě telefonních operátorů, firemní datové přenosy, ...) nemalé prostředky a je tedy snahou učinit rádiový přenos co nejefektivnějším. S nástupem digitálních přenosových systémů v 70. letech minulého století došlo ke zvětšení přenosové kapacity (např. ke zvětšení počtu účastnických telefonních kanálů nebo televizních kanálů ve stejném kmitočtovém pásmu), větší odolnosti přenosu proti rušení, mnohem efektivnějšímu využití kmitočtového pásma (např. při analogovém vysílání televize je pro pokrytí určitého území signálem potřeba sítě TV převaděčů s rozdílnými kmitočty, dnes používaný systém DVB-T vystačí na celém území s jedním kmitočtovým pásmem). V současnosti zažívá největší rozmach přenos dat, kdy uživatelé si na svých mobilních telefonech mohou přehrávat video, stahovat data ze sítě internet, což vyžaduje použití náročných modulačních a kódovacích technik. V mnoha systémech (digitální rozhlas a televize, moderní mobilní systémy 4G, bezdrátové propojení přenosných počítačů protokolem wireless LAN apod.) je dnes používána technika ortogonálního kmitočtového multiplexu (OFDM, viz např. [1]), kdy sériový datový tok je rozdělen na mnoho paralelních větví a signál je přenášen pomocí mnoha stovek až tisíců nosných kmitočtů.

S rostoucí složitostí komunikačních systémů a jejich návrhu se začaly objevovat také stále sofistikovanější měřicí přístroje. Díky stále rostoucím rychlostem signálových procesorů, rychlosti a šířce pásma analogově/digitálních převodníků a zlevňování těchto komponent je už dnes většina vysokofrekvenčních měřicích přístrojů vybavena buď vlastním jednoduchým operačním systémem, nebo je s výhodou používán některý ze systémů známých v počítačové technice (Windows, Linux). To přináší nové metrologické výzvy při měření parametrických veličin, vyžadujících kvalitu modulovaného signálu, potlačení rušivých signálů v sousedních kmitočtových pásmech, měření širokopásmového výkonu v kanále, generování složitých modulovaných signálů s definovanou přesností apod. Snahou výrobců v měřicí technice je co největší využití výhod a flexibility číslicového zpracování signálů. Je výhodné vzorkovat měřený signál hned na vstupu zařízení a všechny další operace už provádět nad diskrétními daty (např. v architektuře spektrálního analyzátoru již dnes není potřeba několika směšovačů a lokálních oscilátorů k převedení signálu do základního pásma a k jeho dalšímu zpracování, s dnešními rychlými A/D převodníky lze navzorkovat signály s nosnými kmitočty řádově jednotek GHz a šířkami pásma cca 200 MHz a jejich další zpracování provést v signálovém procesoru). Výhodou tohoto přístupu je i snadná změna měřicích funkcí – ze spektrálního analyzátoru lze přeprogramováním vytvořit modulační analyzátor, přidávat nové měřicí funkce, s vývojem pokročilých metod zpracování signálů zvyšovat přesnost měření apod. Obecné metody měření vlastností komunikačních signálů s metrologickou návazností dosud nebyly výrobci měřicí techniky vypracovány, nicméně na předních metrologických pracovištích je této problematice věnována pozornost. Nové poznatky v této oblasti přinese i právě běžící projekt EMRP „Metrology for ultrafast electronics and high-speed communications“, viz [2] (EMRP je zkratka pro společný evropský metrologický výzkumný program spolufinancovaný z prostředků Ministerstva průmyslu a obchodu a Evropské unie). V dalším textu bude nejprve stručně popsán obor metrologie a uveden stručný výčet některých veličin a metod měření v moderních komunikačních systémech.

CO JE METROLOGIE?

Metrologie je věda o měření a plní 3 základní úkoly: (a) definování mezinárodně uznávaných jednotek měření, jako je například metr, (b) realizace jednotek měření pomocí vědeckých metod, např. realizace metru s využitím laserových paprsků, (c) vytváření řetězců návaznosti od realizace základní jednotky až po měřidla různých stupňů přesnosti. V tomto příspěvku budou uvedeny pouze základní informace, protože jde o velmi rozsáhlý obor, který

zasahuje do mnoha odvětví lidské činnosti. Lze říci, že výsledkem jakéhokoliv měření je vždy jen **odhad** měřené veličiny, nikdy její skutečná hodnota. Nejružnější negativní vlivy, které se v reálném měřicím procesu vyskytují, se projeví odchylkou mezi naměřenou a skutečnou hodnotou sledované veličiny. Výsledný rozdíl mezi oběma hodnotami je někdy tvořen i velmi složitou kombinací dílčích faktorů. Měřená hodnota je vždy doprovázena nejistotou měření. Teorie nejistot měření je rozšířením dříve používané teorie chyb. Skutečná měřená hodnota potom leží někde v intervalu ohraničeném horní a dolní mezí nejistoty s určitým intervalem pokrytí (ve statistice odpovídajícím kvantilu normovaného normálního rozdělení α). Nejčastěji se udává interval pokrytí 95 %, ve kterém může ležet skutečná hodnota měřené veličiny. Nejistota výsledku měření je kvantitativním ukazatelem jeho kvality a umožňuje porovnat výsledky dosažené různými laboratořemi, popř. porovnat výsledky s referenčními hodnotami uvedenými ve specifikacích nebo normách. Celá metodika určení nejistot je dosti komplikovaná, nicméně ke stanovení velikosti nejistot jsou k dispozici principiálně tyto dvě metody

- statistické zpracování naměřených údajů (metoda typu A)
- jiné než statistické zpracování naměřených údajů (metoda typu B)

Předpokládejme, že máme jednoduchou výstupní funkci několika vstupních parametrů

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_m), \quad (1)$$

kde y je odhad výstupní veličiny, x_i odhady vstupních veličin a f známý funkční vztah (např. určení napětí na rezistoru $U = RI$, kde U je výstupní veličina, R známý odpor rezistoru určený s nějakou nejistotou a I je proud protékající rezistorem, opět změřený s nějakou nejistotou). V nejobecnějším pojetí lze potom pro nejistotu u_y odhadu y napsat vztah

$$u_y = \sqrt{\sum_{i=1}^m A_i^2 u_{x_i}^2}, \quad (2)$$

kde u_{x_i} jsou jednotlivé složky nejistot, A_i je koeficient citlivosti (převodu) příslušného zdroje nejistoty, který je znám, popř. se určí jako parciální derivace funkce y podle příslušné vstupní veličiny x_i . Např. při vyhodnocení nejistoty kapacity kondenzátoru určené vztahem $C = \epsilon_0 \epsilon_r S / d$ je jistě kapacita kondenzátoru „citlivější“ na přesné určení vzdálenosti mezi deskami d než na určení plochy elektrod S . Metoda vyhodnocení nejistot metodou typu A vychází ze statistické analýzy opakované série měření. Máme-li n nezávislých stejně přesných pozorování ($n > 1$), bude odhad výsledné hodnoty y reprezentován hodnotou výběrového (aritmetického) průměru, vypočteného jako

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i. \quad (3)$$

Nejistota příslušná k odhadu y se určí jako výběrová směrodatná odchylka aritmetického průměru určená jako

$$s_x = \frac{s}{\sqrt{n}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n(n-1)}}. \quad (4)$$

V praxi lze vztah (4) aplikovat pro alespoň $n > 10$, jelikož se jedná o výběr ze Studentova rozdělení, kde pro malý počet měření klesá pravděpodobnost, že se měřená hodnota nachází v intervalu ohraničeném výběrovou směrodatnou odchylkou (ideálním případem by byl nekonečný počet měření). Vyhodnocení standardních nejistot metodou typu B je, jak již bylo uvedeno, založeno na jiných než statistických přístupech. Nejčastěji se použijí údaje výrobce měřicí techniky, zkušenosti z předchozí série měření, údaje získané při kalibraci a z certifikátů apod. Při určování nejistoty metodou B se vychází z dílčích nejistot jednotlivých zdrojů $u_{B_{z_j}}$. Je-li známa maximální odchylka j -tého zdroje nejistoty z_{jmax} , určí se nejistota $u_{B_{z_j}}$ podle vztahu $u_{B_{z_j}} = z_{jmax} / k$, kde k je součinitel vycházející ze zákona rozdělení, kterým se příslušný zdroj nejistoty řídí. Např. pro normální rozdělení je $k = 2$, pro rovnoměrné rozdělení $k = 1,73$ apod. Aproximace normálním rozdělením se použije v případě, že předpokládáme malé odchylky od jmenovité hodnoty při opakovaných měřeních (přesné přístroje), kde s rostoucí velikostí odchylek pravděpodobnost jejich výskytu klesá. Rovnoměrné rozdělení se použije v případě, kdy je stejná pravděpodobnost výskytu kterékoliv odchylky v celém intervalu $\pm z_{jmax}$ (příkladem je odečet z číslicového přístroje, kde jedním ze zdrojů nejistoty je poslední platná číslice; přes neměnnost údaje při opakovaném měření není v tomto případě nikdy nejistota nulová). V praxi se obvykle nevystačí jen s jedním nebo druhým typem nejistoty samostatně a je zapotřebí stanovit efekt kombinovaných nejistot měření obou typů, A i B. Výsledná kombinovaná nejistota veličiny y se označuje u_{C_y} a je určena vztahem

