

MODELOVANIE ANALÓGOVO ČÍSLICOVÝCH ROZHRANÍ

Prof. Ing. Linus Michaeli, CSc.

Copyright © 2001, Prof. Ing. Linus Michaeli, CSc.

Žiadna časť tejto publikácie nesmie byť reprodukováaná tlačenou, elektronickou alebo inou formou bez písomného súhlasu autora a vydavateľa.

Neprešlo jazykovou úpravou

Recenzenti: Prof. Ing. Tobiáš Lazar, DrSc.
Prof. Ing. Vladimír Haasz, CSc.

ISBN 80-968550-1-8
EAN 9788096855018

OBSAH

ÚVOD.....	1
1. MERACÍ REŤAZEC S PREVODNÍKOM VYBRANÉHO PARAMETRA.....	3
1.1. Štruktúra meracieho reťazca	3
1.2. Usporiadanie systému predspracovania meracieho signálu	4
2. ZÁKLADNÉ OPERÁCIE PRI VZÁJOMNEJ PREMENE ANALÓGOVÉHO A ČÍSLICOVÉHO SIGNÁLU	13
2.1. Diskretizácia v čase a obmedzenie šírky pásma vstupného signálu	13
2.2. Kvantovanie, chyby kvantovania a metódy potlačenia kvantizačného šumu	16
2.3. Dvojkové kódy	22
3. BLOKY PREDSPRACOVANIA SIGNÁLOV	25
3.1. Obvody analógového spracovania.....	25
3.2. Multiplexory analógového signálu	32
3.3. Vzorkovací obvod	34
<i>Parametre vzorkovacích obvodov.....</i>	<i>35</i>
3.4. Obvody analógovo – číslicového prevodu	38
<i>Parametre AČP</i>	<i>46</i>
4. MODELOVANIE MERACÍCH SYSTÉMOV	55
4.1. Fyzikálny model zostavený na základe zovšeobecnených fyzikálnych zákonov ..	57
<i>Prvky fyzikálneho modelu</i>	<i>59</i>
<i>Fyzikálne modely senzorov.....</i>	<i>60</i>
<i>Určenie relácií medzi fyzikálnymi veličinami</i>	<i>72</i>
4.2. Tvorba fyzikálneho modelu pomocou obvodovej analýzy.....	75
<i>Analytický opis obvodového modelu.....</i>	<i>76</i>
4.3. Metóda toku signálu pri tvorbe funkčného modelu z fyzikálneho modelu	77
4.4. Počítačový model meracieho systému	79
4.5. Experimentálne opísaný model funkčného správania	82
4.6. Chybový model meracieho reťazca	84
4.7. Diferenciálna nelinearita ako metrologické kritérium meracieho reťazca s číslicovým výstupom	92
5. CHYBOVÝ MODEL ANALÓGOVO ČÍSLICOVÉHO ROZHRANIA.....	95
5.1. Určenie chybového modelu bloku analógového predspracovania obvodovou analýzou	95
6. MODELÝ AČP STATICKÉ - DYNAMICKÉ	101
6.1. Vplyv obvodovej štruktúry na chybový model AČ prevodníka.....	101
<i>Integračný AČP.....</i>	<i>102</i>

<i>Aproximačný AČP</i>	106
<i>Paralelný AČP</i>	110
7. TESTOVANIE ANALÓGOVO ČÍSLICOVÝCH PREVODNÍKOV	115
7.1. Štandardné metódy testovania AČP	116
<i>Statické metódy testovania</i>	116
<i>Dynamické testovacie metódy</i>	118
<i>Metóda najlepšie preloženej sínusovky</i>	120
<i>Testovanie histogramom</i>	123
<i>Testovanie FFT procedúrou</i>	127
7.2. Zrýchlené metódy testovania AČP.....	129
<i>Testovanie trojuholníkovým priebehom s obmedzeným rozkmitom</i>	131
<i>Aproximačný AČP</i>	138
<i>Identifikácia parametrov chybového modelu AČP harmonickým signálom</i>	141
<i>Testovanie AČP časovou dekompozíciou výstupného toku údajov od pílovitého kalibračného napätia</i>	145
8. POUŽITÁ LITERATÚRA	151
9. ZOZNAM SKRATIEK	155
10. INDEX	163

ÚVOD

Modelovanie umožňuje exaktný opis pozorovaného systému s možnosťou zovšeobecnenia dominantných mechanizmov. Výsledný model predstavuje jednotný opis sústavy, v ktorej sa na procese spracovania signálu podieľajú rôzne fyzikálne veličiny. Pri štúdiu meracích reťazcov so senzorkou časťou vybraných fyzikálnych veličín vyhodnocovacími elektronickými obvodmi riadenými mikropočítačom je modelovanie veľmi účinný nástroj. Umožní opis získania a spracovania informácie o meraných veličinách – funkčný model. Výsledok merania predstavovaný číselnými hodnotami vyjadrenými v dohodnutých jednotkách musí byť doplnený údajom o neistote merania. Jej hodnota môže byť odhadnutá z poznania modelu pôsobenia možných zdrojov chýb – chybového modelu. Okrem odhadu neistoty výsledku merania, chybový model umožní efektívne testovanie meracieho reťazca a voľbu postupov automatického potlačenia neistôt merania.

Predložená monografia sa zaoberá metódami modelovania meracích systémov s dôrazom na osobitosti modelu vnesené blokom analógovo číslicového prevodu, ktorý tvorí rozhranie medzi spojitými vstupnými veličinami a ich číslicovým vyjadrením. Kniha čerpá z výsledkov mojich dlhodobých aktivít v tejto oblasti a poznatkov z iných pracovísk, s ktorými som spolupracoval v rámci medzinárodných výskumných projektov. Z tejto výskumnej oblasti významným združením vedeckých pracovísk zaoberajúcich sa otázkami modelovaním a testovaním meracích systémov je pracovná skupina WG – TC 4 „ADC a DAC Metrology“ v rámci medzinárodnej organizácie IMEKO a projekt EUPAS. Na každoročných Workshopoch „ADC Modelling and Testing“, ktorých som spolukoordinátorom sú publikované najnovšie poznatky z tejto oblasti.

Monografia je určená odborníkom pracujúcim v oblasti automatizovaných meracích systémov, doktorandom a univerzitným študentom odboru „Meracia technika“.

Záverom by som rád poďakoval všetkým kolegom a doktorandom, ktorí mi napomáhali pri zostavovaní tejto publikácie, osobitne Ing. Janovi Šaligovi, CSc. za cenné pripomienky k rukopisu. Ďakujem týmto Prof. Ing. Tobiašovi Lazarovi, DrSc. a Prof. Ing. Vladimírovi Haaszovi, CSc. za námahu, ktorú venovali lektorovaniu rukopisu. Moja vďaka patrí aj môjmu materskému pracovisku Katedre elektroniky a multimediálnych telekomunikácií Fakulty elektrotechniky a informatiky Technickej univerzity v Košiciach, kde dlhodobo pretrvávajúca pracovná atmosféra a širšie odborné motivujúce diskusie, mi pomôhli zavŕšiť môje úsilie monograficky zhrnúť poznatky z tejto oblasti. Finančný grant Fakulty elektrotechniky a informatiky zas umožnil prekonať finančné prekážky pri vydaní publikácie.

V neposlednej miere patrí moja vďaka mojej manželke a blízkym, ktorým túto monografiu za ich podporu venujem.

Autor

1. MERACÍ REŤAZEC S PREVODNÍKOM VYBRANÉHO PARAMETRA

Merací reťazec napodobňuje svojou štruktúrou subjekt interagujúci s obklopujúcim prostredím. Z tohto prostredia získava kvalitatívne a kvantitatívne informácie o predmete svojho záujmu meraním rôznych fyzikálnych veličín, ktoré charakterizujú daný objekt alebo proces.

Jednotkou styku s prostredím je snímač, ktorého citlivá vstupná časť je obvykle kategorizovaná ako senzor. Výstupná časť snímača - prevodník - pretransformuje zmenu vnútorného stavu senzora na elektrickú veličinu. Snímače na vstupe meracieho reťazca, ktorých môže byť aj väčší počet, určujú v prevažujúcej miere výsledný prenos. Súčasne umožňujú účelovo orientovanú redukciu informácií poskytovaných predmetom merania. Vzorom týchto snímačov sú ľudské zmysly zraku, sluchu, čuchu, chuti a hmatu, ktoré dodnes patria k neprekonateľným typom senzorov.

Výstupný elektrický signál zo snímačov je spracovaný do rozsahu analógovej elektrickej veličiny vhodnej pre prevod do číslicovej formy. Digitalizovaná informácia o meranej veličine je ďalej spracovaná v mikropočítači ktorý riadi meranie a poskytovaná operátorovi v užívateľsky prijímanej forme.

1.1. ŠTRUKTÚRA MERACIEHO REŤAZCA

Merací reťazec má na vstupe jeden alebo viac snímačov podľa veličín, ktoré majú byť snímané. Na výstupe týchto snímačov merané fyzikálne veličiny $x_i(t)$ ovplyvňujú elektrické veličiny prenášajúce meranú informáciu $z(t)$ výstupnej brány snímačov. Tieto signály prenášajúce meranú informáciu sú spracované v ďalších blokoch alebo modulujú vybrané parametre elektrických veličín $z(t)$, ktoré ďalej prenášajú informácie o meraných fyzikálnych veličinách $x_i(t)$. Okrem meraných veličín sú signály $z(t)$ ovplyvňované aj parazitnými (neželanými) účinkami iných fyzikálnych veličín z meraného objektu a externých zdrojov interferujúcich elektrických signálov. Parametrami ktoré sa modulujú okrem najčastejšieho – amplitúdy - môžu byť aj iné, akými sú frekvencia, fázový posun harmonického signálu prenášajúceho meranú informáciu, prípadne šírka a časový posun impulzného signálu a pod. Viaceré parametre toho istého signálu prenášajúceho meranú informáciu $z(t)$ môžu tiež niesť informáciu o viacerých meraných veličinách $x_i(t)$. (obr. 1.2.1).

Výstup moderného meracieho reťazca je v prevažnej miere číslicový. Výstupné údaje v diskretných okamihoch $k_i(n.T_s)$ sa z veličín prenášajúcich meranú informáciu $z(t)$ získajú po časovom vzorkovaní frekvenciou $f_s = 1/T_s$ a amplitúdovej kvantizácii na 2^N úrovni.

Úloha, ktorou sa musí návrhár týchto systémov stále zaoberať je, čo najskôr užitočné veličiny prenášajúce meranú informáciu $z(t)$ upraviť na úroveň a do stavu v ktorom bude odolná parazitným rušiacim vplyvom a upravená do číslicového tvaru $k_i(n.T_s)$ vhodného pre

prenos a zápis do vyhodnocujúceho počítača. Súčasťou procesu spracovania je aj potlačenie chýb spôsobených systematickými a náhodnými vplyvmi. Za systematické sa považujú účinky od známych zdrojov nepresností a deterministické odchýlky od ideálneho prenosu meracieho reťazca. Náhodné vplyvy reprezentujú účinky parazitných veličín náhodného charakteru a také vplyvy, ktoré pre zložitost' ich účinkovania sa ukazujú jednoduchším opisovať štatistickými matematickými zákonitosťami. Hrubé chyby predstavujú poslednú skupinu vplyvov, ktorých identifikáciu umožňuje chybový model meracieho reťazca a výsledok kalibračných meraní. Meracie reťazce sú "zmyslami" v každom riadiacom systéme a ich prípadná chyba má za následok jeho chybné riadiace rozhodnutie. Účinok chybových vplyvov na celý merací reťazec s analógovo číslicovým rozhraním sa testuje štandardnými metódami s neistotou určenou platnými postupmi. [3] Inou požiadavkou sledovanou pri návrhu tohto systému je zabezpečenie metrologickej spoľahlivosti a nemennosti zaručovaných parametrov ako aj postup pri ich diagnostikovaní.

1.2. USPORIADANIE SYSTÉMU PREDSPRACOVANIA MERACIEHO SIGNÁLU

Usporiadanie systému zberu dát s následným číslicovým záznamom môže mať niekoľko modifikácií postupov spracovania signálu. Kľúčovou otázkou pri voľbe optimálnej štruktúry je rozhodnutie ktorý parameter spracovávaného elektrického signálu z_i bude vybraný na prenos informácie o meranej veličine a aké operácie so signálom sa vykonajú. Ako bolo spomenuté skôr, najčastejším parametrom je amplitúda tohto signálu. Zo záverov klasických teórií modulácie analógových signálov vyplýva vyššia odolnosť voči interferujúcim signálom ak parametrom úmerným meranej veličine je vybraný parameter signálu prenášajúceho meranú informáciu z_i . Tento prípad vyžaduje zaradenie odpovedajúceho modulátora (frekvenčného, fázového, polohovo, šírko impulzného a pod.) na výstup snímača. Za týmto modulátorom dochádza k obvyklému procesu zosilnenia a filtrácie signálu. V prípade prenosu mierovej informácie amplitúdou zosilňovanie a filtrácia signálu nastáva bezprostredne za výstupnou bránou snímača. Súčasťou rozhodnutia o postupe spracovania signálu je to, ktoré operácie sa uskutočnia so signálom v jeho analógovej forme a ktoré prostriedkami číslicového spracovania. Od nich sa potom odvodzujú možné konfiguračné (hardvérové) varianty ako aj paradigmy realizujúcich jednotlivé kroky v spracovaní signálu (softvérové varianty).

Podľa charakteru pôsobenia výstupnej elektrickej veličiny sa delia snímače do dvoch základných skupín - pasívne a aktívne.

Okrem typu snímača je pri jeho výbere dôležitá aj technológia použitá v ich konštrukcii. Táto predurčuje možné metrologické charakteristiky, ako aj možnosť miniaturizácie a konvergenciu s technológiami obvyklými v moderných informačných systémoch. Podľa použitej technológie možno snímače zaradiť do nasledovných hlavných kategórií:

- Mechanické a elektromechanické snímače tvoria skupinu klasických vstupných prvkov meracieho reťazca.
- Monolitické snímače sú vyrábané bežnými postupmi používanými pri výrobe integrovaných obvodov a vyznačujú sa slabým vplyvom nedokonalosti konštrukcie.

- Tenkovrstvová technológia. Technológia zaisťuje pri senzoch vysokú presnosť a stabilitu parametrov.
- Snímače vytvorené pomocou hrubovrstvovej technológie. Jej nižšia cena v porovnaní s predchádzajúcou je spojená s nižšou presnosťou.
- Vláknovo optické snímače s možnosťou integrácie s prvkami optického spracovania signálu.
- Snímače využívajúce biologické štruktúry v jeho senzorickej časti.
- Chemické snímače vyhodnocujúce zmenu vnútorného stavu prostredia senzora.
- Snímače vyhodnocujúce obrazy v rôznych pásmach elektromagnetického vlnenia.

Prvotné rozhodnutie o metóde spracovania v bloku predspracovania zahŕňa rozhodnutie:

- 1) **Výber parametra, ktorý prenáša meranú informáciu.** Predstavuje to výber snímača s takými elektrickými vlastnosťami jeho výstupnej brány, ktoré sú vhodné na prenos alebo moduláciu elektrického signálu, ktorý prenáša meranú informáciu. Toto rozhodovanie obsahuje:
 - Výber snímača, ktorého signál je odolný na rušenie a vhodný na prenos dostupnou fyzikálnou vrstvou komunikačného kanálu.
 - Výber výstupnej elektrickej veličiny alebo jej parametra, ktorý je úmerný meranej veličine x
 - Návrh možných modulátorov výstupnej elektrickej veličiny snímača.
- 2) **Spôsoby spracovania zabezpečujúce optimálnu presnosť.** V tejto časti návrhu spracovania sa rozhodne o úprave signálu, ktorý prenáša meranú informáciu. Pri spracovávaní signálu je nutné zaistiť dostatočný odstup signálu od šumu snímača a zosilňovača od parazitných signálov. Uvedené požiadavky sa realizujú špeciálnymi zapojeniami zosilňovačov, frekvenčným obmedzením signálu, moduláciou elektrickej veličiny s následnou synchrónnou demoduláciou. Ďalšie spracovanie sa okrem analógových obvodov po AČ prevode uskutočňuje v mikropočítači metódami číslicového spracovania signálu, ktorých prednosťou je preprogramovateľnosť, stabilita operácie so signálom a širšia varieta použiteľných algoritmov.
- 3) **Spôsoby zabezpečenia metrologickej a prevádzkovej spoľahlivosti.** Sem patrí rozhodnutie premietnuté do návrhu:
 - Jednorázovej alebo kontinuálnej kalibrácie.
 - Ktoré časti systému budú zahrnuté do kontinuálnej kalibrácie.
 - Ako sa zabezpečí diagnostika funkčnosti systému.

Návrh obvodového riešenia sleduje optimálnu realizáciu postupu spracovania signálu dostupnými technickými prostriedkami. Pri tejto časti návrhu sa môžu uplatniť rôzne skupinové štruktúry. Vhodnosť každej z nich je ovplyvnená okrajovými podmienkami danej aplikácie ako aj dostupnými technickými prostriedkami. Možné štruktúry a ich modifikácie s uvedením ich kladov a nedostatkov sú:

- 1) **Štruktúra s analógovým multiplexom signálov.** Merané fyzikálne veličiny sú snímané sadou snímačov alebo multisenzorovým systémom realizovaným vhodnou

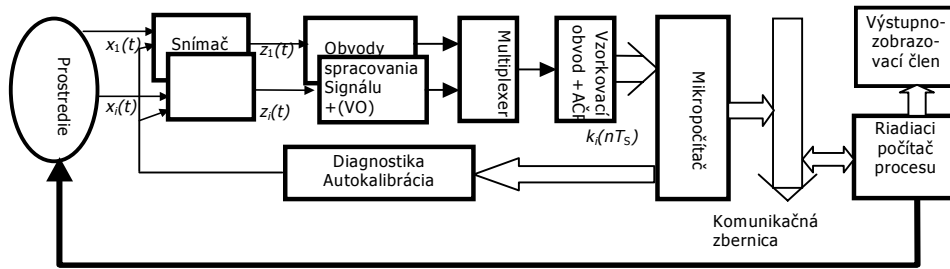
technológiou. Výstupná elektrická veličina z prevodníkov je spracovaná v bloku úpravy signálu. Výstup z bloku úpravy signálu s dostatočným odstupom od rušenia je privedený na vstup digitalizátora cez multiplexer analógových signálov (AMUX). Umožní to digitalizáciu viacerých vstupných kanálov v jednom analógovo číslicovom prevodníkom (AČP) (obr. 1.2.1. a). Vstupné napätie AČP je udržiavané konštančné počas prevodu vzorkovacím obvodom (VO).

Výstupný číslicový kód spolu s údajom o čísle snímača je privedený na vstup mikropočítača meracieho reťazca. Tu sa signál kóduje do tvaru vhodného pre vstup do počítača riadiaceho pozorovaný proces. V "klasicky" usporiadaných meracích kanáloch sú miesta získania a spracovania signálu prenášajúceho meranú informáciu priestorovo oddelené. V prípade prenosu amplitúdou digitalizátorom je AČ prevodník. V prípade modulovania meranej veličiny do parametra signálu z konverzia na číslo nastane v prevodníku vybraného parametra na číslo, ktorý predstavuje číslicový demodulátor. Príkladom je prevodník časového intervalu (TČP) alebo frekvencie na číslo (FČP).

Kódovanie je iba jednou z úloh mikropočítača meracieho reťazca. Tento mikropočítač plní aj funkciu ľudského operátora, ktorý v procese meria parametrov pozorovaného objektu, odstraňuje z nich nepresnosti a z radu kvantifikovaných údajov vyberá požadovanú informáciu. Tento výber predstavuje prvú kompresiu údajov pre potreby ďalšieho stupňa. Mikropočítač okrem toho, že takto extrahované informácie odovzdáva do riadiaceho centra kontroluje funkčnosť meracieho reťazca a cyklicky ho kalibruje. Výsledok tejto kalibrácie slúži v ďalšom pre potreby korekcie meraného údaja. Vo všeobecnom prípade až takto spracovaná informácia je buď zobrazená operátorovi alebo prenesená do nadradeného počítača riadiaceho pozorovaný proces. Pre proces autokalibrácie slúži kalibrátor snímanej fyzikálnej veličiny. Mikropočítač generuje kalibračný priebeh, podľa ktorého potom kalibrátor generuje meranú fyzikálnu veličinu alebo elektrickú veličinu požadovaného tvaru. Týmto sa napodobňuje tá fáza práce každého operátora, ktorý cyklicky kalibruje zverený merací reťazec, resp. len "binárne" diagnostikuje, či je ešte merací reťazec funkčný alebo poškodený. Podľa jemnosti rozlíšenia pri korekcii možno slučku overujúcu len neistotu merania označiť za autokalibračnú alebo diagnostickú. Kalibračná vetva predstavuje spätnú väzbu pôsobiacu len na merací reťazec (reflexná spätná väzba), na rozdiel oproti hlavnej slučke spätnej väzby (kognitívna spätná väzba) pôsobiacej z hlavného počítača na celý objekt, ktorý je riadený. Kalibračný signál musí pôsobiť na vstup meracieho reťazca-snímač. Táto požiadavka sa stáva úzkym miestom ak nie je technicky možné odpojiť meranú fyzikálnu veličinu a pripojiť kalibrovanú. Aditívne pripojenie známeho skoku vstupného signálu a sledovanie odozvy dokáže overiť len citlivosť systému. Nové princípy autokalibrácie využívajú redundantnú informáciu z viacerých zdrojov alebo z prebytku časových vzoriek a znalosť modelu meracieho reťazca. Prepínanie elektrického signálu na výstupe snímačov je rutinná operácia, na ktorú sú k dispozícii bežne dostupné elektronické súčiastky a preto je ľahšie realizovateľná. Nevýhodou je, že z testovania sa vynecháva najzraniteľnejší prvok, obvykle aj predstavujúci hlavný zdroj nepresností - snímač.

