

SLOVENSKÁ TECHNICKÁ UNIVERZITA V BRATISLAVE
FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A INFORMATIKY

OPTIMALIZÁCIA EMC MERANÍ A SKÚŠOK

Písomná časť dizertačnej skúšky

Študijný program: Meracia technika

Pracovisko (katedra/ústav): Katedra merania

Školiteľ: Doc. Ing. Karol Kováč, PhD.

Bratislava 2011

Ing. Gabriel Války

ANOTÁCIA

SLOVENSKÁ TECHNICKÁ UNIVERZITA V BRATISLAVE

Fakulta elektrotechniky a informatiky

Autor: Ing. Gabriel Války

Názov práce: Optimalizácia EMC meraní a skúšok

Študijný program: Meracia technika

Pracovisko (katedra/ústav): Katedra merania

Školiteľ: Doc. Ing. Karol Kováč, PhD.

Rok odovzdania: február 2011

Technologický pokrok v systémoch číslicového spracovania signálov ako aj zdokonalenie parametrov analógovo digitálnych prevodníkov umožnili navrhnuť zariadenia plniace funkciu analyzátorov frekvenčného spektra založené na odlišných princípoch ako sú konvenčné heterodynové prijímače. Zariadenia pracujúce na princípe vzorkovania signálu v čase a vyhodnocovania vyžarovaného spektra prostredníctvom Fourierovej transformácie kategorizujeme ako zariadenia pracujúce v časovej oblasti, označujeme ich skratkou TDEMI. Táto práca vysvetľuje princípy používané v týchto systémoch, porovnáva analógové štruktúry konvenčných systémov s ich variantom v TDEMI systéme. Oboznamuje s kompletným matematickým aparátom a metódami, ktoré sa využívajú pri číslicovom spracovaní signálov v systémoch pracujúcich v časovej oblasti. Analyzuje časovú úsporu a dosiahnuteľné parametre, ktoré vyhodnocuje z hľadiska ich konformity s požiadavkami normy CISPR 16.

Obsah

| | |
|---|-----------|
| Obsah..... | 3 |
| Zoznam použitých skratiek | 5 |
| 1 Úvod | 6 |
| 2 CISPR 16 | 8 |
| 2.1 Termíny a definície | 8 |
| 2.2 Indikácia signálov..... | 10 |
| 2.3 Váhovacie funkcie pre jednotlivé typy detektorov | 11 |
| 2.4 Dynamický rozsah analógových vstupov | 14 |
| 2.5 Vlastnosti vstupno-výstupných obvodov | 14 |
| 3 EMI prijímač | 15 |
| 3.1 Bloková schéma EMI prijímača | 16 |
| 3.2 Spektrálny analyzátor..... | 17 |
| 4 EMI prijímače pracujúce v časovej oblasti..... | 19 |
| 5 Digitálne spracovanie signálov v TDEMI systéme | 20 |
| 5.1 Odhad spektrálnych zložiek | 20 |
| 5.2 Diskrétna Fourierova transformácia (DFT) | 20 |
| 5.3 Rýchla Fourierova transformácia (FFT) | 21 |
| 5.4 Konečná Fourierova transformácia (STFT) | 22 |
| 5.5 Oknová funkcia | 23 |
| 5.6 Koeficient prekrytia | 26 |
| 5.7 Detekcia..... | 28 |
| 5.8 Kvázi vrcholový detektor | 28 |
| 6 Prvé TDEMI systémy | 31 |
| 6.1 Štatistický model | 31 |
| 7 Moderný TDEMI merací systém | 33 |
| 7.1 Vzorkovanie | 33 |
| 7.2 Dynamický rozsah..... | 35 |

| | |
|---|-----------|
| 7.2.1 Kvantizačný šum | 35 |
| 7.2.2 Pracovné intervaly prevodníkov | 37 |
| 7.2.3 Odstup signálu od šumu | 40 |
| 7.2.4 Nedostatky prevodníkov | 41 |
| 7.3 Digitálna redukcia toku dát | 42 |
| 7.4 Spektrálna estimácia - FFT | 45 |
| 7.5 Hardvérová implementácia | 46 |
| 7.6 Porovnanie času merania TDEMI a EMI | 47 |
| 7.7 Porovnanie výsledku merania TDEMI a EMI | 48 |
| 8 Ciele dizertačnej práce | 50 |
| 9 Záver | 51 |
| Použitá literatúra..... | 52 |

Zoznam použitých skratiek

| | |
|-------|---|
| AD | Analógovo číslicový |
| ADC | Analógovo číslicový prevodník |
| AM | Amplitúdová modulácia |
| CAV | Detektor strednej hodnoty s časovou konštantou |
| CISPR | Medzinárodný výbor pre rádiovú interferenciu v rámci IEC |
| CRMS | Detektor strednej efektívnej hodnoty |
| DC | Jednosmerný prúd |
| DDC | Jednotka redukcie toku dát (digital down conversion module) |
| DFT | Diskrétna Fourierova transformácia |
| DR | Dynamický rozsah |
| DUT | Testované zariadenie (device under test) |
| EMC | Elektromagnetická kompatibilita |
| EMI | Elektromagnetické rušenie |
| ENOB | Počet efektívnych bitov AD prevodníka |
| FFT | Rýchla Fourierova transformácia |
| FIR | Filter s konečnou odozvou |
| FPGA | Hradlové pole |
| IF | Medzi frekvencia |
| IIR | Filter s nekonečnou odozvou |
| KFT | Konečná Fourierova transformácia (STFT) |
| LISN | Impedančná stabilizačná sieť |
| LP | Nízko priepustný filter |
| NF | Šumové číslo (noise figure) |
| QP | Kvázi-vrcholový detektor (quasi peak) |
| RMS | Efektívna hodnota |
| SFDR | Pomer efektívnej hodnoty vstupného signálu ku efektívnej hodnote najvyššej nežiaducej harmonickej zložky šumu (spurious free dynamic range) |
| SNR | Odstup signálu od šumu (signal-to-noise ratio) |
| STFFT | Konečná rýchla Fourierova transformácia (short time fast Fourier transform) |
| STFT | Konečná Fourierova transformácia (short time Fourier transform) |
| TDEMI | Meranie vyžarovaného rušenia v časovej oblasti |
| VSWR | Pomer stojatých vln |

1 Úvod

S postupom času spojeným s rozvojom elektroniky ako aj elektrotechniky sa vo svete čoraz viac stretávame s pojmom elektromagnetická kompatibilita (EMC), ktorá sa po bezpečnosti stala druhou najzávažnejšou požiadavkou na všetky elektrické zariadenia. Výraz elektromagnetická kompatibilita môžeme nájsť v množstve právnych predpisov, zákonov a aj technických noriem. Ich úlohou je zabrániť nežiaducim účinkom, ktoré môžu nastať vplyvom interferencií medzi dvoma systémami, pričom jeden z nich je elektrický systém. Z toho dôvodu sa predpisujú rôzne druhy testov, ktorým musia elektronické zariadenia vyhovieť, aby mohli byť uvedené do prevádzky. Jedným z takýchto druhov testov je aj meranie vyžarovaného rušenia z elektrických zariadení.

Aj napriek tomu, že v prípade merania vyžarovaného rušenia ide o jeden z najstarších druhov skúšky elektrických zariadení, aj v dnešných časoch predstavuje časovo, materiálovo aj intelektuálne najnáročnejšiu skúšku. Pri meraní vyžarovaného rušenia charakterizujeme zariadenie z hľadiska vyžarovaného elektromagnetického žiarenia v závislosti od frekvencie, smeru meracej antény voči meranému zariadeniu a jej polarizácie. Samotný čas merania je teda definovaný časom potrebným na získanie jedného vyžarovaného spektra, časom potrebným na nastavenie polohovacích mechanizmov zariadenia voči meracej anténe, na umiestnenie antény do zvolenej pozície a samotným počtom meracích bodov [14].

Vzhľadom na časovú náročnosť tohto procesu má zmysel uvažovať nad možnosťami jeho časových optimalizácií. Tieto môžeme rozdeliť do dvoch kategórií: Optimalizácie v čase zahrňujúce možnosti zníženia časových nárokov pri získavaní spektra vyžarovaného rušenia a optimalizácie v priestore, ktorých predmetom je systém polohovacích mechanizmov [14].

Najvýraznejším obmedzujúcim faktorom rýchlosti merania je čas potrebný na získanie jedného spektra. Na tento účel sa používajú meracie prijímače a spektrálne analyzátory založené na heterodynovom princípe. Konvenčné heterodynové meracie prijímače sa postupne preladujú v celom požadovanom frekvenčnom pásme. Pričom frekvenčný krok je daný šírkou frekvenčného pásma meracieho kanála. Vzhľadom na zotrvačnosť obvodov detektora amplitúdy je potrebné, aby systém zotrval naladený na danej frekvencii pomerne dlhú dobu. Takéto zariadenia spadajú do kategórie spracovania signálu vo frekvenčnej oblasti. Čas merania je teda závislý od počtu analyzovaných frekvenčných zložiek a od času potrebného na vykonanie merania na jednej frekvencii.

Technologický pokrok v systémoch číslicového spracovania signálov ako aj zdokonalenie parametrov analógovo digitálnych prevodníkov umožnili navrhnuť zariadenia plniace funkciu analyzátorov frekvenčného spektra založené na odlišných princípoch. Zariadenia pracujúce na

princípe vzorkovania signálu v čase a vyhodnocovania vyžarovaného spektra prostredníctvom Fourierovej transformácie kategorizujeme ako zariadenia pracujúce v časovej oblasti, označujeme ich skratkou TDEMI (time domain emission measurement).

Meranie úrovne 19400 harmonických zložiek heterodynovým spektrálnym analyzátorom s dobou zotrvania na jednej frekvenčnej zložke 2 sekundy trvá približne 9 hodín. TDEMI systém poskytuje súčasné vyhodnocovanie 2500 (resp. 625) frekvenčných zložiek zároveň, čo zodpovedá času 16 s (resp. 62 s) potrebnému na vykonanie ekvivalentného merania.

Výhodou spracovania signálu v časovej oblasti je výpočet všetkých alebo viacerých spektrálnych koeficientov zároveň v jednom časovom intervale. S využitím v súčasnosti dostupných elektronických prvkov je možné dosiahnuť až 2000 násobnú časovú úsporu voči zariadeniam pracujúcim vo frekvenčnej oblasti [3, 5, 18].

Táto práca vysvetľuje princípy používané v TDEMI systémoch, porovnáva analógové štruktúry konvenčných systémov s ich variantom v TDEMI systéme. Oboznamuje s kompletným matematickým aparátom a metódami, ktoré sa využívajú pri číslicovom spracovaní signálov v systémoch pracujúcich v časovej oblasti. Analyzuje časovú úsporu a dosiahnuteľné parametre, ktoré vyhodnocuje z hľadiska ich konformity s požiadavkami normy CISPR 16.

2 CISPR 16

Pre jednoznačnosť a reprodukovateľnosť výsledkov meracích procesov súvisiacich s meraním elektromagnetického rušenia je potrebné stanoviť podmienky merania a parametre, ktoré musia spĺňať používané meracie prístroje. Taktiež je potrebné definovať postupy a metódy na vyhodnotenie týchto parametrov každého konkrétneho na to určeného meracieho prístroja pre overenie súladu so stanovenými požiadavkami.

CISPR 16 je základná norma, ktorá stanovuje charakteristiky a vlastnosti zariadení pre meranie vysokofrekvenčných rušivých napätí, prúdov a polí v kmitočtovom rozsahu 9 kHz až 18 GHz. Norma stanovuje požiadavky na špecializované zariadenia pre meranie nespojitého rušenia. Požiadavky zahŕňujú širokopásmové aj úzkopásmové typy rušenia a ich indikáciu meracími prijímačmi kvázi vrcholových, vrcholových, stredných a efektívnych hodnôt [1].

Požiadavky tejto normy musia byť splnené na všetkých kmitočtoch a pri všetkých úrovniach vysokofrekvenčných rušivých napätiach, prúdoch, výkonoch alebo intenzitách polí v rámci meracích rozsahov meracieho zariadenia.

Na meracie metódy sa vzťahuje druhá časť normy a ďalšie informácie o vysokofrekvenčnom rušení obsahuje tretia časť normy. Neistoty, štatistické spracovanie a určovanie medzí je popísané v štvrtej časti normy CISPR 16.

2.1 Termíny a definície

Pre pochopenie princípov meracích prijímačov a prijímačov pracujúcich v časovej oblasti je potrebné osvojiť si nasledujúce definície [1]:

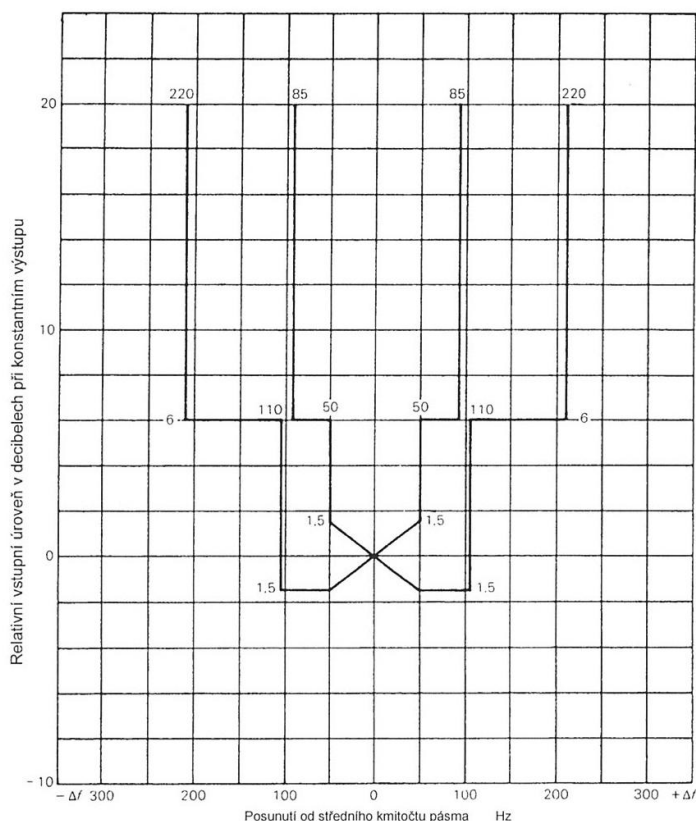
- **citlivosť** – udáva sa ako potrebná intenzita elektrickej zložky elektromagnetického poľa, jednotkou je $\mu\text{V/m}$. Jej hodnota závisí od šumovej úrovne produkovanej samotným zariadením a jeho vstupnými obvodmi. Šumové vlastnosti zariadení definujeme šumovým číslom (NF, noise figure) alebo odstupom signálu od šumu (SNR, signal-to-noise ratio) [13]
- **selektivita** – vyjadruje schopnosť potlačiť prenos nežiaducich kmitočtov, tento parameter je závislý najmä od kvality použitých rezonančných prvkov
- **dynamický rozsah** – pomer úrovní vstupného signálu pri ktorých vie zariadenie spoľahlivo pracovať a správne indikovať meranú veličinu. Spodná hranica rozsahu je definovaná citlivosťou prijímača a horná činiteľom preťažiteľnosti
- **šírka pásma (bandwidth) B_n** – šírka celkovej krivky selektivity prijímača medzi dvomi bodmi so stanoveným útlmom väčším ako je útlm v strede pásma; označuje sa B_n , kde n je stanovený útlm v decibeloch

- **impulzná šírka pásma (impulse bandwidth) B_{imp}** – $B_{\text{imp}} = A(t)_{\text{max}} / (2 G_0 * IS)$, kde $A(t)_{\text{max}}$ je špička obálky na medzifrekvenčnom výstupe prijímača s impulznou plochou IS použitou na vstupe prijímača; G_0 je zisk obvodu na strednom kmitočte
- **impulzná plocha (impulse area) IS** – je plocha vymedzená krivkou napätie-čas impulzu definovaná integrálom: $IS = \int_{-\infty}^{\infty} V(t)dt$ (vyjadrené v μVs alebo $\text{dB}(\mu\text{Vs})$)
- **nabíjacia elektrická časová konštanta (electrical charge time constant) T_c** – doba potrebná na to, aby výstupné napätie detektora dosiahlo 63% svojej konečnej hodnoty po pripojení konštantného sínusového napätia na stupeň bezprostredne predchádzajúci vstup detektoru; Táto časová konštanta sa určuje takto: Sínusový signál s konštantnou amplitúdou a kmitočtom rovným strednému kmitočtu medzifrekvenčného zosilňovača sa pripojí na vstup stupňa, ktorý bezprostredne predchádza detektoru. Zaznamenaná sa výchylka D meracieho prístroja, ktorý nemá zotrvačnosť (napríklad osciloskop), pripojeného ku svorke DC zosilňovača tak, aby nebolo ovplyvnené chovanie detektora. Úroveň signálu sa zvolí taká, aby odozva zapojených stupňov ostala v lineárnej pracovnej oblasti. Potom sa na vybitý detektor pripojí sínusový signál spomenutej veľkosti kľúčovaný pravouhlou obálkou tak, aby zaznamenaná výchylka dosiahla hodnotu $0.63 * D$. Dĺžka tohto signálu je rovná nabíjacej časovej konštante detektora [1].
- **vybíjacia elektrická časová konštanta (electrical discharge time constant) T_D** – doba potrebná k tomu, aby výstupné napätie detektora pokleslo na 37% svojej pôvodnej hodnoty po odpojení konštantného sínusového napätia zo stupňa bezprostredne predchádzajúceho vstup detektoru. Spôsob merania je analogický spôsobu merania nabíjacej časovej konštanty, avšak namiesto toho, aby bol signál pripojený sa tento krát odpája. Doba, za ktorú výchylka poklesne na $0.37 * D$ je vybíjacia časová konštanta detektora
- **mechanická časová konštanta kriticky tlmeného indikačného prístroja (mechanical time constant of a critically damped indication instrument) T_M** – $T_M = T_L / 2\pi$, kde T_L je perióda vlastných kmitov prístroja bez akéhokoľvek tlmenia. Pohybovú rovnicu kriticky tlmeného prístroja je možné zapísať: $T_M^2(d^2\alpha / dt^2) + 2T_M(d\alpha / dt) + \alpha = k_i$, kde α je výchylka, i prúd pretekajúci prístrojom, k konštanta. Z tohto vzťahu je možné odvodiť, že časová konštanta je taktiež rovná dĺžke pravouhlého pulzu (o konštantnej amplitúde), ktorý spôsobí výchylku zodpovedajúcu 35% ustálenej výchylky, ktorá by bola spôsobená trvale prechádzajúcim prúdom o rovnakej amplitúde ako má pravouhlý pulz
- **činiteľ preťažiteľnosti/rezerva linearity (overload factor)** – pomer maximálnej úrovne vstupného signálu pri ktorom obvody zariadenia pracujú spoľahlivo a bez poruchovej indikácie (v lineárnej oblasti obvodov spracovávajúcich vstupný signál, resp. úroveň signálu pri ktorej sa ustálená odozva obvodu neodchyľuje od ideálnej linearity o viac ako 1 dB) ku úrovni zodpovedajúcej plnej výchylke indikačného prístroja.