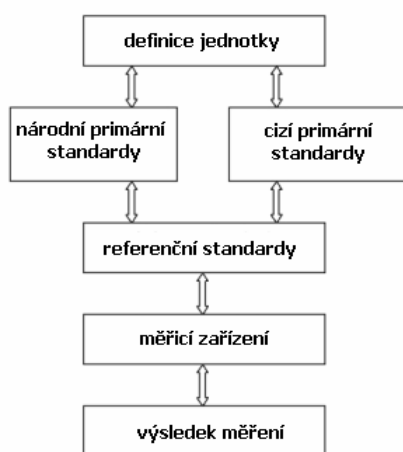
$$u_{C_y} = \sqrt{u_{A_y}^2 + u_{B_y}^2}. \quad (5)$$

Tam, kde nestačí standardní nejistoty, je nutné jejich rozšíření pomocí koeficientu rozšíření k . Původně určená směrodatná odchylka (a tedy i standardní nejistota) představuje např. u nejčastěji používaného normálního rozdělení interval určený s pravděpodobností asi 68 %, podobně u jiných zákonů rozdělení. Pro dosažení intervalu pokrytí

blížího se 100 % je potřeba rozšířit standardní nejistotu koeficientem rozšíření k . Pro Gaussovo rozdělení je $k = 2$ pro rozšíření na 95 % a $k = 3$ pro rozšíření na 99,7 % (platí pro $n \rightarrow \infty$). Pro vícerozměrné veličiny, jako je např. komplexní činitel odrazu, je teorie nejistot poněkud složitější a skutečná měřená hodnota potom neleží v jednorozměrném intervalu, ale např. uvnitř elipsy v komplexní rovině a koeficienty rozšíření odpovídají kvantilům vícerozměrných pravděpodobnostních rozdělení. Rozšířená nejistota je pak vyjádřena vztahem $U = ku$, kde u je standardní nejistota.

Jako zdroj nejistot lze označit veškeré jevy, které mohou nějakým způsobem ovlivnit neurčitost jednoznačného stanovení výsledku měření a tím vzdalují naměřenou hodnotu od hodnoty skutečné. Obecnou příručkou pro stanovení nejistot jednorozměrných veličin je např. publikace [3]. V běžné praxi se často význam odhad nejistoty měření podceňuje a pracuje se s naměřenými hodnotami, které mají přinejmenším spornou vypovídací hodnotu. Např. je nesmyslné udávat naměřenou hodnotu výkonové úrovně na 3 desetinná místa, když výpočtem vyjde nejistota měření $\pm 0,5$ dB (požití nekvalitního kabelu s velkým činitelem odrazu, měření výkonu z generátoru s malou spektrální čistotou pomocí diodového wattmetru apod.), to samé platí u koeficientu odrazu změřeného vektorovým analyzátozem obvodů, kdy je použita nekvalitní kalibrační sada bez dalšího ověření a výsledek je zatížen velkou systematickou chybou.

Jak bylo uvedeno výše, jedním z úkolů metrologie je vytváření řetězce návaznosti od realizace základní jednotky až po měřidla různých stupňů přesnosti. Tento řetězec návaznosti se dá zjednodušeně popsat pomocí Obr. 1. Existuje celkem sedm základních jednotek soustavy SI (základní jednotky), které lze realizovat pomocí více či méně složitějšího fyzikálního zařízení a tuto jednotku pak přenášet na další měřidla nižší přesnosti. Kromě základních jednotek existují ještě jednotky odvozené (intenzita el. pole, permeabilita apod.), jejichž návaznost se určuje pomocí návaznosti na základní jednotky SI. Každá vyspělá země obvykle udržuje národní primární standardy různých veličin a vzájemným porovnáváním s ostatními zeměmi je zajištěna podobná přesnost měření v návaznosti na základní jednotku. Definice základních jednotek se mění s pokroem vědy a techniky, např. jednotka délky 1 metr byla v historii předefinována již třikrát, v nejbližších letech se rýsuje nová definice základních jednotek ampér, kilogram, mol a kelvin, které budou využívat přesné určení některých fyzikálních konstant (Boltzmannova konstanta, Avogadrovo číslo; více o této problematice např. tematická příloha časopisu Metrologie [4]).



Obr. 1 Řetězec návaznosti

Základní technikou pro zjištění návaznosti měřidla je jeho kalibrace. Pojem kalibrace je zde používán ve smyslu určení odchylky zkoumaného měřicího přístroje a přesného standardu (etalonu) s přiřazenou nejistotou. Návaznost měřené veličiny na základní jednotku může být přímočará, např. hmotnost závaží v obchodě je porovnávána se závažími vyšší přesnosti v kalibrační laboratoři, ta svá závaží zase porovnává se závažími v národním metrologickém institutu a ten ve výsledku s absolutním artefaktem kilogramu uloženém v BIPM v Paříži. Je jasné, že čím výš jsme v hierarchii návaznosti, tím menší musí být nejistota měření (jinak bychom přesné měřidlo kontrolovali méně přesným měřidlem). Pro složitější veličiny může být návaznost méně zjevná, např. návaznost rozptylových parametrů měřených vektorovým analyzátozem obvodů je uskutečněna přes návaznost geometrických rozměrů kalibračních normálů (měření průměru středního vodiče vzduchových linek, určení parazitních parametrů normálů OPEN a SHORT, které jsou vypočitatelné z geometrických rozměrů) a přes měření času (kmitočet a stabilita vnitřního oscilátoru vektorového analyzátozu obvodů). Návaznost rozptylových parametrů je tak zajištěna přes jednotku

délky 1 metr a jednotku času 1 sekunda. Jak bude ukázáno dále, v komunikační technice se objevují parametry, u kterých je návaznost velmi komplikovaná nebo dokonce dosud uspokojivě nevyřešená. To potom přináší problémy při vzájemném porovnávání výsledků různých laboratoří a také v legislativní rovině, protože nelze uspokojivě prokázat návaznost měřidel (pokud chce nějaká laboratoř provádět komerční měření a vystavovat o nich certifikáty, obvykle musí mít svá měřidla kalibrována s metrologickou návazností). Těchto otázek se dotkne další text.

VÝKONOVÉ VELIČINY

Výkon je jednou ze základních měřených veličin. Pod pojmem „výkon“ si obvykle představujeme výkon nedomulovaného harmonického průběhu na jednom kmitočtu, o výkonu neharmonického nebo širokopásmového průběhu bude pojednáno v další části textu. Vzhledem k tomu, že se ve vf technice vyskytují výkony s různou úrovní, je účelné (a v praxi běžně používané) jejich vyjádření v jednotkách dBm namísto ve wattch (jednotka dBm je vztažena k výkonové úrovni 1 mW). Při měření výkonu je obvykle zdroj energie připojen pomocí přenosového vedení (kabel, vlnovod) k zátěži. Na rozhraní přenosového vedení a zátěže dojde obecně k odrazení části elektromagnetické energie a tudíž výkon ztracený v zátěži bude záviset na činitelích odrazu obou zařízení. Tento fakt ilustruje Obr. 2. Nejčastěji používanými technikami měření výkonu jsou termoelektrické a termočláňkové senzory, diodové senzory a dále termistorové a ostatní bolometrické metody. V praxi neexistuje ideální výkonové čidlo, které by bylo schopno přesně změřit dodaný výkon. V měřicím procesu se vždy vyskytují systematické chyby a uvnitř čidla dochází k tepelným

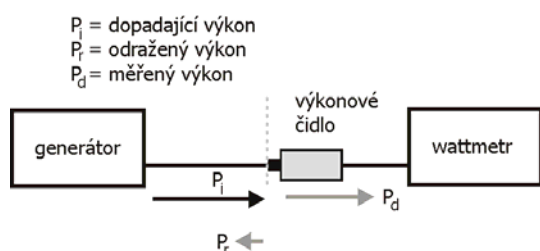
ztrátám (na přívodním vedení, v pouzdře čidla či v jiných částech). Měřený výkon tedy nikdy neodpovídá výkonu dopadajícímu na čidlo a v praxi definujeme veličinu efektivní účinnost (effective efficiency), která je poměrem měřeného a dopadajícího výkonu

$$\eta_e = \frac{P_{mer}}{P_d}, \quad (6)$$

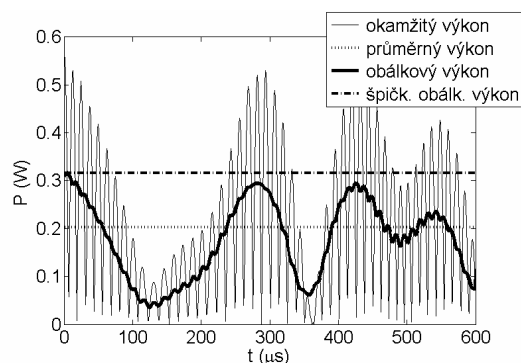
a dále veličinu kalibrační faktor (calibration factor) definovaný jako

$$K = \frac{P_{mer}}{P_i} = \eta_e (1 - |\Gamma_L|^2), \quad (7)$$

kde Γ_L je činitel odrazu wattmetru. Kalibrační faktor je jednou z veličin, která se obvykle uvádí v kalibračním listu k výkonovému čidlu a jeho velikost je změřena na několika kmitočtech (buď absolutně, nebo relativně ke kalibračnímu faktoru na kmitočtu 50 MHz). Většina wattmetrů je potom schopna korigovat měřenou úroveň zahrnutím kalibračního faktoru (ručně otočným přepínačem na wattmetru, načtením kmitočtové tabulky z EEPROM čidla apod.).