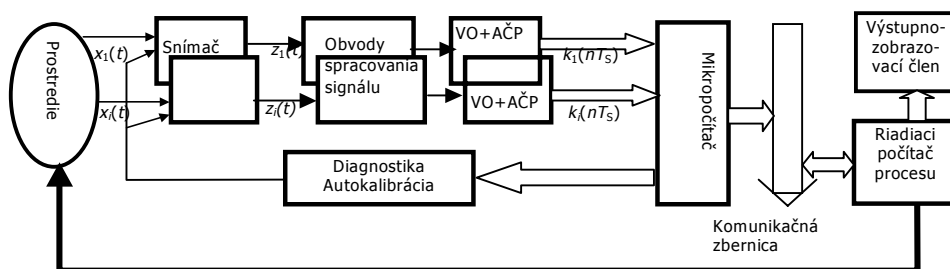
Veličiny na vstupe snímačov sú dôsledkom multiplexovania spracovávané postupne (sekvenčne). Ak sa požaduje spracovávanie viacerých vstupov priradiť k tomu istému

okamihu musia byť vzorkovacie obvody zaradené pred analógový multiplexer a vzorkovanie musí byť vykonané v rovnakých okamihoch (kap.3.2).



Obr. 1.2.1 a) Štruktúra meracieho reťazca s analógovým prepínaním

- 2) **Štruktúry s číslicovým multiplexovaním signálu.** Meraný údaj sa v každej paralelnej vetve konvertuje na číslo v kaskáde VO a AČP a až v tejto forme sa číslicovo prepína – multiplexuje - na vstup meracieho mikro počítača (obr. 1.2.1. b). Forma číslicového prepínania sa môže líšiť.

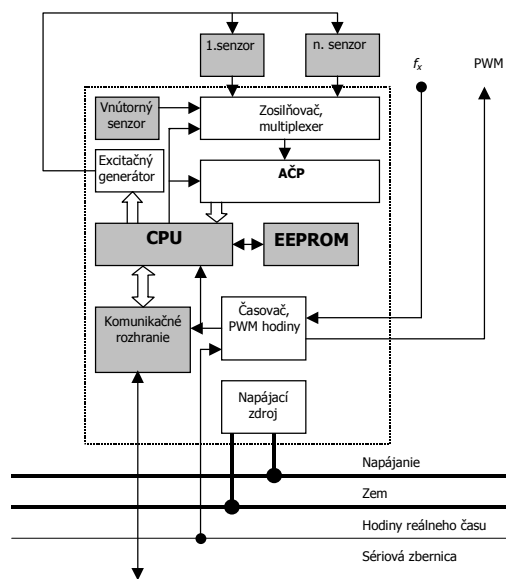


Obr. 1.2.1 b) Štruktúra meracieho reťazca s číslicovým prepínaním

- Prepínanie medzi jednotlivými číslicovými bránami realizované číslicovým multiplexerom (DMUX).
- Pripájanie vybraného kanálu na číslicovú zbernicu podľa princípov komunikácie v distribuovaných meracích systémoch. Všeobecné zásady tejto komunikácie zohľadňujú stále viac princípy zahrnuté v norme ISO definovanom modeli otvoreného komunikačného systému OSI (open system interconnection) [6],[69]. Úlohou mikro počítačov v každej paralelnej vetve je zabezpečovať činnosť v druhej - linkovej, tretej – sieťovej a štvrtej transportnej vrstve OSI protokolu. Stále sa rozširujúca ponuka HW a SW produktov vytvára takýto naoko zložitejší systém

cenovo a vývojovo jednoduchším ako varianty uvedené predtým. Dôkazom toho sú senzorové systémy v automobiloch, kde sa týmto prístupom zjednodušili nároky na kabeláž a zvýšila sa prevádzková spoľahlivosť. Pri multiplexovaní senzorov sa najčastejšie používa sériové rozhranie RS-232 a RS-485, ako aj iné štandardy skupiny zberníc typu Fieldbus [70], [71]. Charakteristické pre zbernice typu Fieldbus je:

- topológia sériovej zbernice umožňujúcej mnohobodové pripojenie s použitím štandardu RS-485
- prenos môže byť asynchrónny závislý od kódu (tzv.štart-stop mód) alebo synchronný so závislosťou alebo bez závislosti na dĺžke kódu (tzv. transparentný mód)
- prvky OSI protokolu sieťovej a linkovej ako aj prezentačnej a aplikačnej úrovne sú spojené
- prístupové práva a riadenie prenosu závisia od aplikácie



Obr. 1.2.2 Inteligentný senzor

- Predstaviteľom tejto skupiny je napríklad zbernica ASI (Actuator Sensor Interface), kde sú definované všetky tri úrovne OSI protokolu [72]. Ďalšími predstaviteľmi sú zbernice PROFIBUS, LON, CAD-Bus, A Bus atď [6].

Miera integrácie jednotlivých blokov reťazca predspracovania závisí od priestorových možností konkrétnej aplikácie, od kompatibility prevádzkových podmienok v mieste

snímania meranej veličiny s prevádzkovými podmienkami prípustnými pre elektroniku blokov predspracovania signálov.

V spomenutých štruktúrach celý rad blokov môže byť vynechaný. Napríklad obvod autokalibrácie býva často nahrádzaný cyklickým testovaním vykonávaným operátorom v predpísaných intervaloch. Pre registráciu pomalých dejov a pri použití dostatočne rýchlych AČP môže byť vynechaný VO.

Trh prvkov predspracovania meracích signálov ponúka širokú škálu HW s príslušným SW prostriedkami na vývoj aplikácie. Takýmito sú:

- Distribuované bloky spracovania
- Snímače integrované s časťou obvodu predspracovania. Najčastejšou časťou je modulátor do formy signálu, ktorý sa dá potom jednoducho prenášať aj nemetalickým komunikačným kanálom.
- Inteligentné senzory. Tieto obsahujú obvody pre spracovanie, analýzu a normovanie signálov v jedinom kompaktnom prevedení so snímačom. Polovodičovým inteligentným sensorom poslednej generácie je mikroelektronický snímač s integráciou meracieho reťazca na jednom čípe.

Minimálna štruktúra "Inteligentného senzora" je definovaná odlišne jednotlivými firmami a v odbornej literatúre. Inteligentným sensorom je označovaný aj taký systém, pri ktorom je z technologických dôvodov citlivá časť senzora oddelená od mikroelektronickej integrovanej časti (obr.1.2.2). Pokiaľ je vzdialenosť snímača od elektroniky minimálna a z hľadiska výmeny bude snímač tvoriť mechanicky, elektricky a funkčne jediný uzavretý celok. Sensor môže byť s časťou elektronických obvodov prepojený optickým vláknom. Táto situácia môže nastať ak je snímač vystavený extrémnym prevádzkovým podmienkam (teplota, tlak, chemicky agresívne prostredie a pod.). Ak rozdelíme štruktúru inteligentného senzora na vstupnú, vnútornú a výstupnú časť možno definovať požiadavky na inteligenciu takto:

- a) **Vstupná časť** zabezpečuje prevod fyzikálnej veličiny na elektrickú, jej predspracovanie pri ochrane proti nežiadúcemu pôsobeniu parazitných veličín.
- b) **Vnútorná časť** reprezentuje bloky uskutočňujúce analógovo číslicový prevod, autokalibrácia elektrickej a pokiaľ je to možné aj neelektrickej časti meracieho reťazca. Uskutočňuje sa v nej číslicové získanie ďalších parametrov signálu a štatistické vyhodnocovanie meraných údajov (stredná hodnota, smerodajná odchýlka a pod.). Prostredníctvom diaľkového prístupu k inteligentnému senzoru po zbernici údajov je možné meniť v tejto časti zosilnenie, sledovať medze meranej veličiny, meniť algoritmus spracovania až po uplatnenie prvkov umelej inteligencie, kedy sensor na základe modelov a učiacich sa princípov je schopný rozoznať vierohodnosť meraných dát.
- c) **Výstupná časť** unifikuje výstupné údaje na úroveň, danú fyzikálnou komunikačnou vrstvou a prijíma povely pre riadenie senzora. V nej je zabezpečené aj stabilné napájanie pri premenných podmienkach na napájacom vedení.

Pripojenie sensorov cez obojstranné rozhrania umožňuje usporiadanie decentralizovaného systému s distribuovanou inteligenciou t.j. usporiadania so vzájomnou komunikáciou medzi všetkými členmi pripojenými k zbernicovej sieti.

Analógový číslicový prevodník spôsobí, že jeho prenosová funkcie ovplyvní charakter prenosu celého celého meracieho reťazca. Prenos tým nadobudne charakter schodovej funkcie s konečným počtom výstupných stavov. Merací reťazec predstavuje analógovo číslicové rozhranie (AČR) medzi spojitou meranou fyzikálnou veličinou a výstupným tokom časovo diskretizovaných číslicových údajov. Model AČR sa iba preto od AČP líši len hodnotami svojich prvkov. Má to za následok, že všetky charakteristiky a postupy zavádzané pre analógovo číslicové prevodníky možno zovšeobecniť na celý merací reťazec. To isté platí aj pre jeho modelovanie, testovanie a volenie postupu zvyšovanie presnosti tohto reťazca. Väčšine meracích reťazcov sa vyznačuje tým, že dominantné zdroje chýb pôsobia vo vstupnom snímači a na obvody analógového predspracovania. Výsledná schodvá prenosová funkcia meracieho reťazca je zaťažená väčšími chybami ako samotná prenosová funkcia analógovo číslicového prevodníka.

Bezchybný merací systém neexistuje, podobne ako neexistujú ideálne meracie podmienky. Parameter, ktorý sa na sledovanom objekte meria je z filozofického hľadiska neznámou entitou. Pomocou neho sa bližšie spoznáva objekt o ktorého vlastnostiach existuje presne vzaté, iba hypotetická predstava. Alebo opačne, objekt ktorý je presne známy (kvantitatívne a kvalitatívne) nie je potrebné merať. Všeobecne pri každom meraní, aj keď to nie je explicitne zdôraznené, sa vychádza z predpokladaného modelu pozorovaného objektu a pre takýto model sa zisťujú kvantitatívne parametre. Tento paradox merania si neuvedomujeme pri bežných rutinných meraniach v priemysle. Úplne iným sa javí meranie v experimentoch bádateľského výskumu, kedy získaný údaj môže byť zaťažený hrubou chybou alebo novou informáciou o doposiaľ nepoznanom fenoméne pozorovaného objektu - javu. Výsledky meraní pohybu nebeských telies s vyššou, definovanou presnosťou, ktoré uskutočnil Tycho de Brahe v Rudolfskej Prahe umožnili Johannesovi Keplerovi modifikovať pôvodné zákony o kruhovej dráhe na eliptickú a tak formulovať kvalitatívne nové tri zákony pohybu planét.

Schopnosť postihnúť aj tento možný prípad vo výsledku meraní je zahrnutá do programového vybavenia počítača meracieho reťazca. Predstavuje v ňom prvok umelej inteligencie. Toto je bežne aplikované v meracích prístrojoch určených pre kozmický výskum pomocou umelých objektov Zeme. Umožňujú adaptáciu algoritmu spracovania meranej informácie podľa získaných údajov. Okrem toho umožňujú aj preprogramovanie podľa zmenených požiadaviek vyplývajúcich zo záverov predchádzajúcich meraní alebo nových postupov spracovania, ktoré v dobe štartu neboli známe. V týchto aplikáciách meracích mikroprocesorov sa ukázalo aj opačné obmedzenie pri návrhu algoritmov spracovania. Prístroj v procese kompresie a spracovania dát nesmie dopredu zadaným algoritmom stierať nové neočakávané javy. Dosiahne sa to v najjednoduchšom prípade zmenou meracieho režimu, kedy sa cyklicky algoritmus kompresie vypína. Inou možnosťou je ovládanie procesu spracovania (stupňa kompresie) iným meraným parametrom. Ten v prípade očakávaného príznaku povolí proces spracovania známym algoritmom kompresie. V prípade neočakávaného výsledku sa vykoná meranie bez kompresie. Posúdenie meraných javov sa ponechá na ľudského pozorovateľa. Návrh stratégie merania vychádza z posudzovania správania sa "experta" pri experimentálnom vyšetrení pozorovaného javu a voľbe stratégie metódami expertných systémov. Prípadné pôsobenie zdrojov hrubých chýb sa posúdi porovnaním výsledkov rôznych postupov meraní tej istej veličiny alebo z rôznych veličín a známeho modelu pozorovaného javu.

2. ZÁKLADNÉ OPERÁCIE PRI VZÁJOMNEJ PREMENE ANALÓGOVÉHO A ČÍSLICOVÉHO SIGNÁLU

Digitalizácia spojitého časovo premenného analógového signálu $x(t)$ pozostáva z troch krokov:

- z diskretizácie vzorkovaného priebehu v čase, t.j. z vytvorenia postupnosti vzoriek $x(t_n)$ v určitých časových okamihoch t_n . Najčastejšie sa používa rovnomerné vzorkovanie pri ktorom platí $t_n = n \cdot T_s$.
- z kvantovania v amplitúde, t.j. náhrade spojitej hodnoty $x(t_n)$ najbližšou diskrétou hodnotou $k(t_n)$ z konečného súboru hodnôt.
- z kódovania, kedy sa diskrétnej hodnote priradí určitá kódová kombinácia, napr. číslo v priamom binárnom kóde.

2.1. DISKRETIZÁCIA V ČASE A OBMEDZENIE ŠÍRKY PÁSMO VSTUPNÉHO SIGNÁLU

Aby bol spojité priebeh dostatočne presne reprezentovaný vzorkami sekvenciou čísiel je potrebné vzorkovať signál s dostatočne vysokou vzorkovacou frekvenciou f_s . Odpoveď na základnú otázku v akých vzorkovacích intervaloch T_s je potrebné odobrať vzorky zo signálu s frekvenčným intervalom $(0, f_H)$ dáva vzorkovacia teoréma (Shannonova teoréma). Podľa nej nenastane strata informácie, ak pre interval odberu vzoriek platí nerovnosť

$$T_s \leq \frac{1}{2f_H} . \quad (2.1.1)$$

Typický signál získaný snímačom z pozorovaného prostredia je ohraničený hornou medznou frekvenciou f_H . Frekvenčné zložky nad touto medzou potom nemajú vážnejší vplyv na jeho reprodukciu. Tento predpoklad je možné zabezpečiť vstupným antialiasing filtrom typu dolný priepust s medznou frekvenciou f_H . Táto frekvencia je určená maximálnou možnou frekvenciou zmien parametrov meraného objektu.

Vzorkovaný priebeh $x(t)$ je možné vyjadriť radom ideálnych impulzov $\delta(t - nT_s)$ vo vzorkovacích okamihoch nT_s s obsahom predstavujúcim hodnotu signálu $x(t)$ v týchto bodoch $t = n \cdot T_s$

$$x_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(t) \delta(t - nT_s) . \quad (2.1.2)$$

Periodickému sledu Diracových impulzov $\delta(t - nT_s)$ z predchádzajúcej sumy, odpovedá tiež periodický sled impulzov vo frekvenčnom spektre s rozstupmi $f_s = 1/T_s$.

Nech vstupný signál $x(t)$ má frekvenčné spektrum $X(f)$. Z vlastností Fourierovej transformácie platí, že súčinu signálov v časovej oblasti odpovedá v spektrálnej oblasti jeho

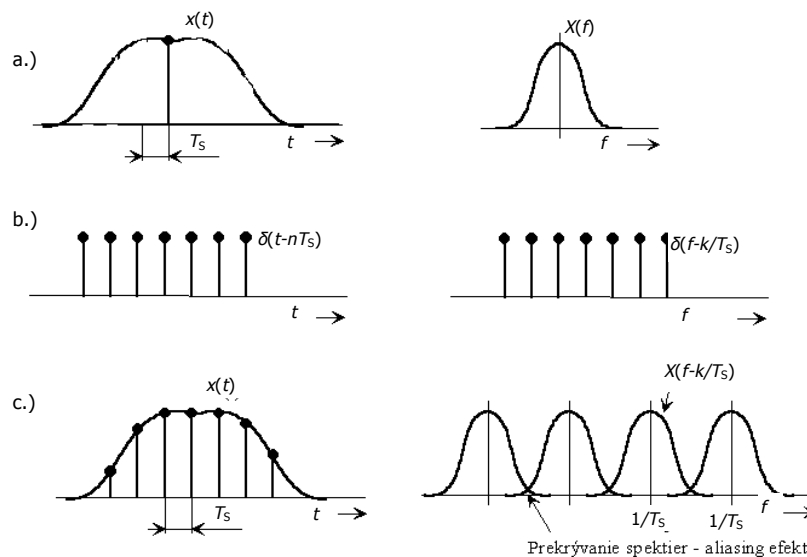
konvolúcia. Konvolúcia jednej Diracovej funkcie $\delta(f - k/T_s)$ so spektrom $X(f)$ spôsobí posun frekvenčného spektra po frekvenčnej osi o k/T_s .

$$\delta\left(f - \frac{k}{T_s}\right) * X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta\left(v - \frac{k}{T_s}\right) * X(f - v) dv = \lim_{\varepsilon \rightarrow \infty} \int_{\frac{k}{T_s} - \frac{\varepsilon}{2}}^{\frac{k}{T_s} + \frac{\varepsilon}{2}} \left(\frac{1}{\varepsilon}\right) X(f - v) dv. \quad (2.1.3)$$

Výsledné spektrum vzorkovaného signálu bude potom určené sumou po frekvenčnej osi posunutých spektier pôvodného signálu s rozstupmi $f_s = 1/T_s$.

$$X_s(2\pi f) = \frac{1}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X\left[2\pi\left(f - \frac{k}{T_s}\right)\right]. \quad (2.1.4)$$

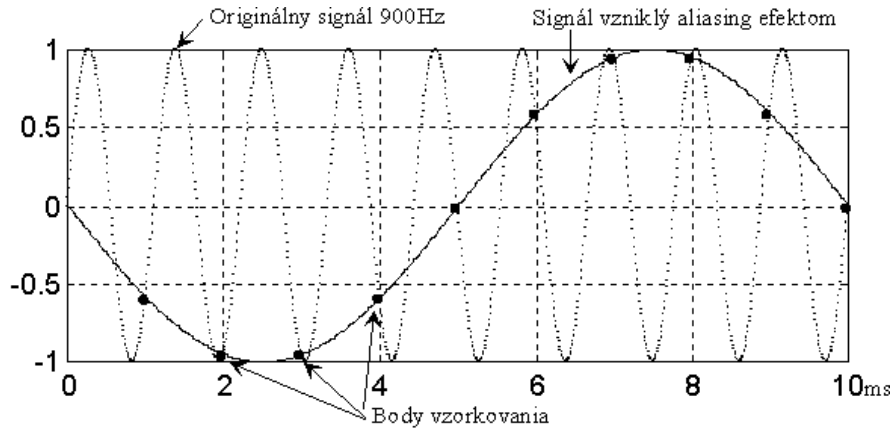
Ako vyplýva z obr. 2.1.1. c), ak by vzorkovacia frekvencia bola menšia ako dvojnásobok najvyššej frekvencie signálu f_H došlo by k prekrývaniu spektier a k vzniku nežiadúceho aliasing efektu. Ohraničenie spektra vstupným analógovým antialiasing filtrom vylúči tento efekt.



Obr. 2.1.1. Spektrum signálu pred a po vzorkovaní

Takýto filter je predstavovaný dolným priepustom, ktorý zabráni tomu aby zložky nad frekvenčným prahom $f_s/2$ – Nyquistovou frekvenciou prenikli na vstup vzorkovacieho obvodu. Jednoduchá ilustrácia tohto fenoménu je na obr. 2.1.2. Na tomto obrázku je 900 Hz

(bodkovaný priebeh) signál vzorkovaný frekvenciou 1000 Hz (čierny bodky). Vzorkovaný priebeh je aproximovaný alias priebehom harmonickou funkciou s frekvenciou 100 Hz. Registrovaný priebeh môže viesť ku chybnéj interpretácii údajov o frekvencii pozorovaného signálu. Dvojnásobnosti v interpretácii zabráni potlačenie na nulu všetkých frekvenčných zložiek, ktoré by túto chybnú interpretáciu spôsobili ($f \geq 500 \text{ Hz}$).