- **symetrické napätie (symmetric voltage)** – v dvojvodičovom obvode ako je napríklad jednofázové napájacie vedenie je symetrické napätie vysokofrekvenčné rušivé napätie, ktoré sa objavuje medzi oboma vodičmi, niekedy sa nazýva diferenciálne napätie (differential mode voltage), ak je V_a vektor napätia medzi jednou sieťovou svorkou a zemou a V_b je vektor napätia medzi druhou sieťovou svorkou a zemou, potom je symetrické napätie dané vektorovým rozdielom ($V_a - V_b$)
- **indikačný/merací rozsah CISPR (CISPR indicating range)** – rozsah špecifikovaný výrobcom, ktorý udáva maximálny a minimálny údaj meradla, medzi ktorými prijímač spĺňa požiadavky normy CISPR 16.1.1

2.2 Indikácia signálov

Jednou zo základných vlastností EMC prijímača je korektná indikácia stacionárnych a prechodových signálov. Do procesu merania signálu vstupuje spracovanie signálu vo frekvenčnej oblasti, čiže selekcia úzkopásmového signálu z celého spektra signálov a potlačenie nežiaducich frekvenčných zložiek. S využitím oscilátora, zmiešavača a filtrov, resp. kaskádnym zapojením viacerých takýchto blokov sa získava úzkopásmový medzifrekvenčný signál ktorý musí spĺňať požiadavku hraníc selektivity (obr. 1), ktorá je definovaná osobitne vzhľadom na jednotlivé spracovávané frekvenčné rozsahy signálu. Podľa rozsahu spracovávaných frekvencií rozlišujeme 3 frekvenčné pásma: pásmo A (9-150 kHz), pásmo B (150 kHz-30 MHz) a pásmo C/D (30 MHz-1000 MHz). Graf selektivity v rámci týchto hraníc definuje úroveň signálu pre posun frekvencie od stredného kmitočtu pásma, ktorý vyvolá konštantný údaj meracieho prístroja.



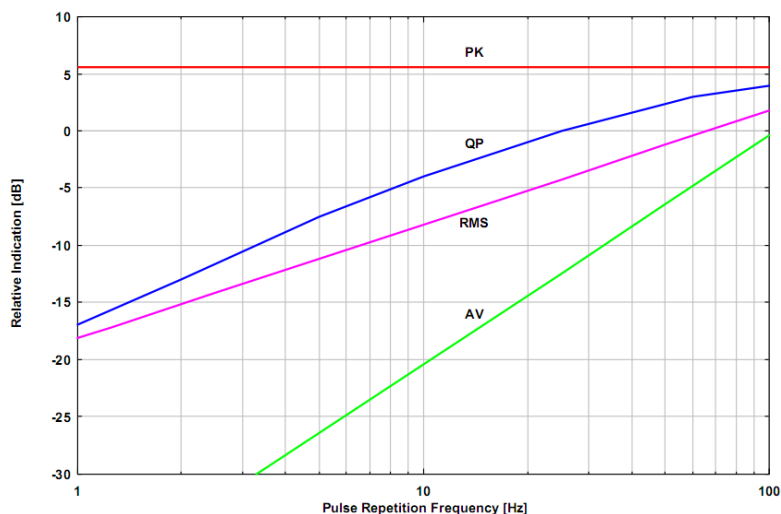
Obr. 1 Medze celkové selektivity pro pásmo A

2.3 Váhovacie funkcie pre jednotlivé typy detektorov

Medzifrekvenčný signál je úzkopásmový signál so šírkou pásma 200 Hz, 9 kHz, 120 kHz v závislosti od spracovávaného frekvenčného rozsahu (tab. 1). Tento je amplitúdovo modulovaný, pričom hodnota amplitúdy zodpovedá amplitúde frekvenčnej zložky signálu sledovanej frekvencie. Pri stacionárnych signáloch nás zaujíma okamžitá hodnota amplitúdy frekvenčnej zložky. Pri prechodových signáloch a premenlivých hodnotách amplitúdy frekvenčnej zložky sa venujeme metódam kvantifikácie takýchto v čase sa meniacich hodnôt. Zariadenie vyhodnocujúce časovo premenlivý zdrojový signál napätia a prevádzajúce na stabilnú hodnotu napätia vhodne reprezentujúcu zdrojový signál voláme detektor.

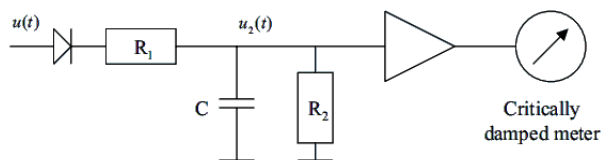
Pri vyhodnocovaní EMI rušenia sa používajú 3 typy detektorov: detektor vrcholovej hodnoty signálu, priemernej hodnoty signálu a efektívnej hodnoty signálu. V praxi však vzišla požiadavka na indikáciu ktorá by vhodnejšie reprezentovala subjektívne hodnotenie impulzných rušivých signálov. Okolo roku 1930 bol navrhnutý koncept kvázi vrcholového detektora (QP, quasi peak detector), ktorý práve zohľadňoval opakovaciu frekvenciu impulzných rušivých signálov pri posluhu AM rádia [23]. Tento koncept sa používa dodnes, pričom špecifikácia

CISPR definuje odozvu indikátora vzhľadom na opakovaciu frekvenciu rušivého signálu podľa zobrazeného grafu (obr. 2).



Obr. 2 Odozva detektorov pre frekvenčné pásma A v závislosti od parametrov impulzu

Kvázi vrcholový detektor môže byť realizovaný prostredníctvom usmerňovacej diódy, pamäťového prvku – kondenzátora, rezistorov určujúcich časové konštanty nabíjania a vybíjania a operačným zosilňovačom oddeľujúcim akumuláciu prvku od zobrazovacieho voltmetra (obr. 3). Takýto obvod je charakterizovaný tromi časovými konštantami - nabíjacia elektrická časová konštanta T_C , vybíjacia elektrická časová konštanta T_D a mechanická časová konštanta kriticky tlmeného indikačného prístroja T_M .



Obr. 3 Detektor kvázi vrcholovej hodnoty

Vzhľadom na reprodukovateľnosť a jednoznačnosť indikácie rušivých dejov boli tieto konštanty pevne definované pre jednotlivé frekvenčné pásma podľa tabuľky 1. Úlohou kvázi vrcholového detektora je poskytnúť stabilný údaj v čase charakterizujúci mieru rušenia sledovaného signálu aj pri veľmi nízkych opakovacích frekvenciách rušivého signálu.

Tab. 1 Konštanty kvázi vrcholového detektora

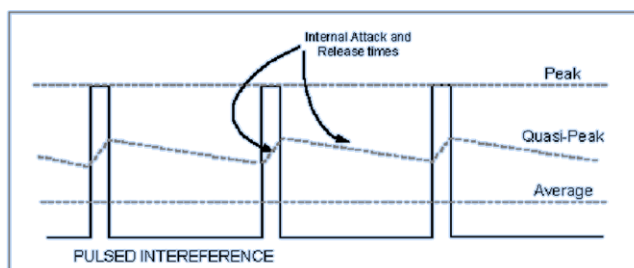
| | Frequency Range | | |
|------------------|---------------------|------------------------|-------------------------|
| | Band A 9-150 kHz | Band B 0,15 -30 MHz | Band C/D 30-1000 MHz |
| IF 6dB Bandwidth | 0,2 kHz | 9 kHz | 120 kHz |
| τ_c | 45 ms | 1 ms | 1 ms |
| τ_d | 500 ms | 160 ms | 550 ms |
| τ_m | 160 ms | 160 ms | 100 ms |

V prípade digitálnych systémov je medzifrekvenčný signál po detekcii obálky digitalizovaný AD prevodníkom a funkcia detektoru je simulovaná počítačovým algoritmom. Takáto realizácia umožňuje väčšiu variabilitu nastavení detektora. Norma CISPR definuje pre meracie prijímače nasledovné typy detektorov:

- kvázi vrcholový detektor (QP, quasi peak)
- detektor strednej hodnoty (AVG, average)
- vrcholový detektor (PK, peak)
- detektor efektívnej hodnoty (RMS)
- CAV detektor – získame vyhodnotením plávajúceho priemeru z detektora strednej hodnoty [2]
- CRMS – detektor zostavený kaskádnym zapojením detektora efektívnej hodnoty a detektora strednej hodnoty [2]

Pre výstupné hodnoty detektorov vrcholovej hodnoty, priemernej hodnoty a kvázi vrcholovej hodnoty platí nasledujúca nerovnosť bez ohľadu na typ rušivých impulzov (obr. 2, 4) :

$$X_{PK} \geq X_{QP} \geq X_{RMS} \geq X_{AVG} \quad 2.3.1$$



Obr. 4 Porovnanie výstupu detektora PK, QP a AVG

2.4 Dynamický rozsah analógových vstupov

V prípade konvenčných prijímačov, ktoré zobrazujú údaj zodpovedajúci jednej harmonickej zložke analyzovaného signálu dynamický rozsah zvyšuje preselekčný filter. V prípade širokopásmových (broadband) prijímačov, ktoré spracovávajú celý interval frekvencií je nutné iným spôsobom zabezpečiť aby nenastalo preťaženie zmiešavačov, ktoré by následne nepracovali správne a nebolo by možné bezchybne vyhodnotiť amplitúdu sledovaného signálu.

2.5 Vlastnosti vstupno-výstupných obvodov

Vstupný obvod meracieho prijímača musí byť nesymetrický s hodnotou vstupnej impedancie $50\ \Omega$ a pomer stojatých vĺn VSWR nesmie presiahnuť hodnoty uvedené v tabuľke 2. Pre umožnenie symetrických meraní (neuzemnených zariadení), sa použije symetrizačný vstupný transformátor. Pre kmitočtový rozsah 9 kHz až 150 kHz sa prednostne používa vstupná impedancia $600\ \Omega$. Symetrickú impedanciu je možné včleniť buď do príslušnej symetrickej umelej siete požadovanej pre pripojenie prijímača alebo priamo do meracieho prijímača [1].

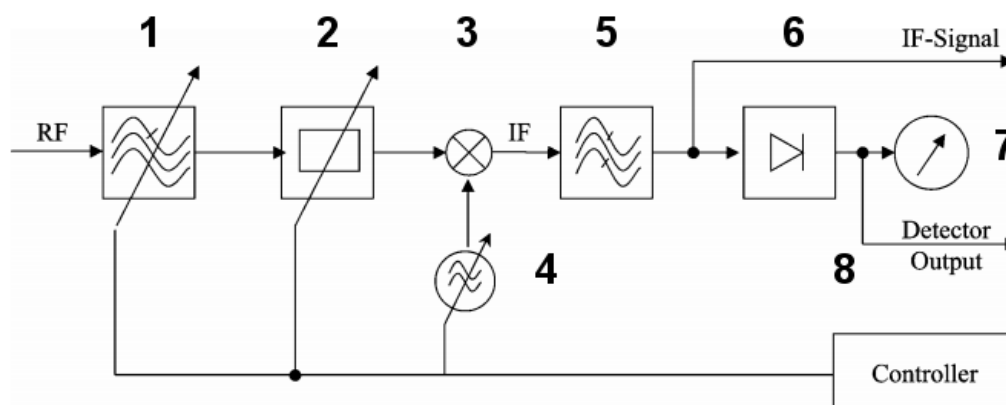
Špecifikácia CISPR taktiež vyžaduje prítomnosť výstupu medzifrekvenčného filtra pre následnú analýzu, resp. pre aplikáciu iných detekčných metód ako poskytuje samotné EMI zariadenie.

Tab. 2 Požiadavky na VSWR pre vstupnú impedanciu prijímača

| Kmitočtový rozsah | Vysokofrekvenčný útlm | VSWR |
|-------------------|-----------------------|----------|
| 9 kHz .. 1 GHz | 0 | 2,0 .. 1 |
| 9 kHz .. 1 GHz | ≥ 10 | 1,2 .. 1 |
| 1 GHz .. 18 GHz | 0 | 3,0 .. 1 |
| 1 GHz .. 18 GHz | ≥ 10 | 2,0 1 |

3 EMI prijímač

EMI prijímače slúžia na meranie elektromagnetického rušenia vo frekvenčnej oblasti. Meranie pre vopred definovaný zoznam frekvencií je vyhodnocované sekvenčne. Dnešné EMI prijímače sú postavené na heterodynovom alebo superheterodynovom princípe (obr. 5) [3].



Obr. 5 Konvenčný heterodynový EMI prijímač

Zo širokopásmového signálu na vstupe sú preselektívnym filtrom (1) potlačené nežiaduce frekvenčné zložky nachádzajúce sa mimo spracovávaného frekvenčného rozsahu, čím je dosiahnuté zvýšenie dynamického rozsahu prijímača. Regulovateľný útlmový článok (2) predchádza preťaženiu zmiešavača. Zmiešavač (3) spolu s lokálnym oscilátorom (4) vykonávajú transformáciu konkrétnej frekvenčnej zložky vstupného signálu na hodnotu medzifrekvencie (IF). Riadiaca jednotka (8) určuje frekvenciu lokálneho oscilátora, ako aj parametre útlmového článku (2) a preselektívneho filtra (1).

Širokopásmový signál zo zmiešavača je následne privedený na filter typu pásmová priepust (5) s parametrami závislými od zvoleného IF filtra. Podľa spracovávaného frekvenčného rozsahu rozlišujeme šírky priepustného filtra podľa tabuľky 3. Medzifrekvenčné filtre musia spĺňať kritické hranice selektivity špecifikované normou CISPR. Výstupný signál za medzifrekvenčným filtrom je vedený do detektora (6), ktorý vyhodnocuje vrcholovú, priemernú, efektívnu alebo kvázi vrcholovú hodnotu. Hodnota získaná z detektora je zobrazená na indikátore hodnoty (7). Odozvu základných detektorov zo signálu $x(t)$ ktorý zodpovedá výstupu detektora obálky z IF signálu vypočítame pre obmedzený časový interval T podľa nasledovných výrazov:

$$X_{PK} = \max\{x(t); \forall t \in \langle 0, T \rangle\} \quad 3.1$$

$$X_{AVG} = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt \quad 3.2$$

$$X_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt} \quad 3.3$$

Spektrum analógového signálu S_{IF} z výstupu z medzifrekvenčného filtra zodpovedá nasledujúcemu vzťahu:

$$S_{IF}(f) = S(f - f_{sel} + f_{IF})H_{IF}(f) \quad 3.4$$

V tomto výraze f_{sel} zodpovedá zvolenej frekvencii, H_{IF} je amplitúdová odozva IF filtra, EMI signál je posunutý na medzifrekvenciu f_{IF} a následne vynásobený prenosovou funkciou IF filtra. Signál medzifrekvenencie S_{IF} je teda úzkopásmový signál s centrálnou frekvenciou f_{IF} , ktorá zodpovedá frekvencii f_{sel} pôvodného signálu S .