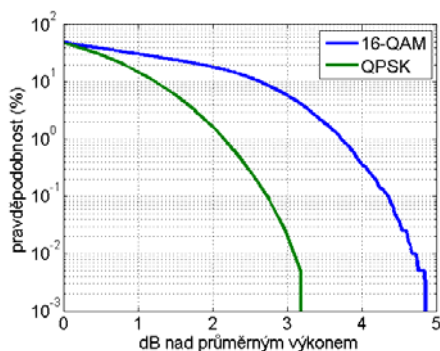


Obr. 2 Obecná situace měření výkonu – výkon dodaný zdrojem, odražený výkon, výkon absorbovaný v zátěži (výkon. čidlo)



Obr. 3 Modulovaný vf průběh – okamžitý, průměrný a obálkový výkon

Při měření výkonu impulsního nebo modulovaného signálu je třeba vzít v úvahu časový průběh signálu a definuje se okamžitý, průměrný a obálkový výkon (viz Obr. 3). V posledních letech jsou dodávány i výkonové senzory založené na velmi rychlém vzorkování napětí na Schottkyho diodách (několik set až tisíc vzorků/s), kde je potom skutečný výkon libovolného průběhu určen z definice, tedy integrací průběhu výkonu v čase [5]. Pro některé komunikační standardy je statisticky znám poměr průměrného výkonu ke špičkovému (PAPR, peak to average power ratio) a i za použití „běžného“ senzoru lze poměrně přesně určit např. výkon na výstupu základnové stanice.



Obr. 4 CCDF křivky modulovaných signálů 16QAM a QPSK

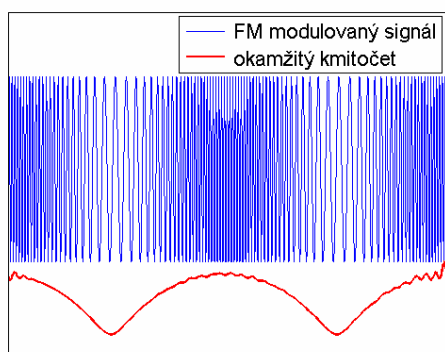
Složitější výkonové parametry, jako např. výkon v kanále nebo úroveň rušení v sousedním kanále jsou obvykle měřeny spektrálním analyzátozem, který dokáže integrovat měřený vzorkovaný průběh ve jmenovité šířce pásma. Pro vyjádření chyby měření je pak velmi důležité znát vliv vnitřních obvodů analyzátoru na měřenou veličinu, bohužel detailní architektura přístroje je obvykle firemním tajemstvím. Dalším výkonovým parametrem vyskytující se v moderních komunikacích je doplňková kumulativní distribuční funkce (CCDF, complementary cumulative distribution function). Zjednodušeně řečeno jde o statistický parametr, který vyjadřuje dobu, po kterou má signál výkonovou úroveň větší nebo rovnu určité zvolené úrovni. Úroveň je vyjádřena v dB relativně k průměrnému výkonu. Pro reálné komunikační signály s náhodným charakterem změn amplitudy má smysl měřit křivku CCDF pro delší časové úseky (několik desítek sekund). Procento času, po které má měřený signál

určitou výkonovou úroveň, lze vyjádřit také jako pravděpodobnost, že signál bude mít právě tuto výkonovou úroveň. CCDF křivka je tedy grafem relativní výkonové úrovně v závislosti na procentu času, po které této výkonové úrovni nabývá. Tento parametr se používá např. pro porovnání modulovaných průběhů různých komunikačních standardů, kde lze z křivky vidět statistické rozložení výkonové úrovně v čase, příklad viz Obr. 4, kde na ose x je uvedena odchylka od průměrné výkonové úrovně v rozmezí 0 dB až 5 dB a na ose y je uvedeno procento času, po které má signál tuto odchylku úrovně (pouze ilustrativní příklad, signál je po průchodu). Signál tedy po cca 50% času bude mít výkon roven své střední hodnotě (odchylka 0 dB od střední hodnoty) a jen zlomek času bude nabývat výkonových úrovní lišících se od průměru o více než 3,0 dB (QPSK modulace), popř. o více než 4,7 dB (modulace 16QAM). Tato informace je

užitečná také pro výběr typu výkonového zesilovače a jiných prvků v komunikačním řetězci. O odvození a použití CCDF nalezne čtenář více informací např. v [6], [7].

KMITOČET

Kmitočet v signálu je měřen čítačem. Existují různé architektury čítačů podle měřeného kmitočtu. Do kmitočtu jednotek GHz lze použít princip přímého čítání počtu průchodů signálu nulou za určitý časový interval, nebo nepřímo měřením intervalu mezi dvěma průchody nulou, pro vyšší kmitočty bývá použita směšovací metoda (převedení signálu do nižšího kmitočtového pásma pomocí pomocného oscilátoru a nelineárního prvku – směšovače a následné filtrace). O základních principech čítačů blíže např. [8]. Složitější situace nastává u modulovaných signálů, kde lze definovat okamžitý kmitočet signálu a průměrný kmitočet signálu (typicky např. pro kmitočtově modulovaný signál, viz Obr. 5).



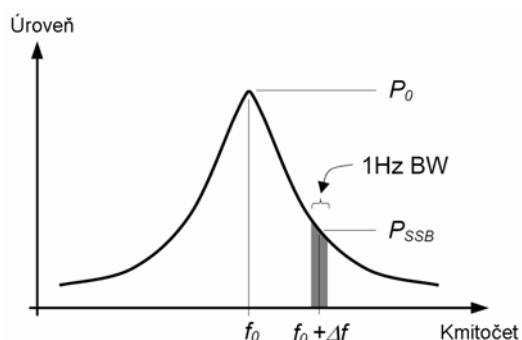
Obr. 5 Okamžitý kmitočet kmitočtově modulovaného signálu (normováno)

Některé architektury čítačů svým principem neumožňují přesné měření okamžitého kmitočtu modulovaných signálů, protože během měření existuje určitá „mrtvá doba“, po kterou čítač vyhodnocuje měření a zobrazuje výsledek a tedy proces měření je přerušen. Architektura a principy spojitého měření kmitočtu pomocí čítačů s nulovou mrtvou dobou jsou uvedeny např. v [9]. Principem je rozdělení doby měření na co nejkratší vzorkovací intervaly volené tak, aby odpovídaly celočíselnému násobku události (např. době mezi průchody nulou). Okamžitý kmitočet v určitém čase se pak určí z derivace průběhu okamžitého kmitočtu nebo regresními metodami. Dalším způsobem měření kmitočtu jsou číslicové osciloskopy, které již dnes dosahují šířek pásma několika GHz a dokáží vyhodnotit velké množství parametrů měřených signálů. Velkou výhodou moderních číslicových osciloskopů je i propracovaný systém spouštění (trigger), kdy lze měřit např. jen kmitočet signálu začínajícího a končícího nějakou definovanou událostí v časové oblasti (definovaný sled impulsů, trénovací sekvence na začátku modulovaného signálu) nebo kmitočtové

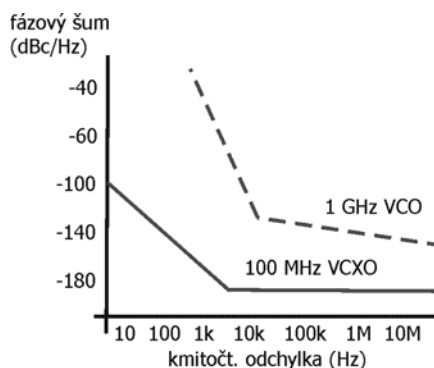
oblasti (přeladění kmitočtu podle definovaného schématu, používané např. v mobilních komunikacích). Nejistota takto změřeného kmitočtu je poměrně velká vlivem nelinearity a fázové nestability vnitřního oscilátoru osciloskopu a také vlivem omezeného vertikálního rozlišení A/D převodníku. Při přenosu dat komunikačním řetězcem se kromě kmitočtu nosné uvádí ještě symbolová rychlost, která odpovídá kmitočtu nízkofrekvenčního signálu nesoucího informaci, který je na nosnou vlnu namodulován. Pokud je navíc použito kmitočtové rozptýlení signálu z důvodu větší odolnosti vůči rušení, definuje se ještě tzv. čipová rychlost (kmitočet pomocného číslicového signálu, kterým je původní užitečný signál přenásoben). Tyto parametry lze určit pomocí vektorového signálového analyzátoru (VSA), který navzorkuje vstupní signál a všechny další operace se dějí ve výpočetním procesoru přístroje. Výpočet chyby nebo nejistoty měření těchto parametrů je problematický, neboť je nutno zohlednit velké množství vlivů: chybu samotného generátoru modulovaného signálu, chyby vzorkování (efektivní počet bitů, šum), chyby vzniklé při číslicovém zpracování vzorkovaného signálu apod. Oddělení chyby vlastního generátoru a chyby, kterou do měření vnese analyzátor obvodů nebo osciloskop, představuje velký problém a překračuje rámec tohoto článku.