Obr. 2.1.2. Ilustrácia aliasing efektu

Vzniknutý efekt sa môže využiť aj v pozitívnom zmysle na spomalenie pozorovaného periodického priebehu odberaním jednotlivých vzoriek vždy z inej periódy pozorovaného priebehu. Týmto stroboskopickým vzorkovaním pozorovaného periodického priebehu sa nemení jeho tvar, ale sa transformuje iba jeho časová stupnica a znižuje jeho frekvencia. Stroboskopické vzorkovanie pre túto svoju vlastnosť, býva tiež nazývané vzorkovaním v ekvivalentnom čase. Transformáciu časovej osi je možné využiť na registrovanie rýchlych procesov. Pri tomto postupe je potrebné stále vedieť transformačný pomer zmeny časovej osi.

Ak je potrebné zobrazit' detaily pozorovaného priebehu ponúka sa najjednoduchšie riešenie predstavované požiadavkou "čo najvyššej vzorkovacej frekvencie", dostatočne prevyšujúcej Nyquistovú frekvenciu. Toto riešenie, ktoré naráža na aktuálne technologické a cenové hranice umožňuje na druhej strane získané číslicové údaje spriemerňovať a tak potláčať vyššie frekvenčné zložky predstavované šumom. V prípade použitia AČP na princípe prevzorkovania pri odbere vstupných vzoriek (prevodníky $\Sigma-\Delta$) umožňuje tento postup vylúčiť aj potrebu antialiasing filtra alebo znížiť nároky, ktoré sú naň kladené. Číslicový výstupný údaj po spriemerňovaní vzoriek bude mať potlačené vyššie frekvenčné zložky (detaily registrovaného priebehu a aditívny šum) tak, že výsledná medzná frekvencia kvantovaného priebehu bude predstavovaná polovicou frekvencie s akou vystupujú spriemerňované vzorky.

Blokom v ktorom dochádza k **časovej diskretizácii** je vzorkovací obvod (VO). Jeho úlohou je zaregistrovať analógovú hodnotu vstupného signálu $x(nT_s)$ v okamihu vzorkovania a udržať ju konštantnou po dobu maximálne rovnú T_p , potrebnú na uskutočnenie prevodu v obvode AČP. Doba amplitúdového prevodu v obvode AČP musí spĺňať nerovnosť $T_s \geq T_p$. S rastúcou rýchlosťou AČP klesajú nároky na dobu pamätania VO.

Pri spätnej reprodukcii vzorkovaného signálu pomocou číslicovo analógového prevodníka (ČAP) sa uplatňuje generovanie digitalizovaného priebehu obdĺžnikmi šírky T_s . Amplitúda obdĺžnikov je určená číselnými údajmi privádzanými na vstup ČAP v okamihoch $n \cdot T_s$. Kvantovaný schodovitý priebeh sa dolným priepustom zapojeným na výstup vyhladí.

2.2. KVANTOVANIE, CHYBY KVANTOVANIA A METÓDY POTLAČENIA KVANTIZAČNÉHO ŠUMU

Kvantizácia hodnoty analógového signálu $x(nT_s)$ spočíva v priradení diskretnej hodnoty $k(nT_s)$ z konečnej množiny hodnôt, ktorá je určená celkovým možným počtom výstupných kódov - počtom rozlíšiteľných úrovní $M = 2^N$ generovaných AČP. Najčastejšie sú tieto hladiny v AČP odstupňované rovnomerne, čím proces kvantizácie je opísaný vzťahom.

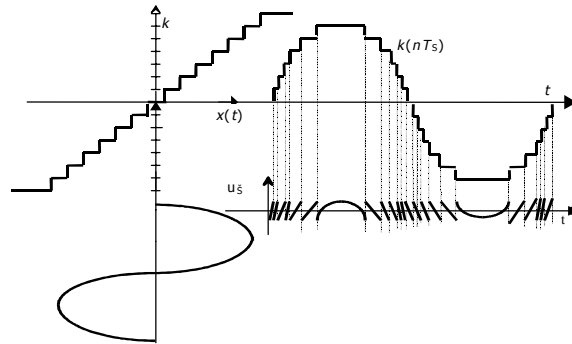
$$k(nT_s) = \text{round} \left\{ \frac{x(nT_s)}{Q} + \frac{1}{2} \right\}, \quad (2.2.1)$$

kde: $k(nT_s)$ výstupný číslicový údaj AČP
 $x(nT_s)$ vstupná časovo diskretizovaná analógová hodnota vstupného signálu
 Q ideálna šírka kódového binu. Predstavuje šírku kvantizačného kroku vyjadrenú v jednotkách vstupnej veličiny x .

Amplitúdová diskretizácia je spojená s tým, že zmena vstupného signálu v intervale jednej hladiny nevyvoláva zmenu číslicového údaja. To predstavuje kvantizačnú chybu ktorá je vnášaná do procesu ďalšieho číslicového spracovania signálu. Pre ľubovoľný priebeh vstupného napätia $x(t)$ možno najlepšie aproximovať rozdiel medzi ním a diskretizovanou výstupnou veličinou $k \cdot Q$ trojuholníkovým priebehom, so špičkovou hodnotou $Q/2$ (obr. 2.2.1.). Efektívna hodnota aproximovaného priebehu je nezávislá od strmosti trojuholníkového priebehu. Efektívna hodnota tohto kvantizačného šumu je v rovná

$$E_{kv} = \sqrt{\frac{1}{T} \int \left(\frac{Q \cdot t}{2T} \right)^2 dt} = Q / \sqrt{12}. \quad (2.2.2)$$

Veľkosť kvantizačného šumu predstavuje smerodajnú odchýlku náhodnej chyby AČP spôsobenú kvantovaním, označovanú ako kvantizačná chyba.



Obr. 2.2.1. Prevodová charakteristika AČ prevodníka, priebeh kvantizačného šumu

Pri tejto hodnote najmenšieho významového bitu maximálna veľkosť rozkmitu harmonického signálu, ktorý možno spracovať je

$$(2^n - 1)Q \leq X_{pp} \leq 2^n Q, \quad (2.2.3)$$

kde X_{pp} je hodnota špička-špička signálu na vstupe AČP alebo výstupe ČAP. Odpovedajúca efektívna hodnota pre prípad harmonického signálu je

$$X_{ef} = \frac{Q \cdot 2^N}{2\sqrt{2}}. \quad (2.2.4)$$

Pomer efektívnej hodnoty signálu ku kvantizačnému šumu S/\bar{S} je potom

$$\frac{S}{\bar{S}} = 2^N \sqrt{1.5}. \quad (2.2.5)$$

Po vyjadrení v decibeloch pomer S/\bar{S} je určený vzťahom

$$\frac{S}{\bar{S}} = N \cdot 6,02 + 1,76 \text{ [dB]}. \quad (2.2.6)$$

Tento výraz ukazuje, že pridaním každého bitu sa pomer S/\bar{S} zlepšuje o 6 dB. Kvantizačný šum predstavuje úroveň pod ktorú v ideálnom stave prevodník nedokáže rozlíšovať. Preto zlepšovanie S/\bar{S} možno predstaviť aj ako zvyšovanie dynamického rozsahu určujúceho pomer medzi najväčším a najmenším rozlíšiteľným napätím. Presne možno dynamický rozsah definovať ako pomer signálu ku šumu obsiahnutého vo frekvenčnom intervale rovnom polovici vzorkovacej frekvencie. Dynamický rozsah 16 bitového AČP zo vzťahu (2.2.6) je 98,1 dB.

Hodnota neistoty kvantovania spôsobená externými zdrojmi rušiaco signálu, hazardmi v procese analógovo číslicového prevodu a nerovnomernou šírkou kódových binov spôsobí, že

kvantizačná chyba má väčší rozkmit ako $\pm Q/2$. Predstavuje to nárast kvantizačného šumu. S nárastom kvantizačného šumu klesá aj počet kvantizačných úrovní, ktoré dokáže AČP spoľahlivo odlíšiť.

K výpočtu spoľahlivo rozlíšených úrovní slúži smerodajná odchýlka všetkých parazitných vplyvov na vstupe AČP. Zlepšovaním parametrov AČP sa táto hodnota približuje efektívnej hodnote ideálneho kvantizačného šumu $Q/\sqrt{12}$. Predstavuje efektívnu hodnotu napätia ekvivalentného rušiaceho zdroja E_{ef} , obr. 2.2.1. Zhoršenie tohto pomeru voči efektívnej hodnote ideálneho kvantizačného napätia vypočítané pomocou dvojkového logaritmu určuje počet bitov poškodených rušiacim napätím. Parametrom, ktorý postihuje skutočne spoľahlivé bity výstupného kódu je efektívny počet bitov *ENOB* (Effective Number of Bits). Počet efektívnych bitov je potom rozdiel úplnej dĺžky výstupného kódu zníženého o počet rušením znehodnotených bitov.

$$ENOB = N - \log_2 \left(\frac{E_{ef}}{Q} \sqrt{12} \right). \quad (2.2.7)$$

Kvantizačný šum ako náhodný proces s rovnomerným frekvenčným rozložením možno charakterizovať aj hustotou výkonového spektra pripadajúcu na frekvenčný interval $(0, f_s/2)$,

$$\varepsilon_{kv}^2 = \frac{Q^2}{6 \cdot f_s}. \quad (2.2.8)$$

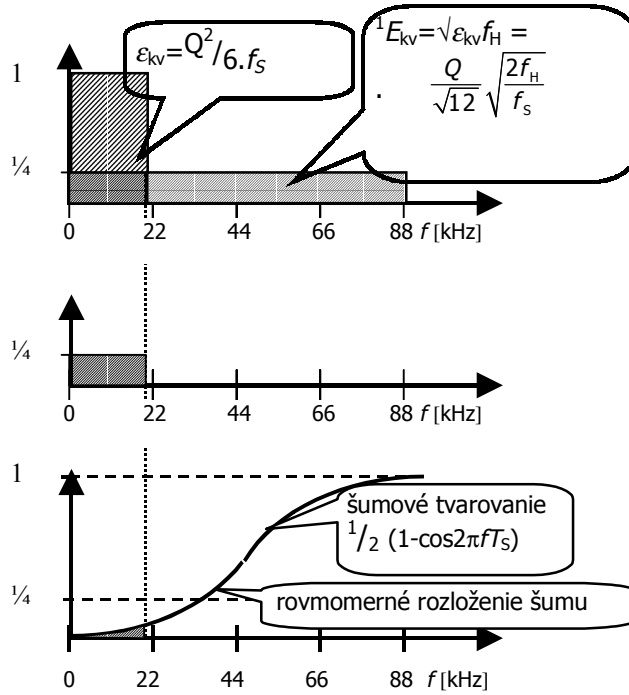
Štvornásobným zvýšením vzorkovacej frekvencie nad hodnotu Nyquistovej frekvencie $f_s = 4(2 \cdot f_H)$ sa jej hustota v prenášanom pásme f_H v rovnakom pomere zníži obr. 2.2.2. a). Efektívna hodnota kvantizačného šumu ${}^1E_{kv}$ v prenášanom pásme f_H je potom 4 krát menšia čo spôsobí zvýšenie efektívneho počtu bitov ENOB o jeden bit.

$$ENOB = N - \log_2 \frac{{}^1E_{kv}}{Q} \sqrt{12} = N - \log_2 \sqrt{\frac{2f_H}{f_s}} = \left. \begin{array}{l} f_H = f_s / 8 \\ {}^1E_{kv} = \varepsilon_{kv}^2 \cdot f_H \end{array} \right| = N + 1. \quad (2.2.9)$$

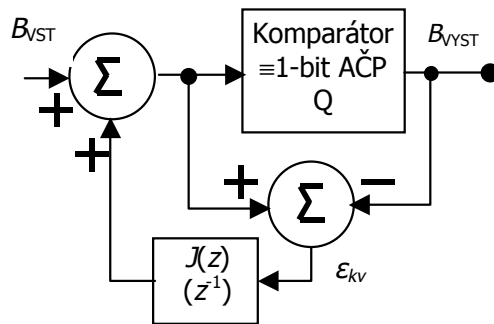
Potlačenie kvantizačného šumu v pásme $(0; f_H)$ prevzorkovaním F_1 je možné vyjadriť pomerom

$$F_1 = \frac{{}^1E_{kv}}{E_{kv}} = \frac{\frac{Q}{\sqrt{12}} \sqrt{\frac{2f_H}{f_s}}}{\frac{Q}{\sqrt{12}}} = \sqrt{\frac{2f_H}{f_s}}. \quad (2.2.10)$$

Ďalšie potlačenie kvantizačného šumu v pásme $(0; f_H)$ sa dosiahne jeho tvarovaním. Cieľom šumového tvarovača je presunúť nízkofrekvenčné zložky kvantizačného šumu do pásma vyšších frekvencií. Štruktúra tvarovača šumu je na obr. 2.2.3.



Obr. 2.2.2 a) b) Vplyv prevzorkovania a frekvenčného ohraničenia na kvantizačný šum
c) Vplyv šumovej filtrácie spektrum kvantizačného šumu



Obr. 2.2.3. Filter s tvarovaním šumu

Výsledný prenos tvarovača je

$$B_{VST}(z) = B_{VST}(z) - \varepsilon_{kv}(z)(1 - J(z)). \quad (2.2.11)$$

Prenos vstupného signálu je jednotkový. Naopak kvantizačný šum ε_{kv} je upravený výrazom $(1-J(z))$, označovaným ako šumová prenosová funkcia a určuje „zafarbenie“ šumu. Ak filter je predstavovaný jednoduchým oneskorením $J(z)=z^{-1}$ bude spektrálna hustota šumu po transformovaní do frekvenčnej oblasti ďalej na nízkych frekvenciách znížená. Skupinová schéma pre takýto typ tvarovania je na obr. 2.2.3. Ideálny kvantizačný šum ${}^1E_{kv}$ komparátora Q vykazuje spektrálnu hustotu výkonu určenú výrazom (2.2.8). Táto rovnomerne rozložená hustota sa bude po tvarovaní v štruktúre obr. 2.2.3. prenášať na výstup podľa vzťahu

$$\varepsilon_v^2(z) = \frac{{}^1E_{kv}^2}{f_s/2} |1 - z^{-1}|^2. \quad (2.2.12)$$

Úpravou možno určiť pomer efektívnych hodnôt kvantizačného šumu zlepšeného šumovým tvarovaním – jeho zafarbením – k pôvodnému netvarovanému šumu v prenášanom frekvenčnom pásme. Výsledný výkon kvantizačného šumu ${}^{Tot}E_{kv}^2$ po šumovej filtrácii v prenášanom pásme signálu je $(0, f_H)$ je

$${}^{Tot}E_{kv}^2 = \frac{{}^1E_{kv}^2}{f_s/2} 2 \int_0^{f_H} (1 - \cos 2\pi f T_s) df = \frac{{}^1E_{kv}^2}{f_s/2} 2f_H \left[1 - \frac{\sin 2\pi f_H T_s}{2\pi f_H T_s} \right]. \quad (2.2.13)$$

Vypočítaný pomer H_1 celkového kvantizačného šumu k jeho hodnote na vstupe šumového filtra je

$$H_1^2 = \frac{{}^{Tot}E_{kv}^2}{{}^1E_{kv}^2} = 2 \left[1 - \frac{\sin \Theta}{\Theta} \right]; \text{ kde } \Theta = 2\pi f_H T_s. \quad (2.2.14)$$

Celkové zlepšenie pomeru efektívnych hodnôt kvantizačného šumu dosiahnutého prevzorkovaním F_1 a šumovým tvarovaním H_1 je určené súčinom oboch zložiek.

$$G_1 = \frac{{}^{Tot}E_{kv}^2}{{}^1E_{kv}^2} \frac{{}^1E_{kv}^2}{E_{kv}^2} = \frac{1}{F_1 H_1} = \frac{1}{2 \sqrt{\frac{f_H}{f_s} \left(1 - \frac{\sin \Theta}{\Theta} \right)}} \text{ kde } \Theta = 2\pi f_H T_s. \quad (2.2.15)$$

Tento princíp je základom štruktúry $\Sigma\text{-}\Delta$ AČP. Postupne je možné zdokonaľovať typ filtra a zvyšovať rád filtra.

Ak sa vložia do výrazu hodnoty zo štruktúry spomínanej na začiatku frekvencie $f_s=176$ kHz, $f_H=20$ kHz. Výraz H_1 nadobudne hodnotu 14,2 dB. Potom 14-bitový ČAP so štvornásobným prevzorkovaním a tvarovačom šumu prvého radu vykazuje dynamický rozsah $S/\check{S}=S/\check{S}_{(14 \text{ bit})}$

+ 14,2 = 80,6 + 14,2 = 100,2 dB, ktorý korešponduje rozsahu viac ako 16-bitového prevodníka $N=16,32=16$ bit.

Je zrejmé, že zvýšením rádu filtra s tvarovaním šumu možno očakávať zlepšenie dynamického rozsahu. Prenos tvarovača druhého radu bude

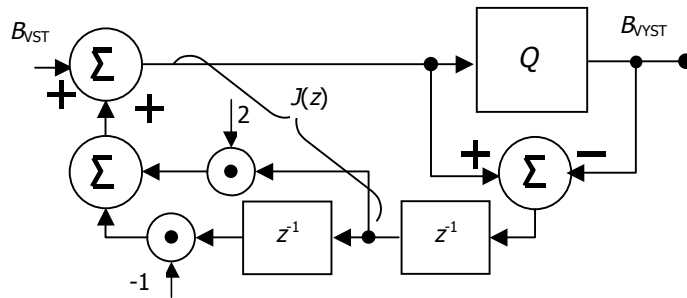
$$(1 - J(z)) = (1 - z^{-1})^2 \text{ odkiaľ } J(z) = z^{-1}(2 - z^{-1}). \quad (2.2.16)$$

Príslušná prenosová funkcia je predstavovaná štruktúrou na obr. 2.2.4. Zlepšenie dynamického rozsahu tvarovačom šumu druhého rádu možno určiť analogicky ako v predchádzajúcom prípade

$$H_2 = \sqrt{6 + \frac{2 \sin \Theta \cdot \cos \Theta - 8 \sin \Theta}{\Theta}}. \quad (2.2.17)$$

Zlepšenie prevzorkovaním zostáva zhodné s predchádzajúcim prípadom (2.2.10) $F_2 = F_1$. Potom celkové zlepšenie dynamického rozsahu je

$$G_2 = \frac{1}{F_2 H_2} = \frac{\sqrt{\pi}}{\sqrt{6\Theta + 2 \sin \Theta \cos \Theta - 8 \sin \Theta}}. \quad (2.2.18)$$



Obr. 2.2.4. Šumovo tvarujúci filter druhého rádu

Pre skôr posudzované hodnoty $f_s=176$ kHz a $f_H=20$ kHz $G_2=19,5$ dB čo predstavuje v prípade 14-bitového ČAP na výstupe zvýšenie vstupného dynamického rozsahu o 3 bity na 17 bitov.

Postupne je možné zvyšovať rád filtra ale jeho ďalšie zvyšovanie je obmedzené nebezpečím vzniku oscilácií. Úpravou prenosovej funkcie $J(z)$ sa udržuje filter tvarovaním šumu v stabilnom režime. Okrem jednoduchého zvyšovania rádu prenosu spätnoväzobného člena je možné tvarovače šumu radiť paralelene. Takéto štruktúry označované ako MASH lepšie zaručujú stabilitu šum potláčajúcej spätnej väzby.

Zlepšenie dynamického rozsahu (rozlíšenie) prevzorkovaním a šumovým tvarovaním využíva redundanciu užitočnej informácie vo viacerých vzorkách. Nekorelovaný šum týchto zložiek sa potláča ich spriemernením – dolnofrekvenčnou filtráciou. Operácie spriemernenia sú na úkor vzorkovacej frekvencie, ktorá sa týmto znižuje. Najjednoduchším typom dolného priepustu je spriemerňujúci filter FIR.

2.3. DVOJKOVÉ KÓDY

Najrozšírenejšie kódy AČP, ktoré spracúvajú unipolárne vstupné napätie, resp. generujú výstupné napätie ČAP sú v Tab. 2. 3.1. Dva z najrozšírenejších kódov sú prirodzený binárny a binárne kódovaný dekadický BCD. Prvý najlepšie využíva dĺžku slova, druhý je vhodný na zobrazenie na desiatkovom displeji.

Analogové napätie - podiel z celkového rozsahu	Prirodzený binárny kód	Komplementárny kód	BCD kód
0,00	0 0 0 0	1 1 1 1	0 0 0 0 0 0 0 0
1/16	0 0 0 1	1 1 1 0	0 0 0 0 0 0 0 1
2/16	0 0 1 0	1 1 0 1	0 0 0 0 0 0 1 0
3/16	0 0 1 1	1 1 0 0	0 0 0 0 0 0 1 1
4/16	0 1 0 0	1 0 1 1	0 0 0 0 0 1 0 0
5/16	0 1 0 1	1 0 1 0	0 0 0 0 0 1 0 1
6/16	0 1 1 0	1 0 0 1	0 0 0 0 0 1 1 0
7/16	0 1 1 1	1 0 0 0	0 0 0 0 0 1 1 1
8/16	1 0 0 0	0 1 1 1	0 0 0 0 1 0 0 0
9/16	1 0 0 1	0 1 1 0	0 0 0 0 1 0 0 1
10/16	1 0 1 0	0 1 0 1	0 0 0 1 0 0 0 0
11/16	1 0 1 1	0 1 0 0	0 0 0 1 0 0 0 1

Tab. 2.3.1 Najrozšírenejšie unipolárne kódy AČP a ČAP

Výstupné kódy bipolárneho AČP (rozsah vstupného napätia je $(-X_{\max} - +X_{\max})$ sú v Tab. 2.3.2.