Tab. 3 Požiadavky na šírku pásma medzifrekvenčného filtra

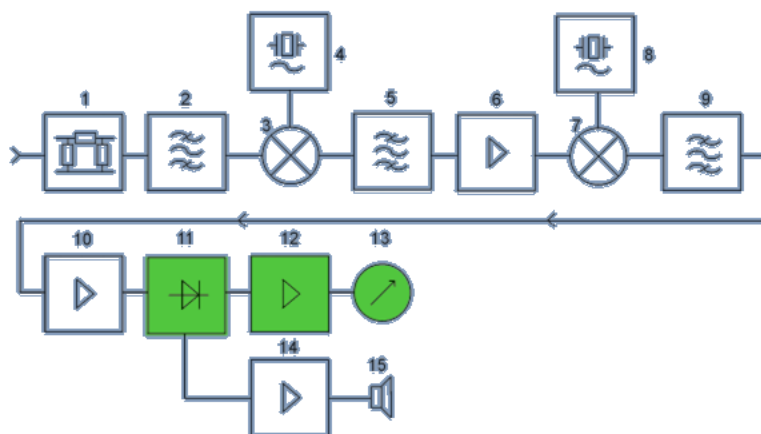
| Kmitočtový rozsah | Šírka pásma | Referenčná šírka pásma |
|--------------------|--------------------|------------------------|
| 9 kHz .. 150 kHz | 100 Hz .. 300 Hz | 200 Hz |
| 0,15 MHz .. 30 MHz | 8 kHz .. 10 kHz | 9 kHz |
| 30 MHz .. 1000 MHz | 100 kHz .. 500 kHz | 120 kHz |
| 1 GHz .. 18 GHz | 300 kHz .. 2 MHz | 1 MHz |

3.1 Bloková schéma EMI prijímača

Obrázok 6 znázorňuje detailnú blokovú schému EMI prijímača. S využitím preselekčného filtra a rozložením medzifrekvenčnej konverzie na dva kaskádne zapojené medzifrekvenčné bloky predchádzame preťaženiu zmiešavačov [4]. Zoznam blokov EMI prijímača:

1. Vstupný prepínateľný atenuátor
2. Preselekčný filter
3. Prvý zmiešavač
4. Prvý lokálny oscilátor
5. Prvý medzifrekvenčný filter
6. Medzifrekvenčný zosilňovač
7. Druhý zmiešavač
8. Druhý lokálny oscilátor
9. Druhý medzifrekvenčný filter
10. Medzifrekvenčný zosilňovač
11. Demodulátor – detektor

- 12. Zosilňovač
- 13. Indikátor
- 14. Zosilňovač
- 15. Reprodukotor



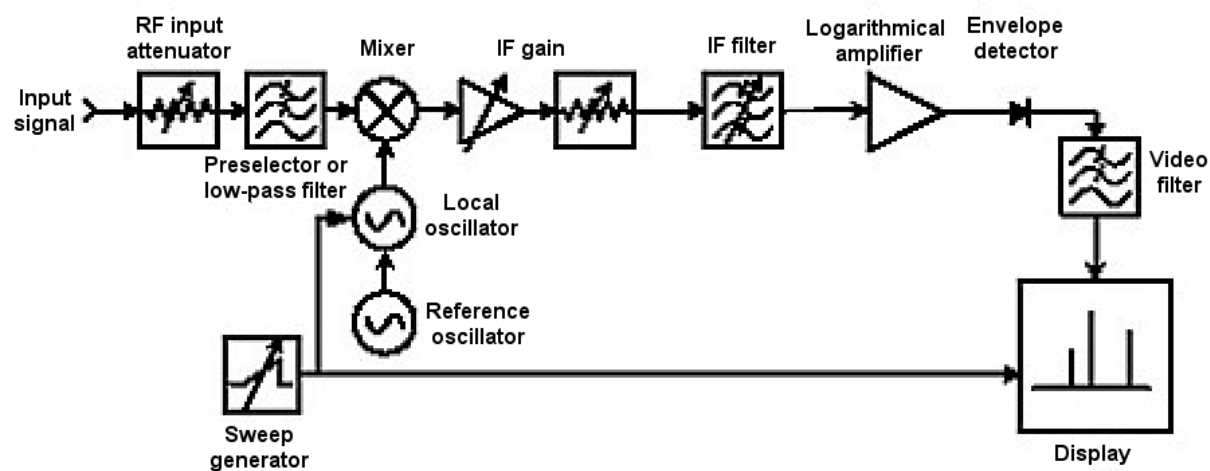
Obr. 6 Detailná schéma EMI prijímača

3.2 Spektrálny analyzátor

Spektrálny analyzátor (obr. 7) pracuje na heterodynovom princípe podobne ako EMI prijímač. To znamená, že selekcia hľadanej frekvencie alebo rozsahu frekvencií v rámci celého spektra je realizovaná zmiešavačom a medzifrekvenčným filtrom. V tomto prípade však do zmiešavača vstupuje celé frekvenčné spektrum spracovávaného signálu.

Vstupné bloky sú obmedzené iba na atenuátor a LP filter potlačujúci frekvencie nad spracovávaný frekvenčný rozsah. Nasleduje medzifrekvenčný zosilňovač, medzifrekvenčný filter, logaritmickeý zosilňovač, detektor obálky signálu, video filter a takto získané napätie je vedené na vertikálny vychýľovací systém obrazovky. Horizontálne vychýľovanie je riadené generátorom pílového signálu. Toto napätie je taktiež vedené na napätím riadený oscilátor generujúci harmonický signál ktorý vstupuje do zmiešavača spolu so vstupným širokopásmovým signálom.

Takáto koncepcia je menej odolná voči signálom s veľkou amplitúdou a hrozí preťaženie zmiešavača. Tým pádom spektrálnym analyzátorom nie je možné dosiahnuť tak vysokú hodnotu dynamického rozsahu ako meracím prijímačom.



Obr. 7 Bloková schéma spektrálneho analyzátora

4 EMI prijímače pracujúce v časovej oblasti

Predstavené zariadenia slúžiace na meranie rušivých napätí boli postavené na heterodynovom princípe a realizované analógovými štruktúrami. Takéto systémy súhrnne nazývame zariadenia pracujúce vo frekvenčnej oblasti. Ako bolo spomenuté v predchádzajúcich častiach, merania vo frekvenčnej oblasti sú časovo veľmi náročné – pre získanie jedného spektra vyžarovacej charakteristiky je potrebný čas niekoľkých hodín. Pre získanie kompletnej vyžarovacej charakteristiky takéto čiastkové meranie musí byť vykonané pri rôznych polohách meracej antény (rôzne výšky a uhly natočenia) vzhľadom na merané zariadenie a taktiež pre obidve polarizácie antény. Získanie takejto charakteristiky teda zaberá niekoľko dní.

Meracie systémy pracujúce v časovej oblasti (TDEMI – time domain EMI) umožňujú redukovat čas potrebný na meranie až 2000 násobne, teoreticky až na úrovni piatich rádov [5]. Sú postavené na princípe vzorkovania EMI signálu v čase viacerými AD prevodníkmi. S využitím techník digitálneho spracovania signálov, zvolením vhodného frekvenčného rozlíšenia, virtuálneho medzifrekvenčného filtra a detektora je možné získať amplitúdovo frekvenčné charakteristiky EMI signálu zodpovedajúce požiadavkám CISPR 16 [1, 3]. Transformácia signálu z časovej oblasti do frekvenčnej je realizovaná rýchlou Fourierovou transformáciou (FFT).

Prvé realizácie TDEMI meracích systémov využívali pri digitálnom spracovaní signálu výpočtový výkon osobných počítačov [15], takýto systém dokázal redukovat čas potrebný na meranie 50-krát v porovnaní s meraniami vo frekvenčnej oblasti. Pri vývoji kompaktnejších systémov boli matematické algoritmy realizované na signálových procesoroch (DSP). Tieto stále neposkytovali dostatočný výpočtový výkon a tak súčasné TDEMI systémy vykonávajú časovo náročné matematické operácie na hradlových poliach (FPGA), kde bola dosiahnutá redukcia času 2000 násobná [5].

Počas vývoja elektrických a elektronických zariadení majú EMI meracie zariadenia nenahraditeľnú úlohu pri odhaľovaní návrhových nedostatkov negatívne ovplyvňujúcich celkové elektromagnetické vyžarovanie zariadenia. V návrhových štádiách nie je nutné používať meracie zariadenia plne vyhovujúce medzinárodným špecifikáciám, no je potrebné aby poskytovali výsledky porovnateľné so zariadeniami vyhovujúcim týmto špecifikáciám. Plne vyhovujúce meracie zariadenia sú využívané až vo finálnych fázach testovania zariadenia. S využitím TDEMI systémov je teda možné znížiť finančné aj časové nároky pri uvádzaní zariadenia do prevádzky, resp. na trh.

5 Digitálne spracovanie signálov v TDEMI systéme

Nasledujúca časť popisuje metódy používané v TDEMI systémoch pre získanie spektrálnej charakteristiky z diskrétného navzorkovaného signálu.

5.1 Odhad spektrálnych zložiek

V prípade systémov pracujúcich vo frekvenčnej oblasti amplitúdu spektrálnej zložky reprezentuje demodulované napätie z výstupu medzifrekvenčného filtra. Pri navzorkovanom signáli môžeme simulovať elektronické deje prebiehajúce v zmiešavači, filtroch a detektore. No takýto postup by bol nedostatočne efektívny, preto TDEMI systémy využívajú poznatky z teórie spracovania signálov. Analógové filtre nahradzujeme FIR alebo IIR filterami, ktoré charakterizujeme prenosovou funkciou, resp. koeficientami filtra. Prenos digitálneho filtra získame konvolúciou vstupného signálu s jeho koeficientami, vyhodnotenie amplitúdy spektrálnej zložky realizujeme pomocou Fourierovej transformácie.

Fourierova transformácia je matematická operácia, ktorá slúži na transformáciu signálov z časovej oblasti do oblasti frekvenčnej. Je vyjadrením časovo závislého signálu pomocou harmonických signálov, tj. funkcií sínus a kosínus. Fourierova transformácia $S(\omega)$ funkcie $s(t)$ je definovaná integrálnym vzťahom [10, 22, 24]:

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-i\omega t} dt \quad 5.1.1$$

5.2 Diskrétna Fourierova transformácia (DFT)

Skúmaný signál máme k dispozícii ako postupnosť jeho navzorkovaných hodnôt, ktoré zodpovedajú presne známym časovým okamihom. Jednotlivé časové vzorky signálu sú od seba vzdialené o konštantný časový interval T . Takto získame vzorky $x[nT]$ vzorkovaním v diskrétnych časových okamihoch $t=nT$ v nejakom konečnom časovom intervale merania T_0 . V takýchto prípadoch, keď je časový priebeh analógového signálu $x(t)$ daný konečnou diskretnou postupnosťou hodnôt $x[nT]$ (T – perióda vzorkovania), môžeme na výpočet spektra použiť diskretnú Fourierovu transformáciu (DFT). DFT umožňuje vypočítať z daných vzoriek obmedzeného časového priebehu vzorky spektra a opačne z daných vzoriek spektra vypočítať vzorky časového priebehu. Aby sme mohli vyjadriť aj časový priebeh a aj spektrum diskretnými hodnotami (vzorkami), musíme sledovaný časový priebeh uvažovať ako periodický vzorkovaný priebeh [6, s. 79].

V prípade, že uvažujeme postupnosť $x[n]$ s konečnou dĺžkou $n \in \langle 0; N - 1 \rangle$, potom je jednoduchší vzájomný vzťah medzi touto konečnou postupnosťou a jej DFT $X(e^{j\theta})$. Pri DFT neuvažujeme časovú ani frekvenčnú mierku. Namiesto času pracujeme s indexom vzorky voči celej dĺžke navzorkovanej postupnosti N , namiesto frekvencie pracujeme s pomernou uhlovou

frekvenciou θ , ktorá nadobúda hodnoty od 0 po 2π . V skutočnosti pre N vzoriek postupnosti $x[n]$ existuje len N vzoriek $X(e^{j\theta})$, ktoré sa nazývajú frekvenčné vzorky. Tieto vzorky sú definované v N frekvenčných bodoch $\theta = \theta_k$ pre $k = 0, 1, \dots, N-1$ a jednoznačne určujú postupnosť $x[n]$.

Fourierova transformácia $X(e^{j\theta})$ diskrétného signálu $x[n]$ neohraničeného v čase je definovaná:

$$X(e^{j\theta}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]e^{-jn\theta} \quad 5.2.1$$

Priama diskretná Fourierova transformácia $X[k]$ postupnosti $x[n]$ má tvar pri rovnomernom vzorkovaní $X(e^{j\theta})$ na osi θ v intervale $\theta \in \langle 0; 2\pi \rangle$ pre $\theta_k = 2\pi k/N$ pre $k=0, 1, \dots, N-1$:

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n]e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \quad 5.2.2$$

5.3 Rýchla Fourierova transformácia (FFT)

DFT hrá významnú úlohu v mnohých aplikáciách číslicového spracovania signálov, ktoré obsahuje lineárnu filtráciu, korelačnú, konvolučnú a spektrálnu analýzu. Z týchto dôvodov je dôležitá existencia efektívnejších algoritmov výpočtu DFT. Základný problém výpočtu DFT je výpočet postupnosti $X[k]$, ktorá je daná N komplexnými hodnotami, pomocou konečnej postupnosti $x[n]$ o dĺžke N

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n]W_N^{kn} \quad 5.3.1$$

kde činiteľ natočenia W_N má tvar

$$W_N = e^{-j\frac{2\pi}{N}} \quad 5.3.2$$

Každé komplexné násobenie vyžaduje štyri reálne násobenia a dva reálne súčty a každý komplexný súčet vyžaduje dva reálne súčty. Z toho vyplýva, že priamy výpočet $X[k]$ pre každú hodnotu k predstavuje N komplexných násobení a $N-1$ komplexných súčtov. Tým pádom počet operácií pre výpočet N hodnôt DFT je úmerný hodnote N^2 .

Metódy rýchleho výpočtu DFT súhrnne označujeme ako rýchla Fourierova transformácia, FFT (fast Fourier transform). Existuje množstvo modifikácií znižujúci počet potrebných matematických operácií transformácie. Najčastejšie využívajú vlastnosti symetrie ($W_N^{k+N/2} = -W_N^k$) a periodicity ($W_N^{k+N} = W_N^k$) činiteľa natočenia W_N .

Najrozšírenejším algoritmom FFT je algoritmus pre N , ktoré je celočíselnou mocninou dvoch. Základná myšlienka väčšiny algoritmov FFT spočíva v tom, že postupnosť vzoriek rozdelíme na menšie časti a určíme k nim DFT. Tento postup sa niekoľkokrát opakuje. Existujú dva základné typy týchto algoritmov – rozklad (decimácia) v časovej oblasti a vo frekvenčnej oblasti. Pri využití týchto algoritmov sa zníži počet potrebných matematických operácií na hodnotu úmernú $N \cdot \log_2 N$ [6, s. 83].

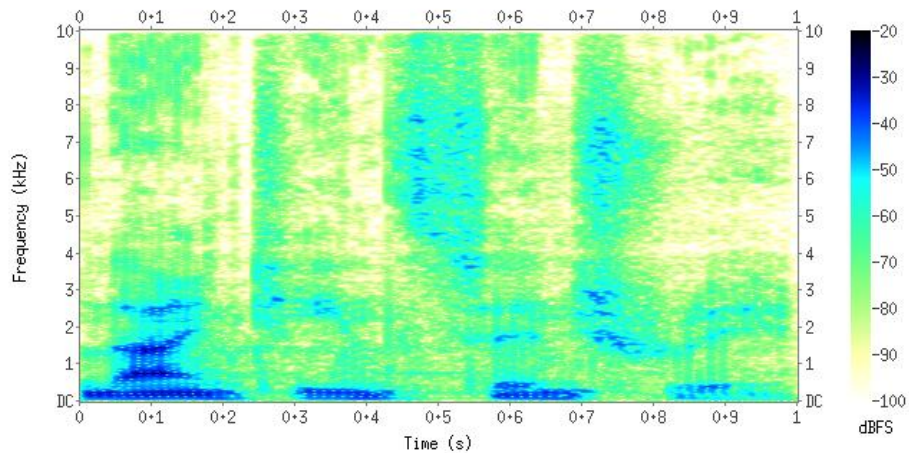
Pre lepšie pochopenie zníženia časovej náročnosti pri použití rýchlych algoritmov pre výpočet Fourierovej transformácie si predstavme, že transformujeme vektor dĺžky $N = 2^{10} = 1024$ z časovej oblasti do frekvenčnej. Určíme si, že jedna matematická operácia trvá rádovo $1 \mu s$. Pri použití DFT by transformácia trvala $N^2 = 2^{10} \cdot 2^{10} \mu s = 2^{20} \mu s \approx 1$ sekunda. S použitím FFT čas potrebný na transformáciu klesne na hodnotu $N \cdot \log_2 N = 2^{10} \cdot 10 = 10240 \mu s \approx 10$ ms.

5.4 Konečná Fourierova transformácia (STFT)

Fourierova transformácia je dekompozíciou signálu na jednotlivé frekvenčné zložky, pričom získané spektrum predstavuje len priemerné intenzity každého komponentu v celom časovom intervale analýzy. Nedokážeme teda identifikovať, kedy sa jednotlivé zložky vyskytujú, ani sledovať časový vývoj spektra, t.j. zmeny amplitúd alebo frekvencií jednotlivých zložiek. Vymedzením kratších intervalov signálu pomocou okna posúvajúceho sa pozdĺž časovej osi a následnou Fourierovou transformáciou takto získaných segmentov dostávame lokálne spektrum, nazývané konečná Fourierova transformácia (KFT, STFT – Short time Fourier transform) [10].

$$STFT_x^{(w)}(\tau, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) w(t - \tau) e^{-j\omega t} dt, \quad 5.4.1$$

kde $w(\tau)$ je analyzačné okno, premenná t vyjadruje lokalizáciu okna v čase. Umocnením absolútnej hodnoty funkcie STFT na druhú získame funkciu dvoch premenných nazývanú spektrogram (obr. 8). Spektrogram väčšinou zobrazujeme ako dvojrozmerný obrázok, kde každý obrazový bod určuje intenzitu spektrálnej zložky signálu v závislosti od času (vodorovná os) a frekvencie (zvislá os). Iná možnosť zobrazenia spektrogramu je formou trojrozmerného grafu.