KMITOČTOVÁ STABILITA, FÁZOVÝ ŠUM

Ideální oscilátor produkuje na svém výstupu pouze signál bez jakékoliv kmitočtové nestability. Reálné oscilátory ovšem vždy obsahují nějakou odchylku okamžitého kmitočtu. U kvalitních krystalových oscilátorů s pevným kmitočtem (rubidiové, césiové) se měří krátkodobá a dlouhodobá stabilita kmitočtu přímo pomocí čítače kmitočtu. U přeladitelných zdrojů je kmitočtová nejistota vyjádřena buď ve formě zbytkové kmitočtové modulace nebo fázového šumu. Zbytková kmitočtová modulace je typicky měřena demulací nosné a filtrace signálu v základním pásmu filtrem typu pásmová propust a měřením maximální nebo průměrné odchylky v radiánech nebo hertzech. Fázový šum je nejobecnější metoda vyjádření kmitočtové stability a je určena nejdříve pomocí měření výkonu na „průměrném“ nosném kmitočtu a potom měřením výkonu na zvolených kmitočtových odstupech od nosné v určité šířce pásma (SSB phase noise). Výsledkem je logaritmický poměr vyjádřený vzhledem k výkonové úrovni nosné, přičemž tento poměr je obvykle normován tak, aby vyjadřoval ekvivalentní výkon signálu v šířce pásma 1 Hz a vyjadřuje se v jednotkách dBc/Hz, viz Obr. 6. Pro některé specifické komunikační aplikace (výkon vysílače v sousedním kanálu) lze definovat i jinou šířku pásma. Nejdůležitější jsou hodnoty fázového šumu na odstupech kolem 1 kHz, protože tyto kriticky ovlivňují zbytkovou kmitočtovou modulaci a tím odstup signál/šum. Také v digitálních systémech s mnohonásobným přístupem s časovým dělením kanálů (TDMA), kde je signál rozdělen na bloky s trváním 1 až 20 ms, jsou odstupy kolem 1 kHz důležité, protože určují zbytkové fázové nebo frekvenční chvění (jitter). Příklad křivek fázového šumu pro dva různé oscilátory na různých kmitočtech je uveden na Obr. 7.



Obr. 6 K definici fázového šumu



Obr. 7 Porovnání fázového šumu vysoce stabilního oscilátoru s kmitočtem 100 MHz a běžného napětím říditelného oscilátoru s kmitočtem 1 GHz

Pro měření fázového šumu lze použít různé metody lišící se svou složitostí, přičemž výběr metody je motivován požadovanou přesností měření a typem oscilátoru a neexistuje univerzální řešení vhodné pro všechny typy oscilátorů. Nejčastěji se používá měření pomocí spektrálního analyzátoru, diskriminátoru se zpožďovací linkou, kvadraturní techniky a FM diskriminátor. Vzhledem k široké dostupnosti spektrálního analyzátoru v laboratořích bude pozornost věnována tomuto principu, ačkoliv nedosahuje největší přesnosti a výpočet nejistoty je problematický. Ostatní principy jsou podrobně popsány např. v [10], [11]. Spektrální analyzátor měří amplitudu vř signálu v určité šířce pásma, tedy může být snadno použit i pro měření fázového šumu. Úroveň signálu měřenou v nastavené šířce pásma analyzátoru lze přepočítat na ekvivalentní šumový signál v šířce pásma 1 Hz za předpokladu, že rozložení šumu lze aproximovat gaussovským. Měřením výkonové úrovně nosné s různým nastavením rozlišovacího filtru a následným měřením šumového signálu normalizovaného k šířce pásma 1 Hz lze vypočítat fázový šum s odstupem např. 10 Hz až 100 MHz od nosné. V praxi jsou spektrální analyzátoři vybaveny analogovými filtry s nejmenší šířkou pásma řádově stovky Hz až jednotky kHz, menší šířky pásma rozlišovacího filtru už jsou realizovány čistě číslicově v procesoru přístroje. Pomocí přístroje s minimální nastavitelnou šířkou pásma filtru 1 až 3 Hz lze uspokojivě měřit fázový šum na odstupech cca 50 Hz od nosné a větších. Naopak na velkých odstupech od nosné (desítky až stovky MHz) je přesnost měření fázového šumu limitována vlastnostmi kmitočtových směšovačů, které převádí měřený vř signál na kmitočet mezifrekvence, kde se teprve zpracovává, a také šumovým číslem některých obvodových stupňů přístroje [10]. Dalším faktorem ovlivňujícím přesnost měření je fázový šum lokálního oscilátoru uvnitř spektrálního analyzátoru. V praxi lze pomocí kvalitního spektrálního analyzátoru dosáhnout nejistoty měření fázového šumu cca ± 3 dB. I přes zmíněné nedostatky lze konstatovat, že měření fázového šumu pomocí vestavěné funkce spektrálního analyzátoru je nejjednodušší a nejlevnější variantou.

DIGITÁLNĚ MODULOVANÉ SIGNÁLY

U analogových modulací je používána harmonická nosná vlna, na kterou je namodulován analogový modulační signál. Oba tyto průběhy jsou spojené v čase, amplitudě a kmitočtu (fázi). S rozvojem číslicové techniky a potřeby přenosu informace v binárním formátu se začaly rozvíjet diskrétní modulace, které jsou nespojitě v čase, amplitudě nebo kmitočtu (fázi), popř. současně v několika parametrech. Analogový nízkofrekvenční modulační signál (např. řeč, napětí měřené převodníkem apod.) se vzorkováním převádí na diskrétní sled impulsů podle určitého schématu. Tento proces je správnější nazvat kódováním, ovšem v ustálené terminologii se používá termín „modulace“ i pro zmíněný převod analogového signálu na diskrétní v rámci základního pásma [1]. Pro přenos diskrétních signálů v základním pásmu rádiovým kanálem je potřeba je namodulovat na nosnou vlnu a hovoříme o digitálních modulacích s nosnou vlnou. Digitální modulace přináší mnohé výhody, např. odolnost proti interferencím a šumu (přenos konečného počtu diskrétních stavů nosné vlny je snazší, než věrný přenos vlny s analogovou modulací), kterou lze ještě posílit ochranným kódováním přenášeného signálu. Další velkou výhodou je provádění veškerých výpočtů (modulace, demodulace, kódování) v signálovém procesoru vysílače a přijímače a tedy možnost systémy do budoucna rozšiřovat pouhým přeprogramováním, bez větších zásahů do obvodového řešení. Pro lepší pochopení veličin, které se měří ve spojitosti s digitálními systémy je účelné popsat alespoň úplně základy některých modulačních formátů. Jednoduchým binárním signálem $\{0, 1\}$ lze ovládat amplitudu, kmitočet nebo fázi signálu za použití dvou diskrétních hodnot. Tak dostáváme modulace 2-ASK, 2-FSK a 2-PSK (duobinární amplitudové, kmitočtové a fázové klíčování), kde amplituda, kmitočet nebo fáze nabývají dvou odlišných hodnot. Tyto diskrétní stavy signálu se nazývají symboly. Pro zvětšení objemu přenášených informací a zmenšení nároků na kapacitu přenosového kanálu se používají vícestavové modulace, kdy každý symbol přenáší dva nebo více bitů (např. pomocí všech kombinací z množiny $\{0000, 0001, \dots, 1111\}$ lze přenést 16 různých symbolů) a je ovládán více než jeden modulační parametr (amplituda, kmitočet, fáze) najednou. Podrobnější informace o různých modulačních schématech čtenář nalezne např. v [12]. Pro většinu vícestavových modulací se využívá jednoho jednoduchého faktu: nosnou vlnu o libovolné amplitudě a fázi lze složit ze dvou

pomocných nosných vln o též kmitočtu s vhodnými amplitudami, které jsou vzájemně v kvadratuře (s konstantním vzájemným fázovým posunem 90°), což lze vyjádřit identitou

$$\cos(\alpha \pm \beta) = \cos \alpha \cos \beta \mp \sin \alpha \sin \beta \quad (8)$$

Obvody pro generování a zpracování digitálně modulovaných signálů tedy obsahují dvě větve: soufázovou I (in-phase) a kvadraturní Q (quadrature). Převod vf modulovaného signálu do základního pásma je proveden pomocí kvadraturní demodulace, viz Obr. 8. Označme vf modulovaný signál z generátoru jako

$$x(t) = I(t) \cos(\omega_c t) - Q(t) \sin(\omega_c t). \quad (9)$$

Potom složky I a Q na výstupu kvadraturního demodulátoru lze obnovit přenásobením vf signálu dvěma nosnými vlnami se vzájemným fázovým posunem 90° a filtrací všech vyšších kmitočtů mimo základní pásmo:

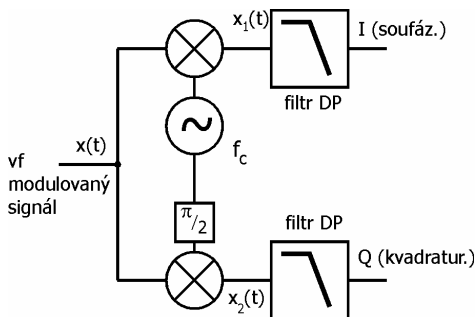
$$x_1(t) = x(t) \cos(\omega_c t) = \frac{1}{2} I(t) + \frac{1}{2} I(t) \cos(2\omega_c t) - \frac{1}{2} Q(t) \sin(2\omega_c t), \quad (10)$$

$$x_2(t) = x(t) \sin(\omega_c t) = -\frac{1}{2} Q(t) + \frac{1}{2} I(t) \sin(2\omega_c t) + \frac{1}{2} Q(t) \cos(2\omega_c t). \quad (11)$$