Na rozdiel od unipolárneho AČP je potrebný ďalší bit vo výstupnom slove bipolárneho AČP vyjadrujúci polaritu vstupného signálu. Najprirodzenejšie je to ukázané v znamienkovo veľkostnom kóde, ktorý je najvhodnejší v prípade keď veľkosť je vyjadrená v BCD kóde.

Posunutý binárny kód je jednoduchšie realizovateľný. Možno ho získať z unipolárneho AČP keď sa k vstupnému napätiu pripočíta ofsetové napätie predstavujúce polovicu rozsahu. Okrem jednoduchej implementácie jeho ďalšou prednosťou je ľahký prevod na dvojkovo komplementárny kód inverziou najvyššieho významového bitu. Tento kód je vhodnejší pre číslicové spracovanie. Hlavným nedostatkom tohto kódu je, že najväčšia zmena vo výstupnom údaji nastáva v okolí nuly. Táto zmena je totiž sprevádzaná aj s najväčšou zmenou vnútorných stavov AČP a následne najväčšou chybou v prevodovej charakteristike. Tým aj relatívna chyba vo veľmi významnom bode prevodovej charakteristiky predstavovanom okolím nuly, je maximálna. Veľkostný BCD kód pre priame vyjadrenie na desiatkovom displeji sa využíva aj pri bipolárnom AČP kde jeden bit určuje znamienko.

Podiel vstupného rozsahu	Znamienkovo + veľkostný kód	Dvojkovo komplementárny kód	Posunutý binárny kód
+7/8	0 1 1 1	0 1 1 1	1 1 1 1
+6/8	0 1 1 0	0 1 1 0	1 1 1 0
+5/8	0 1 0 1	0 1 0 1	1 1 0 1
+4/8	0 1 0 0	0 1 0 0	1 1 0 0
+3/8	0 0 1 1	0 0 1 1	1 0 1 1
+2/8	0 0 1 0	0 0 1 0	1 0 1 0
+1/8	0 0 0 1	0 0 0 1	1 0 0 1
0+	0 0 0 0	0 0 0 0	1 0 0 0
0-	1 0 0 0	0 0 0 0	1 0 0 0
-1/8	1 0 0 1	1 1 1 1	0 1 1 1
-2/8	1 0 1 0	1 1 1 0	0 1 1 0
-3/8	1 0 1 1	1 1 0 1	0 1 0 1
-4/8	1 1 0 0	1 1 0 0	0 1 0 0
-5/8	1 1 0 1	1 0 1 1	0 0 1 1
-6/8	1 1 1 0	1 0 1 0	0 0 1 0
-7/8	1 1 1 1	1 0 0 1	0 0 0 1
-8/8		1 0 0 0	0 0 0 0

Tab. 2.3.2 Najrozšírenejšie kódy bipolárnych AČP a ČAP

3. BLOKY PREDSPRACOVANIA SIGNÁLOV

3.1. OBVODY ANALÓGOVÉHO SPRACOVANIA

Návrh analógovej časti bloku prvotného spracovania signálov vychádza z vlastností snímača, druhu jeho výstupnej veličiny a spôsobu prenosu veličiny prenášajúcej meranú informáciu. Pre spracovanie signálov aktívnych snímačov slúžia:

- 1) Zapojenia, ktoré zabezpečia zosilnia napätie alebo prúd na úroveň vhodnú pre prenos a analógovo-číslcovú konverziu. Jednotlivé bloky v kaskáde sú naviazané s podmienkou najvyššej odolnosti voči prieniku rušiacich signálov.
- 2) Zapojenia, ktoré transformujú jednu aktívnu elektrickú veličinu na druhú za účelom extrakcie meraného parametra. Medzi takéto transformácie možno radiť určenie náboja (integrácia) alebo udaja o strmosti (derivácia) fázového posunu, šírky impulzu atď. Sem je potrebné zaradiť aj obvody, ktoré bezprostredne na výstupe pasívnych snímačov impedanciu výstupnej brány konvertujú na aktívnu elektrickú veličinu. Takými sú:
 - Mostíkové schémy umožňujúce konverziu odporu na napätie, resp. komplexnú impedanciu na napätia úmerné reálnej a imaginárnej zložke.
 - Obvody priamej transformácie impedancie na výstupný signál.
 - Obvody, kde imitancia moduluje iný parameter signálu prenášajúceho meranú informáciu (frekvenciu-oscilátory, fázu-fázovacie články, šírka impulzu).
- 3) Zapojenia, ktoré spracujú elektrický signál prenášajúci meranú informáciu tak, aby bol maximálne odolný na prienik rušiacich veličín. Sem možno zaradiť filtrácie podľa vybraného charakteristického znaku (frekvencie, amplitúdy, tvary a pod.) a transformácie do iných odolnejších oblasti spracovania. Najčastejším princípom je frekvenčný posun - zmiešavanie.
- 4) Multiplexory analógového signálu a vzorkovacie obvody spolupracujúce s AČP.

Základným prvkom používaným v týchto obvodoch je operačný zosilňovač (OZ). Vďaka rozvoju mikroelektroniky sa svojimi vlastnosťami stále viac približuje k ideálnemu operačnému zosilňovaču. Vlastnosti skutočného operačného zosilňovača (OZ) možno odhadnúť údajmi uvedenými v zátvorke [11].

- nekonečným zosilnením v diferencnom móde ($A_D = 10^6$)
- nulovým zosilnením v súčtovom móde ($A_{CM}=10$). Výstupné napätie je potom určené vzťahom

$$U_o = A_D (U_1 - U_2) + A_{CM} \frac{U_1 + U_2}{2}. \quad (3.1.1)$$

- nekonečnou vstupnou impedanciou ($R_{IN}=10 \text{ M}\Omega$)
- nulovým výstupným odporom. ($R_{OUT}=50 \Omega$)
- nekonečnou šírkou frekvenčného pásma spracovávaného signálu. (frekvencia prvého pólu $f_1=20 \text{ Hz}$)

- vstupnými kľudovými prúdmi $I_0 + \Delta I_1$, $I_0 + \Delta I_2$ ($I_0 \cong 1\text{pA}$ –technológia BiMOS a $I_0 \cong 50\text{nA}$ pre bipolárnu technológiu)
- napäťovou nesymetriou ($U_0 \cong 0,3\text{-}5\text{ mV}$)

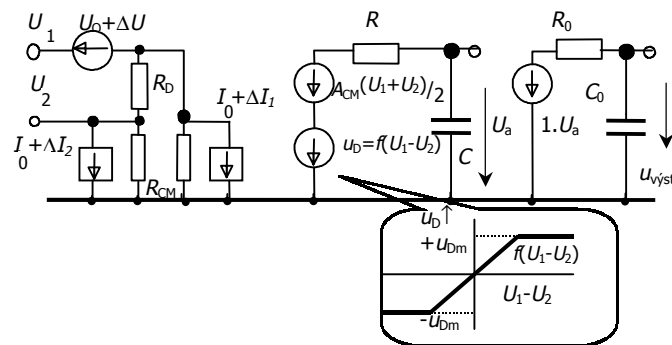
Z teórie zápornej spätnej väzby je zrejme, že vďaka veľkému zosilneniu operačného zosilňovača prenosová funkcia výsledného usporiadania bude závislá len na reciprokej hodnote prenosu lineárneho spätnoväzobného člena $1/\beta$

$$A' = \frac{A}{1 - \beta A} = |A \rightarrow \infty| = -\frac{1}{\beta}. \quad (3.1.1)$$

Výberom vhodnej zápornej spätnej väzby možno upraviť charakter výslednej prenosovej funkcie a vlastností zosilňovača (vstupný a výstupný odpor). Podľa charakteru prenosovej funkcie možno získať:

- Napäťový zosilňovač, charakterizovaný prenosovou funkciou U_2/U_1 .
- Prúdový zosilňovač, ktorého prenosová funkcia je určená pomerom prúdov I_2/I_1 .
- Napäťovo prúdový prevodník, charakterizovaný prenosovou funkciou I_2/U_1 .
- Prúdovo napäťový prevodník, charakterizovaný prenosovou funkciou U_2/I_1 .

Pre vykonanie kvalitatívnej analýzy dostatočne dobre vystihuje chovanie reálneho operačného zosilňovača náhradný obvod podľa obr. 3.1.1.



Obr. 3.1.1. Model operačného zosilňovača zohľadňujúci dynamické nelinearity

Model pozostáva z troch stupňov. Prvý predstavuje vstupnú kaskádu, kde sú ukázané vlastnosti s akými zaťažuje výstup predchádzajúcej kaskády. Jednosmerný prúdový a napäťový ofset a jeho driftovanie je zahrnuté do zdroja napätia ΔU a prúdu ΔI_i . Náhradná schéma operačného zosilňovača zahrňujúca aj efekty nelinearity vstupnej kaskády je ukázaná v rámičku na obr. 3.1.1. Zosilňovač v druhej kaskáde obsahuje nelineárny prenos s hodnotami saturovaného napätia $\pm U_{Dm}$. Opísaná závislosť spôsobí, že po saturácii vstupnej kaskády časová derivácia napätia na jej výstupe sa zastaví pre ľubovoľne veľký vstupný

signál na hodnote určenej strmost'ou nárastu SR (slewing rate). Prenos súčtového signálu je predstavovaný zosilňovačom A_{CM} . Posledná kaskáda predstavuje výstupný zosilňovač s výstupným odporom R_{OUT} . Symetrické napájanie spôsobí, že sa operačný zosilňovač blíži svojmu ideálnemu modelu a umožňuje kaskádne radiť viac stupňov bez potreby ich vzájomného jednosmerného oddelovania.

Ďalšími nepriaznivými vlastnosťami sú zmeny vstupného napätia – drift - vyvolané zmenami teploty, napájacieho napätia v čase. Podobne vstupný prúd akokoľvek malý (rádovo nA) pri pripojení na zdroj s vysokou výstupnou impedanciou môže spôsobiť nepríjemné unášanie vstupného napätia. Napät'ový a prúdový drift pozostáva preto z jeho východzej hodnoty ΔU_0 , ΔI_{01} , ΔI_{02} a prírastkov spôsobených zmenami teploty Δv a napájacieho napätia ΔU_N . Prúdové driftы oboch vstupov majú okrem súhlasnej zložky predstavujúcej nárast vstupného prúdu vplyvom teploty v a zmeny napájacieho napätia aj rozdielovú predstavujúcu nárast rozdielu vstupných prúdov spôsobený tými istými príčinami

$$\begin{aligned}\Delta I_i &= \Delta I_{0i} + \frac{\partial \Delta I_{0i}}{\partial v} \Delta v + \frac{\partial \Delta I_{0i}}{\partial U_N} \Delta U_N; \quad i = 1, 2 \\ \Delta U &= \Delta U_0 + \frac{\partial U_0}{\partial v} \Delta v + \frac{\partial U_0}{\partial U_N} \Delta U_N\end{aligned}\quad (3.1.2)$$

Výsledný účinok týchto dvoch parazitných zdrojov vstupného prúdu a napätia závisí od konkrétneho zapojenia. Môže byť vyšetrovaný len analýzou konkrétneho obvodu pre známe zmeny napájacieho napätia ΔU_N a teploty Δv . Účinok tohto driftov prúdu a napätia, ktorý je často určujúci pri výbere z dostupnej ponuky operačných zosilňovačov sa pričítava k ostatným zdrojom nepresností a musí byť pod úrovňou rozlíšenia celého meracieho reťazca prepočítanou na vstup OZ.

Pomer medzi zosilnením v diferenčnom móde a súčtovom móde pri skutočnom operačnom zosilňovači sa označuje ako činiteľ potlačenia súčtového signálu $CMRR$

$$CMRR = 20 \log \left| \frac{A_d}{A_{CM}} \right|. \quad (3.1.3)$$

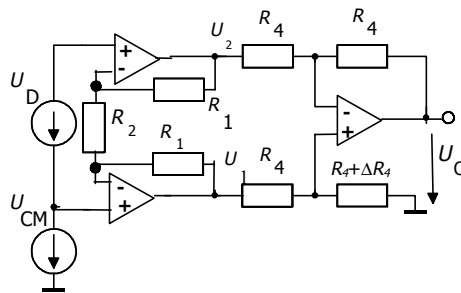
Príčiny, pre ktoré skutočný zosilňovač vykazuje neželanú citlivosť na súčtový signál sú dve:

- Skutočný operačný zosilňovač vykazuje konečnú hodnotu zosilnenia súčtového signálu A_{CM} .
- Vstupný súčtový signál U_{CM} na nesymetrii vstupnej odporovej siete generuje rozdielové napätie, ΔU_{CM} ktoré je potom veľkým diferenčným zosilnením A_d prenesené na výstup.

Prvú príčinu možno potlačiť výberom operačného zosilňovača s vysokým činiteľom potlačenia súčtového signálu $CMRR$. Druhý zdroj prieniku súčtového signálu na výstup možno potlačiť len starostlivým obvodovým riešením s využitím symetrie alebo rozpojením možných galvanických väzieb.

Základné vlastnosti zapojení s operačným zosilňovačom možno vypočítať obvodovou analýzou pri použití modelu ideálneho operačného zosilňovača. Podmienka, ktorá musí byť splnená pri analýze tejto spätnoväzobnej sústavy je, že v žiadnom z jej bodov nesmie dôjsť k saturácii. Miestom najviac obmedzeným touto podmienkou je napätie na výstupe operačného zosilňovača. Jeho medze sú určené obidvoma napájacimi napätiami. Podielom konečnej veľkosti rozkmitu výstupného napätia so skoro nekonečne veľkým zosilnením vychádza odpovedajúca zmena vstupného napätia je zanedbateľne malá – ("virtuálna nula"). Pokiaľ je zosilňovač v aktívnej oblasti, táto hodnota napätia na vstupe OZ zostáva nezmenená pri ľubovoľných zmenách prúdu vtekajúceho do tohto bodu. Vstup OZ sa potom javí ako bod s nulovým odporom medzi svorkami. Táto vlastnosť je výhodným diagnostickým príznakom. Objavenie väčšieho napätia medzi invertujúcim a neinvertujúcim vstupom OZ svedčí o tom, že sa zosilňovač dostal do saturácie.

Okrem základných zapojení s operačnými zosilňovačmi, pre spracovanie meracích signálov sa osvedčilo niekoľko špeciálne zapojených zosilňovačov. Základnými predstaviteľmi sú prístrojový zosilňovač s konštantným a nastaviteľným zosilnením ako aj izolačný zosilňovač.



Obr. 3.1.2. Prístrojový zosilňovač

Spracovania slabých meracích signálov za pôsobenia silných interferencií rušiacimi signálmi vyžaduje zosilňovač, ktorý svojimi vlastnosťami je blízky ideálnemu. Hlavnou požiadavkou ktorou sa má podobat' na ideálny zosilňovač je vysoké potlačenie súčtového signálu. Možno to dosiahnuť kaskádou dvoch stupňov v ktorej prvý zosilňuje signál v diferencnom móde spolu so súčtovým signálom prenášaným s jednotkovým zosilnením a druhým stupňom, ktorý neutralizuje súčtový signál a opakuje signál v diferencnom móde (obr. 3.1.2).

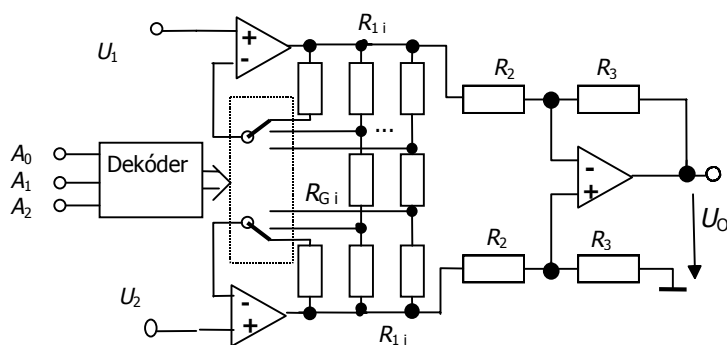
Napätia na výstupe prvého stupňa U_1 , U_2 možno určiť z podmienky, že na vstupoch zosilňovačov je virtuálna nula a že vstupný prúd do zosilňovačov je nulový.

Zosilňovač v druhej kaskáde je zapojený ako diferencný (rozdielový) zosilňovač. Princípom superpozície možno posúdiť účinok každého jedného z oboch napätí U_1 , U_2 . Výsledné napätie U_0 zohľadňujúce aj chybu jedného z odporov v mostíku je potom určené nasledujúcim vzťahom.

$$U_0 = U_D \left(\frac{2R_1}{R_2} + 1 \right) - \frac{\Delta R_4}{2R_4} U_{CM}. \quad (3.1.4)$$

Malé zmeny ΔR_4 jedného z odporov od jeho presnej hodnoty R_4 spôsobí, že súhlasový mod napätí U_{CM} , sa zmení na rozdielový a plne bude zosilnený. Preto od presnosti týchto prvkov závisí kvalita s akou sa tento prístrojový zosilňovač približuje k ideálnemu v potlačení súčtového signálu k zosilneniu súčtového.

Prístrojový zosilňovač s programovateľným zosilnením (angl. Programmable gain amplifier - PGA) sa používa v automatických meracích systémoch k vyrovnaniu veľkosti spracovaných signálov zo zdrojov s veľmi rozdielnou úrovňou. Veľkosť zosilnenia A sa riadi číslom kódom na adresových vodičoch (A_0, A_1, A_2), ktorými sa volí poloha prepínača spätnoväzobnej siete odporov. Na obr. 3.1.3. je touto sieť $R_1 - R_G - R_1$ v pozíciách 0,1,...7. Počtom bitov v adrese je daný počet stupňov jednotlivých zosilnení, odstupňovaním hodnôt spätnoväzobných odporov je daný rad zosilnení. Obvykle zosilnenia sú odstupňované stupnicou tvorenou mocninou dvoch, napr.: 1 - 4 - 16 - 64 - 256 - 1024.

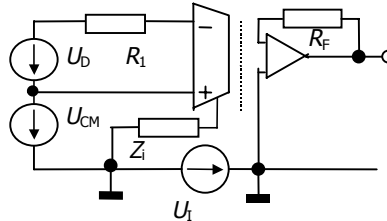


Obr. 3.1.3. Prístrojový zosilňovač s programovateľným zosilnením

Okrem spoločných parametrov s prístrojovým zosilňovačom, dôležitým parametrom programovateľných zosilňovačov je doba ustálenia nastavenej hodnoty zosilnenia. Táto doba ustálenia sa určuje od okamihu prepnutia zosilnenia po okamih ustálenia výstupného napätia U_0 s danou odchýlkou vyjadrenou v % alebo bitoch rozlíšenia.

Pri meraní slabých rozdielových signálov je častý prípad, že tieto majú veľmi silnú súhlasovú zložku U_{CM} . V tomto prípade činiteľ potlačenia súčtového signálu prístrojového zosilňovača nedokáže dostatočne potlačiť účinok zosilnenia súhlasového módu A_{CM} voči zosilnenému užitočnému signálu A_D . Podobná situácia nastáva tiež, ak vstupné napätie v súhlasovom móde prekračuje hranice pri ktorých dokáže prístrojový zosilňovač pracovať bez poškodenia.

Vstupný signál musí byť galvanicky oddelený od obvodu spracovania. Pre tento účel je potrebné použiť izolačný zosilňovač, ktorý umožní úplne plávajúce napojenie blokov analógovo číslicového rozhrania na výstup snímača, čo je veľmi podobné ideálnemu stavu. Oddelia sa tým dva systémy s rôznymi zemiacimi uzlami, čo zodpovedá požiadavkám bezpečnostných dôvodov s prerušenými sľučkami rušiacich signálov.