Obr. 8 Spektrogram záznamu ľudskej reči

Pri časovo-frekvenčnej analýze sa zaujímame súčasne o časovú a aj frekvenčnú lokalizáciu spektrálnych zložiek. Použité okno ovplyvňuje lokalizačné schopnosti KFT a môže dôjsť k splývaniu viacerých zložiek signálu. Pri analýze je preto potrebné zvážiť vlastnosť časového aj frekvenčného rozlíšenia. Časová rozlišovacia schopnosť závisí pri danom type okna od jeho dĺžky. Charakterizujeme ju efektívnou dĺžkou trvania okna. Frekvenčnú rozlišovaciu schopnosť určuje Fourierov obraz oknovej funkcie a za jej mieru považujeme šírku frekvenčného pásma. Z vlastností Fourierovej transformácie je známe, že zmena mierky v časovej oblasti spôsobí inverznú zmenu mierky vo frekvenčnej oblasti. Časovú rozlišovaciu schopnosť môžeme teda zlepšiť iba za cenu zhoršenia frekvenčnej rozlišovacej schopnosti a naopak [6, s. 260].

5.5 Oknová funkcia

Pri DFT transformujeme rad diskretných hodnôt dĺžky N navzorkovaný v čase v pravidelných intervaloch T_{vz} , kde perióda T_{vz} je prevrátená hodnota vzorkovacej frekvencie. Najčastejšie budeme vzhľadom na podmienky použitia FFT pracovať s postupnosťou vzoriek o dĺžke mocniny dvoch. Skutočný časovo neobmedzený signál z ktorého budeme získavať spektrum si môžeme predstaviť ako nekonečne krát opakujúci sa tento vektor. Aby sme potlačili efekt rozmazávania spektra [24], je potrebné aby začiatkové hodnoty tejto postupnosti plynulo nadväzovali na jej koncové hodnoty, t.j. aby signál nejavil známky diskontinuity. Možností ako toto dosiahnuť je viacero. Ak pracujeme s harmonickým signálom, môžeme v ňom vyhľadať jednu celú periódu napríklad prostredníctvom sledovania nuly. Iná možnosť je prevzorkovať periodický signál so známou dĺžkou periódy tak, aby nám jedna perióda presne zodpovedala danému počtu vzoriek [10]. Existujú aj špeciálne algoritmy pre výpočet spektra nekoherentných signálov [17]. Všeobecné riešenie tohto problému bez ohľadu na charakter spracovávaného

signálu je metóda váhovania signálu oknom [24], čiže vynásobenie postupnosti oknovou funkciou.

Oknová funkcia je matematická funkcia, ktorá je nulová mimo vyhradeného intervalu. Podľa tejto základnej definície si môžeme predstaviť funkciu ktorá je v určitom intervale jednotková a v ostatných bodoch nulová. Takúto oknovú funkciu podľa jej grafickej reprezentácie nazývame pravouhlá oknová funkcia (Rectangular windowing function). Prenásobením signálu s oknovou funkciou tak získame funkciu, ktorá je mimo určeného intervalu nulová. Interval nenulových hodnôt nazývame „pohľad cez okno“ [12]. V najčastejších úlohách signálového spracovania signálov pracujeme s nezápornými symetrickými zvonovito tvarovanými oknami, ktoré dosahujú maximum v strede intervalu.

Najznámejšie okná a ich predpisy (N - celkový počet vzoriek, n – index konkrétnej vzorky, $0 \leq n < N-1$; α, σ sú parametre okna):

- Pravouhlé

$$w(n) = 1 \quad 5.5.1$$

- Hannovo

$$w(n) = 0.5 \left(1 + \cos \left(\frac{2\pi n}{N-1} \right) \right) \quad 5.5.2$$

- Hammingovo

$$w(n) = 0.54 - 0.46 * \cos \left(\frac{2\pi n}{N-1} \right) \quad 5.5.3$$

- Tukey-ho

$$w_0(n) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(\pi \left(\frac{2n}{\alpha N} - 1 \right) \right) \right] \\ \frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(\pi \left(\frac{2n}{\alpha N} - \frac{2}{\alpha} + 1 \right) \right) \right] \end{cases} \quad 5.5.4$$

- Kosínusové okno

$$w(n) = \cos \left(\frac{\pi n}{N-1} - \frac{\pi}{2} \right) = \sin \left(\frac{\pi n}{N-1} \right) \quad 5.5.5$$

- Sinc alebo Lanczosovo okno

$$w(n) = si \left(\frac{2n}{N-1} - 1 \right) \quad 5.5.6$$

- Bartlettovo alebo Trojuholníkové okno

$$w(n) = \frac{2}{N-1} \left(\frac{N-1}{2} - \left| n - \frac{N-1}{2} \right| \right) \quad 5.5.7$$

- Gaussovo

$$w(n) = e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{n - \frac{N-1}{2}}{\frac{\sigma(N-1)}{2}} \right)^2} \quad 5.5.8$$

- Blackmannovo

$$w(n) = a_0 - a_1 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) + a_2 \cos\left(\frac{4\pi n}{N-1}\right) \quad 5.5.9$$

$$a_0 = \frac{1-\alpha}{2}; a_1 = \frac{1}{2}; a_2 = \frac{\alpha}{2} \quad 5.5.10$$

- Kaiserovo (parameter I_0 je modifikovaná besselova funkcia prvého druhu)

$$w(n) = \frac{I_0\left(\pi\alpha\sqrt{1-\left(\frac{2n}{N-1}-1\right)^2}\right)}{I_0(\pi\alpha)} \quad 5.5.11$$

Gaussovo okno je jediná oknová funkcia, ktorej transformácia do frekvenčnej oblasti je opäť tá istá funkcia. Na rozdiel od ostatných funkcií, nie je obmedzená na konkrétny interval, ale je nenulová v celom definičnom obore reálnych čísel. Pre jej praktické použitie je teda nutné túto funkciu uzavrieť určitým intervalom, alebo na ňu aplikovať ďalšiu oknovú funkciu.

Prenásobením neznámeho signálu navzorkovaného v čase oknovou funkciou získame signál, ktorého hodnoty budú so vzdďľovaním od stredu postupnosti konvergovať ku nulovej hodnote. Transformáciou takéhoto signálu do frekvenčnej oblasti potlačíme vplyvy nespojitosti na okrajových hodnotách vektora ktoré by vyústili do rozmazávania spektra (angl. spectral leakage) [24, 5] a zvýšeniu šumovej úrovně. Rozmazávanie spektra by bolo spôsobené všetkými spektrálnymi zložkami signálu s neceločíselným počtom periód na celý transformovaný interval. Možnosti redukcie efektov rozmazávania spektra ako aj efektov aplikácie okna na vzorkovaný signál a jeho SNR je možné nájsť v literatúre [17].

Z hľadiska výsledného spektra prenasobenie dvoch časových signálov zodpovedá konvolúcii spektier oboch signálov. Transformáciou harmonického signálu s celočíselným počtom periód vzhľadom na dĺžku transformovanej postupnosti by sme získali iba jednu spektrálnu zložku. Aplikáciou okna vzniknú vo výslednom spektre vplyvom konvolúcie ďalšie spektrálne komponenty, ktoré však vo vstupnej postupnosti nevystupovali. Aplikácia okna teda

prispieva ku znehodnoteniu spektrálnej informácie. V záujme dosiahnutia čo najvyššej presnosti sa snažíme použiť taký druh okna ktorého šírka pásma je čo najužšia.

Prenásobením taktiež získame signál reprezentujúci menšiu energiu, keďže jeho vzorky sú ku koncom utlmené. Na korekciu tohto nedostatku je oknová funkcia $w(n)$ prenasobená takou skalárnou hodnotou, aby plocha oknovej funkcie zodpovedala ploche pravouhlého okna rovnakej dĺžky. Vychádzame z parametra G_c (koherentné zosilnenie, coherent gain) ktorý ma nasledovnú definíciu:

$$G_c = \frac{1}{N} * \sum_{n=0}^{N-1} w[n] \quad 5.5.12$$

Skalárna veličina ktorou násobíme koeficienty okna je teda prevrátená hodnota koherentného zosilnenia G_c [7], získavame novú oknovú funkciu w_c podľa

$$w_c[n] = \frac{1}{G_c} w[n] \quad 5.5.13$$

5.6 Koeficient prekrytia

Konečnú Fourierovu transformáciu si môžeme predstaviť tak, že máme lineárny vektor predstavujúci okno a tento posúvame po zdrojovom signáli. Pre každú polohu vypočítame súčin okna a zdrojového signálu a takýto vektor transformujeme do frekvenčnej oblasti. Vzhľadom na typ oknovej funkcie je potrebné určiť, o akú časť dĺžky okna samotné okno posúvame po zdrojovom signáli.

Na obrázku 9 je názorne zobrazený postup výpočtu STFT (KFT). Po nastavení matematického predpisu pre vstupný signál je následne zvolený typ okna a vypočítaná séria spektier (napravo) pre rôzne polohy okna vzhľadom na vstupný signál. Vstupný signál je zobrazený červenou farbou, polohy okna zelenou a zdrojový signál vstupujúci do Fourierovej transformácie modrou.

Pri pravouhlom okne je uvažovaná každá vzorka každej Fourierovej transformácie s rovnakou váhou. Preto je možné posúvať pri STFT okno o celú jeho dĺžku. Pri zvonovitých oknových funkciách ktoré v hraničných hodnotách dosahujú nulové hodnoty je vhodné uvažovať o posune okna v hodnote menšej ako je celá dĺžka okna. Na obrázku 9, kde sú zelenou farbou zobrazené jednotlivé polohy okna je jasne vidieť, že hodnoty zodpovedajúce okrajovým polohám okna sú uvažované s minimálnou váhou v porovnaní so vzorkami zodpovedajúcimi stredu okna. Pri STFT so zvonovito tvarovanou oknovou funkciou a posunom okna o celú jeho dĺžku je teda získaná séria spektier, ktorá zanedbáva signál v oblasti okrajových koeficientov okna.

Zavádzame pojem koeficient prekrytia O_f (Overlapping factor) ako pomer dĺžky okna vo vzorkách ku počtu vzoriek posunu okna. Tento parameter, ako aj dĺžka okna vo vzorkách závisí od zvoleného typu okna ako aj od vzorkovacej frekvencie.

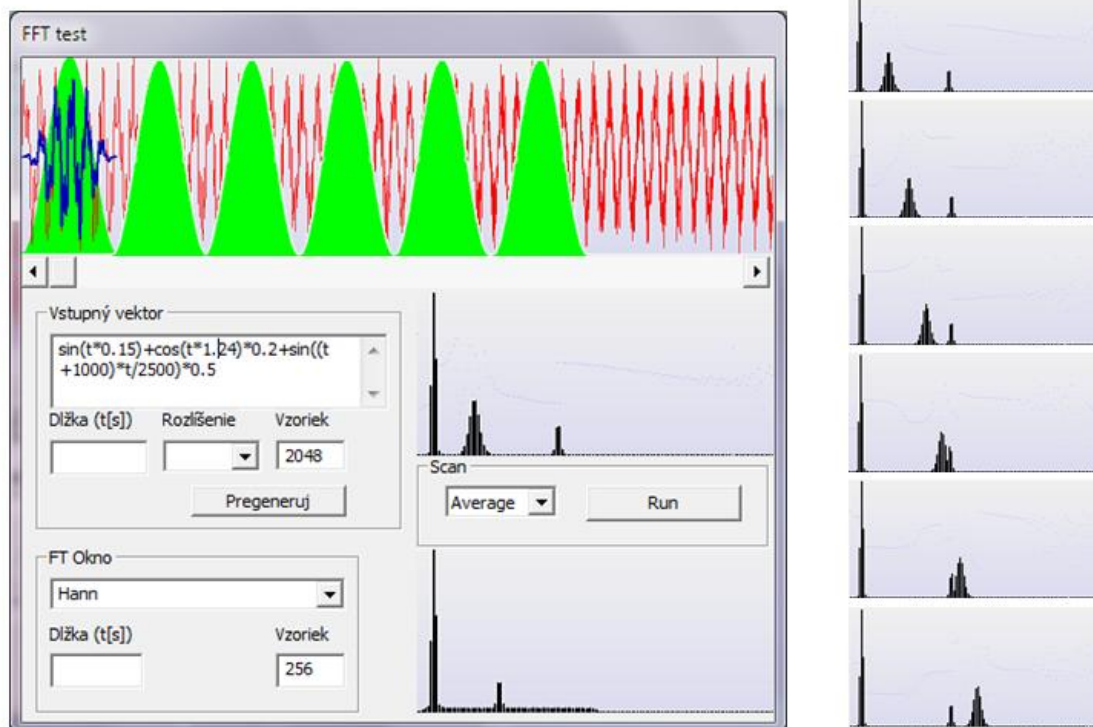
Koeficient prekrytia je možné definovať aj vo frekvenčnej oblasti prostredníctvom frekvencie získavania STFFT blokov f_{sBB} a šírky bloku transformácie Δf [5]:

$$O_f = \frac{\Delta f}{f_{sBB}}, \quad 5.6.1$$

pričom časový interval zodpovedajúci hodnote posunu okna má tvar

$$T_{sBB} = \frac{1}{f_{sBB}} \quad 5.6.2$$

Pre potlačenie efektu rozmazávania spektra musí byť zvolená šírka pásma Δf STFFT transformácie menšia ako polovica 6 dB šírky pásma modelovaného medzifrekvenčného filtra. Pre dodržanie Nyquistovho kritéria musí byť frekvencia získavania blokov f_{sBB} aspoň dvojnásobok spomenutej 6 dB šírky pásma. Nyquistove kritérium nám určuje vzorkovaciu frekvenciu minimálne dvojnásobnú, ako je šírka pásma, aby sa predišlo aliasingu. Pre splnenie oboch požiadaviek musí koeficient prekrytia dosahovať hodnotu aspoň 4 [5].



Obr. 9 Aplikácia znázorňujúca výpočet STFT (KFT)

5.7 Detekcia

Spracovaním série spektier získaných KFT je možné určiť vrcholové spektrum celkového signálu tým, že pre každú frekvenčnú zložku vyhľadáme maximálnu dosahovanú hodnotu v celej sérii spektier. Podobne vieme určiť priemerné spektrum signálu alebo kvázi vrcholové spektrum.

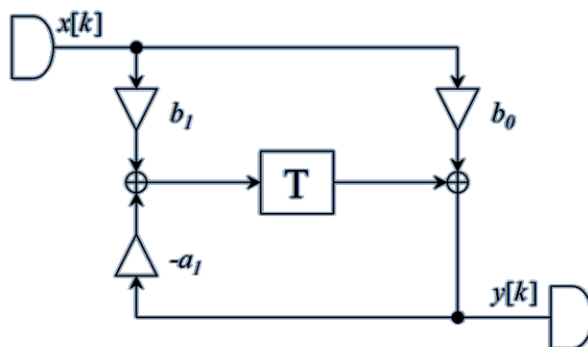
Na rozdiel od EMI prijímačov pracujúcich v čase, ktoré vyhodnocujú iba intenzitu jednej spektrálnej zložky, TDEMI systémy založené na KFT zobrazujú priebežne celé spektrum signálu.

5.8 Kvázi vrcholový detektor

Analógovú štruktúru kvázi vrcholového detektora (obr. 3) vieme nahradiť IIR filtrom alebo kaskádnym zapojením dvoch IIR filtrov [16], ktorých štruktúra je znázornená na obrázku 10. V kvázi vrcholovom detektore rozlišujeme dva stavy v závislosti od ktorých nadobúda koeficient b_0 dve rôzne hodnoty. Hodnotu koeficientu b_0 volí komparátor porovnaním vstupnej $x[k]$ a výstupnej $y[k]$ hodnoty.

Ak je vstupná hodnota $x[k]$ menšia ako hodnota pamäťového člena T (resp. výstupná hodnota $y[k]$), koeficient b_0 je nastavený na nulu. Výstupná hodnota $y[k]$ teda reprezentuje priamo hodnotu pamäťového člena T . Táto hodnota však pri každej iterácii postupne klesá vplyvom kladnej hodnoty koeficientu a_1 , ktorá reprezentuje vybíjajúcu konštantu.

Ak je na vstupe $x[k]$ hodnota väčšia ako hodnota pamäťového člena T . Koeficient b_0 je nastavený na kladnú hodnotu a príspevok po násobení koeficientom b_1 prevyšuje príspevok za násobením $-a_1$, pamäťový prvok sa nabíja.