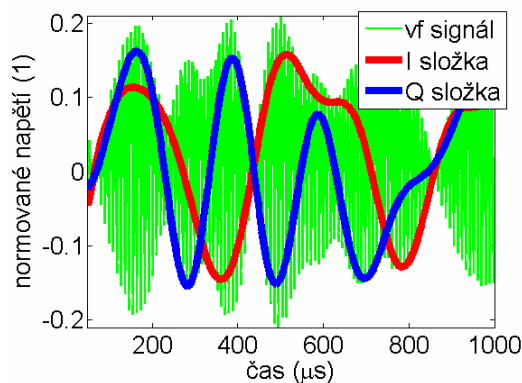
Příklad současného zobrazení složek I, Q a vf modulované vlny je uveden na Obr. 9. Vykreslením vzájemné závislosti nízkofrekvenčních signálů I a Q dostáváme tzv. stavový diagram (příklad pro QPSK na Obr. 10). Pokud si odmyslíme přechody mezi stavy (symboly) v Obr. 10, dostáváme tzv. konstelační diagram modulace, tedy pouze polohy detekovaných symbolů v komplexní rovině. Pro každý ze symbolů modulace existuje ideální poloha v komplexní rovině (pro příklad QPSK jsou to souřadnice $\{1, 1\}$, $\{-1, 1\}$, $\{1, -1\}$, $\{-1, -1\}$), která se obecně odlišuje od naměřené polohy po amplitudovém normování. Tuto odchylku vyjadřuje veličina modul chybového vektoru (EVM, error vector magnitude), viz Obr. 11, která se obvykle vyjadřuje v procentech a jejíž střední hodnota je definována jako

$$EVM_{RMS} = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N e_k}{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (I_{k,ref}^2 + Q_{k,ref}^2)}} \cdot 100 \quad (\%), \quad (12)$$

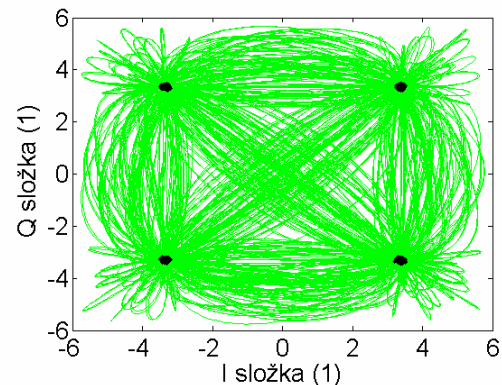
kde $e_k = (I_{k,ref} - I_k)^2 + (Q_{k,ref} - Q_k)^2$, I_k a Q_k představují soufázovou a kvadraturní složku měřeného signálu a $I_{k,ref}$ a $Q_{k,ref}$ představují soufázovou a kvadraturní složku referenčního signálu, N je počet vzorků. Veličina EVM je určena pomocí vektorového signálového analyzátoru a vyjadřuje kvalitu modulovaného signálu. Lze definovat i další veličiny vypovídající zejména o zdroji chyb v modulovaném signálu, jako např. nevyváženost složek I, Q (IQ imbalance), kvadraturní chyba (QE, quadrature error) vypovídající o míře ortogonalitě mezi složkami I a Q. V souvislosti s digitálními modulacemi je často měřenou veličinou také míra chybovosti (BER, bit error rate), která vyjadřuje poměr počtu chybně detekovaných bitů na přijímači a celkového počtu bitů přenesených komunikačním kanálem, tedy kvalitu přenosového kanálu, příp. některých koncových obvodů vysílače a přijímače. K měření tohoto parametru slouží speciální testovací přijímače, které musí přijatý signál v závislosti na použitém komunikačním standardu nejdříve rozkódovat a porovnat s vyslanou posloupností bitů. Posloupnost vyslaných bitů může být známá (vysílač i testovací přijímač lze při měření umístit společně), nebo předem dohodnutá (generování pseudonáhodných posloupností na straně vysílače, rekonstrukce ideální posloupnosti v testovacím přijímači a její porovnání s měřenou posloupností). Vzhledem k tomu, že měřený signál musí nejdřív projít komunikačním kanálem, je obecně zpožděn vůči vyslanému signálu a je třeba ošetřit vzájemné časové posunutí obou porovnávaných posloupností. Hodnota BER je časově závislá a proto se většinou vynáší v závislosti na čase jako bezrozměrný poměr počtu chybných bitů a počtu všech bitů. V praxi dosahuje hodnot 10^{-3} až 10^{-12} a vyjadřuje se proto s výhodou v decibelové míře. Jak bylo zmíněno v úvodu kapitoly, rozklad měřeného signálu na soufázovou a kvadraturní složku nabízí některé výhody a zjednodušuje matematickou analýzu. Moderní měřicí přijímače pro měření parametrů analogových modulací AM, FM, PM už proto obvykle neobsahují obvodově řešené demodulátory a parametry jsou vypočítány z navzorkovaného průběhu vstupního signálu. Tato techniky umožňuje díky mnohabitovým číslicově/analogovým převodníkům dosahovat vyšších přesností měřeného modulačního parametru.



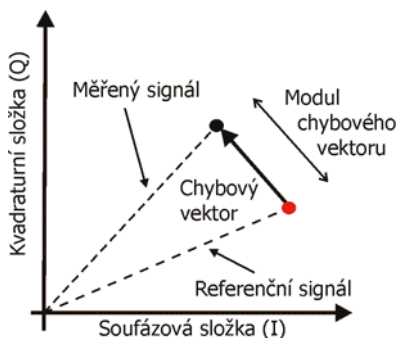
Obr. 8 Kvadraturní demodulace signálu



Obr. 9 Současné zobrazení vf modulaného signálu QPSK a nízkofrekvenční soufázové (I) a kvadrurní (Q) složky



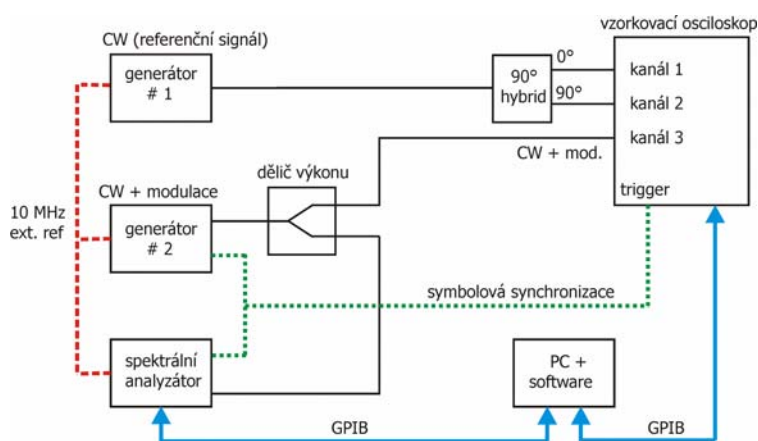
Obr. 10 Příklad stavového diagramu čtyřstavové modulace QPSK, černě jsou označeny symboly a šedě přechody mezi jednotlivými stavy



Obr. 11 Definice veličiny EVM

V signálových analyzátoch jsou chyby modulaného signálu obvykle určeny následovně: vf modulaný signál na vstupu přístroje je směšovačem převeden na nižší kmitočet, na kterém je s velkou rychlostí navzorkován A/D převodníkem (obvykle více než 12-bitovým). Na základě znalosti parametrů modulaného signálu je provedena demodulace číslicového signálu a určeny původní přenášené symboly. Ze znalosti symbolů a druhu modulace je v přístroji vytvořena ideální replika modulaného signálu a je porovnána s naměřeným signálem. Z rozdílu těchto dvou signálů lze určit různé amplitudové a fázové chybové parametry měřeného modulaného signálu. Metrologická návaznost tohoto procesu vyžaduje plnou znalost vlastností a chyb použitého A/D převodníku a další chyby, které do procesu vnáší vlastní měřicí přístroj (chyby číslicových filtrů, chyby číslicových metod při zpracování navzorkovaného signálu, chyby směšovače, kvadrurního

demodulátoru, ...). Tým dr. Humphreys v NPL volí cestu tzv. waveform metrologie, tedy velmi rychlého navzorkování modulaného průběhu a jeho následné zpracování v počítači. Cílem je navzorkování vf signálu co nejlíže ke zdroji a jeho následné zpracování metodami, u kterých lze přesně vyčíslit chybu. Rychlé navzorkování je provedeno pomocí metrologicky navázaného vzorkovacího nebo digitálního osciloskopu s velkou šířkou pásma [13]. Návaznost je zajištěna pomocí elektro-optických systémů, které existují také na pracovištích v NIST [14] a PTB [15]. Popis systému, kterým lze rychlé vzorkovací osciloskopy charakterizovat, bude popsán dále. Výpočet chybových parametrů signálu je potom proveden v počítači z navzorkovaných dat, která jsou demodulována a porovnána s ideální replikou signálu [16]. Uložení časového průběhu signálu pomocí digitálního osciloskopu je v principu poměrně jednoduché, dnešní osciloskopy s vzorkovací rychlostí v řádu jednotek až několika desítek GSa/s (miliardy vzorků za sekundu) jsou schopny zachytit a uložit dlouhé úseky signálu. Podle velikosti nosného kmitočtu je potom možné docílit převzorkování signálu (oversampling) v řádu jednotek až desítek. Počet vzorků, které lze najednou uložit, je u moderních digitálních osciloskopů až několik milionů. Při snímání signálu vzorkovacím osciloskopem je k dispozici typicky větší šířka pásma (v současnosti až 100 GHz) a počet bodů, které lze současně uložit, se pohybuje od několika tisíc do několika stovek tisíc. Příklad systému pro analýzu EVM používaný v ČMI je uveden na Obr. 12 (podrobnější popis viz [17]). Na vzorkovacím osciloskopu se měří jednak vlastní digitálně modulaný signál přímo na nosném kmitočtu, jednak dva pomocné harmonické signály v kvadratuře pro korekci časové základny osciloskopu (časové vzorky jsou odečítány v ne zcela ekvidistantních intervalech vlivem fázové nestability vnitřního oscilátoru osciloskopu a dalších šumových vlivů). Bez provedení korekce časové základny se dopouštíme chyby při následných výpočtech, protože např. Fourierova transformace předpokládá vzorky odečtené v ekvidistantních intervalech, v opačném případě se ve spektru vyskytují nežádoucí odezvy.