Obr. 3.1.4. Izolačný zosilňovač

Izolačný zosilňovač (obr. 3.1.4) sa musí okrem požadovaného izolačného napätia sa musí vyznačovať vysokou presnosťou prenosu. Podobne ako v prístrojovom zosilňovači potlačenie súhlasového signálu musí sa približovať k ideálnemu OZ. V tomto prípade sa celkový činiteľ skladá z dvoch zložiek činiteľa potlačenia izolačného napätia $IMRR$ a samotného činiteľa potlačenia súčtového signálu $CMRR$ vstupnej kaskády. Prvá zložka je predstavovaná prenosom cez izolačnú bariéru A_I a druhá zosilnením A_{CM} vstupnej kaskády. Izolácia vstupnej kaskády od koncového stupňa zabezpečuje veľmi malú hodnotu A_I . Potom aj tie súčtové signály ktoré pôsobia medzi dvoma zemiami (izoláciou) sú účinne potlačené. Súčtové napätie U_{CM} pôsobiace voči plávajúcej zemi G_2 je potlačené tou mierou ako je navrhnutá odporová sieť vstupnej kaskády. Aj tu platí, že súčtové napätie U_{CM} , ktoré sa pripočíta k rozdielovému s hodnotou ΔU_{CM} , transformáciou na nesymetrii vstupu je prenesené zosilňovačom s veľkým zosilnením A_D . Veľkosť napätia ΔU_{CM} značne závisí od hodnoty impedancie Z_I vstupnej kaskády voči plávajúcej zemi. Návrhár musí preto venovať vyššiu pozornosť zachovaniu symetrie na vstupe, aby sa neznehodnotili prednosti izolačného zosilňovača takouto nedbanlivosťou. Výstupné napätie U_O je dané

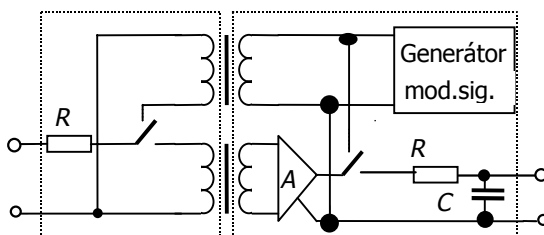
$$U_O = A_D(U_D + \Delta U_{CM}) + U_{CM}A_{CM} + U_I A_I. \quad (3.1.5)$$

Z princípu zapojenia je zrejmé že výsledný činiteľ $CMRR$ je veľmi vysoký. Prenosové vlastnosti izolačného zosilňovača závisia predovšetkým na type väzby, ktorou je prenesený meraný signál cez izolačnú bariéru:

- Prvý možný princíp využíva dva optoizolátory, z ktorých prvý oddeľuje vstup a druhý s vlastnosťami blízky prvému kompenzuje jeho nelinearitu a drift. Ich výhodou je veľká šírka prenášaného frekvenčného pásma.
- Druhý možný princíp využíva transformáciu jednosmerného signálu na striedavý modulátorom a následné zosilnenie tohto striedavého signálu. Výstupné napätie sa získa usmernením zosilneného striedavého priebehu, ktorého špičková hodnota je

úmerná vstupnému jednosmernému napätiu (obr. 3.1.5). Elektronické spínače sú realizované poväčšine MOS-FET spínačmi. Spínačový modulátor to plní aj funkciu synchronného demodulátora - usmerňovača. Pri použití modulátora a demodulátora riadeného spoločným pilotným kmitočtom sa dosiahne okrem odizolovania vstupu od výstupu aj účinné potlačenie iných interferujúcich signálov. Medzi nimi predovšetkým ofsetu a driftu zosilňovača. Synchronné usmernenie umožní aj potlačenie parazitného rušenia spôsobeného indukovaným sieťovým napätím. Úprava vlastností zosilňovača zavedením vonkajšej spätnej väzby má za následok to, že sa prepojom stráca výhoda galvanického rozpojenia. Tá potláčala prienik rušiacoho signálu medzi dvoma zemami. Zostáva ale výhoda malého ofsetu a driftu vstupu.

- Transformátorovú väzbu možno nahradiť aj kapacitnou. Technológia spínaných kapacitorov umožní mikroelektronickú realizáciu izolačného zosilňovača. Nevýhodou je nižšia presnosť.



Obr. 3.1.5. Modulačný izolačný zosilňovač

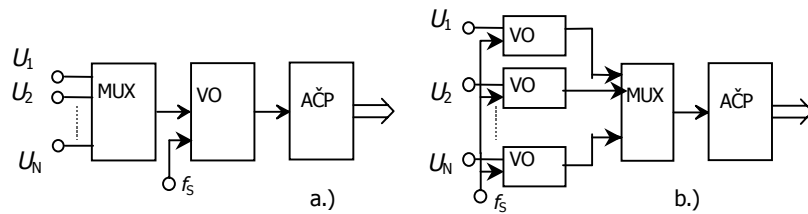
V odbornej literatúre zaoberajúcej sa návrhom obvodov predspracovania sú rozpracované postupy návrhu týchto obvodov pomocou dostupných elektronických prvkov rôzneho stupňa integrácie [11], [12].

3.2. MULTIPLEXORY ANALÓGOVÉHO SIGNÁLU

Pri prevode amplitúdy signálu na číslo je potrebné počítať s potrebou analógovo číslicového prevodu viacerých vstupných analógových signálov na číslicový údaj, ktorý je odoberaný spoločným kanálom číslicového spracovania signálu. Toto spoločné pripojenie niekoľkých zdrojov analógového signálu na spoločnú číslicovú zbernicu, môže byť realizované viacerými spôsobmi.

Najrozšírenejší princíp analógovo číslicového prevodu niekoľkých analógových kanálov využíva proces časového delenia, kde vstup jedného AČP je sekvenčne multiplexovaný - prepínaný - medzi jednotlivými analógovými zdrojmi (obr. 3.2.1.). Pri multiplexovaní M

vstupných signálov, potrebný interval prevodu T_p je viazaný s intervalom vzorkovania T_s podmienkou $T_p < T_s/M$.



Obr. 3.2.1. Reťazec prepínača, časovej a amplitúdovej diskretizácie

Z dvoch možností zapojenia vzorkovacích obvodov na vstupe alebo na výstupe prepínača je jednoduchšou druhá, lebo zabezpečuje priamu spoluprácu vzorkovacieho obvodu s analógovo číslicovým prevodníkom. Pripojenie vzorkovacích obvodov na vstup multiplexora sa používa len vtedy keď je potrebné vzorkovať všetky signály v rovnakých časových okamihoch.

Základné parametre charakterizujúce vlastnosti skutočných prepínačov analógového napätia sú:

Počet vstupov, ktoré prepínač je schopný prepnúť na spoločný výstup.

Pracovný rozsah vstupných napätí a prúdov, ktorý definuje rozsah vstupných napätí (U_{MIN} , U_{MAX}) a prúdov (I_{MIN} , I_{MAX}), ktoré dokáže prepínač spracovať s garantovanými parametrami.

Odpor zopnutého R_{ON} a rozpojeného R_{OFF} kanálu určuje hodnotu odporov, ktorými sú prepojené vstupy a výstupy prepínača a spínača v zopnutom stave obr. 3.2.3. a predstavujú statické parametre spínačov. Parametre charakterizujúce doby prechodu z jedného stavu do druhého sú základnými dynamickými parametrami, ktoré užívateľ potrebuje poznať.

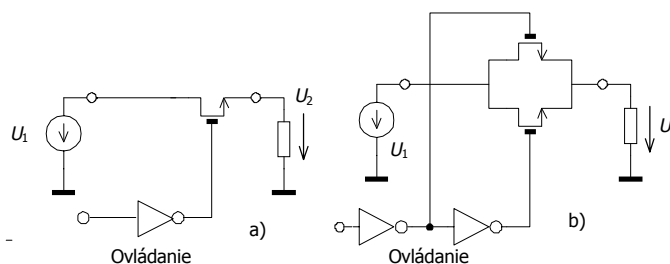
Doba zopnutia T_{ON} a rozpojenia T_{OFF} kanálu predstavuje dobu, za ktorú prejde impedancia v spínanej vetve zo stavu rozpojeného R_{OFF} do stavu zopnutého R_{ON} a naopak.

Veľmi dôležitým parametrom charakterizujúcim prácu len prepínača je prienik signálu. Určuje logaritmickú mieru prieniku signálu z kanálu rozpojeného na vybraný zopnutý kanál.

Táto miera je vyjadrená výrazom $20 \log \left| \frac{U_1(\omega)}{U_2(\omega)} \right|$, kde napätie $U_1(\omega)$ predstavuje napätie namerané na výstupe prepínača a napätie $U_2(\omega)$ je napätie na vstupe rozopnutého

kanálu. Pri podrobnejšej analýze týchto obvodov je potrebné poznať aj hodnoty parazitných prvkov vystupujúcich v ich modeli.

Najvýznamnejším parazitným prejavom je väzba radiaceho obvodu na výstupnú bránu. Jej vplyv sa potláča galvanickým oddelením ovládacieho obvodu od spínanej časti. Je nutnou podmienkou ktorá spôsobila, že sériovo zapojené spínače tvorené bipolárnymi tranzistormi sa neosvedčili. Napriek malému saturačnému napätiu pri ich zapnutí, básový prúd prenikajúci do pripojenej záťaže predstavuje chybový príspevok. Tento nedostatok sa dá odstrániť len zložitým radiacim obvodom. Najčastejším obvodovým riešením je prepínač s použitím MOS-FET tranzistorov.

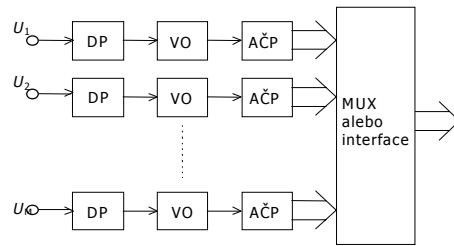


Obr. 3.2.2. Spínač s poľom riadenými tranzistormi

Základný typ spínača s unipolárnym tranzistorom je na obr. 3.2.2 a). Využíva sa MOS tranzistor jedného typu vodivosti kanálu. Pracovný režim ako prvku s riadeným odporom je zhora ohraničený veľkosťou prúdu kanálu pri ktorej tranzistor prechádza do oblasti nasýtenia.

Často používaný typ spínača s komplementárnou dvojicou je na obr. 3.2.3.b). Paralelné zapojenia dvoch komplementárných MOS-FET tranzistorov zabezpečuje identické elektrické vlastnosti pre obidve polaritu spínaného napätia. Okrem spomínanej výhody galvanického oddelenia radiacej elektródy od spínaného kanála ich prednosťou je symetria vlastností kolektora a emitora vďaka ktorej dokážu spracovať signál oboch polarít. Zmenou polarity si len vymenia tieto uzly svoje funkcie.

Alternatívou k tomuto princípu je paralelné zaradenie viacerých AČP, ktorých výstup sa potom ďalej prepína pomocou číslicového multiplexora. Ceny AČP klesajú a to dáva možnosť realizovať multikanálový systém so zdanlivým luxusom, kedy každému kanálu je priradený jeden AČP (obr. 3.2.3). K nárokom na každý kanál je potrebné započítať potrebný vzorkovací obvod (VO) a antialiasing filter typu dolný priepust. AČP sú spúšťané cyklicky, každý v posunutom časovom okamihu $n \cdot T_s$. Ak je počet paralelných vetví M , potom intervaly s akými bude spúšťaný prevod každého z prevodníkov je $T_p = M \cdot T_s$.



Obr. 3.2.3. Multiplexovanie číslicových výstupov

Paralelné schémy majú viacero výhod, ktoré dokážu vyvážiť náklady na veľké množstvo AČP s nutnými vzorkovacími obvodmi na svojich vstupoch. Prvou z výhod tohto usporiadania je možnosť použitia pomalších AČP vyhovujúcich podmienkam vzorkovacej frekvencie.

Paralelné schémy viacerých AČP poskytujú ďalšie výhody vtedy, keď sú použité v priemyselných systémoch zberu dát, kde meracie uzly sú priestorovo rozložené podľa polohy meracích miest v technologickom zariadení. Toto prostredie býva zaťažené silnými interferenciami z rôznych zdrojov rušenia. Číslicové výstupy z AČP v paralelnej alebo sériovej forme umožňujú jednoduché galvanické oddelenie výstupov transformátorovou väzbou na metalické vedenie alebo prenos optickým káblom cez izolátor. Výhodné pri sériovom výstupe z AČP je to, že si vyžaduje len jeden galvanický oddelovač pre sériovú zbernicu.

Podrobnejšia analýza analógových multiplexerov je uvedená v [20], [11], [12].

3.3. VZORKOVACÍ OBVOD

Vzorkovací obvod (VO) spája časovú diskretizáciu - vzorkovanie - s analógovou pamäťou. Znamená to, že hodnota napätia v okamihu odberu vzorky je zapamätaná s konštantnou veľkosťou po dobu potrebnú na vykonanie analógovo číslicového prevodu. Redukuje sa tak možnosť vytvorenia dynamických chýb v AČP vyvolaných nestálosťou vstupného napätia počas prevodu.

Pri analógových vzorkovacích obvodoch sa okamžitá hodnota vstupného napätia zaregistruje pomocou pamäťového kondenzátora a zostáva na výstupe oddelovacieho zosilňovača takou mierou konštantnou, akou sa podarí potlačiť proces vybíjania tohto kondenzátora.

Plný cyklus práce ľubovoľného analógového VO sa skladá z dvoch fáz a dvoch prechodov medzi nimi.

- Fáza vzorkovania-spínač je zapnutý.
- Fáza pamätania-spínač je rozopnutý.
- Prechod z fázy vzorkovania do fázy pamätania.
- Prechod z fázy pamätania do fázy vzorkovania.

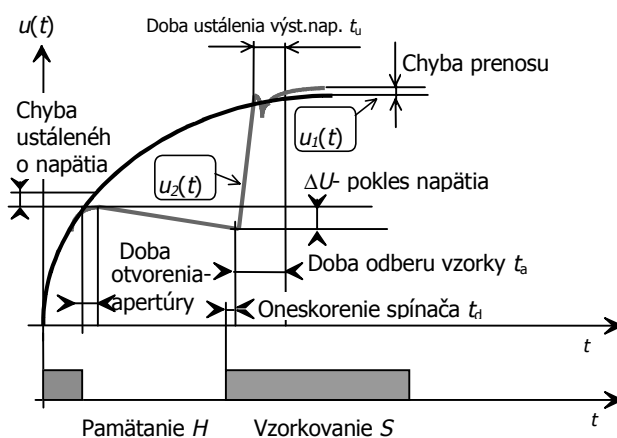
Ak vzorkovací obvod zotrúva vo fáze pamätania minimálne nutný čas a po zvyšnú dobu je vo fáze vzorkovania označujeme takýto VO ako sledovaco-pamäťovým (angl. track and hold T/H). Ak naopak fáza vzorkovania je redukovaná na nezbytné nutnú, zaužívalo sa pre takýto VO označenie vzorkovaco-pamäťový (angl. sample and hold S/H). Priebeh výstupného napätia za prítomnosti vstupného harmonického napätia je na obr. 3.3.1. Suma časov vzorkovania a pamätania predstavuje vzorkovací interval T_S . Vlastnosti VO sú určené použitými zosilňovačmi, pamäťovým kondenzátorom a vlastnosťami spínača.

Parametre vzorkovacích obvodov

Okrem hlavných parametrov vzorkovacieho obvodu akými sú interval vstupných napätí (U_{MIN} , U_{MAX}) a potrebné napájacie napätia, sú vlastnosti VO ďalej určené pre jednotlivé fázy činnosti. Najdôležitejšími parametrami opisujúcimi chovanie VO počas fázy vzorkovania. sú:

Doba odberu vzorky t_a (angl. acquisition time) (obr. 3.3.1.). Je to hlavný dynamický parameter, ktorý je definovaný ako celková doba od okamihu započatia vzorkovania po okamih kedy výstupné napätie nadobudne hodnotu v definovanom intervale od jej ideálnej veľkosti. Táto doba sa určuje pre definované skoky výstupného napätia s počiatočnou hodnotou 0 V. Tlmené oscilácie s ktorými môže byť spojený tento prechodný proces sú spôsobené šírkou frekvenčného pásma zosilňovačov a tým spätných väzieb. Frekvenčná prenosová charakteristika VO umožní nájsť optimálnu hodnotu kompenzačných prvkov. S týmto súvisí aj ďalší parameter charakterizujúci VO v tejto fáze.

Doba ustálenia výstupného napätia t_u (angl. settling time) (obr. 3.3.1.) je predstavovaná maximálnou hodnotou časového intervalu, potrebnú na ustálenie výstupného napätia.



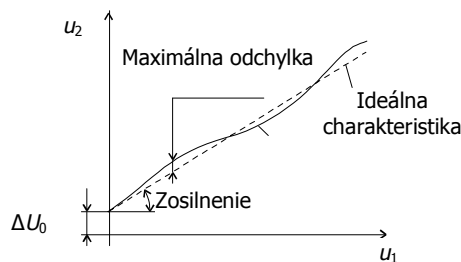
Obr. 3.3.1. Parametre vzorkovacieho obvodu

Oneskorenie spínača t_d (angl. delay time) predstavuje časový interval po akom od okamihu prechodu riadiaceho napätia do stavu sledovania sa spínač zopne. Táto doba je určená oneskorením ovládacieho obvodu.

Chyba prenosu určuje odchýlku prenosovej funkcie $u_2=f(u_1)$, ktorá je vo všeobecnosti nelineárnou funkciou od jej ideálneho lineárneho priebehu. Túto chybovú funkciu možno opísať buď v jej významných bodoch (chyba offsetu, chyba zosilnenia, maximálna odchýlka), alebo ako funkciu závislú od vstupného napätia ako je vidieť na obr. 3.3.2.

Zmena výstupného napätia pri nulovej hodnote vstupného napätia predstavuje drift VO.

Šírka prenášaného pásma je určená takou medznou frekvenciou f_H , pri ktorej nadobudne frekvenčná prenosová funkcia $H(\omega)$ pokles o 3 dB voči prenosu pri nulovej frekvencii. Tento údaj sa zisťuje pre budiaci signál s malou amplitúdou v režime vzorkovania tak, aby bolo možné vylúčiť nelineárne dynamické skreslenie spôsobené s konečnou strmou nárastu použitých zosilňovačov.



Obr. 3.3.2. Prevodová charakteristika vzorkovacieho obvodu

Najdôležitejšie parametre prechodu z fáze vzorkovania do fáze pamätania sú:

Doba otvorenia (angl. aperture time) je spôsobená dobou potrebnou na rozpojenie analógového spínača. Tento časový interval sa vyznačuje svojou konštantnou hodnotou vyjadrená s určitou neistotou. Smerodajná odchýlka tejto náhodnej zložky je označovaná ako **apertúrna neistota** (angl. aperture jitter)

Chyba ustáleného napätia (angl. pedestal offset) predstavuje rozdiel výstupného napätia vzorkovacieho obvodu na začiatku fáze pamätania od hodnoty vstupného napätia v tomto okamihu ako je ukázané na obr. 3.3.1.

Pokles výstupného napätia ΔU_2 je nepriamo úmerný veľkosti kapacity C pamäťového kondenzátora. Zväčšenie kapacity C umožní nárast doby odberu vzorky t_a .

Okrem vybíjania kondenzátora vstupným prúdom koncového zosilňovača je pokles napätia na výstupe pamäťového kondenzátora spôsobený efektom dielektrickej absorpcie. Chyby tohto pôvodu vznikajú z vlastností dielektrík väčšiny kondenzátorov spôsobených tým, že kondenzátor si nepružným natočením dipólov svojho dielektrika "pamätá" posledné napätie, na ktorý bol nabitý. To je podstatou tohto efektu, ktorý je zvlášť nepríjemný vo fáze pamätania.

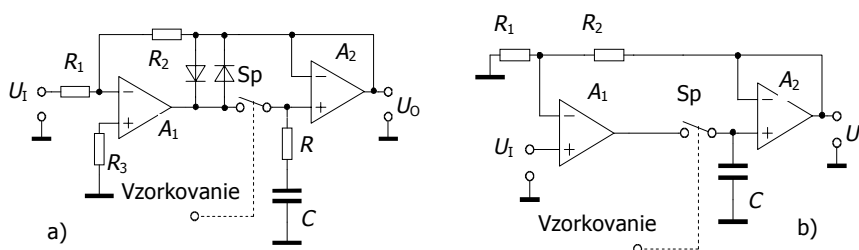
Medzi rôznymi zapojeniami pomocou ktorých sú realizované VO možno vytypovať tieto hlavné skupiny:

- vzorkovacie obvody bez spätnej väzby
- vzorkovacie obvody so spätnou väzbou so vstupným zosilňovačom v invertujúcom a neinvertujúcom zapojení
- kaskádovo zapojené vzorkovacie obvody

Rôzne zapojenia sa líšia hlavne rýchlosťami vzorkovania a presnosťou pamätania (poklesom výstupného napätia chybou prenosovej charakteristiky).

Vzorkovacie obvody bez spätnej väzby sa vyznačujú veľmi jednoduchým zapojením, ktorého prednosťou je to, že absencia spätnej väzby vylučuje možnosť oscilácií sústavy spätnou väzbou. Jednoduchosť zapojenia zabezpečuje vysokú medznú frekvenciu.

Vzorkovacie obvody so spätnou väzbou majú pamäťový kondenzátor vždy zaradený medzi vstupným a výstupným zosilňovačom (obr. 3.3.3.).



Obr. 3.3.3. Vzorkovacie obvody so spätnou väzbou

Výstupný zosilňovač plní funkciu impedančného transformátora zväčša s jednotkovým zosilnením. Jeho vysoká vstupná impedancia a malé zvyškové prúdy zabezpečujú malý pokles napätia počas pamätania. Spätná väzba prekleňuje obidva zosilňovače a spínač. Účinne sa tým potláča nelinearita oboch zosilňovačov, spínača ako aj chyba spôsobená dielektrickou absorpciou kondenzátora. Podľa toho, na ktorý vstup zosilňovača je pripojená spätná väzba, poznáme VO v invertujúcom zapojení (obr. 3.3.3.a) a neinvertujúcom zapojení (obr. 3.3.3.b).