Obr. 10 IIR filter simulujúci QP detektor

Jednou takouto štruktúrou vieme nasimulovať chovanie jednoduchého detektora s dvomi časovými konštantami (nabíjacou a vybíjacou). Kaskádnym pripojením ďalšej IIR sústavy charakterizujúcej časovú konštantu kriticky tlmeného indikačného prístroja získame model

systému poskytujúci odozvu zodpovedajúcu analógovému QP detektoru. Na obrázku 11 je zdrojový kód simulujúci takúto štruktúru v diskretnom čase. Koeficienty a vstupný signál je zvolený tak, aby bola štruktúra stabilná a aby bola názorne zobrazená potreba kaskádneho zapojenia dvoch IIR sústav pre dostatočnú a rýchlu filtráciu.

```

fac = 20;
seq = [zeros(1, 100-fac), ones(1, fac)];
in = [seq seq seq seq seq seq seq seq seq seq];

charge = 0.009;
discharge = 0.005;
meter = 0.01;
out(1) = 0;
outm(1) = 0;

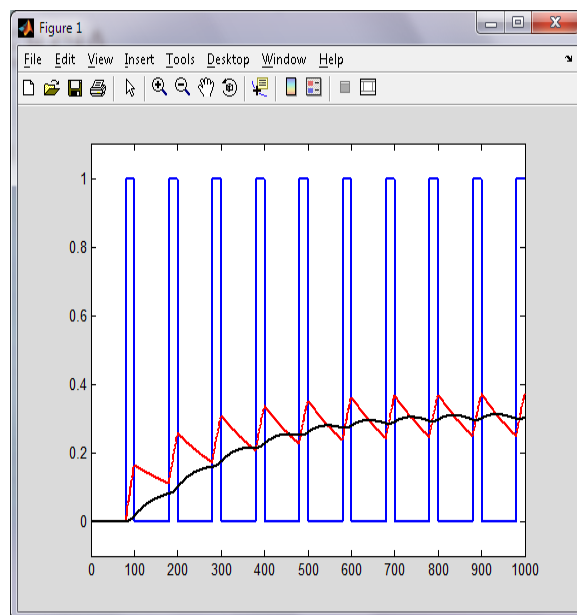
for i=2:length(in)
    if (in(i) > out(i-1)) % nabijanie
        out(i) = in(i)*(charge) + out(i-1)*(1-charge);
    else % vybíjanie
        out(i) = in(i)*(discharge) + out(i-1)*(1-discharge);
    end % koeficient zobrazovania
    outm(i) = out(i)*(meter) + outm(i-1)*(1-meter);
end

plot(in, 'b', 'lineWidth', 2);
hold on
plot(out, 'r', 'lineWidth', 2);
plot(outm, 'k', 'lineWidth', 2);
axis([0, length(in), -0.1, 1.1]);
hold off

```

Obr. 11 Zdrojový kód kaskádneho zapojenia dvoch IIR štruktúr

Odozva takejto štruktúry na pravouhlý signál so striedou 20:80 je zobrazená na obrázku 12. Modrá farba predstavuje zdrojový signál. Červená výstup po prvej úrovni IIR filtra simulujúcu nabíjací a vybíjací RC článok, čierna je výstup po následnej filtrácii modelom mechanickej odozvy indikačného prístroja.



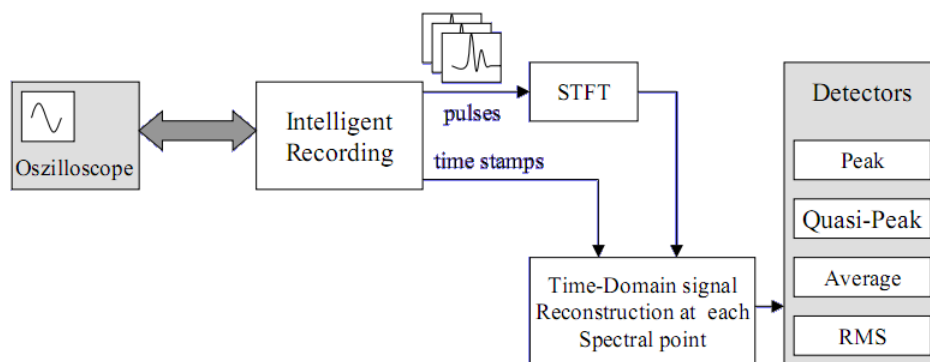
Obr. 12: Odozva kaskádnej sústavy IIR filtrov

6 Prvé TDEMI systémy

Prvé experimenty s EMI systémami pracujúcimi v čase boli realizované s pomocou osciloskopu s podporou fast frame móde a osobného počítača (obr. 13). Vo fast frame móde osciloskop zaznamenáva okrem časového priebehu aj informáciu o čase, kedy nastalo spustenie časovej základne osciloskopu (trigger) [8].

Osciloskop plní funkciu vzorkovania signálu. Vhodnou manipuláciou vertikálneho rozlíšenia a spúšťacej úrovne systém navzorkuje rôzne typy rušivých signálov v analyzovanom zdroji rušenia. Algoritmy v počítači vykonávajú spektrálny odhad pre získanie výsledného vyžarovaného spektra.

Diskreditácia analógového signálu bola realizovaná 8 bitovým AD prevodníkom. Výsledné spektrá takéhoto systému dosahujú rozdiel do 3dB oproti konvenčným EMI prijímačom [8].



Obr. 13 TDEMI systém s osciloskopom

Zjavný nedostatok tohto systému je nemožnosť spracovania signálu v reálnom čase. Osciloskop zaznamená vždy iba krátky časový interval a spustenie časovej základne je závislé od nastavenia spúšťacej úrovne a vertikálnych napätových rozsahov. Algoritmus preto musí systematicky voliť tieto parametre a počas procesu merania sa snaží nasnímať všetky typy rušivých signálov prítomných na vstupe zariadenia tak, aby neboli skreslené vplyvom nevhodne zvoleného vertikálneho rozlíšenia [15].

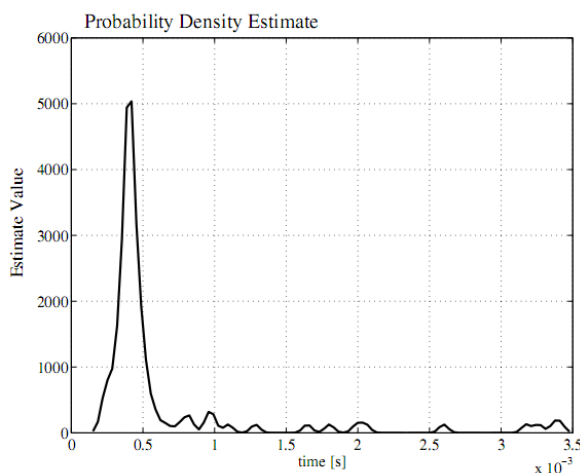
6.1 Štatistický model

Nedostatočné rozlíšenie 8 bitového prevodníka a taktiež nemožnosť vzorkovať signál priebežne v čase prostredníctvom osciloskopu zamedzila priamemu výpočtu spektra z priebežne vzorkovaného signálu v čase.

Aj keby sme mali k dispozícii vzorkovací systém pracujúci do frekvencie 1 GHz, podľa Nyquistovho kritéria by musel mať vzorkovaciu frekvenciu 2 GS/s. Takto by bol produkovaný dátový tok 2 GB/s, ktorý by musel byť buď uchovaný v pamäti pre následné spracovanie, alebo spracovávaný v reálnom čase. Záznam o dĺžke 5 sekúnd by zaberal 10 GB pamäte a ani takýto časový interval by nemusel spoľahlivo postačovať na charakterizáciu vyžarovaného spektra neznámeho zariadenia. Výpočet STFT z takéhoto toku dát v reálnom čase prostredníctvom súčasnej dostupnej výpočtovej techniky je nemysliteľný.

Bol navrhnutý postup, ako získať štatistický model analyzovaného signálu. S jeho pomocou sa dá určiť štatisticky ekvivalentné spektrum signálu analyzovaného zdroja rušivého signálu, napriek tomu že nemáme k dispozícii jeho presnú časovú reprezentáciu.

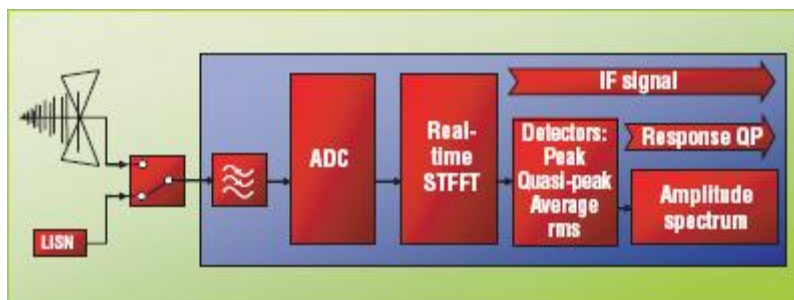
Podstatou získania štatistického modelu rušivého signálu je dekompozícia signálu na stacionárny signál a sériu charakteristických rušivých impulzov. Kritérium pre odlíšenie týchto dvoch druhov signálov súvisí s výpočtom RMS hodnoty signálu za určitý časový interval. Ak sa táto hodnota v čase nemení, jedná sa o stacionárny signál, a ak prekročí určitú zvolenú hodnotu, je takýto signál uvažovaný ako impulzný. Pre každý typ rušivého impulzu sú zaznamenané aj jeho opakovacie frekvencie. Takto získame funkciu hustoty rozdelenia časových intervalov medzi nastaním tohto konkrétneho typu impulzu (obr. 14). S pomocou metód spracovania signálov je možné zo spektra stacionárnej zložky rušivého signálu, jednotlivých impulzných rušení a ich hustoty časového rozdelenia určiť spektrum výsledného signálu, ktoré je štatisticky ekvivalentné so spektrom získaným konvenčným EMI prijímačom [8, 16].



Obr. 14 Hustota rozdelenia časových intervalov

7 Moderný TDEMI merací systém

Obrázok 15 znázorňuje blokovú schému moderného TDEMI meracieho systému. Zdroj signálu je buď širokopásmová logaritmicko-periodická anténa (30MHz..3GHz), v prípade vedených emisií je to impedančná stabilizačná sieť (LISN, 9kHz..30MHz). EMI signál je filtrovaný LP filtrom aby sa predišlo aliasingu pri vzorkovaní. Jediný analógový komponent takéhoto systému je LP filter a viac rozsahový AD prevodník (resp. sústava AD prevodníkov). Následne je signál spracovávaný v digitálnej forme pomocou metód číslicového spracovania signálov. Z priebežne získavaného spektra modulom STFFT je vyhodnocované výsledné spektrum, pričom je možné zvoliť si konkrétny typ detektora. Toto amplitúdové spektrum je zobrazené na obrazovke meracieho systému, resp. je zobrazená hodnota amplitúdy jednej zvolenej frekvenčnej zložky.



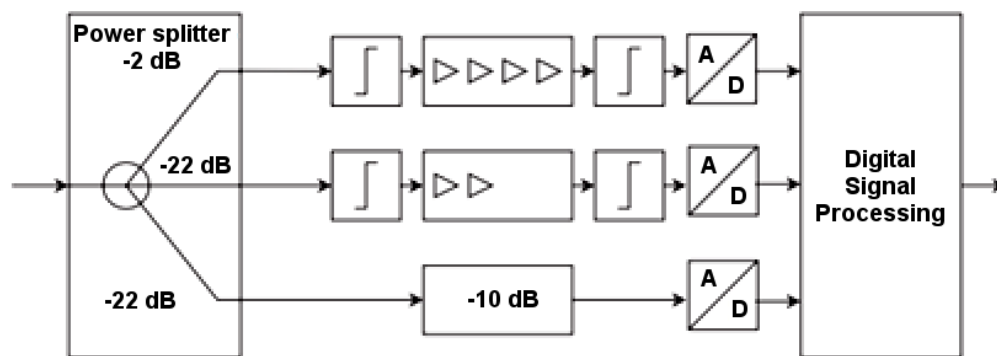
Obr. 15 Bloková schéma EMI meracieho systému pracujúceho v časovej oblasti

7.1 Vzorkovanie

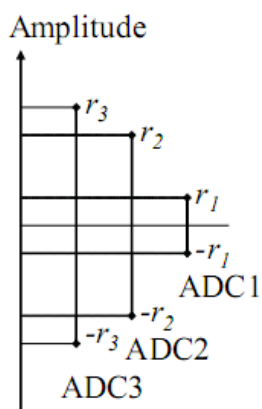
Signál je po antialiasingovom LP filtri vzorkovaný namiesto jedného prevodníka sústavou AD prevodníkov (obr. 16). Každý z nich pokrýva iný bipolárny rozsah napätia. Signál s malou amplitúdou je vzorkovaný prvým prevodníkom, ak napätie presiahne jeho rozsah, je vzorkované nasledovným prevodníkom, atď. Ak majú všetky tri prevodníky rovnaké parametre, prvý z nich poskytuje údaj s najvyššou presnosťou, resp. s najmenším kvantizačným šumom. Rozdelenie amplitúdového rozsahu na tri intervaly, ktoré reprezentujú rozsahy jednotlivých prevodníkov je znázornené na obrázku 17.

Pred vstupom do prevodníka je zaradený aj obmedzovač amplitúdy ktorý predchádza saturačným efektom na prevodníku ak napätie presiahne jeho amplitúdový rozsah. Blokom digitálneho signálového spracovania je výstup z viac rozsahového prevodníka transformovaný

na jednu hodnotu v pohyblivej rádovej čiarkke, následne na 16 bitové slovo. Táto hodnota je vygenerovaná práve z toho prevodníka, ktorý poskytoval najvyššiu presnosť, pričom napätie signálu spadalo do jeho rozsahu. Digitalizovaný EMI signál môže byť následne uložený do pamäte počítača alebo spracovaný v reálnom čase [9].



Obr. 16 Spracovanie signálu tromi AD prevodníkmi



Obr. 17 Pokrytie amplitúdového rozsahu prevodníkmi

Pri vzorkovaní podľa schémy na obrázku 16 a pri nastavení amplitúdových rozsahov prevodníkov podľa grafu na obrázku 17 rozlišujeme tri prevodníky: ADC1, ADC2, ADC3. Prevodník ADC3 spracováva celý amplitúdový rozsah signálu, prevodník ADC2 iba určitý rozsah amplitúd vstupného signálu, ktoré sú podmnožinou pracovného rozsahu prevodníka ADC3. A prevodník ADC1 pokrýva iba podmnožinu amplitúd rozsahu prevodníka ADC2. Ak signál spadá do pracovného intervalu prevodníka ADC2 je tým pádom dosiahnuté vzorkovanie s vyšším rozlíšením aké by dosiahol prevodník ADC3. Vyššie rozlíšenie vzorkovania taktiež poskytuje menšiu hodnotu kvantizačného šumu aká by bola dosiahnutá prevodníkom s nižším rozlíšením.

Do pamäte môžeme uložiť len vzorky zodpovedajúce takému časovému intervalu, aký nám poskytuje objem pamäte. Väčšinou sa jedná o hodnoty rádovo v sekundách. Následné spracovanie tohto signálu je vhodné iba na analýzu rušenia s presne vymedzeným časovým trvaním (napr. štartovanie automobilu).

7.2 Dynamický rozsah

Hlavný nedostatok TDEMI systémov je ich dynamický rozsah v porovnaní s konvenčnými prijímačmi. Vzhľadom na obmedzené rozlíšenie vysokorýchlostných AD prevodníkov je obmedzený aj ich dynamický rozsah, ktorý je dôležitý najmä pri vzorkovaní jednorazových alebo prechodových javoch. Pre účely TDEMI systémov sa využívajú komparačné AD prevodníky ktoré dosahujú vysoké rýchlosti prevodu. V závislosti od počtu bitov prevodníka rastie jeho komplexnosť exponenciálne. Napríklad štruktúra 13 bitového prevodníka je približne 32 násobne zložitejšia ako štruktúra 8 bitového, pričom dynamický rozsah je vyšší o 30 dB. Z tohto dôvodu TDEMI systémy využívajú súčasné vzorkovanie viacerými prevodníkmi [3, 18].

7.2.1 Kvantizačný šum

Pri analýze dynamického rozsahu jedného AD prevodníka vychádzame z kvantizačného šumu ktorý je superponovaný ku signálu počas jeho digitalizácie. Aby sme dosiahli parameter dynamického rozsahu porovnateľný s dynamickým rozsahom EMI prijímača, uvažujeme odstup signálu od šumu (signal to noise ratio, SNR) získaný z jedného spektra z STFFT transformácie.

Spektrálny odhad je získaný s pomocou diskkrétnej Fourierovej transformácie DFT. Táto transformácia sa využíva pre získanie spektra z navzorkovaného signálu o dĺžke N vzoriek. Pre potlačenie efektu rozmazávania spektra je na navzorkovaný signál aplikovaná gaussová oknová funkcia.