Obr. 12 Zapojení systému pro měření chybových parametrů digitálně modulovaných signálů

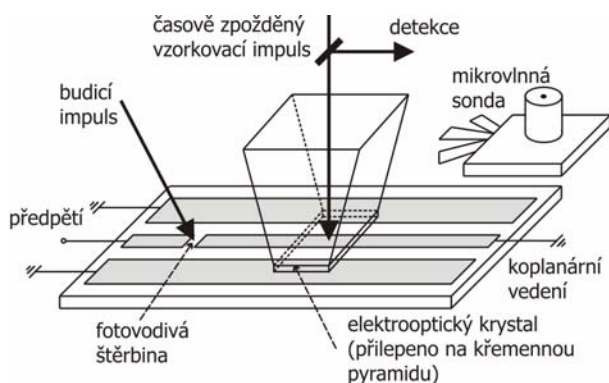
začíná opakovat, velmi dlouhá. Většina generátorů digitálně modulovaných signálů obsahuje hodinový výstup, jehož kmitočet je v určitém poměru k symbolové rychlosti signálu a je fázově zavěšen na kmitočet nosného signálu. Pro nízké kmitočty hodinového signálu (např. 100 Hz pro mobilní systém UMTS) je proces zachycení krátkého časového úseku v modulovaném signálu vzorkovacím osciloskopem velmi zdůlhavý a trvá řádově několik hodin, přičemž musí být zajištěna vysoká teplotní a kmitočtová stabilita celého měřicího systému. Metoda je použitelná pouze pro kmitočty řádově do několika GHz, pro vyšší kmitočty prudce narůstá objem zpracovávaných dat. Snahou projektu „Metrology for ultrafast electronics and high-speed communications“ zmíněného v úvodu proto bude nalézt jinou, univerzálnější metodu analýzy modulovaných signálů, která by byla kmitočtově nezávislá a umožňovala analyzovat moderní širokopásmové modulované signály (až desítky MHz pro systémy WLAN, WiMAX, LTE nebo stovky MHz pro UWB signály), a která by zároveň byla cenově dostupná a umožňovala metrologickou návaznost na standardy vyšší přesnosti. V současnosti jsou na některých pracovištích rozpracovány metody, jak k tomuto účelu použít moderní spektrální a signálové analyzátoři s možností analýzy modulovaných signálů [18]. Jednou z metod pro testování signálových analyzátorů je např. přivedení signálu se známými parametry a kmitočtovým spektrem na jejich vstup (tzv. multitone signály), které je používáno např. v NIST a NPL. Takový signál se může skládat z velkého počtu nosných kmitočtů a je poměrně obecný, nicméně nemůže postihnout všechny jevy vyskytující se v moderních komunikačních systémech. Podrobnější popis bude uveden dále.

Pro kalibraci parametrů svázaných s digitálními modulacemi mají obvykle výrobci své vlastní metody, které nejsou unifikované a navázané na přístroje vyšší přesnosti, a výrobci o nich nezveřejňují příliš informací, protože by tím museli zároveň poskytnout některé detailní informace o vnitřní stavbě svých přístrojů. Navíc jejich kalibrační postupy tvoří zdánlivě uzavřený kruh – např. pro kalibraci modulačních parametrů signálového generátoru je potřeba spektrální/signálový analyzátor. Ke kalibraci tohoto spektrálního/signálového analyzátoru je ovšem potřeba zkalibrovaný vektorový signálový generátor. Specifikace jednoho z klíčových parametrů pro posouzení kvality modulovaného signálu daného generátoru, amplitudy chybového vektoru EVM (error vector magnitude), jsou obvykle kontrolovány signálovým analyzátořem stejného výrobce, ve kterém je nainstalována možnost demodulace daného formátu a přesnost určení chybových parametrů je výrobcem odvozena ze znalosti vnitřního uspořádání a přenosu chyb uvnitř přístroje. Nejednotnost v postupech výrobců nahrávají také dosud nejednotné předpisy a doporučení telekomunikačních orgánů. Např. o vytváření standardů pro mobilní síť GSM a UMTS se stará skupina 3GPP (tzv. Partnerský projekt třetí generace, konsorcium založené v roce 1998, jehož členy je mnoho zemí), v jejíž dokumentech lze nalézt specifikace pro měření parametrů základnových stanic a mobilních telefonů. Před samotným výpočtem chybových parametrů doporučují normy upravit vstupní signál tak, aby byly vyloučeny chyby kmitočtu, fáze apod. způsobené samotným měřicím zařízením a filtrací signálu (viz např. [19]). Není již ovšem uveden standardizovaný postup, jakým způsobem se toto „předzpracování“ má provést (často se jedná o komplikované matematické úpravy) a tak existuje mnoho metod, jak toho docílit a obecně lze tvrdit, že čím sofistikovanější algoritmy pro předzpracování signálu jsou v přístroji použity, tím příznivějších chybových parametrů lze dosáhnout (použití ekvalizačních a kompenzačních filtrů apod.). Pro mobilní systémy 4. generace (4G) dokonce není měření některých parametrů ve standardech nijak specifikováno a předpokládá se použití systémů, které si každý výrobce navrhne svým způsobem. Výrobci již investovali velké množství prostředků do vývoje vlastních metod a proto bude pravděpodobně jejich sjednocení obtížné.

ELEKTROOPTICKÉ VZORKOVÁNÍ ČASOVÝCH PRŮBĚHŮ

Pro charakterizaci dnešních vzorkovacích osciloskopů se šířkou pásma 100 GHz a větší je potřeba mít k dispozici generátory signálů, jejichž šířka pásma je alespoň dvakrát až třikrát větší. Signály s tak obrovskou šířkou pásma lze na

primární úrovní charakterizovat pomocí tzv. elektrooptického vzorkovacího systému. Principem je generování ultrarychlého elektrického impulsu a jeho přivedení na vstup měřeného zařízení. Porovnáním impulsu na vstupu a výstupu měřeného zařízení lze určit komplexní přenosovou funkci a impulsovou odezvu měřeného zařízení (předpokládá se lineární odezva systému). V následujícím textu bude popsán systém používaný v PTB [20]. Základem je fotovodivý přepínač (photoconductive switch) zhotovený z velmi tenkého plátku GaAs na koplanárním vedení. Délka vedení je 6 mm, střední vodič má šířku 30 μm a šterbinu šířky 10 μm , která je v něm vyleptaná, lze považovat za samotný fotovodivý přepínač. Mezi střední vodič a oba krajní vodiče koplanárního vedení je přivedeno předpětí 20 V a ozařováním šterbiny femtosekundovým laserem (250 fs impulsy, vlnová délka 840 nm) se uvolňují volné náboje a po koplanárním vedením se šíří elektrický impuls. Elektrooptické vzorkování těchto elektrických impulsů je potom provedeno pomocí krystalu zhotoveného z LiTaO₃ (tloušťka 20 μm , plocha 200 $\mu\text{m} \times 200 \mu\text{m}$), který je umístěn o něco dále na koplanárním vedení o charakteristické impedanci 50 Ω , viz Obr. 13.

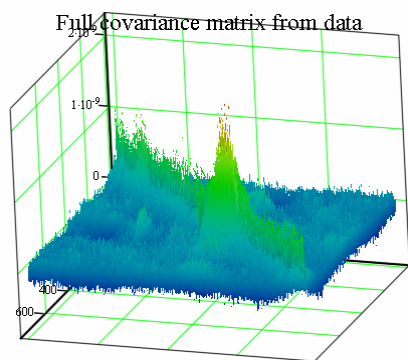


Obr. 13 Princip elektrooptického vzorkovacího systému

Na krystal je namířen 150 fs impuls ze stejného laseru (vln. délka 840 nm) s proměnným časovým zpožděním oproti budicímu impulsu a detekují se změny indexu lomu v krystalu vyvolané příčnými složkami elektrického pole napěťových impulsů na koplanárním vedení. Změny jsou úměrné napětí na koplanárním vedení v okamžiku, kdy na něj dorazil optický impuls. Změnou zpoždění „vzorkovacího“ optického impulsu lze měnit relativní dobu, za kterou impuls dorazí na povrch LiTaO₃ krystalu a tím sledovat průběh napětí na koplanárním vedení v čase a rekonstruovat tvar impulsu. K měřenému osciloskopu je potom elektrický signál přiveden pomocí koaxiální sondy, která se dotýká všech vodičů koplanárního vedení. Sonda samozřejmě ovlivní tvar impulsu a tak je potřeba použití dalších technik, které vliv sondy a dalších koaxiálních komponent eliminují [20]. Metrologická návaznost

časových parametrů impulsu je zajištěna přes návazné měření vzdálenosti. Pomocí současných systémů lze charakterizovat impulsy s trváním jednotek až desítek pikosekund, cílem projektu [2] bude vyvinout systém schopný charakterizovat časové signály délky alespoň 2 ns se šířkou pásma alespoň 500 GHz.