Nelineárna spätná väzba pomocou antiparalelne zapojených diód udrží vstupný zosilňovač v aktívnej oblasti aj vo fáze pamätania a odstráni prídavné časové oneskorenie pri sledovaní spôsobené viazaním prebytočného náboja na tranzistory vnútornej štruktúry.

Dva vzorkovacie obvody zapojené do kaskády predstavujú tretiu skupinu VO. Prvý člen v kaskáde je rýchly a má vyšší pokles napätia ΔU_{21} na výstupe. Druhý pomalší VO využije výstupné napätie z prvého VO na pomalšie pamätanie s menším poklesom výstupného napätia ΔU_{22} .

Podrobnosti návrhu vzorkovacích obvodov nájde čitateľ v [12], [11].

3.4. OBVODY ANALÓGOVO – ČÍSLICOVÉHO PREVODU

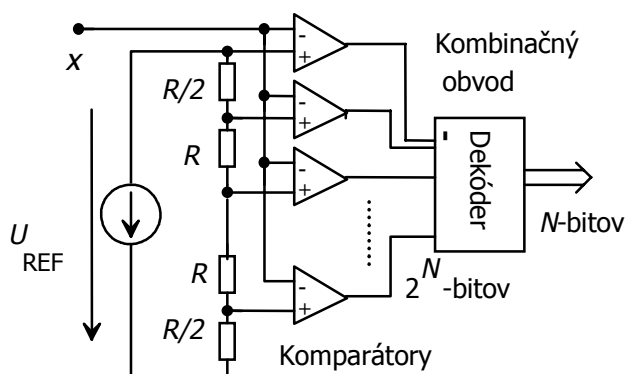
Hlavné princípy, ktoré sa uplatňujú v procese analógovo – číslicovej konverzie vybraného parametra signálu prenášajúceho meranú informáciu sú:

- 1) AČP založené na časovej diskretizácii a následnej kvantizácii vzoriek analógového priebehu do číslicového tvaru. Tvorené sú kaskádnym radením vzorkovacieho obvodu (VO) a analógovo-číslivého prevodníka (AČP). Meraný informačný parameter je potom extrahovaný z digitalizovaného priebehu vhodnou číslicovou metódou. Najčastejším parametrom signálu prenášajúceho meranú informáciu je jeho jednosmerná úroveň.
- 2) Obdobou tohto princípu je usporiadanie, kedy sa informačný parameter signálu prenášajúceho meranú informáciu konvertuje na okamžitú hodnotu analógového priebehu pomocou analógových obvodov - demodulátorov. Okamžité hodnoty vstupného signálu demodulátorov, úmerného meranému parametru sú následne analogicky prvému prípadu, časovo a amplitúdovo diskretizované pomocou VO a AČP.
- 3) Digitalizátory, kde výsledná meracia informácia je získaná priamou konverziou informačného parametra signálu prenášajúceho meranú informáciu na číslicový údaj v diskretných okamihoch. Digitalizácia sa uskutočňuje v prevodníkoch vybraného parametra na číslo (frekvencia na číslo – FČP, časový interval na číslo – TČP a pod.)
- 4) Digitalizátory predstavujúce všeobecne širšiu skupinu klasifikátorov, schopných priamej dekompozície vzoriek diskretizovaného vstupného signálu a jeho zatriedenia do jednej triedy z množiny diskretných tried. Tento princíp využíva obvody priamej klasifikácie signálov z konečnej množiny vzorov pomocou umelých neurónových sietí.

V ďalšej časti budú uvažované meracie reťazce s použitím prvých dvoch zo spomínaných princíпов. Z dôvodov presnosti a dostupnosti príslušných elektronických prvkov sú v praxi najčastejšie využívané.

Analógovo číslicový prevodník (AČP) realizuje kvantizáciu spojitej amplitúdy na číslo k , najčastejšie podľa lineárnej alebo vo výnimočných prípadoch aj monotónnej nelineárnej závislosti.

Prednosťou nelineárneho analógovo číslicového prevodu je možná rektifikácie výsledkov a zdrojová kompresia údajov. Kvantizačný šum na druhej strane má premennú amplitúdu závislú od vstupného signálu. Korelácia kvantizačného šumu so vstupným signálom sa dá využiť v prenose signálov kedy sa vhodnou prevodovou charakteristikou dá zabezpečiť konštantný pomer S/\bar{S} pre všetky úrovne signálu. Vďaka pokrokom v technológii AČP a signálových procesorov je nelineárny AČ prevod častejšie realizovaný kaskádou lineárneho AČP s vysokým rozlíšením a následného obvodu spracovania. Najjednoduchší princíp prevodu využíva združovanie kódov princípom vyhľadávacej –konverznej- tabuľky (angl. look-up-table).



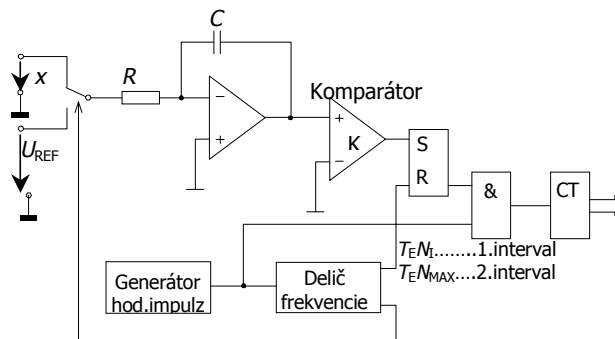
Obr. 3.4.1. Paralelný AČP

Použitie princípov analógovo číslicového prevodu do značnej miery ovplyvňujú ich parametre. Čitateľ nájde podrobnosti v mnohých dostupných prameňoch zoberajúcich sa otázkami AČP prevodníkov [20] [21] [22]. Podľa princípu činnosti možno AČP zaradiť do týchto hlavných skupín:

- 1) Prvú skupinu tvoria **paralelné AČP prevodníky**. Predstaviteľ tohto princípu konverzie využíva postup podobný meraniu neznámej výšky jej porovnaním s pevnou vertikálnou stupnicou. Stupnica prahových napätí je realizovaná odporovým deličom. Aby bolo možné určiť hladinu, ktorú už vstupné napätie prekročilo ku každému prahu schodovej prevodovej charakteristiky je pripojený jeden porovnávací prvok - komparátor. Výstupom z týchto prevodníkov je "teplomerná stupnica". Následne je táto prevodníkom kódu z kombinačných logických obvodov transformovaná do prirodzeného binárneho kódu. Táto základná štruktúra má viaceré modifikácie pozostávajúce z kaskády viacerých paralelných AČP – serioparalelné usporiadanie. Ak referenčné napätia na vstupoch komparátorov sú nerovnomerne rozdelené na základe požadovanej funkčnej závislosti je možno bez vážnejšej zmeny štruktúry vytvoriť nelineárny AČP.

- 2) Druhú skupinu tvoria **AČ prevodníky s medziprevodom na časový interval**. Pozostávajú z dvoch častí, kde v prvej je vstupné napätie konvertované na impulz, ktorého trvanie je úmerné jeho veľkosti. V druhej časti je veľkosť tohto intervalu konvertovaná na číslo jednoduchým čítačom. Spoločné pre všetky modifikácie tohto princípu je to, že sa pri nich využíva vždy operácia integrácie so všetkými jej pozitívnymi dopadmi na potlačenie rušiacoho signálu. Dôsledkom integrácie je ale aj to, že konvertovaný výstupný údaj je úmerný strednej hodnote vstupnej veličiny \bar{x} v časovom okne vymedzenom integračnou dobou T_I . Najrozšírenejším predstaviteľom prevodníkov tejto skupiny je AČP s dvojitou integráciou (obr. 3.4.2.). Jeho činnosť je rozložená do dvoch časových etáp. V prvej z nich je na vstupný integrátor pripojené merané napätie x . Trvanie tejto etapy je konštantné určené časom T_I . Na záver tejto prvej fáze prevodu výstupné napätie integrátora je úmerné hodnote vstupného napätia U_y .

$$U_y = \frac{1}{RC} \int_0^{T_I} x \cdot dt = \frac{\bar{x}T_I}{RC} \quad (3.4.1)$$



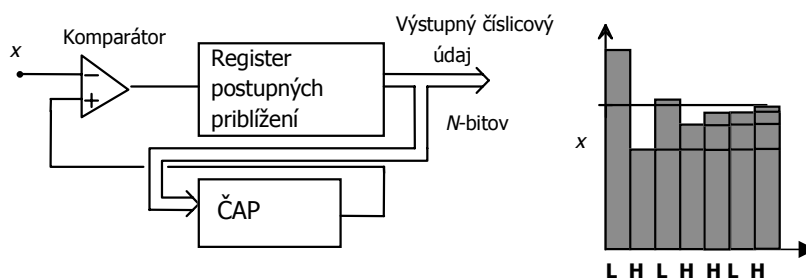
Obr. 3.4.2. Princíp AČP s dvojitou integráciou

Počas druhej fázy sa výstupné napätie integrátora vybíja konštantným smernicou stálym prúdom zo zdroja referenčného napätia U_{REF} . Doba T_x za ktorú napätie integrátora prekročí nulovú úroveň závisí od jej počiatočnej hodnoty. Porovnaním oboch napätí pre časový interval T_x platí.

$$T_x = \frac{\bar{x} \cdot T}{U_{REF}} \quad (2.3.6)$$

Výsledný číslicový údaj sa získa spočítaním počtu periód T_E etalónovej frekvencie počas trvania časového intervalu T_x . Výhoda tohto dnes už klasického zapojenia je, že meranie intervalu T_I ako aj intervalu T_x je odvodené od spoločnej pilotnej frekvencie f_E .

Nestabilita pilotnej frekvencie nevnáša neistotu do tohto princípu prevodu. Podobne je prevodník necitlivý na nepresnosti integračného zosilňovača a komparátora. Jeho ďalšou prednosťou je potlačenie periodického rušiaceho signálu vďaka princípu integrácie. Vhodnou voľbou času T_I predstavujúcim násobok periódy rušiaceho napätia sa jeho účinok dá úplne eliminovať. Aj púhe predĺžovanie fáze integrácie vedie na zlepšovanie pomeru S/ξ . Odolnosť tohto AČP voči nepresnostiam radí tento prevodník do skupiny veľmi presných. Daňou za túto presnosť je dlhá doba prevodu T_p . Modifikácie tohto princípu založené na viacsklonovej integrácii, princípoch s vyrovnávaním náboja dosahujú vyššiu presnosť za cenu predĺženia doby prevodu. Spriemerňovací charakter vstupného signálu x po dobu prevodu T_p sa zachová. Nelineárny prevod sa dosahuje rôzne usporiadaným obvodom integrácie, kedy sa využívajú rôzne metódy vybíjania kondenzátorov. To má za následok zúžené množinu funkčných závislostí ktoré sa pri tomto princípe nelineárneho prevodu dajú dosiahnuť.



Obr. 3.4.3. Aproximačný AČP

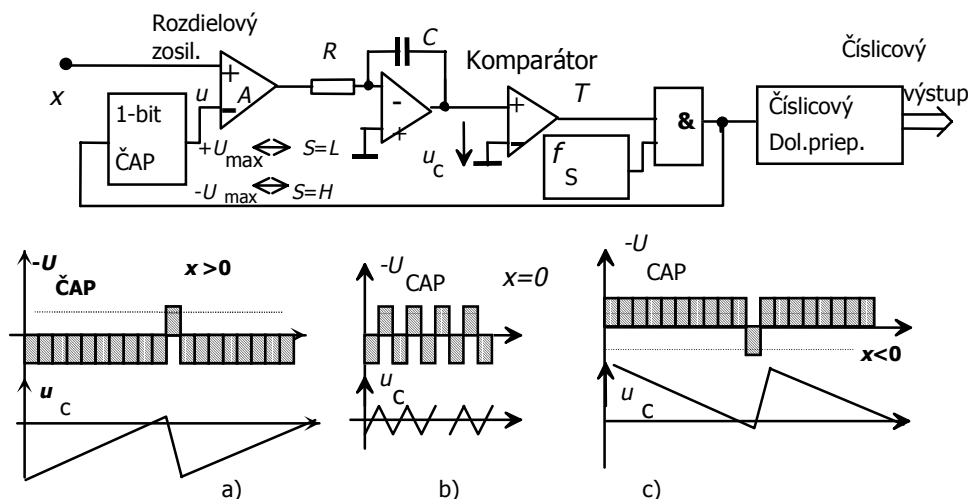
- 3) **Aproximačné AČP.** Pre túto skupinu je charakteristické, že prevod sa uskutočňuje pomocou AČ prevodníka zaradeného do spätnej väzby. Výstup z ČAP je porovnávaný so vstupným napätím x na komparátore a podľa jeho výstupu je ovládaná riadiaca jednotka. Najčastejším algoritmom práce riadiacej jednotky je algoritmus postupných priblížení. Vyznačuje sa najrýchlejšou konvergenciou odhadu vstupnej veličiny x . Prednosťou tohto typu prevodníka je aj stredná dĺžka doby konverzie. Využíva sa preto vo väčšine rozhraní pre zber dát z technologických procesov so strednou frekvenciou sledovaného procesu a so strednými požiadavkami na presnosť. Tento typ prevodníka si vyžaduje mimoriadne starostlivé usporiadanie zemniacich prepojení. Vo fáze rozhodovania rýchleho komparátora na indukčnosti zle usporiadaných zemniacich prepojení vznikajú napät'ové špičky, ktoré sa pripočítavajú k vstupnému napätiu a znehodnocujú váženie príslušného bitu.
- 4) Rozvojom myšlienky spätnoväzobných prevodníkov pracujúcich sledovaním vstupného napätia pripočítavaním a dopočítavaním konštantného napät'ového kroku (Δ modulácia) sa zaviedol princíp Σ - Δ AČP (obr. 3.4.4.). Podobne ako AČP integračného princípu jeho

výstupný číslicový údaj k predstavuje strednú hodnotu vstupného signálu x za dobu prevodu T_p .

Od meraného napätia x je v jednoduchom rozdielovom obvode odčítané výstupné napätie z jednobitového prevodníka zapojeného v spätnej väzbe generujúceho jednu z hodnôt $+X_{MAX}$ alebo $-X_{MAX}$. Rozdiel týchto dvoch napätí je integrovaný v nasledujúcom bloku. Strmosť nárastu výstupu integrátora a tým pomer počtu jednotkových impulzov k celkovému počtu je úmerný vstupnému napätiu x . Výsledný číslicový údaj získaný spriemerňovaním binárneho toku z výstupu hradla & po dobu T_p určuje bipolárny číslicový údaj k v posunutom binárnom kóde. Toto spriemerňovanie predstavuje najjednoduchšiu číslicovú filtráciu charakteru dolný priepust typu FIR. Predlžovanie intervalu spriemerňovania umožňuje číslicovými metódami zvyšovať rozlíšenie Σ - Δ AČP. Predlžuje sa tým pochopiteľne doba prevodu T_p . Pružnosť voľby presnosti a odpovedajúcej doby prevodu reprezentuje hlavnú prednosť spomenutého princípu. K jeho ďalším prednostiam patrí to, že prvky obvodu majúce priamy dopad na presnosť (spätnoväzobný jednobitový ČAP) sa dajú vďaka svojej jednoduchosti ľahko realizovať. Poslednou prednosťou je, že taktovacia frekvencia s akou sa odčítava výstup z komparátora predstavuje vzorkovaciu frekvenciu f_s prevyšujúcu Nyquistovú frekvenciu $f_s \geq 2f_H$. Vďaka tomu je podmienka dostatočne vysokej vzorkovacej frekvencie splnená a vo väčšine prípadov nie je potrebné zaradiť antialiasing filter na jeho vstup. Výsledná frekvencia s akou je vzorkovaný vstupný priebeh je $f_s^{out} = 1/T_p$ nižšia ako frekvencia f_s . Ich pomer f_s^{out}/f_s predstavuje koeficient prevzorkovania. Ten podľa vzťahu (2.2.10) spôsobí potlačenie kvantizačného šumu. Odpovedajúce zvýšenie efektívneho počtu bitov je určené vzťahom (2.2.9).

Obvod spätnej väzby Σ - Δ AČP na obr. 3.4.4 predstavuje aj štruktúru šumovo tvarujúceho filtra 1. rádu. Odpovedajúce zlepšenie $ENOB$ je možné určiť pomocou vzťahov (2.2.15) a (2.2.9). V literárnych prameňoch sú uvedené aj iné štruktúry spätnej väzby s účinnejším efektom tvarovania šumu [20]-[22].

Obidva posledne uvádzané princípy nie sú vhodné pre realizáciu nelineárnej prevodovej charakteristiky. Na druhej strane práve Σ - Δ AČP sú práve tie, ktoré vďaka vysokému rozlíšeniu, ktoré sa nimi dá dosiahnuť, dokážu následným číslicovým spracovaním realizovať najširšiu škálu funkčných prevodov. Ich malý kvantizačný krok Q umožní opísať aj také funkčné závislosti, kde je v niektorej časti tejto závislosti potrebné vysoké rozlíšenie. Princíp vyhľadávacej tabuľky umožní realizovať ľubovoľnú monotónnu funkčnú prevodovú závislosť s dostatočným rozlíšením. Táto rezerva v rozlíšení poskytuje užívateľovi aj ďalšiu výhodu spočívajúcu v tom, že pre vyšší dynamický rozsah vstupného signálu nie je potrebné predraďovať zosilňovač s programovateľným zosilnením. Pre malý rozsah napätí sa potom z úplného výstupného číslicového kódu o dĺžke N zoberie nižších N_1 bitov s vyhovujúcim rozlíšením a pre vyšší rozsah vstupných napätí sa zoberie vyšších N_1 bitov. Posun okna N_1 snímaných bitov o jeden bit smerom k MSB, odpovedá zmene dvojnásobného zvýšenia zosilnenia.



Obr. 3.4.4. Σ - Δ prevodník a priebehy napätia na integrátore pre rôzne hodnoty vstupného napätia x

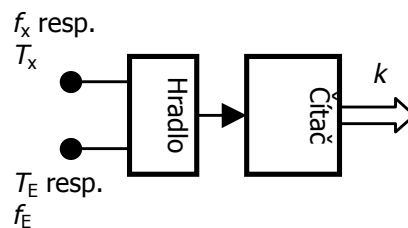
Jednoduchým porovnaním týchto princípov čitateľ môže ohodnotiť dva základné parametre, ktoré pri jednotlivých architektúrach sú v protiklade. Prvým z nich je počet prvkov prevodníka, ktoré zabezpečujú výslednú presnosť M_{ET} . Druhým zo základných parametrov je dosiahnuteľná doba prevodu T_p . Kým paralelný AČP vyžaduje $M_{\text{ET}}=2^N$ presných rezistorov s etelónovou presnosťou v odporovej sieti, prevod pomocou tohto princípu sa uskutoční v jednom takte T_0 . Dĺžka taktu je určená približne periódou hodinových impulzov v integrovanom AČP determinovanou technologickými možnosťami. Dobu prevodu bude možné odhadnúť výrazom $T_p \approx 1 \cdot T_0$. Opakom sú integračné prevodníky, kde sa vyžaduje jeden presný prvok - referenčné napätie. V prípade najjednoduchšieho typu integračného AČP s jednoduchou integráciou alebo prevodu nulového vstupného napätia AČP s dvojitou integráciou, prevod trvá minimálne 2^N taktov $T_p \approx 2^N \cdot T_0$. Doba T_0 obdobne predstavuje periódu hodín na čípe AČP. Kompromisom medzi nimi je aproximačný AČP vyžadujúci na prevod N taktov $T_p \approx N \cdot T_0$. Počet prvkov M_{ET} s dopadom na presnosť AČP je $M_{\text{ET}} \approx N$. Predstavuje N presných napätí v jednotlivých váhovacích taktach na výstupe ČAP.

Je zjavné, že s rastom počtu prvkov M_{ET} , ktoré majú bezprostredný vplyv na presnosť, rastie kombinovaná neistota jednotlivých typov AČP pri použití porovnateľnej technológie. Znamená to, že integračný princíp predstavuje skupinu najpresnejších prevodníkov. Táto môže byť prekonaná už len Σ - Δ AČP, vďaka veľkej dĺžke integrujúceho intervalu v číslicovom filtri. Súčin doby prevodu T_p a chyby prevodníka je konštanta, ktorej veľkosť závisí od ceny prevodníka.

$$T_p \cdot M_{\text{ET}} \approx \text{konst}(\text{cena}). \quad (3.4.3)$$

Tretí princíp uvádzaný v zozname na úvod tejto časti je výhodný v prípadoch keď jednoduchými technickými prostriedkami možno dosiahnuť priamu konverziu parametra prenášajúceho meranú informáciu na číslo. Takým parametrom môže byť okamžitá frekvencia a časový interval medzi dvoma prechodmi nulou. Takými sú prevodníky frekvencie alebo časového intervalu na číslo, prevodníky šírky a polohy impulzu na číslo a pod.