Všeobecný vzťah pre získanie odstup signálu od šumu je podiel výkonu signálu ku výkonu šumu:

$$SNR = \frac{P_{signal}}{P_{noise}} \quad 7.2.1.1$$

Pričom výkon signálu určíme ako druhú mocninu jeho smerodajnej odchýlky podľa vzťahu:

$$P_{Signal} = \sigma^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2 \quad 7.2.1.2$$

Výkon kvantizačného šumu prevodníka s kvantizačným krokom Δ je daný

$$P_{noise} = \sigma_e^2 = \frac{\Delta^2}{12} \quad 7.2.1.3$$

Digitalizovaný signál $\hat{x}[n]$ je superpozíciou pôvodného signálu $x[n]$ a kvantizačného šumu $e[n]$, po aplikácii oknovej funkcie dostávame:

$$z[n] = \hat{x}[n]w[n] = x[n]w[n] + e[n]w[n] \quad 7.2.1.4$$

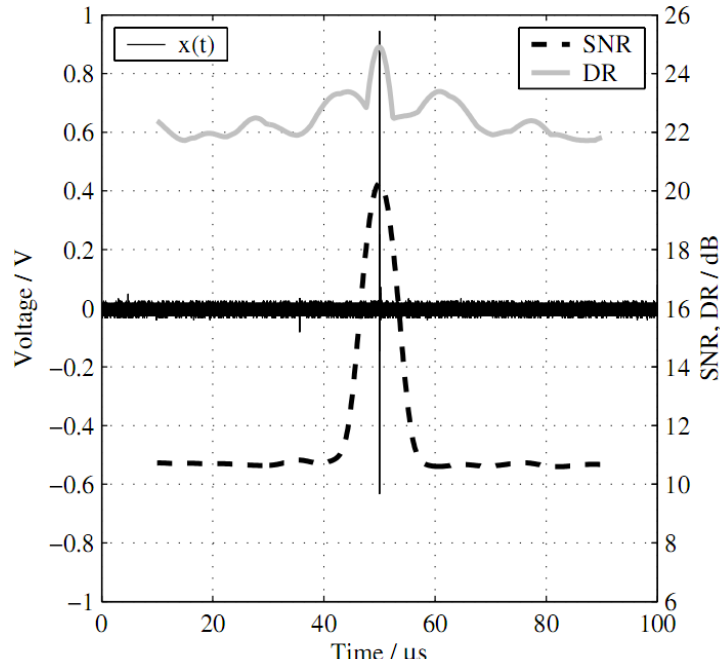
Kvantizačný šum $e[n]$ signál s rovnomerným rozdelením hustoty na intervale $\left[-\frac{\Delta}{2}; +\frac{\Delta}{2}\right]$. Na základe týchto poznatkov určíme odstup signál šum

$$SNR = \frac{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left(\hat{x}[n]w[n] - \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \hat{x}[k]w[k] \right)^2}{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left(e[n]w[n] - \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N e[k]w[k] \right)^2} \quad 7.2.1.5$$

Pre šumové signály amplitúdovo zanedbateľné voči užitočnému signálu $e[n] \ll x[n]$ môžeme nahradiť $\hat{x}[n]$ za $x[n]$ a získame

$$SNR \approx \frac{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left(x[n]w[n] - \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N x[k]w[k] \right)^2}{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left(e[n]w[n] - \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N e[k]w[k] \right)^2} \quad 7.2.1.6$$

Priebežným výpočtom spektra pomocou STFT získavame vzhľadom na charakter signálu časovo závislý odstup signál od šumu. Príkladom môže byť spracovanie signálu zobrazeného na obrázku 18 pre medzifrekvenčný filter 120 kHz a 8 bitový AD prevodník [13].



Obr. 18 Časovo závislý odstup signálu od šumu a dynamický rozsah

Dynamický rozsah EMI prijímača je definovaný ako rozdiel medzi maximálnou merateľnou úrovňou signálu a maximálnou šumovou úrovňou pochádzajúcou z konštrukcie EMI prijímača. Kvantizačný šum má charakter bieleho šumu, čiže jeho výkonová hustota je konštantná na intervale $\langle 0, f_s/2 \rangle$, kde f_s je vzorkovacia frekvencia. Na rozdiel od šumu, spektrálne rozdelenie výkonu signálu nie je konštantné, ale súvisí s jeho výkonovým spektrom $Z[n]$. Dynamický rozsah (dynamic range) jedného spektra STFT je daný

$$DR = \frac{\max(Z[n])N}{P_{noise}} \quad 7.2.1.7$$

Výkon stacionárneho signálu je v čase nemenný, odstup signálu od šumu pre takýto prípad vypočítame podľa vzťahu

$$SNR = 12 \frac{\overline{(x(t) - \bar{x}(t))^2}}{\Delta^2} \quad 7.2.1.8$$

Pre modelovaný medzifrekvenčný filter je odstup pre každú spektrálnu hodnotu definovaný výrazom

$$SNR_{IF} = SNR \frac{B_s}{B_{IF}} \quad 7.2.1.9$$

Kde B_s je celková spracovávaná šírka pásma meracieho systému a B_{IF} je ekvivalentná šumová šírka pásma medzifrekvenčného filtra. Pre model 120 kHz medzifrekvenčného je táto hodnota 90.3 kHz. Ak je na vstupe systému prítomná iba jedna diskretná spektrálna zložka, hodnota SNR je zvýšená o 44 dB. Maximálny dosiahnuteľný dynamický rozsah pre jeden 8 bitový AD prevodník pri vzorkovacej frekvencii 5 GSps a model 120 kHz medzifrekvenčného filtra je 94 dB [13]. Dynamický rozsah je taktiež negatívne ovplyvnený nelinearitami AD prevodníka.

7.2.2 Pracovné intervaly prevodníkov

Pri analýze paralelného zapojenia viacerých prevodníkov vychádzame z rozdelenia amplitúdového rozsahu na jednotlivé intervaly podľa obrázku 17. Každá analógová hodnota je zároveň digitalizovaná všetkými AD prevodníkmi. Ak hodnota leží v rozsahu $\langle -r_1; r_1 \rangle$, digitalizovaná hodnota je získaná z prvého prevodníka. Ak hodnota leží v rozsahu $\langle -r_2; -r_1 \rangle$ alebo $\langle r_1; r_2 \rangle$, hodnota je získaná z druhého prevodníka, takto postupujeme pre všetky prítomné prevodníky. Získaná hodnota z prevodníka je skorigovaná známym zosilnením zodpovedajúcim prvkom zapojeným medzi zdrojom vstupného signálu a konkrétnym prevodníkom. Počnúc prevodníkom ADC1, ktorý má najnižší amplitúdový rozsah, algoritmus overí, či signál neprekročil amplitúdový rozsah tohto prevodníka. V prípade 8 bitového komparačného prevodníka je táto situácia signalizovaná hodnotami 0 alebo 255 na výstupe prevodníka, resp. vnútorná konštrukcia prevodníka môže poskytovať špecifický riadiaci signál indikujúci

prekročenie rozsahu. Ak nastalo prekročenie rozsahu, algoritmus spracováva hodnoty nasledovných prevodníkov až dovtedy pokiaľ neobjaví hodnotu napätia v rámci rozsahu konkrétného prevodníka. Výsledkom tohto procesu je hodnota v pohyblivej rádovej čiarke reprezentujúca hodnotu analógového signálu s vyšším dynamickým rozsahom ako by bolo možné dosiahnuť s jedným prevodníkom. Táto hodnota je následne transformovaná na 16 bitové číslo reprezentujúce navzorkovanú hodnotu s pevnou rádovou čiarkou.

Otázne je, ako vhodne zvoliť napäťové rozsahy prevodníkov aby bolo dosiahnutý čo najvyšší odstup signálu od šumu. Pre tento účel vykonáme meranie vstupného signálu $x(t)$ počas vopred definovaného časového intervalu. Získame tabuľku početnosti pre všetky možné kombinácie výstupného slova prevodníka $H[k]$. Označme si napäťové rozsahy prevodníka i ako $\langle a_{i1}, a_{i2} \rangle$. Kvantizačný šum $P_{N,I}$ systému pozostávajúceho z I prevodníkov je definovaný vzťahom [13]

$$P_{N,I} = \frac{1}{12N} \left(d_1^2 \sum_{k=a_{11}}^{a_{12}} H[k] + \sum_{i=2}^I d_i^2 \alpha_i \right) \quad 7.2.2.1$$

kde

$$\alpha_i = \sum_{k=a_{i,1}}^{a_{i-1,1}} H[k] + \sum_{k=a_{i-1,2}}^{a_{i,2}} H[k] \quad 7.2.2.2$$

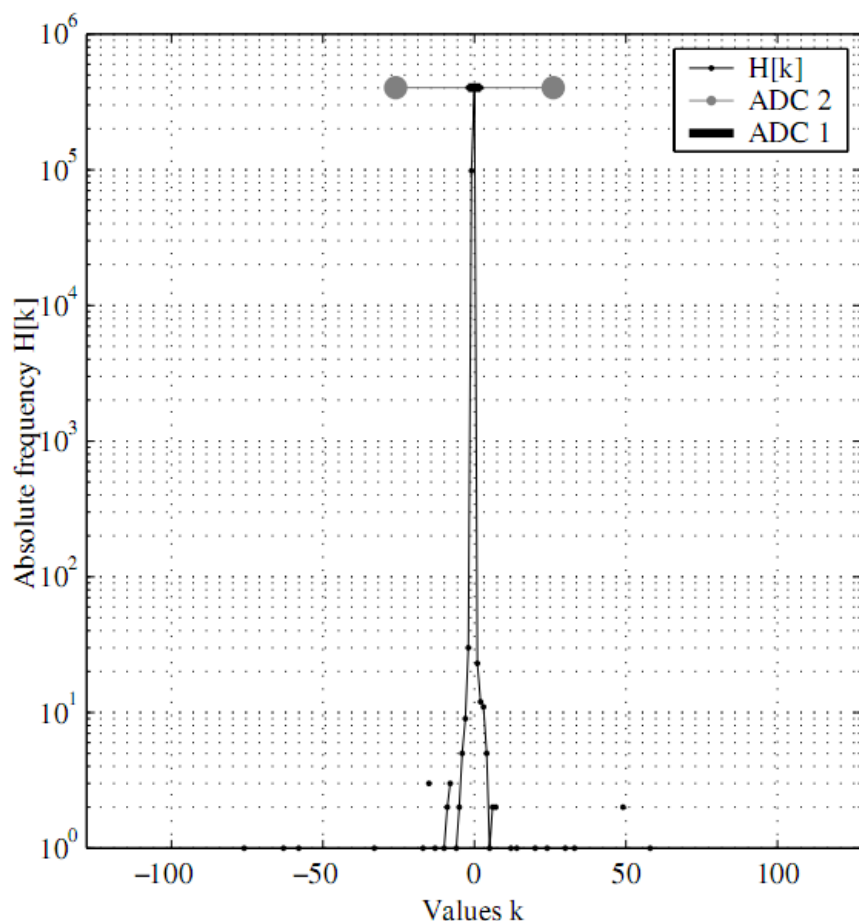
Za predpokladu, že sledovaný signál $x(t)$ nemá jednosmernú zložku a predpokladu, že tabuľka početností je symetrická okolo nuly $H(k) \approx H(-k)$ dostávame

$$P_{N,I}(r_1, \dots, r_{I-1}) \approx \frac{2}{12N} \sum_{i=1}^I \left(d_i^2 \sum_{k=r_{i-1}}^{r_i} H(k) \right) \quad 7.2.2.3$$

kde $r_0 = 0$. Kvantizačný krok d_i prislúchajúci prevodníku i je určený

$$d_i = 2^{-b_i} r_i \quad 7.2.2.4$$

kde b_i je počet bitov prevodníka i . V záujme maximalizácie odstup signálu od šumu musíme minimalizovať kvantizačný šum prevodníka. Táto úloha zodpovedá vyhľadaniu takých koeficientov r_1, \dots, r_{I-1} pre ktoré dosahuje $P_{N,I}$ absolútne minimum. Tento výsledok závisí od testovacieho signálu podľa ktorého bola vygenerovaná tabuľka početností $H[k]$. Obrázok 19 predstavuje ideálne rozdelenie intervalov pre 3 prevodníky vzhľadom na zvolený testovací signál a jeho charakteristiku $H[k]$ [13].



Obr. 19 Optimálne rozdelenie intervalov pre 3 prevodníky

Prevodník ADC3 digitalizuje plný amplitúdový rozsah, čomu zodpovedá vodorovná os obrázku 19. Prevodník ADC2 digitalizuje hodnoty v rozsahu -26 až 26 a interval medzi +2 až 2 je digitalizovaný prevodníkom ADC1. Nevýhoda tejto metódy je obmedzené rozlíšenie dané kvantizačným krokom prevodníka ADC3. Odhad parametrov r_i pre všetky prevodníky môže dosahovať iba diskkrétne hodnoty s krokom zodpovedajúcim kvantizačnému kroku prevodníka ADC3.

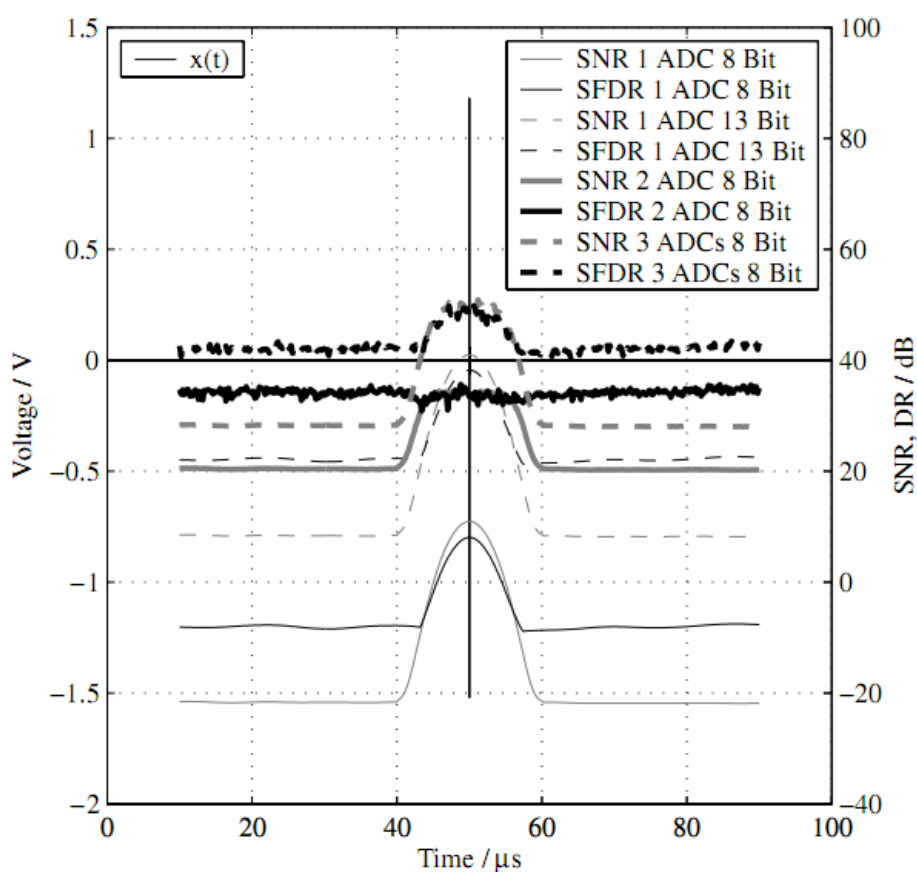
Pre určenie koeficientov r_i s vyššou presnosťou ako umožňuje táto metóda popísaná, môžeme aplikovať rovnaké princípy iteratívne. Prvotný odhad parametrov ostáva nezmenený. Získané koeficienty sú použité na nastavenie intervalov prevodníkov, signál $x(t)$ je opäť navzorkovaný ale vo vyššom rozlíšení. V ďalšom kroku je znova získaná tabuľka početností $H[k]$ s menším krokom ako v predošlej iterácii. Získame koeficienty r_i a celý postup môžeme viackrát opakovať [13].

7.2.3 Odstup signálu od šumu

Pri analýze odstup signálu od šumu pri zapojení viacerých prevodníkov paralelne predpokladáme že signál $x(t)$ nemá jednosmernú zložku. Výkon signálu určíme podľa vzťahu

$$P_{Signal} = \sigma^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i)^2, \quad 7.2.3.1$$

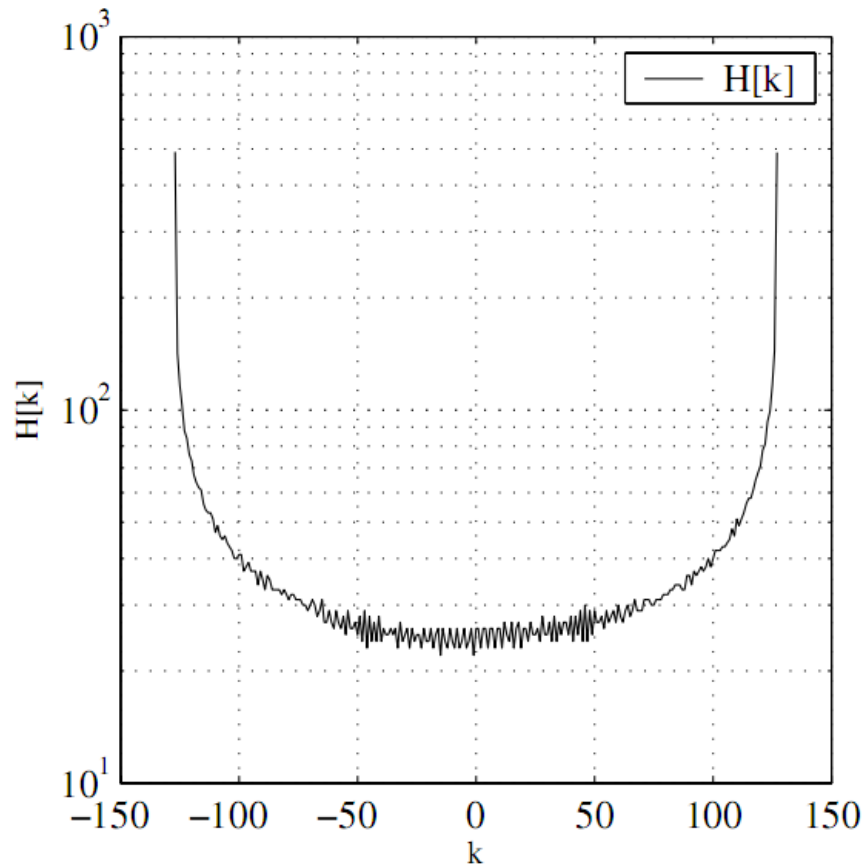
využitím vzťahu pre kvantizačný šum $P_{N,I}$ vieme odhadnúť časovo závislý odstup signálu od šumu digitalizovaného signálu, príkladom je obrázok 20 ktorý znázorňuje odstup signálu od šumu a parameter SFDR pre normalizovaný CISPR impulz pre rôzne kombinácie prevodníkov [13].