ŠÍŘENÍ NEJISTOT MEZI ČASOVOU A KMITOČTOVOU OBLASTÍ



Obr. 14 Kovarianční matice Fourierových koeficientů impulsního signálu

Většina metod pro charakterizaci širokopásmových standardů pro rychlé průběhy se omezuje pouze na stanovení nejistot základních časových parametrů, jako je např. doba náběhu odezvy osciloskopu na jednotkový skok nebo šířka impulsu. V současnosti se rozvíjí již zmíněná waveform metrologie, kdy lze přiřadit nejistotu každému bodu měřeného průběhu v časové nebo kmitočtové oblasti. To vyžaduje použití metod pro výpočet nejistoty vícerozměrných veličin, z nichž některé jsou sjednoceny a doporučeny k použití v Příloze 2 dokumentu GUM [21]. Obecná metoda pro výpočet nejistoty časových vzorků při měřeních vzorkovacím osciloskopem byla popsána např. v práci [14], ve které jsou uvedeny zároveň odkazy na další práce zabývající se problematikou přepočtu nejistot mezi kmitočtovou a časovou oblastí. Metoda využívá zákona o šíření nejistot k výpočtu kovarianční matice výstupní veličiny sestavené z komplexních měřených vzorků (vzorky jsou naměřeny v časové oblasti, Fourierova transformace je lineární transformací a zjišťuje se nejistota komplexních Fourierových koeficientů v kmitočtové oblasti). Příklad kovarianční matice Fourierových koeficientů impulsního signálu

s opakovacím kmitočtem 400 MHz je zobrazen na Obr. 14 (pouze prvních 400 harmonických). Metoda je vhodná pouze pro délky signálu do několika tisíc vzorků. Velikost kovarianční matice vytvořené z n naměřených vzorků je totiž úměrná n^2 , což pro průběhy s několika desítkami tisíc bodů a mnoho opakování měření představuje problém, který je obtížně řešitelný současnými výpočetními prostředky. Výstupem projektu [2] bude také vylepšená metoda výpočtu nejistoty, která si klade za cíl významnou úsporu paměti vyjádřením kovarianční matice jiným, úspornějším způsobem a umožnění výpočtu nejistoty časových vzorků i pro přístroje typu digitální osciloskop nebo vektorový signálový analyzátor, kde počet měřených vzorků může být v řádu statisíců až milionů. První výsledky ukazují, že se jedná o řešitelný problém (jak je vidět z Obr. 14, všechny významné amplitudy jsou shromážděny kolem diagonály matice a informaci obsaženou v ní lze významně redukovat). Velmi podobný přístup výpočtu nejistoty lze uplatnit i u měření pomocí vektorového analyzátoru obvodů, pokud používáme pro korekci výsledků metodu časového okna (windowing). Často je přehlížen fakt, že tato matematická korekce sice odstraní některé systematické chyby měření, zároveň však

výsledky zatíží další nejistotou. Pro velký počet odečtených bodů vede výpočet nejistoty opět na obrovské kovarianční matice obtížně řešitelné dnešními výpočetními prostředky.

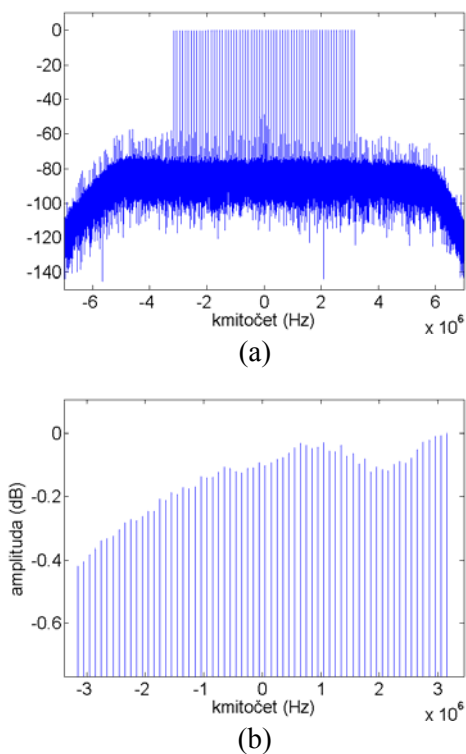
CHARAKTERIZACE VEKTOROVÝCH SIGNÁLOVÝCH ANALYZÁTORŮ

Metrologická návaznost pro digitálně modulované signály vyžaduje jednak měření jejich parametrů s návazností na standardy vyššího řádu a jednak metrologicky návaznou charakterizaci vlastních signálových analyzátorů. Moderní signálové analyzátoři dokážou pracovat s nosnými kmitočty > 20 GHz a šířkou pásma demodulace až 200 MHz (stav duben 2012). Ve velmi krátké době se předpokládá komerční nasazení systémů pracujících v oblasti 60 GHz až 90 GHz se šířkami pásma až 1,7 GHz [22]. Skalární (výkonovou) odezvu analyzátoru lze měřit s metrologickou návazností pomocí etalonových měřičů výkonu, ovšem bez informace o fázové odezvě. Na rozdíl od přístrojů jako je např. vektorový analyzátor obvodů, které obsahují vlastní vf generátor a při měření tak lze určit relativní fázi měřené veličiny, signálové analyzátoři potřebují pro určení fázové odezvy buzení signálem s mnoha kmitočtovými složkami se známými fázovými poměry mezi složkami. Detailní znalosti obvodového řešení analyzátorů mají k dispozici jen výrobci, a tak nezbyvá než určit fázovou odezvu nezávislou metodou. Existuje více přístupů – např. spektrum impulsně modulovaného vf signálu obsahuje řadu spektrálních složek s rozestupem nepřímo úměrným opakovacímu kmitočtu impulsů. Většina energie v impulsně modulovaném signálu je bohužel soustředěna do krátkého okamžiku a je tak potřeba velké dynamické rozsahu analyzátoru. Další možnosti jsou hřebenové generátory (comb generators) pro testování nelineárních obvodů, zde je však zase problém vysoké opakovací rychlosti generátoru a tím pádem velkých rozestupů složek v kmitočtové oblasti, kdy do šířky pásma testovaného analyzátoru spadá jen několik málo složek. Jako nejvhodnější se jeví použití tzv. multitone (také multisine, česky snad mnohatónových) signálů, které se v kmitočtové oblasti skládají z velkého počtu složek se známými amplitudami, fázemi a vzájemným kmitočtovým odstupem

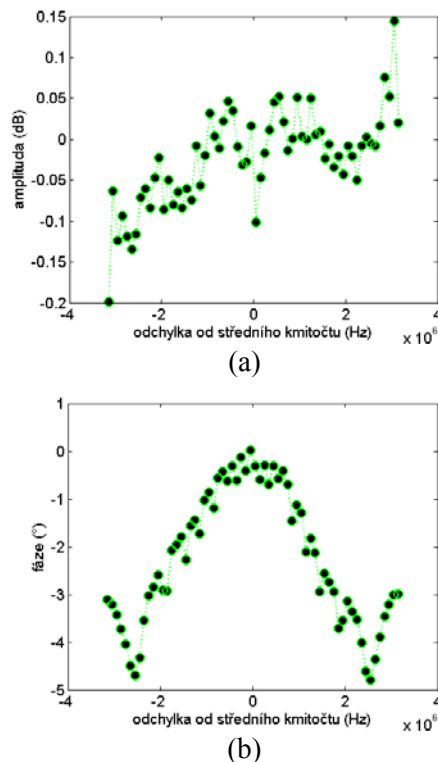
$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} A_i \cos(\omega_i t + \varphi_i) + j \sum_{i=0}^{N-1} B_i \sin(\omega_i t + \varphi_i), \quad (13)$$

kde A a B jsou obecně konstanty, N je počet tónů a φ_i je fáze i -tého tónu, ω_i je úhlový kmitočet i -tého tónu. Vhodnou volbou parametrů lze docílit mnoha různých profilů fáze a rozložení amplitud v kmitočtové oblasti. Takovéto signály dokážou vytvořit moderní signálové generátory, které pomocí tzv. arbitrary waveform generátoru modulují nosnou vlnu [23]. Generátor samozřejmě není ideální a tak ani vytvořený mnohatónový signál nemusí být věrnou podobou matematické předlohy. Metrologicky návaznou cestou, jak určit fázovou odezvu signálového analyzátoru, je změření mnohatónového signálu pomocí vzorkovacího osciloskopu (kde existuje metrologická návaznost na elektrooptický vzorkovací systém) a následně pomocí signálového analyzátoru. Měřený signál je v obou případech stejný a lze jej odstranit dekonvolucí a zbyde tak jen odezva analyzátoru.