V prevažnej miere táto skupina prevodníkov je založená na prevode počtu impulzov v časovom okne T_E - priemernú hodnotu spojitú premennej frekvencie f_x na číslicový údaj. Duálnym princípom k tomuto je prevod časového intervalu T_x medzi dvoma prechodmi nulou na číslo. Stále najosvedčenejším princípom je použitie čítača impulzov, na ktorý sú privádzané impulzy z výstupu hradla otváraného v prípade merača frekvencie na presne stanovený časový interval T_E , odvodený z generátora etalónovej frekvencie f_E (obr. 3.4.5.). Na druhý vstup hradla sú privádzané impulzy meranej frekvencie f_x a štandardných logických úrovní, získaných pomocou komparátora zo vstupného signálu alebo meraný časový interval T_x . Komparátor porovnáva striedavý signál prenášajúci meranú informáciu s nulovou úrovňou. V prípade merača časových intervalov je význam vstupov hradla zamenený. Hradlo je otvárané po dobu meraného intervalu a na druhý vstup je privádzaný impulzný sled etalónovej frekvencie. Počet impulzov prešlých hradlom sa sčítava v čítači impulzov. Jeho výstupný číslicový údaj predstavuje strednú hodnotu meraného parametra priradeného okamihom konca intervalu vyhodnocovania. Len v prípade merania časového intervalu T_x predstavuje jeho okamžitú veľkosť.



Obr. 3.4.5. Princíp prevodníka frekvencie a časového intervalu na číslo (FČP; TČP)

Neistota ktorá pri tomto prevode vzniká je spôsobená dvoma mechanizmami. Prvý z nich predstavuje kvantizačnú neistotu, ktorá je spôsobená necitlivosťou výsledného číslicového údaja pri takých zmenách vstupnej frekvencie f_x , pri ktorých pripadá na interval T_E rovnaký počet impulzov k . Túto neistotu možno vyjadriť relatívne δ_Q , pomerom absolutnej neistoty vo výstupnom číslicovom údaji k získanému číslicovému výsledku.

$$\delta_Q = \frac{1}{k}. \quad (3.4.4)$$

Druhým zdrojom neistoty je nepresnosť vo vymedzení etalónového intervalu. Táto zložka výslednej neistoty je spôsobená generátorom etalónovej frekvencie z ktorej je potom

odvodený meraný interval. Táto nepresnosť na rozdiel od predchádzajúcej má spojitý charakter a jej relatívna hodnota je rovná relatívnej neistote etalónovej frekvencie $\delta_A = \delta_{\text{GEN}}$.

Obidva zdroje neistôt sú nekorelované, preto relatívna hodnota kombinovanej neistoty je daná geometrickým súčtom oboch $\delta^2 = \delta_Q^2 + \delta_A^2$. Je to súčasne vzorovým príkladom nepresností, ktorými sú zaťažené všetky číslicové merania. Kým prvá kvantizačná neistota sa dá znižovať zmenou postupu (v tomto prípade vyhodnocovaním počtu impulzov za dlhší interval - väčšie k), druhá zložka závisí len na technických prostriedkoch predstavovaných vlastnosťami generátora etalónovej frekvencie. Kvantizačná neistota vykazuje len náhodný charakter, analógová zložka neistoty pozostáva z dvoch zložiek, systematickej a náhodnej. Systematická zložka je vyvolaná determinovateľnými zmenami etalónovej frekvencie vplyvom vonkajších zdrojov vplyvu – teplota. Okrem zmeny hodnôt teploty prvkov určujúcich frekvenciu, spôsobuje ich stárnutie a zmena polohy voči tieneniu a iným súčiastkam. Náhodná zložka je spôsobená fluktuáciami v okamžitej hodnote frekvencie spôsobených šumom a náhodnými interferenciami od rušiacich zdrojov. Hodnotu smerodajnej odchýlky týchto fluktuácií $\sigma \approx \delta \cdot k$.

Vo všeobecnosti aj fázový posun alebo časové oneskorenie sa kvantifikuje ako meranie šírky impulzu ohraničeného odpovedajúcimi okamihmi (napr. prechodov cez nulu) vzťahného a posunutého priebehu. Ako bolo skôr ukázané, časový interval reprezentuje v prípade integračných AČP medziparameter prevodu amplitúdy x na číslo k .

Parametre AČP

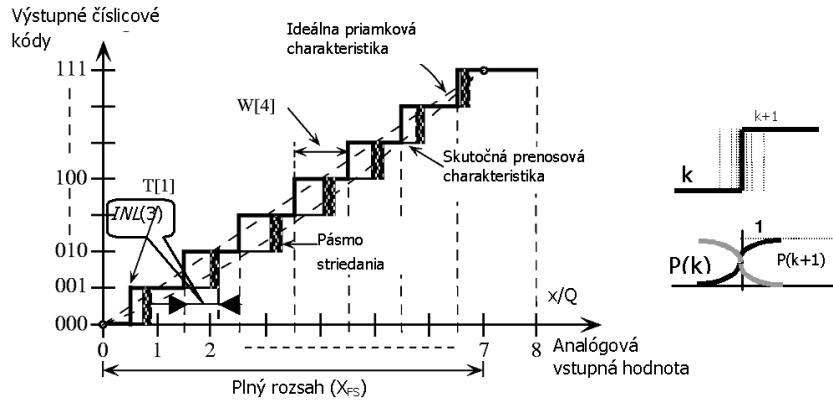
V predchádzajúcej časti boli opísané základné princípy AČP. Základnými signálmi, ktoré radia činnosť AČP a slúžia k odovzdaniu konvertovaného údajá sú:

- SC – štart konverzie
- EOC – koniec konverzie
- CLK – hodinové impulzy synchronizujúce údaje sériového výstupu.

Vstupný analógový signál je privedený na vstup AI. Výstupný číslicový údaj je odoberaný z číslicového výstupu (DO). Je predstavovaný N -bitovou paralelnou bránou alebo jednobitovou sériovou bránou.

Základné vlastnosti AČP sú opísané prenosovou charakteristikou (transfer curve). – Je to vyjadrenie číslicových výstupných kódov AČP ako funkcie hodnôt vstupného signálu, ktorá ukazuje na závislosť výstupného číslicového údajá na vstupnom napätí (AČP) resp. závislosť výstupného napätia na vstupnom číslicovom údaji (ČAP). Charakteristika má schodovitý priebeh (obr. 3.4.6.). Prevodové charakteristiky týchto prevodníkov sa vzájomne líšia len významom napätí na horizontálnej osi (vstupné napätie - AČP, výstupné napätie – ČAP) Obvykle pre obidva prevodníky je na osi úsečiek vynášané analógové napätie x a na vertikálnej číslicový údaj k .

Každú kódovú zmenu z hodnoty k na hodnotu $(k+1)$ číslicového údajá AČP možno považovať za skok, ktorý nastáva pri presnej hodnote kvantizačnej úrovne $T(k)$. Vplyvom šumu a konečného zisku komparátora prechod nastáva v širšom intervale napätia okolo prahu $T(k)$. Keď vstupné napätie x je v tomto pásme, šum spôsobuje náhodné preskoky medzi číslicovými úrovňami k , $(k+1)$. Efekt tohto rušenia je zobrazený na výseku prevodovej charakteristiky (obr. 1.4.4.).



Obr. 3.4.6. Skutočná a ideálna prevodová charakteristika AČ a ČA prevodníka

Prechod spojený z preskokmi medzi susednými číslicovými úrovňami ovplyvnený šumom možno opísať funkciou pravdepodobnosti výskytu jednotlivých kódov $P_k(x)$. Táto funkcia je nepárne symetrická okolo prahu $T_{\text{real}}(k)$, pre ktorý za predpokladu Gaussovského rozloženia nadobúda hodnotu 0,5.

Pre jednoznačné modelovanie vlastností AČP je potrebné zhrnúť definície vybraných parametrov v súlade so štandardami [36], [37]. Vzhľadom na nejednotnosť pojmov, ktorá panuje v oblasti analógovo-číslcových a číslicovo-analógových prevodníkov je potrebné zhrnúť definície vybraných parametrov a uviesť zoznam používaných symbolov. Pojmy sú v súlade so štandardami [36], [37], [40] a katalógov firmy ANALOG DEVICES. Pre neustálenosť slovenskej terminológie v tejto oblasti sú v zátvorkách uvedené pôvodné anglické názvy.

Pásma striedania (alternation band) – rozsah vstupných úrovní pre ktoré výstup AČP náhodne prekmitáva medzi dvoma susednými úrovňami

Oneskorenie apertury (aperture delay) – Je to zaostanie za prechodovou hranou štart konverzie AČP. Oneskorenie má za následok, že prevod vstupného signálu bude zahájený s oneskorením voči stredú prechodovej hrany určujúcej štart konverzie.

Neistota apertúry (aperture uncertainty) – smerodajná odchýlka vzorkovania apertúry v čase

Kódový bin k (code bin) – číslicový výstup zodpovedajúci príslušnému rozsahu vstupných hodnôt

Kvantizačná úroveň $T(k)$ (code transition level) – Je to hodnota vstupného parametra prevodníka, v ktorej sa nachádza prechodový bod medzi dvoma danými susednými binmi. Kvantovací bod je definovaný ako vstupná hodnota, pre ktorú 50 % výstupných kódov bude väčších alebo rovných vyššiemu kódu z dvojice susedných binov a 50 % bude menších ako vyšší kód dvojice susedných binov. Kvantovacia úroveň $T(k)$ sa nachádza medzi susednými binmi $(k-1)$ a k .

Šírka kódového binu $W(k)$ (code bin width) - rozdiel skutočných kvantizačných úrovní $T_{\text{real}}(k+1)$ a $T_{\text{real}}(k)$, ktoré ohraničujú k -tý bin

$$W(k) = T_{\text{real}}(k+1) - T_{\text{real}}(k). \quad (3.4.5)$$

Plný rozsah (full scale range - FSR) $X_{\text{FS}} = X_{\text{max}} - X_{\text{min}}$. Rozsah medzi maximálnou a minimálnou zaznamenateľnou vstupnou hodnotou podľa špecifikácií výrobcu, pričom na referenčných vstupoch prevodníka je privedené nominálne referenčné napätie (prúd).

Stredná šírka kódového binu (Q') (average code bin width) – priemerná hodnota šírky kódových binov $W(k)$.

$$Q' = \frac{1}{2^N - 1} \sum_{k=1}^{2^N - 1} W(k) = \frac{T_{\text{real}}(2^N - 1) - T_{\text{real}}(1)}{2^N - 2}. \quad (3.4.6)$$

Čitateľ v druhom výraze predstavuje skutočný rozsah vstupného signálu, znížený o napätie jedného kódového binu. Prevodová charakteristika v tomto prípade je určená výrazom (2.2.1), kde ideálna šírka kódového binu Q je nahradená jej strednou hodnotou Q' .

Presluch (crosstalk) – neželaná energia objavujúca sa v signále ako dôsledok väzieb s inými signálmi.

Hysterézia (hysteresis) – Namerané hodnoty prevodovej krivky AČP môžu závisieť na smere ktorým boli kvantizačné úrovne prekračované (stúpajúci alebo klesajúci vstupný signál). Hysterézia je rozdiel hodnôt kvantovacej úrovne, ktorá je testovaná z oboch strán tejto kvantovacej úrovne. Ak AČP vykazuje hysteréziu, tak je najčastejšie vyjadrená maximálnou hodnotou rozdielu kvantizačných úrovní zo všetkých kódov.

Vstupná impedancia (input impedance) – impedancia medzi signálovým vstupom AČP a zemou

Integrálna nelinearita (integral nonlinearity) – Je to maximálny rozdiel medzi ideálnou a aktuálnou kvantovacou úrovňou po korekcii chyby zisku a chyby offsetu.

V odborných článkoch a v katalógoch niektorých výrobcov sa zaužívalo vzťahovanie rozdielu ideálnej a skutočnej kvantizačnej úrovne k strednej šírke kvantizačného kroku Q' . Prednosťou takto modifikovanej definície je, že po korekcii chyby zisku a offsetu je hodnota $INL(k)$ v počiatku a na konci nulová. Definícia integrálnej nelinearity [36] použitá v ďalších častiach je

$$INL(k) = \frac{[T_{\text{real}}(k) - T_{\text{id}}(k)]}{Q'} \quad (3.4.7)$$

Diferenciálna nelinearita (differential nonlinearity) – rozdiel medzi šírkou binu špecifikovaného kódu a priemernou šírkou kódu delená priemernou šírkou kódu

$$DNL(k) = \frac{T_{\text{real}}(k+1) - T_{\text{id}}(k) - Q'}{Q'} \quad (3.4.8)$$

Ich vzájomnú závislosť možno opísať vzťahmi

$$\begin{aligned} INL(k+1) &= INL(k) + DNL(k) \quad \text{alebo} \\ INL(k+1) &= INL(0) + \sum_{l=0}^k DNL(l) \end{aligned} \quad (3.4.9)$$

Ideálna šírka kódového binu (Q) (ideal code bin width) je určená pomerom ideálneho plného rozsahu prevodníka (udávaného výrobcom) k celkovému počtu kódových binov

$$Q = \frac{X_{\text{FS}}}{2^N - 1} = \frac{T_{\text{id}}(2^N - 1) - T_{\text{id}}(1)}{2^N - 2} \quad (3.4.10)$$

V literatúre sa tiež uvádza tento parameter ako hodnota napätia najmenšieho významového bitu U_{LSB} .

V štandarde [37] je stredná šírka kódového binu Q' vo výrazoch pre integrálnu a diferenciálnu nelinearitu nahradená jeho ideálnou hodnotou Q . Tiež normami [36],[37] definovaná integrálna nelinearita sa udáva pomerne v percentách plného rozsahu - FS.

$$INL^*(k) = \frac{T_{\text{real}}(k) - T_{\text{id}}(k)}{2^N Q} \quad (3.4.11)$$

Definícia (3.4.11) nenašla široké uplatnenie, lebo nevedie k jednoduchým vzťahom (3.4.9) ukazujúcim ich väzbu už vo svojom názve. Tiež nevýhodou je to, že takto definovaná integrálna nelinearita $INL(k)$ je vyjadrená veľmi malými číslami (pod jednotkami %) a sa mení s počtom bitov. To je tiež dôvod prečo väčšina výrobcov uprednostňuje definície (3.4.7) a (3.4.8).

Použitie strednej šírky kódového binu Q' prináša v definíciach výhodu reprezentovanú vzťahmi (3.4.7) a (3.4.8)

$$\sum_{k=1}^{2^N-1} DNL(k) = 0 ; INL(0) = INL(2^N - 1) = 0 . \quad (3.4.12)$$

V týchto definíciách sú potlačené prejavy chyby ofsetu a chyby zosilnenia. Je to blízke reálnym aplikáciám, kedy pre obidva parazitné vplyvy sú k dispozícii korekčné nastavovacie prvky. Okrem hardverových korekcie tieto chyby sa ľahko potláčajú aj jednoduchým softverovým algoritmom implementovaným v mikropočítači meracej vetvy.

Monotónnosť AČP (monotonic ADC) – Ak hodnota výstupných kódov AČP neklesá (nestúpa), pri aplikovaní rovnomerne klesajúceho (stúpajúceho) signálu na vstup prevodníka.

Chýbajúci kód (missing code). Kódový bin k je definovaný ako chýbajúci kód ak preň platí $DNL(k) \leq -1$. To znamená že prevodník musí mať ku všetkým možným výstupným číslicovým kódom zodpovedajúcu vstupnú analógovú úroveň. Ak existuje číslicový kód pre ktorý nie je adekvátna analógová úroveň, o prevodníku sa dá povedať, že má chýbajúci kód.

Šum - celkový (noise - total) – Je to každá iná výchylka medzi výstupným signálom a vstupným signálom okrem odchýliek zapríčinených vlastnosťami lineárne časovo invariantného systému (citlivosť a fázový posun), alebo posunom jednosmernej úrovne. Zahŕňa napríklad náhodný šum, charakteristický šum, nelinearity (napríklad harmonické alebo intermodulačné skreslenie) a nepresnosť apertúry.

Oneskorenie údajov (pipeline delay) – oneskorenie v jednotkách cyklov prevodu medzi zosnímaním vzorky na vstupe a objavením sa kódu na výstupe prevodníka

Náhodný šum (random noise) – Nedeterministická premenná na výstupe AČP opísaná spektrom a jeho amplitúdovo štatistickými vlastnosťami.

Harmonické skreslenie (harmonic distortion). Dynamické chyby a integrálna nelinearita prispievajú k harmonickému skresleniu vždy keď AČP vzorkuje harmonický signál. Vo výstupnom spektre pre čistý sínusový signál na vstupe AČP, sa zložky harmonického skreslenia nachádzajú na frekvenciách, ktoré sú celočíselným násobkom frekvencie použitej sínusovky. Ich veľkosti, ktoré závisia na amplitúde a frekvencií použitej vstupnej sínusovky, sa vo všeobecnosti vyjadrujú ako decibelový (dB) pomer vzťahnutý k vrcholovej hodnote použitej vstupnej sínusovky. Ich frekvencie sú vyjadrované ako násobky frekvencie použitej sínusovky (ako násobky základnej harmonickej). S týmto fenoménom súvisia aj ďalšie parametre akými sú parazitné frekvenčné zložky a celkové harmonické skreslenie (THD) definované v [36] [37].

Celkové harmonické skreslenie - THD (total harmonic distortion) je vyjadrením skreslenia – deformácie vstupného harmonického signálu zapríčinené nelineárnymi operáciami v AČP a vyjadrené prostredníctvom harmonických spektrálnych zložiek výstupného signálov porovnaní so základnou harmonicou. THD je vyjadrené relatívne

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{m=2}^M K_A^2(f_m)}}{K_A(f_1)} = \frac{\sqrt{\sum_{m=2}^M K_{ef}^2(f_m)}}{K_{ef}(f_1)} \quad THD_{dB} = 20 \cdot \log THD, \quad (3.4.12)$$

kde $K_A(f_m)$ sú amplitúdy a $K_{ef}(f_m)$ efektívne hodnoty harmonických $f_m = m \cdot f_1$ v spektre výstupného signálu až po M -tú harmonickú, ak na vstupe je ideálny harmonický signál s frekvenciou f_1 a amplitúdou $K_A(f_1)$ menšou ako $FSR/2$. V praxi sa uvažuje iba prvých 10 harmonických.

Pomer signál – šum plus skreslenie (signal-to-noise ratio and distortion - SINAD)

je pomer efektívnej hodnoty základnej harmonickej zložky ($K_{ef}(f_1)$) v spektre výstupného signálu AČP pri vybudení ideálnym harmonickým signálom k efektívnej hodnote výstupného šumu tvoreného všetkými ostatnými spektrálnymi zložkami (harmonické aj neharmonické) spektra výstupného signálu. Je vyjadrený obyčajne v dB. Pri určení šumu sa berú do úvahy všetky spektrálne zložky okrem jednosmernej zložky a základnej harmonickej až po Nyquistovú frekvenciu. Vyjadruje sa obyčajne v dB a závisí na amplitúde a frekvencii vstupného signálu

$$SINAD = 20 \cdot \log \frac{K_{ef}(f_1)}{\text{efekt. hodnota (celkový šum)}} \quad (3.4.13)$$

SINAD by mal podľa [37] nahradiť starší zaužívaný pojem *SNR* užívaný v štandarde [36].

Pomer signál – šum (signal-to-noise ratio - SNR) je pomer efektívnej hodnoty základnej harmonickej zložky ($K_{ef}(f_1)$) v spektre výstupného signálu AČP pri vybudení ideálnym harmonickým signálom k efektívnej hodnote výstupného šumu, pričom do tohto šumu nie je zahrnutá jednosmerná zložka a všetky harmonické zložky až po Nyquistovú frekvenciu odvodené od vstupného signálu („neharmonický šum“). Je vyjadrený zvyčajne v dB:

$$SNR = 20 \cdot \log \frac{K_{ef}(f_1)}{\text{efekt. hodnota (neharmonický šum)}} \quad (3.4.14)$$

SNR závisí na amplitúde a frekvencii vstupného signálu. Pre ideálny lineárny AČP pri plnom vybudení je možné odvodiť, že veľkosť *SNR* v dB sa dá približne určiť vzťahom (2.2.6).

Nestabilita spúšťania AČ prevodu (jitter) - Tento pojem je v oblasti AČP najčastejšie spájaný so vzorkovacou frekvenciou. Predstavuje nestabilitu periódy okamihov vzorkovania, ako aj nestabilitu spúšťania procesu analógovo číslicového prevodu. Druhá príčina nestability je spôsobená nekoherenciou okamihov spúšťania prevodu s vnútornými hodinami AČP: Nestálosť intervalov spúšťania prevodu je, v prípadoch programového riadenia z mikropočítača, zapríčinená rozdielnosťou v dĺžke programových cyklov medzi dvoma štartami konverzie.

Ustálenie (settling time) – Je to čas od momentu keď prevodník zareagoval na skokovú zmenu a dostal sa do špecifikovaného chybového pásma obklopujúceho konečnú hodnotu meraní od stredného bodu (50% amplitúdy) odpovede.

Hranica rýchlosti nábehu (slew limit) – Je to hodnota rýchlosti zmeny výstupného kódu, pre ktorý stúpanie vstupného signálu už nevyvolá zmenu.