Obr. 20 Odhad parametrov rôznych prevodníkov pri testovacom signáli

Systém s jedným 8 bitovým ADC prevodníkom dosahuje maximálny SNR 10 dB. Systém s tromi takýmito prevodníkmi dosahujú maximálne SNR 50 dB. Toto je o 9 dB lepší výsledok pričom sa komplexnosť systému narástla iba trojnásobne v porovnaní s jedným 13 bitovým prevodníkom, ktorý je 32 násobne komplexnejší ako 8 bitový. Taktiež minimálna hodnota SNR

je v takejto konfigurácii zlepšená o 20 dB. Pri analýze stacionárnych signálov využívame ako testovací signál harmonický priebeh. Obrázok 21 zobrazuje početnosti kvantizačných hodnôt $H[k]$ pre sinusoidálny signál takej amplitúdy aby pokryl celý napäťový rozsah prevodníka.

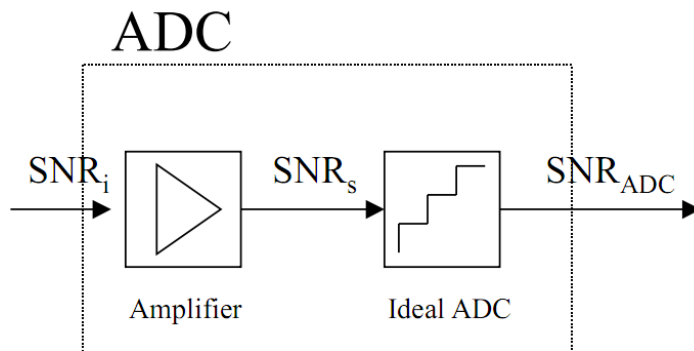


Obr. 21 Početnosti $H[k]$ pre sinusoidálny signál

Pri vzorkovaní tohto signálu jedným prevodníkom je dosiahnuté SNR 49 dB. V prípade použitia dvoch paralelných prevodníkov by bol dosiahnutý nárast SNR iba o 1 dB [13].

7.2.4 Nedostatky prevodníkov

Pri analýze odstupe signálu od šumu a dynamického rozsahu sme vychádzali iba z kvantizačného šumu. K sekundárnym zdrojom nepresností prispievajú taktiež teplotné šumy a nelineárne efekty [25]. Reálny AD prevodník môžeme podľa obrázku 22 vymodelovať kaskádnym zapojením nelineárneho šumového zosilňovača a ideálneho ADC.



Obr. 22 Reálny AD prevodník

Maximálny dosiahnuteľný SNR je znížený prídavným teplotným šumom produkovaným zosilňovačom. Skutočný odstup signálu od šumu má teda vzťah [13]

$$SNR_{ADC} = SNR_q - SNR_s \quad 7.2.4.1$$

Kde SNR_s je SNR signálu za zosilňovačom a SNR_q je teoretické SNR ideálneho ADC dané kvantizačným šumom a vstupným signálom. Zosilňovač má zosilnenie g_a a šumové číslo (NF, noise figure) N_a . Na vstupe máme signál s výkonom P_i a teplotný šum s výkonom P_{N0} . Pre odstup signálu od šumu na vstupe zosilňovača dostávame

$$SNR_i = \frac{P_i}{P_{N0}} = \frac{P_i}{kTB_s} \quad 7.2.4.2$$

táto hodnota je degradovaná zosilňovačom podľa

$$SNR_s = \frac{P_s}{P_{Ns}} = \frac{g_a P_i}{P_{Ns}} = \frac{P_i}{kTB_s N_a} \quad 7.2.4.3$$

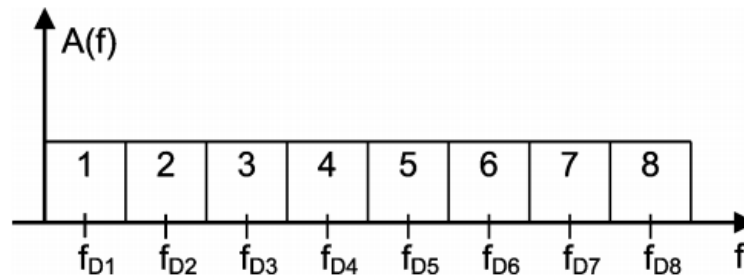
kde P_s je celkový teplotný šum po zosilnení a P_{Ns} je výkon signálu po zosilnení.

7.3 Digitálna redukcia toku dát

Ak požadujeme spracovanie navzorkovaného signálu v reálnom čase bez výpadkov, musíme mať k dispozícii prostriedok na transformáciu signálu z časovej oblasti do frekvenčnej schopný spracovávať celkový dátový tok produkovaný sústavou AD prevodníkov v reálnom čase. V praxi sa užívajú hradlové polia (FPGA), ktoré poskytujú mnohonásobne vyšší výkon pre jednoduché matematické úlohy ako súčasné osobné počítače. V literatúre sú opísané systémy postavené na princípe FFT algoritmov implementovaných na hradlových poliach, ktoré majú schopnosť výpočtu rýchlej Fourierovej transformácie signálu do vzorkovacej frekvencie 250 MSp/s [3]. Keďže od EMI prijímača očakávame frekvenčný rozsah aspoň do 1 GHz,

zodpovedajúca vzorkovacia frekvencia je 2 GHz. Je zrejmé, že potrebujeme navrhnuť spôsob ako znížiť dátový tok zo vzorkovača, aby mohol byť spracovaný FPGA procesorom. Na tento účel slúži blok digitálnej redukcie toku dát (DDC, Digital Down-Conversion) [19, 5].

Frekvenčné pásmo 30 MHz..1 GHz je rozdelené do ôsmich sub-pásiem (obr. 23) pričom je každé z nich následne transformované do základného pásma. Takýto signál je spracovávaný v reálnom čase modulom STFFT implementovaným na FPGA procesore. Keďže máme k dispozícii iba jeden FPGA procesor, tieto zúžené a stransformované sub-pásma so strednou frekvenciou f_{Di} sú spracovávané sekvenčne. Vždy generujeme spektrum signálu iba z jedného zvoleného sub-pásma [3].



Obr. 23 Rozdelenie spektra na sub-pásma

DDC systém (obr. 24) filtruje signál s digitálnym filtrom typu pásmová priepust. Potom je dátový tok znížený na hodnotu 250 miliónov vzoriek za sekundu. Celý tento proces je realizovaný polyfázovým decimátorom [3].

Strednú frekvenciu sub-pásma i označíme f_{Di} . Zvolené sub-pásma je posunuté do základného pásma. Operácia posunutia vo frekvenčnej oblasti zodpovedá násobeniu harmonickým signálom v časovej oblasti [22], pre signál $x[n]$ v časovej oblasti, kde $0 \leq n \leq N-1$ a jeho obraz $X[k]$ vo frekvenčnej oblasti, kde $0 \leq k \leq N-1$ má táto operácia zodpovedá zápisu

$$W_N^{-nl} x[n] \leftrightarrow X[k - l] \quad 7.3.1$$

kde koeficient natočenia W_N má tvar

$$W_N = e^{-j\frac{2\pi}{N}} \quad 7.3.2$$

po dosadení frekvencie f_D za l

$$x[n]e^{\frac{-j2\pi f_D n}{N}} \leftrightarrow X[k - f_D] \quad 7.3.3$$

s využitím Eulerovej formuly

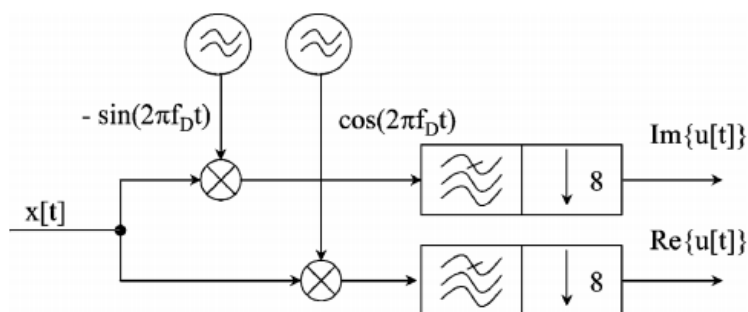
$$e^{jx} = \cos(x) + j \sin(x) \quad 7.3.4$$

koeficienty posunutia môžu byť vyjadrené ako

$$e^{\frac{-j2\pi n f_D}{N}} = \cos\left(\frac{-j2\pi n f_D}{N}\right) - j \sin\left(\frac{-j2\pi n f_D}{N}\right) \quad 7.3.5$$

Reálna časť signálu je získaná prenasobením s kosínusoidou, imaginárna prenasobením so sínusoidou. Takýmto spracovaním signálu je celé spektrum posunuté o hodnotu f_D . V záujme získania signálu jedného sub-pásma, sú použité dva identické polyfázové decimátory. Pri návrhu polyfázového decimátora a filtra je vhodné dodržať pre dosiahnutie čo najlepších výsledkov nasledovné parametre [3]:

1. Zvlnenie priepustného pásma filtra 0.1 dB
2. Útlm filtra 100 dB
3. Faktor decimácie 8



Obr. 24 Jednotka redukcie toku dát

Ako dolno-priepustný filter je využitý FIR filter rádu 95. Polyfázový decimátor s M vstupnými kanálmi sa skladá zo štruktúry M paralelných FIR sub-filtrov. Výstupy zo sub-filtrov sú na výstupe sčítané. Každý zo sub-filtrov produkuje výsledný signál so vzorkovacou frekvenciou 250 MS/s. Filtrovanie dolno-priepustným FIR filtrom znamená konvolúciu spignálu s impulznou odozvou $h[i]$ tohto filtra

$$u[n] = x[n] \times h[n] = \sum_{k=0}^N h[k]x[n - k] \quad 7.3.6$$

dosadením predpisu pre regulárnu decimáciu faktorom M

$$y[m] = u[nM] \quad 7.3.7$$

získame predpis pre polyfázový decimátor

$$y[m] = \sum_{k=0}^N h[k]x[nM - k] \quad 7.3.8$$

kde M je počet vstupných kanálov polyfázového decimátora, n je index vzorky v časovej oblasti a N stupeň LP filtra h.

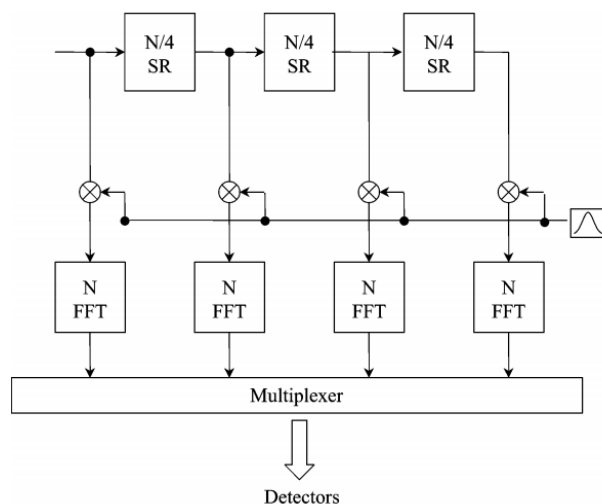
7.4 Spektrálna estimácia - FFT

Po zredukovaní toku dát modulom DDC prichádza na rad estimácia spektrálnych koeficientov. DDS produkuje dátový tok 250 MS/s ktorý zodpovedá šírke pásma 125 MHz. Tento je spracovávaný hradlovým poľom FPGA s implementovaným algoritmom FFT [20, 21]. Pre TDEMI systém s frekvenčným rozsahom do 1 GHz a tomu zodpovedajúcej vzorkovacej frekvencii aspoň 2 GS/s je prostredníctvom DDC produkovaných 8 tokov dát [3], každý zodpovedajúci inému frekvenčnému rozsahu celého spracovávaného spektra. Je zrejmé, že v takejto konfigurácii nie je možné vyhodnocovať celé navzorkované frekvenčné spektrum. DDC modul je v jednom časovom okamihu nakonfigurovaný pre konkrétny frekvenčný rozsah a tomu zodpovedajúci výstupný tok je spracovávaný hradlovým poľom. Sekvenčným prepínaním DDC modulu postupne spracovávame celý frekvenčný rozsah.

Vo funkcii meracieho prijímača, kedy sledujeme amplitúdu jednej zvolenej frekvenčnej zložky je DDC modul prepnutý na prenos jedného zvoleného frekvenčného intervalu do základného pásma, ktorého komponentom je aj nami sledovaná frekvenčná zložka. Vyhodnocovaním jej amplitúdy prostredníctvom algoritmu FFT získavame údaj v reálnom čase ktorý môže poslúžiť ako vstup pre kvázi vrcholový detektor. Norma CISPR definuje požiadavku na medzifrekvenčný analógový výstup. Tento je možné realizovať oscilátorom s nastavenou frekvenciou f_{IF} (frekvencia medzifrekvenčného filtra), ktorý je amplitúdovo modulovaný hodnotou získanou z FFT algoritmu.

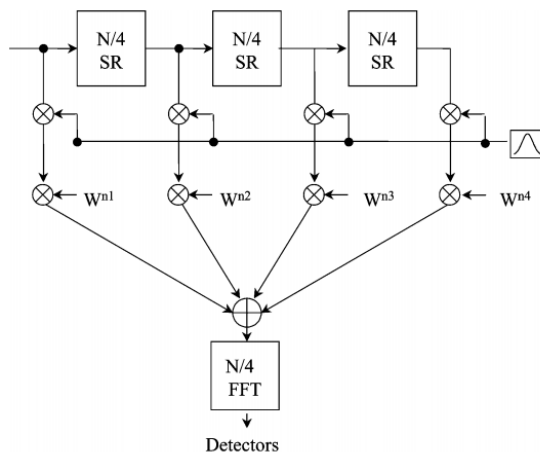
Výpočet spektra zo signálu vzorkovaného v reálnom čase je zabezpečené pomocou STFFT algoritmu (obr. 25). Tento priebežne produkuje čiastkové spektrá a pre ich skladanie do výsledného spektra sú charakteristické dva parametre – typ okna a koeficient prekrytia. Hodnotu prekrytia je potrebné zvoliť vzhľadom na typ okna čo najmenšiu, pre ktorú ešte nevznikajú nedostatky vplyvom spektrálnych únikov. Štvrtinové prekrytie je realizované pomocou troch kaskádne zapojených posuvných registrov. Vplyvom prekrytia je pre každú vstupujúcu vzorku generovaných paralelne N vzoriek ktoré treba transformovať do frekvenčnej oblasti.

Takýto systém by generoval teda štvornásobne väčší tok dát ako prichádza na vstup. Ak máme k dispozícii vstupný tok o hodnote 250 MS/s a FFT procesor ktorý dokáže spracovať práve 250 MS/s dát, je zrejmé že by takýto systém vyžadoval práve 4 takéto procesory.



Obr. 25 Konečná Fourierova transformácia

Decimáciou vo frekvencii (obr. 26) môžeme redukovať požiadavky na hardvérové nároky až desaťnásobne pri štvornásobnom zvýšení časových nárokov [18, 3]. Výsledkom je systém s iba jedným FFT procesorom do ktorého vstupuje súčet čiastkových tokov, ktoré sú pred sumáciou prenášobené činiteľom natočenia W^{ni} . Takáto konfigurácia produkuje iba zlomok (každý štvrtý) zo všetkých spektrálnych koeficientov. Postupnou zmenou činiteľa natočenia získame sekvenčne všetky dostupné spektrálne koeficienty. Výstup z FFT procesora je následne spracovaný pre simuláciu zvoleného typu detektoru.



Obr. 26 Konečná Fourierova transformácia s redukovaným počtom koeficientov

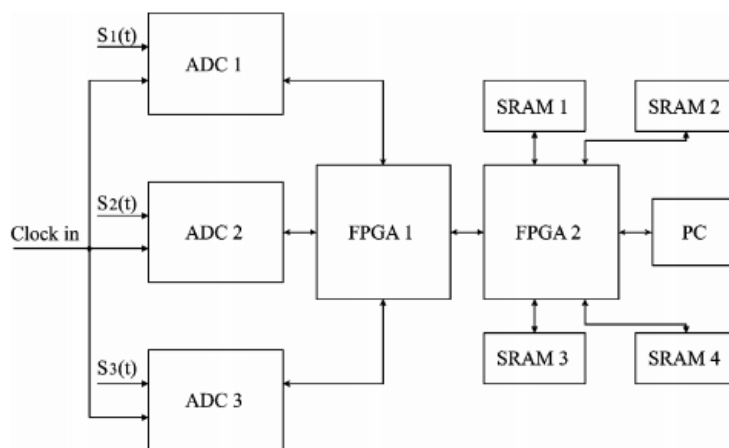
7.5 Hardvérová implementácia

Na obrázku 27 je zobrazená bloková schéma moderného TDEMI systému pracujúceho v reálnom čase. Na vstupe sú použité 2.3 GS/s 10 bitové AD prevodníky [3]. Signál z každého

prevodníka je demultiplexovaný faktorom 4 pre zníženie rýchlosti dátového toku na úkor štvornásobného rozšírenia šírky zbernice. Prvý FPGA procesor prijíma signál zo všetkých troch prevodníkov a pre každú vzorku generuje hodnotu v pohyblivej desatinnej čiarke. Následne je hodnota transformovaná do celočíselnej 16 bitovej hodnoty. Keďže je toto spracovanie vykonávané v reálnom čase, FPGA procesor prijíma dátový tok o hodnote 69 Gb/s. Štyri pamäťové SRAM čipy slúžia na uloženie navzorkovaného signálu. Decimálny filter je implementovaný na prvom FPGA procesore a STFFT algoritmus jednotlivé detektory sú implementované na procesore druhom. Vypočítané spektrum je pre zobrazenie odoslané pripojenému osobnému počítaču.