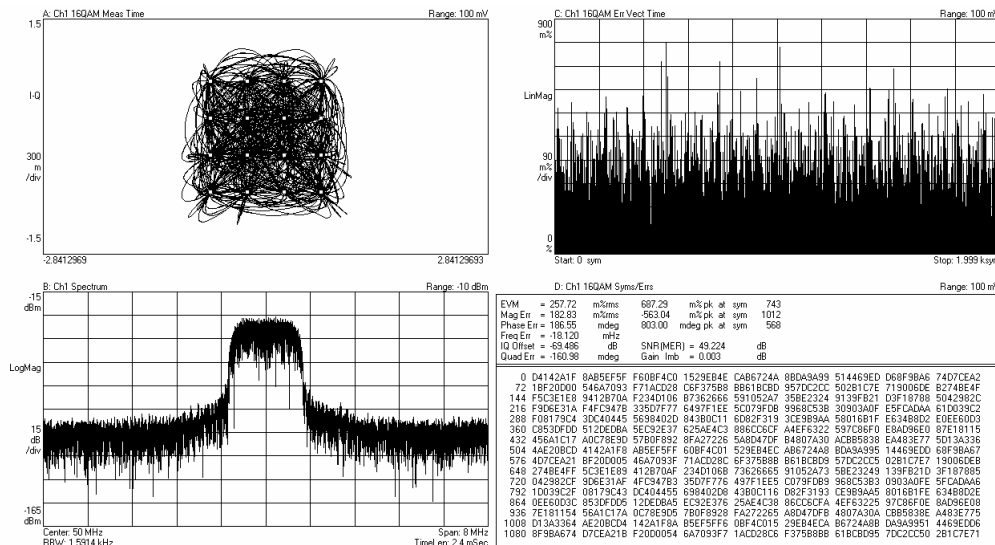
Pro zajištění plochého kmitočtového spektra je nutno učinit kompromis mezi poměrem špičkového a průměrného výkonu (PAPR, peak to average ratio) v časové oblasti a fázovou odezvu v kmitočtové oblasti. Maximálnímu poměru PAPR odpovídá konstantní rozložení fází tónů (tzn. nulový rozdíl fází, fáze každého z tónů je rovna nule ve zvoleném referenčním čase $t = t_{ref}$). Minimálního poměru špičkového a průměrného výkonu dosahuje volba přibližně kvadratického vztahu mezi fázemi sousedních tónů. Na Obr. 15 je uveden příklad signálu v základním pásmu měřený pomocí spektrálního analyzátoru Agilent PSA v laboratoři ČMI (a) a detail spektra v okolí nulového kmitočtu pro demonstraci amplitudového zvlnění (b). Na kmitočtu 0 MHz je přítomna ještě parazitní složka nosného kmitočtu, která je potlačena o cca 30 dB (při zvoleném měřítku není vidět). Jednalo se o signál se 64 tóny s rozestupem 50 kHz (šířka pásma 3,2 MHz), fáze tónů byla nastavena konstantní, nosný kmitočet 100 MHz. Tento signál byl změřen zároveň spektrálním analyzátořem Agilent PSA a vzorkovacím osciloskopem Agilent 86100B. Odezva spektrálního analyzátoru po provedení dekonvoluce s přijatým signálem je ukázána na Obr. 16 (bez zahrnutí imedančního nepřizpůsobení v trase a obsahu vyšších harmonických v signálu), každý bod v grafu odpovídá jedné spektrální čáře mnohatónového signálu. Z obrázku je patrná max. amplitudová odchylka cca $\pm 0,2$ dB a fázová odchylka do 5° v šířce pásma demodulace 6,4 MHz. Výrobce spektrálního analyzátoru Agilent PSA udává maximální amplitudové zvlnění $\pm 0,25$ dB a vrcholovou hodnotu fázové chyby max. 10° v celé šířce pásma 8 MHz, nicméně odchylky od ideálních průběhů v Obr. 16 jsou dány především nedokonalostmi použitého generátoru. Poznatky získané při metrologicky návazné charakterizaci digitálně modulovaných signálů a širokopásmových vzorkovačů budou využity také pro studium chování komerčních programových balíčků pro analýzu signálů [2]. Většina předních výrobců měřicí techniky má vyvinuto nějaké programové prostředí (ať už externě v počítači, nebo jako aplikaci přímo v měřicím přístroji), které dokáže velmi přitažlivě vizualizovat výsledky měření chybových parametrů, pracovat současně v časové, kmitočtové i kódové doméně a sledovat tak vzájemné korelace a odhalovat chyby při vývoji zařízení apod. Problémem je právě odlišnost přístupů jednotlivých výrobců při číslíkové zpracování signálů a mírně odlišná vnitřní architektura přístrojů a tím obtížná porovnatelnost zdánlivě ekvivalentních výstupů z jednotlivých programových prostředí. Ukázka jednoho z nejpoužívanějších prostředí je na Obr. 17.



Obr. 15 Multitone signál, konst. fáze, měření spektr. analyzátořem



Obr. 16 Amplitudová (a) a fázová (b) odezva spektrálního analyzátořu po dekonvoluci měřeného signálu



Obr. 17 Ukázka komerčního programového prostředí pro analýzu modulovaných signálů

ZÁVĚR

V příspěvku bylo naznačeno měření některých veličin, které lze v současné době nalézt v komunikační technice, a také nové přístupy k měření některých veličin. Byl nastíněn současný stav a nové směry a výzvy v metrologii moderních digitálně modulovaných signálů. Bylo ukázáno, že je k tomu zapotřebí především metrologicky návazné charakterizace širokopásmových vzorkovačů, k čemuž se v současnosti používají metody vycházející z elektrooptického vzorkování velmi rychlých časových průběhů pomocí femtosekundového laseru. Velkým problémem je také jednotný postup výpočtu nejistot a vzájemných korelací u vícerozměrných veličin, kde se již v některých případech nelze řídit obecnou příručkou Guide to the expression of uncertainty in measurement (GUM) a je třeba hledat nové, efektivnější metody. Celosvětově je žádoucí měřicí a kalibrační metody různých výrobců telekomunikačních zařízení sjednotit, neboť technologický pokrok je tak rychlý, že jej telekomunikační orgány nestačí efektivně odrážet ve svých normách a doporučeních. Příspěvek si zároveň kladl za cíl vysvětlit některé základní pojmy z oboru metrologie a

upozornit na časté nekritické uvádění výsledků měření, které jsou zjevně zatíženy velkou nejistotou, aniž si to sami autoři uvědomují.

PODĚKOVÁNÍ

Příspěvek vznikl v rámci řešení projektu EMRP IND16 „Metrology for ultrafast electronics and high-speed communications“. EMRP je zkratka pro společný koordinovaný evropský metrologický výzkumný program spolufinancovaný z prostředků Ministerstva školství, mládeže a tělovýchovy a Evropské unie.

LITERATURA

- [1] Žalud, V.: *Moderní radioelektronika*, vydavatelství BEN, Praha 2000, kapitola 2.4.15
- [2] Internetové stránky projektu Metrology for ultrafast electronics and high-speed communications, [cit. 5. 4. 2012] Dostupné na <http://www.ptb.de/emrp/235.html>
- [3] Guide to the Expression of Uncertainty of Measurement in Calibration (EA-4/02), *Joint Committee for Guides in Metrology*, prosinec 1999
- [4] *Metrologie*, tématická příloha č. 4/2011, ročník 19, 2011.
- [5] Agilent EPM-P Series Single- and Dual-Channel Power Meters Agilent E9320 Family of Peak and Average Power Sensors, [cit. 11. 10. 2011] Dostupné na <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5980-1471E.pdf>
- [6] Characterizing Digitally Modulated Signals with CCDF Curves, Agilent application note 5968-6875E, [cit. 11. 10. 2011] Dostupné na <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5968-6875E.pdf>
- [7] Scott, A. W., Frobenius, R.: *RF measurements for cellular phones and wireless data systems*, John Wiley & Sons, 2008, kapitola 34
- [8] Haasz, V., Sedláček, M.: *Elektrická měření, Přístroje a metody*, Vydavatelství ČVUT, Praha 2000, 1. vydání
- [9] Ďaďo, S., Vedral, J.: *Číslicové měření, Přístroje a metody*, Vydavatelství ČVUT, Praha 2006, 1. vydání
- [10] Collier, R., Skinner, D. (ed.): *Microwave measurements*, The Institution of Engineering and Technology, 2007, 3. vydání
- [11] Engen, G. F.: *Microwave circuit theory and foundations of microwave metrology*, Peter Peregrinus Ltd., 1992
- [12] Sýkora, J.: *Teorie digitální komunikace*, vydavatelství ČVUT, Praha 2005, 1. vydání
- [13] Humphreys, D. A., Dickerson, R. T., Yanecek, A.: Making Traceable EVM Measurements with Digital Oscilloscopes, *Agilent Measurement Journal* 04/2008, s. 46-51.
- [14] Williams, D. F., et al.: Covariance-Based Uncertainty Analysis of the NIST Electrooptic Sampling System, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 1, Jan 2006, s. 481-491.
- [15] Seitz, S., Bieler, M., Spitzer, M., Pierz, K., Hein, G., Siegner, U.: Optoelectronic measurement of the transfer function and time response of a 70-GHz sampling oscilloscope, *Measurement Science and Technology*, vol. 16, no. 7, 2005, s. L7-L9.
- [16] McKinley, M. D. et al.: EVM calculation for broadband modulated signals, *Proc. of 64th ARFTG Conference Dig.*, Orlando, Florida, Dec. 2004, s. 45-52.
- [17] Hudlička, M.: Laboratory System for a Traceable Measurement of Error Vector Magnitude, *Proc. of European Microwave Conference 2009*, Rome, Italy, str. 934-937, 2009
- [18] Humphreys, D. A., Harper, M. R., McInnes, L. K. J., Miall, J., “Strategy for traceability of complex modulated signals using RF waveform metrology,” *Proc. of XXIX URSI General Assembly*, 7.–16. srpen 2008, Chicago, USA, příspěvek A03.6.
- [19] 3rd Generation Partnership Project, “Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); Base Station (BS) conformance testing (FDD)”, *3GPP TS 25.141*, version 8.3.0, Release 8, s. 173.
- [20] Bieler, M., Spitzer, M., Hein, G., Siegner, U., Göbel, E. O.: Ultrafast optics establishes metrological standards in high-frequency electronics, *Applied Physics A*, ročník 78, 2004, s. 429-433.
- [21] Evaluation of measurement data - Supplement 2 to the "Guide to the expression of uncertainty in measurement" - Models with any number of output quantities, *Joint Committee for Guides in Metrology*, říjen 2011
- [22] International Technology Roadmap for Semiconductors, [cit. 5. 4. 2012] Dostupné na <http://www.itrs.net/>
- [23] Remley, K. A., Hale, P. D., Bergman, D. I., Keenan, D.: Comparison of multisine measurements from instrumentation capable of nonlinear system system characterization, *Proc. of 66th ARFTG Conf. Digest*, Washington, USA, prosinec 2006, str. 34-43.