V opísanom systéme prevodníky dosahujú vzorkovaciu rýchlosť 2.3 GS/s pri 10 bitovom rozlíšení, odstup signálu od šumu 51 dBc (SNR), 7.8 efektívnych bitov (ENOB) [3].

Pre realizáciu TDEMI systému boli použité dva FPGA procesory, každý z nich disponoval 15360 funkčnými bunkami s celkovým dostupným výpočtovým výkonom 76.8 miliárd násobení a sčítaní za sekundu [3].



Obr. 27 Hardvérová implementácia TDEMI systému

7.6 Porovnanie času merania TDEMI a EMI

Čas testovania DUT (testované zariadenie, device under test) závisí od rýchlosti merania meracieho systému a minimálneho času zotrvania na jednej frekvenčnej zložke (dwell time) ktorý závisí od stratégie merania vyžarovaného rušenia ako aj povahy rušenia ktoré DUT produkuje.

Tabuľka 4 zobrazuje porovnanie potrebného času na vykonanie merania pre jeden scan vo frekvenčnom rozsahu 30 MHz až 1 GHz. Takéto merania sú popísané vo výrobových normách pre testovanie v automobilovom priemysle. Predstavme si, že na vozidle meriame frekvenčné charakteristiky rušivých signálov prijímaných anténami vozidla. Takýto kompletný test teda musí byť vykonaný pre každú anténu. Vzhľadom na nestacionárne vyžarovanie rôznych elektrických a elektronických zariadení vo vozidle je typický čas zotrvania na jednej frekvenčnej zložke nastavený na 2 sekundy. Frekvenčný krok je 50 kHz.

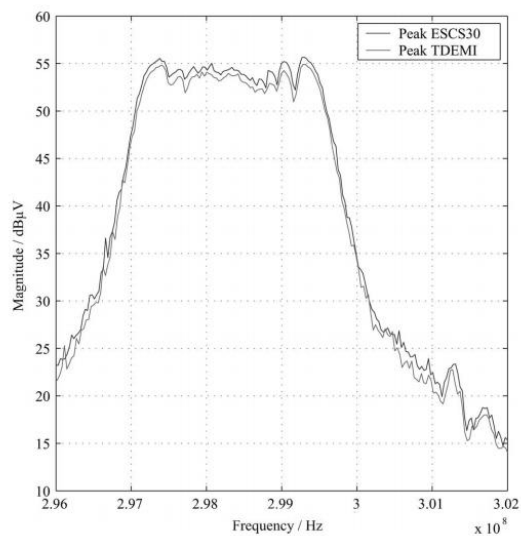
TDEMI systém s využitím štyroch STFFT blokov umožňuje spracovať v paralelne až 2500 diskretných spektrálnych zložiek. Pre zníženie hardvérových nárokov sa využíva decimácia vo frekvencii. Počet STFFT blokov sa redukuje z počtu 4 (definované koeficientom prekrytia) na jeden. Decimáciou vo frekvencii sa vykonáva výpočet iba pre každú štvrtú diskretnú spektrálnu zložku [3]. V oboch prípadoch je vyžadovaný čas na vykonanie merania menší ako 2 minúty. Meranie v rovnakých podmienkach konvenčnými systémami pracujúcimi vo frekvenčnej oblasti trvá 9 hodín.

Tab. 4 Porovnanie časových nárokov EMI prijímača a TDEMI

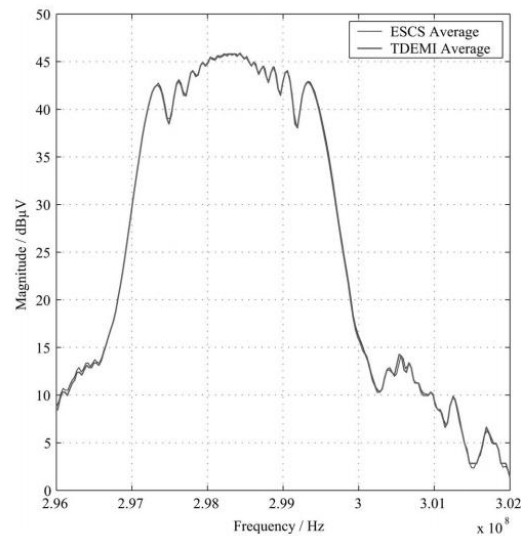
| | EMI Receiver | TDEMI |
|----------------------------------|--------------|-------------|
| dwel time | 2 s | 2 s |
| Number of frequencies | 19400 | 19400 |
| Frequencies (4 STFFT unit) | 1 | 2500 |
| Frequencies (1 STFFT unit) | 1 | 625 |
| Measurement time (approx) | 9 h | 16 s (64 s) |

7.7 Porovnanie výsledku merania TDEMI a EMI

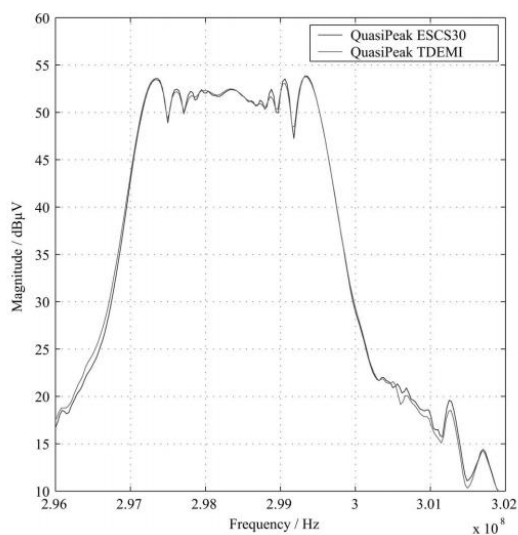
Pre vyhodnotenie presnosti merania TDEMI systémov bolo uskutočnené meranie elektromagnetického vyžarovania osobného počítača oboma systémami. Na frekvenčnom rozsahu 296 MHz až 302 MHz, čo zodpovedalo frekvencii taktovacieho oscilátora počítača. Pri vrcholovom detektore (obr. 28, dwell time 100 ms, frekvenčný krok 30 kHz) bol maximálny rozdiel oproti spektrálnemu analyzátoru 0.8 dB. Pri kvázi vrcholovom detektore (obr. 29, dwell time 2 s) bol maximálny rozdiel 0.4 dB. Pri detektore priemernej hodnoty (obr. 30, dwell time 4 s) bol rozdiel 0.2 dB. Pri porovnávaní na frekvenčnom rozsahu 30 MHz až 1 GHz (obr. 31, 100 ms dwell time) ktoré trvalo 11 sekúnd s TDEMI systémom a 50 minút s konvenčným systémom bol maximálny rozdiel v nameraných hodnotách približne 1 dB.



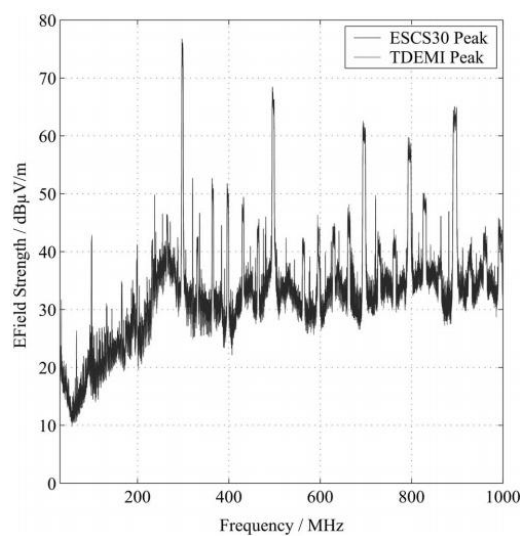
Obr. 28 Porovnanie pri detektore vrcholovej hodnoty



Obr. 29 Porovnanie pri detektore strednej hodnoty



Obr. 30 Porovnanie pri kvázi vrcholovom detektore hodnoty



Obr. 31 Porovnanie pri detektore vrcholovej hodnoty na frekvenčnom rozsahu do 1 GHz

8 Ciele dizertačnej práce

Autori publikácií o TDEMI systémoch teoreticky dokazujú, že zariadenia pracujúce na princípe spracovania signálov v časovej oblasti môžu spĺňať kritériá normy CISPR 16, ktoré sú kladené na meracie prijímače. Naše predbežné analýzy naznačujú, že v záujme podpory urýchleného nasadzovania TDEMI systémov do praxe EMC meraní neboli dostatočne preskúmané všetky vlastnosti a prípadné nedostatky časovej analýzy emisných spektier. Nasvedčujú tomu aj niektoré skúsenosti získané pri aplikovaní zariadení fungujúcich na tomto princípe (osobné konzultácie EVPÚ). Na základe týchto skutočností sme ciele dizertačnej práce sformulovali do nasledovných bodov:

1. Simulácia procesu číslicového spracovania signálov v TDEMI systéme
2. Vyhodnotenie šumových vlastností viac rozsahových AD prevodníkov
3. Analýza závislosti šumovej úrovne od vlastností generovaného signálu
4. Porovnanie získaných spektier z TDEMI a EMI zariadení pre rôzne zdroje rušivých signálov
5. Analýza správania sa reálneho zariadenia za kritických podmienok

9 Záver

Mnohé publikácie predstavujú TDEMI systémy ako plnohodnotnú náhradu za spektrálne analyzátory a meracie prijímače pracujúce vo frekvenčnej oblasti. Avšak s využitím dostupných elektronických prvkov spomenutých v tejto práci (hradlové polia, AD prevodníky) je možné vyhodnocovať kompletne spektrum signálu v reálnom čase iba do frekvencií približne 100 MHz. Tento nedostatok sa rieši prostredníctvom DDC modulov na úkor sekvenčného spracovania signálu, rozdelením spektra na frekvenčné rozsahy konštantnej dĺžky.

Napriek prácam preukazujúcim plnú konformitu TDEMI systémov s požiadavkami CISPR na meracie prijímače existuje široký priestor na teoretickú analýzu vlastností takýchto systémov pred tým, ako sa preukážu ich nedostatky až pri nasadení v praxi. Príkladom môžu byť efekty pri určovaní spektra vplyvom zaokrúhľovania pri výpočte Fourierových koeficientov, nelineárne a šumové vlastnosti rýchlych AD prevodníkov, vplyv okna pri výpočte konečnej Fourierovej transformácie a rozmazávanie spektra, vlastnosti viac rozsahových AD prevodníkov na výsledný odstup signálu od šumu a dynamický rozsah, alebo analýza možností spracovania časovo obmedzeného signálu s využitím vysokokapacitných pamätí.

Je zjavné že spracovanie vysokofrekvenčného signálu v čase má veľkú budúcnosť vzhľadom na zdokonaľovanie parametrov AD prevodníkov a zvyšovanie výpočtového výkonu procesorov a hradlových polí. TDEMI systémy ponúkajú možnosť znížiť finančné aj časové náklady pri analýze elektromagnetického rušenia elektronických a elektrických zariadení a tým prispievať ku zníženiu času potrebnému na uvedenie nového zariadenia na trh (time to market).

Analýza vyžarovaného spektra v časovej oblasti ako jedna z možností optimalizácie EMC meraní a skúšok sa javí ako veľmi nádejná metóda zvyšujúca hospodárnosť a efektívnosť meraní vyžarovaných rušení. Moderné metódy spracovania signálov dovoľujú znížiť časové nároky na vykonanie meraní až 2000 násobne. V dobe keď sa kladú čoraz vyššie nároky na elektromagnetické vyžarovanie a čoraz prísnejšie podmienky na návrh elektrotechnických zariadení predstavujú TDEMI zariadenia veľmi efektívnu možnosť ako vykonať rýchly test konformity s požiadavkami CISPR pred finálnym testovaním konvenčnými prijímačmi.

Použitá literatura

- [1] Česká technická norma: Specifikace přístrojů a metod pro měření vysokofrekvenčního rušení a odolnosti – Část 1-1: Přístroje pro měření vysokofrekvenčního rušení a odolnosti - Měřicí přístroje. Český normalizační institut, 2007
- [2] MEDLER, J.; Experience with the RMS-Average detector, *Electromagnetic Compatibility and 19th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2008. APEMC 2008. Asia-Pacific Symposium on* , vol., no., pp.295-298, 19-23 May 2008
- [3] BRAUN, S.; DONAUER, T.; RUSSE, P.; A Real-Time Time-Domain EMI Measurement System for Full-Compliance Measurements According to CISPR 16-1-1, *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on* , vol.50, no.2, pp.259-267, May 2008
- [4] Schwarzbeck, D.; The EMI-Receiver according to CISPR 16-1-1. [online]. 2007-06-13 [cit: 2011-1-20] Dostupné na internete: <<http://www.schwarzbeck.com/>>
- [5] BRAUN, S.; RUSSE, T.; Taking Time-Domain EMI Measurements According to International EMC Standards, *CE Compliance Engineering Annual Reference Guide*, 2006
- [6] ONRÁČEK, O. et al.; Číslíkové spracovanie signálov. Biosignály. Edícia vysokoškolských učebníc. Vydavateľstvo STU v Bratislave, Bratislava, 2007, ISBN 978-80-227-2695-5
- [7] KRUG, F.; HERMANN, T.; RUSSE, P.; Precompliance Measurements Using a Time-domain Measurement System. *Przegląd elektrotechniczny* 10/2003
- [8] BRAUN, S.; KRUG, F.; RUSSE, P.; A novel automatic digital quasi-peak detector for a time domain measurement system, *Electromagnetic Compatibility, 2004. EMC 2004. 2004 International Symposium on* , vol.3, no., pp. 919- 924 vol.3, 9-13 Aug. 2004
- [9] BRAUN, S.; AIDAM, M.; RUSSE, P.; Development of a multiresolution time domain EMI measurement system that fulfills CISPR 16-1, *Electromagnetic Compatibility, 2005. EMC 2005. 2005 International Symposium on* , vol.2, no., pp. 388- 393 Vol. 2, 8-12 Aug. 2005
- [10] PÚČIK, J.; COCHEROVÁ, E.; Analýza biosignálov. STU v Bratislave, 2008, 121 str., ISBN 978-80-227-2833-1
- [11] Poole, I.; Radio receiver dynamic range. [online] [cit: 2011-1-2] Dostupné na internete: <http://www.radio-electronics.com/info/receivers/dynamic_range/dynamic_range.php>
- [12] HARRIS, F.J.; On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform, *Proceedings of the IEEE* , vol.66, no.1, pp. 51- 83, Jan. 1978

- [13] BRAUN, S.; RUSSEK, P.; The dynamic range of a Time-Domain EMI Measurement System using several parallel Analog to Digital Converters. *Int. Zurich Symp. Electromagn. Compat., Zurich, 2005*
- [14] VÁLKY, G.; Automatizované pracovisko na meranie vyžarovaného rušenia. Diplomová práca, FEI STU, Bratislava, jún 2009
- [15] KRUG, F. et al.; Strategies for precompliance measurements using the TDEMI measurement system, *Electromagnetic Compatibility, 2003 IEEE International Symposium on* , vol.2, no., pp. 511- 516 vol.2, 18-22 Aug. 2003
- [16] KRUG, F.; RUSSEK, P.; Quasi-peak detector model for a time-domain measurement system, *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on* , vol.47, no.2, pp. 320- 326, May 2005
- [17] FANG XU; , "Algorithm to Remove Spectral Leakage, Close-in Noise, and Its Application to Converter Test," *Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2006. IMTC 2006*.
- [18] BRAUN, S. et al.; A low-noise realtime time-domain EMI measurement system, *Electromagnetic Compatibility, 2007. EMC Zurich 2007. 18th International Zurich Symposium on* , vol., no., pp.381-384, 24-28 Sept. 2007
- [19] BRAUN, S.; AL-QEDRA, M.; RUSSEK, P.; , "A novel realtime time-domain EMI measurement system based on field programmable gate arrays," *Electromagnetic Compatibility, 2006. EMC-Zurich 2006. 17th International Zurich Symposium on* , vol., no., pp.501-504, Feb. 27 2006-March 3 2006
- [20] KESH, A. et al.; Implementation of Fast Fourier Transform (FFT) on FPGA using Verilog HDL. [online]. Indian Institute of Technology Kharagpur, 2004-11-09. [cit: 2011-1-20] Dostupné na internete <chintan.thakkar.googlepages.com/fft_fpga.pdf>
- [21] STUBER, B.; FPGA implementation of a 32k accumulating FFT with 2-Gs/s throughput. [online]. 2005 [cit: 2011-1-20] Dostupné na internete <<http://en.scientificcommons.org/55721731>>
- [22] ONDRÁČEK, O.; Signály a sústavy. 3. vyd. 341 s., Bratislava: Slovenská technická univerzita v Bratislave, 2008, ISBN: 9788022729567
- [23] BRONAUGH, E. L.; The Quasi-Peak Detector. *IEEE Practical Papers* 2001
- [24] KOTULIAKOVÁ, J.; ROZINAJ, G.; Číslíkové spracovanie signálov. Bratislava: Vydavateľstvo STU, 2001, ISBN 80-227-1470-4

[25] Widrow, B.; Kollár, I.; Quantization Noise: Roundoff Error in Digital Computation, Signal Processing, Control, and Communications. Cambridge: Cambridge University Press, 2008, ISBN 9780521886710