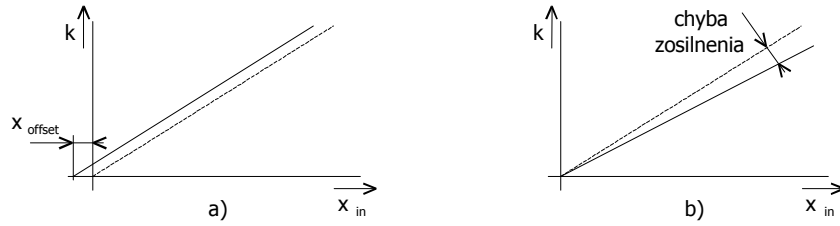
Početnosť chybových slov –chybovosť- (word error rate) – Je to pravdepodobnosť prijatia chybného kódu, pričom bola vykonaná korekcia citlivosti, ofsetu a linearity a počítame s určitou špecifikovanou veľkosťou náhodného šumu. Typickou príčinou je metastabilita a časová nestabilita komparátorov vo vnútri AČP.

Efektívny počet bitov ENOB (Effective Number of Bits), predstavuje integrálnu charakteristiku presnosti AČP, ktorá je určená počtom bitov výstupného binárneho kódu na ktoré sa možno spoľahnúť. Všetky ďalšie bity dôsledkom vnikajúceho rušiaceho napätia a náhodných chýb už neinterpretujú správne vstupný signál. Definícia ENOB je v Kap. 2.2.

Nestály údaj na ostaných bitových pozíciách pri konštantnom vstupnom napätí ako najviditeľnejší prejav tohoto efektu znižuje počet "hodnoverných" bitov, nech už je zdroj fluktuácií akýkoľvek. Parameter ENOB vyjadruje veľmi účinne kvalitu meracieho reťazca často veľmi odlišnú ako rozlíšenie N . Vysoké rozlíšenie je oveľa jednoduchšie dosiahnuteľné ako zabezpečenie stavu aby všetky tieto bity boli spoľahlivé. Možný počet efektívnych bitov ENOB je zhora ohraničený konštrukciou celého meracieho reťazca v každom bode meracieho reťazca a zhoršuje sa rastúcou neistotou údajov prenášaného meraní informáciu. Táto medza je dôsledkom konštrukčnej dôslednosti, pri dodržiavaní metrologických kritérií na každom stupni. Púhe zvyšovanie rozlíšenia výsledného AČP bez zabezpečenia presnosti aj analógových obvodov predspracovania a presnosti snímačov je samoučelné a často je motivované len reklamnými hľadiskami. Chybové charakteristiky $INL(k)$, $DNL(k)$ reprezentujú funkcie výstupného kódu k . Ich katalógový opis je zložitý. Z toho dôvodu sú v katalógoch uvádzané predovšetkým integrálne charakteristiky.

Medzi integrálne statické chyby prevodníka patria chyba ofsetu a chyba zisku a patria k systematickým nepresnostiam. Znamená to, že vyvolávajú rovnakú nepresnosť po privedení tej istej veličiny pri tých istých podmienkach merania. Existujú dva pohľady na aproximáciu priamky prevodovej charakteristiky. Prvý (terminal based), vedie priamku prevodovej charakteristiky cez analógové úrovne zodpovedajúce číslícovému kroku 0 a poslednému číslícovému kroku. Druhý (independently based) vedie priamku prevodovej charakteristiky tak, aby sa minimalizovala stredná kvadratická odchýlka od výstupných hodnôt [37].

Chyba ofsetu - chyba nulý - (Offset error). Vstupné zosilňovače, výstupné zosilňovače a komparátory majú v praxi vnútorný napäťový a prúdový ofset. Výsledkom tohoto ofsetu je nenulový výstup hoci na vstup bol privedený signál s nulovou hodnotou. Odchýlka skutočného ofsetu od jeho nominálnej hodnoty predstavuje chybu ofsetu. Teplotná závislosť ofsetu označovaná ako teplotný drift musí byť malá. Chyba ofsetu sa dá odstrániť jeho cyklickým nastavovaním na nominálnu hodnotu, alebo zapojeniami zabezpečujúcimi automatickú korekciu ofsetu. Cyklická korekcia ofsetu potlačí jeho drift spôsobený zmenami teploty a napájacieho napätia. Prejav ofsetu prevodovej charakteristiky je znázornený na obr. 3.4.7. a).



Obr. 3.4.7. Chyba offsetu a chyba zosilnenia prevodovej charakteristiky

Chyba zisku (Gain error). Odklon aproximovanej priamky prevodovej charakteristiky od ideálnej sa volá chyba zisku obr. 3.4.7. b). Zisk priamo súvisí s plným rozsahom FSR prevodníka. Presnosť rozsahu väčšinou určuje referenčný zdroj použitý v obvodoch prevodníka. Tento zdroj obsahuje tepelne kompenzovanú zenerovú diódu, alebo zdroj založený na princípe napätia zakázaného pásma kremíka. Referenčný zdroj U_{REF} musí mať nízky šum vzhľadom na rozsah prevodníka. Teplotný koeficient musí byť taký malý aby presnosť referencie v oblasti uvedeného tepelného rozsahu zostala v medziach rozlíšenia prevodníka. Chyba zisku a chyba offsetu sa udávajú v percentách plného rozsahu ($\%FS$), alebo v zlomkoch LSB .

Takto definovaná chyba zisku zohľadňujú odklon od ideálnej smernice

$$\frac{T_{id}(k+1) - T_{id}(k)}{1} = Q \text{ rovnice ideálnej šírky kódového binu podľa funkcie}$$

$$G \cdot T_{real}(k) + U_{off} + \varepsilon(k) = Q(k-1) + T_{id}(1). \quad (3.4.14)$$

Hodnoty zosilnenia a offsetu sú definované dvoma spôsobmi

- a) Nezávislá definícia (independently based): V tomto prípade sa na určenie zisku a offsetu podieľajú všetky kvantizačné úrovne. Využitím metódy najmenších štvorcov minimalizujúcej efektívnu hodnotu chýb $\varepsilon(k)$ pre všetky kódy, dostaneme nasledujúce rovnice vyjadrujúce zisk a offset.

$$G = \frac{(2^N - 1) Q \left(\sum_{k=1}^{2^N - 1} k T_{real}(k) - 2^{(N-1)} \sum_{k=1}^{2^N - 1} T_{real}(k) \right)}{(2^N - 1) \sum_{k=1}^{2^N - 1} T_{real}^2(k) - \left(\sum_{k=1}^{2^N - 1} T_{real}(k) \right)^2}, \quad (3.4.15)$$

$$U_{off} = T_{id}(1) + (2^{(N-1)} - 1) Q - \frac{G}{(2^N - 1)} \sum_{k=1}^{2^N - 1} T_{real}(k).$$

- b) Hraničná definícia (terminal based): Určenie zisku a offsetu sa vykonáva len na základe poznania hodnôt konečných kvantovacích úrovní prevodovej charakteristiky, teda prvej $T(1)$ a poslednej $T(2^N - 1)$. Potom na základe rovnice (3.4.14) kde $\varepsilon(1) = 0$ a $\varepsilon(2^N - 1) = 0$ je zisk a offset:

$$G = \frac{(2^N - 2) Q}{T_{real}(2^N - 1) - T_{real}(1)} ; \quad U_{off} = T_{id}(1) - G \cdot T_{real}(1). \quad (3.4.16)$$

Ostané definície parametrov sú v [36],[37].

4. MODELOVANIE MERACÍCH SYSTÉMOV

Ako možno vidieť z obrázku zovšeobecného modelu meracieho systému (obr 1.1.2.), úlohou merania je určiť viacrozmerný kvantitatívny údaj $k_i(n.T_S)$, ktorý predstavuje informáciu o viacrozmernej meranej veličine $x_i(t)$. Modelovanie meracieho systému z rôznych uhlov pohľadu dáva vyčerpávajúce informácie o jeho chovaní. Modely opisujú hlavné princípy využívané v jednotlivých blokoch so zanedbaním efektov, ktoré priamo nesúvisia s analyzovanými vlastnosťami. Na rozdiel od originálov, model umožňuje zjednodušený opis zovšeobecného chovania originálu. Veľkou prednosťou je, že originály veľmi rozdielnej fyzikálnej povahy môžu viesť prostredníctvom modelov k izomorfným zobrazeniam. Takýto model umožňuje potom jednotný matematický opis a interpretáciu. V každom prípade poznatky v oblasti obrazu – získané pomocou modelu – musia byť v oblasti objektu potvrdené praxou. V opačnom prípade je ich hodnota otázna. Modely meracích systémov umožnia:

- Predpovedať chovanie meracieho systému za iných experimentálne neoverených podmienok.
- Verifikovať súhlas výsledkov merania zvoleného parametra rôznymi metódami merania.
- Určiť hodnotu jedného meraného údaja z výsledkov merania iných parametrov (Nepriame meranie).
- Uviesť, vyhodnotiť parametre, ktoré sa nedajú získať priamym meraním. Takými sú napr. mechanické napätie v známom profile, vlnová dĺžka z vlastností prostredia a pod.

Na tomto mieste je potrebné pripomenúť, že niet nijakých "najlepších" modelov. Každý model ukazuje iný fenomén chovania meracieho systému a je vtedy dobrý, keď zodpovedá potrebám praxe a súhlasí s empirickými skúsenosťami získanými meraním.

Stále existuje nebezpečenstvo, že

- budú použité príliš jednoduché alebo príliš komplikované modely,
- model vyrieši len čiastočné úlohy, pre ktoré sú známe modely,
- model bude uprednostňovať len tie otázky spracovania signálu, ktoré sa dajú opísať matematickými algoritmami na úkor tých, ktoré sú sprístupnené stochastickým opisom.

Opis modelu môže využívať:

- Matematický zápis závislostí medzi veličinami sústavy.
- Softvérový opis chovania modelovanej sústavy. Tento je tvorený počítačovým simulačným programom rôznej úrovne abstrakcie.
- Schematický opis dohodnutými symbolmi.
- Opis chovania sústavy experimentálnymi výsledkami vyjadrenými grafom alebo tabuľkou.
- Slovný opis.

Matematicky model môže predstavovať:

- Fyzikálny model: opisuje vlastnosti prístroja na základe všeobecných fyzikálnych závislostí a tieto sú určené vlastnosťami prvkov jeho zostavy. Dielčie vlastnosti modelu korešpondujú s dielčimi parametrami tvaru, rozmerov a materiálových vlastností zariadenia.
- Funkčný model: opisuje vzťahy medzi výstupmi a vstupnými veličinami zovšeobecnene, bez explicitnej nadväznosti na konkrétne fyzikálne veličiny jednotlivých blokov a špecifických črt blokov meracieho systému.

Ako bolo spomenuté v úvode, fyzikálny aj funkčný model prístroja predstavuje vždy abstrakciu. Reprezentuje podstatne črty prístroja so zanedbaním irelevantných detailov a javov ktorých účinok je pod úrovňou presnosti s akou sa skúma chovanie meracieho systému. Úroveň abstrakcie sa líši od účelu, pre ktorý je model zostavovaný. Testovanie meracieho reťazca slúži k identifikácii neznámych parametrov jeho modelu.

Funkčný model predstavuje idealizované chovanie celého meracieho systému. Je vzorom voči ktorému sa potom posudzuje chovanie skutočného meracieho reťazca. Odchýlku chovania skutočného meracieho systému zahŕňa v sebe chybový model. V súlade s definíciami ISO tento zahŕňa v sebe zdroje chýb, ktoré sa prejavujú jednotlivými zložkami neistoty meraného údajá. Vyhodnotenie neistoty merania od jednotlivých zdrojov chýb založenej na statickej analýze série meraní je metóda vyhodnotenia typu A. Metóda vyhodnotenia typu B určuje neistoty od dielčích chybových zdrojov iným spôsobom ako štatistickou anlyzou série meraní. Je založená najčastejšie na matematickom rozbere účinku všetkých príčin výslednej neistoty a ich nožnej variabilite. Do toho postupu patria aj kalibračné merania. Jednotlivé zdroje chýb potom mierou svojho vplyvu na výsledok a svojou vzájomnou koreláciou určujú kombinovanú neistotu z hodnôt neistôt príslušných zložiek. Pre takto definovaný typ neistoty je charakteristické to, že je určená predovšetkým teoretickým rozborom účinku dielčích chybových zdrojov pri zohľadnení ich prenosu a vzájomnej korelácie medzi dielčimi zložkami [3].

Príčiny ovplyvňujúce neistotu vo výstupnom údaji meracieho reťazca :

- Vplyv externých zdrojov signálu interferujúcich veličín - predstavujú premenné iné ako meraná veličina, ktoré ovplyvňujú výstupný údaj. Neboli tiež zahrnuté do funkčného modelu.
- Zmeny vlastností prvkov meracieho systému. Predstavuje odchýlku chovania skutočného meracieho systému od idealizovaného funkčného modelu.

Jednotlivé zložky neistôt určujúce kombinovanú neistotu vo výsledku sú zapríčinené zdrojmi chýb, ktoré možno zatriediť podľa prejavu.

- 1) Zdroje so systematickým prejavom chyby na výstupnú veličinu. Charakteristické pre ne je že pri opakovaných meraniach za tých istých podmienok je ich prejav rovnaký
- 2) Zdroje s náhodným prejavom chyby na výstupnú veličinu. Sú to tie ktoré pri opakovaných meraniach za reálne možných rovnakých podmienok vykazujú náhodné odchýlky od ustáleného prejavu. Tieto odchýlky sa dajú vyhodnotiť štatistickými

metódami. K takémuto posudzovaniu vplyvov sa pristupuje aj v tých prípadoch ak deterministické zdroje interferujúcich veličín nie sú zahrnuté do analýzy zdrojov nepresností alebo predpokladané zmeny parametrov nie sú zahrnuté do analýzy chovania.. V prípade experimentálnej identifikácie neistôt vplyv interferujúcich zdrojov nie je možné vylúčiť alebo nie je možné zachovať konštantnosť niektorých prevádzkových parametrov. Možno to jednoducho charakterizovať tým, že pre experimentálnu alebo výpočtovú zložitosť sa ich vplyv študuje štatisticky.

4.1. FYZIKÁLNY MODEL ZOSTAVENÝ NA ZÁKLADE ZOVŠEOBECNENÝCH FYZIKÁLNYCH ZÁKONOV

V matematickom opise fyzikálneho modelu meracieho reťazca, zvlášť v snímačoch sú rôznorodé fyzikálne veličiny vyjadrené iba matematickými operáciami, ktoré vykonajú. Fyzikálny model snímača je opísaný vzťahom medzi vstupnými a výstupnými fyzikálnymi veličinami. Vzťah medzi týmito veličinami sa vyjadrujú jednoduchou závislosťou medzi nimi, ktorou je najčastejšie lineárna alebo nelineárna prenosová funkcia. Veličiny, ktoré viažu na seba energiu akumulovanú v systéme, predstavujú stavové veličiny systému. Výstup z prvku viažuceho energiu štruktúrneho modelu je opísaný deriváciou alebo integráciou vstupnej veličiny.

Bez ohľadu na fyzikálny charakter je z pohľadu modelovania možné ľubovoľnú veličinu zaradiť medzi vzťažné (across, transvariable) alebo prietokové (through, pervariable) veličiny. Prvé, vzťažné veličiny vyžadujú pre svoj opis dva uzly - bránu - naprieč ktorou je meraný údaj určený. Prietokové veličiny sa viažu na jeden uzol brány a opisujú veličinu vtekajúcu cez tento uzol do brány. Čas predstavuje v týchto úvahách premennú s nulovým bodom.

Každá stavová veličina určuje stav energie systému v časovom okamihu t a v teorii systémov je zaradovaná do kategórie extenzívnych veličín. Jej derivácia v čase predstavuje zmenu energie - výkon a radí sa do kategórie intenzívnych veličín. Obvykle je označovaná ako zmenová veličina. V meracích systémoch okrem elektrických vystupujú aj iné fyzikálne veličiny ovplyvňujúce prenos veličiny ktorá nesie meranú informáciu. Príklady fyzikálnych veličín vystupujúcich v týchto systémoch a ich zaradenie do horeuvedených kategórií je v Tab. 2.1.1. Ich vzájomný vzťah je vyjadrený reláciami.

$$\begin{aligned} \text{Zmenova velicina} &= \frac{d}{dt} (\text{stavova velicina}) \\ \text{Zmena stavovej velicity} &= \int_{t_1}^{t_2} (\text{Zmenova velicina}) dt \end{aligned} \quad (4.1.1)$$

Prístroj alebo jeho prvky sú pripojené na iné zariadenia alebo sa stýkajú s prostredím v uzloch. Tok energie alebo iné fyzikálne akcie sú opísané vzhľadom k dvojici uzlov - bránam. Brány vytvárajú rozhrania. Prvok s jednou bránou predstavuje monobránu. Prvok s viacerými bránami predstavuje mnohobránu.

Ak energia v prvku systému je spotrebovaná alebo transformovaná na inú je prvok autonómny. Výkon na tejto bráne je daný súčinom spriahnutej prietokovej a vzťažnej veličiny (intenzít). Jedna z týchto veličín je nezávislá a jej veľkosť je určená charakterom prostredia. Druhá je závislá, určená vlastnosťami prvku systému. Spotrebovanú alebo transformovanú energiu $E(t_0)$ za čas t_0 možno určiť integráciou výkonu $P(t)$.

$$P(t) = E'(t) = x'(t) \cdot y'(t) .$$

$$E(t_0) = \int_0^{t_0} x'(t) \cdot y'(t) . dt . \quad (4.1.2)$$

DRUH SYSTÉMU	VELIČINY	PRIETOKOVÉ (THROUGH) VELIČINY		VZŤAŽNÉ (ACROSS) VELIČINY	
		Stavovo vyjadrená prietoková veličina (extenzitná veličina)	Zmenovo vyjadrená prietoková veličina (intenzitná veličina)	Stavovo vyjadrená vzťažná veličina (extenzitná veličina)	Zmenovo vyjadrená prietoková veličina (intenzitná veličina)
Všeobecný		Y	dy/dt	X	dx/dt
Elektrická sústava		Elektrický náboj - $q(t)$	Prúd - $i(t)$	Magnetický tok - $\Psi(t)$	Napätie - $u(t)$
Mechanická sústava translačná		Hybnosť - $m \cdot v_{sen}(t)$	Sila - $m \cdot a_{sen}(t) = F(t)$	Posunutie - $x_{sen}(t)$	Rýchlosť - $v_{sen}(t)$
Mechanická sústava rotačná		Rotačná hybnosť - $m \cdot \omega(t)$	Krútiaci moment - $m \cdot \varepsilon(t) = r \cdot F(t)$	Uholové pootočenie - $\alpha(t)$	Uhlová rýchlosť - $\omega(t)$
Fluidická sústava		Objem - $V(t)$	Objemový prietok - $dV(t)/dt$	Tlak - $p(t)$	Zmena tlaku - $dp(t)/dt$
Tepelná sústava		Tepelné množstvo - Q_{TEP}	Tepelný tok - dQ'_{TEP}/dt	Teplota - v	Oteplenie - dv'/dt
Čas t					

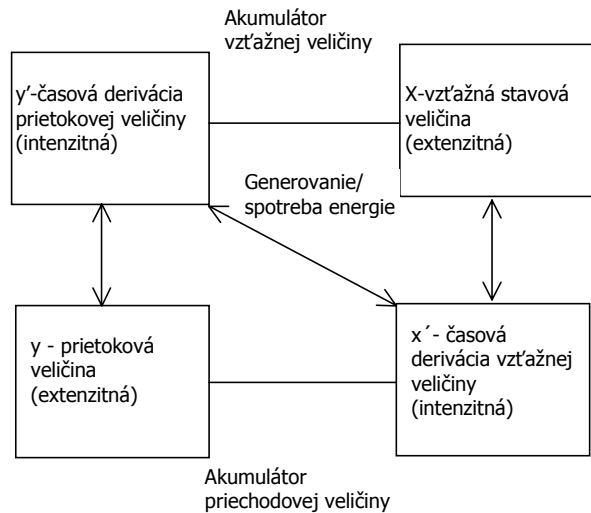
Tab. 2. 1.1. Reprezentanti prietokových a vzťažných veličín vybraných fyzikálnych sústav

Ak energia je prvkom dodávaná do systému je zdrojom. Veličina ktorú prvok dodáva je aktívna a môže byť predstavovaná všetkými reprezentantmi uvedenými v Tab. 2.1.1. – vzťažnou alebo prietokovou veličinou a ich deriváciami. Aktívna veličina je nezávislá. Druhá, spriahnutá veličina na tejto bráne je určená vlastnosťami systému do ktorého dodáva energiu. Výkon tejto brány je rovnako určený súčinom jej intenzitných veličín.

Aktívna veličina môže byť riadená inou veličinou z prostredia alebo systému nezávislou od prvku. Takýto prvok predstavuje riadený zdroj energie.

Prvky fyzikálneho modelu

Prístrojové prvky sú najčastejšie modelované ako idealizované fyzikálne prvky s ďalej dekomponovateľným účinkom na prenos energie. Chovanie takýchto prvkov je možné opísať vzťahmi medzi veličinami určujúcimi tok energie v závislosti od ich konštrukcie a materiálových vlastností. Tento vzťah určuje parametre prvku.



Obr. 4.1.1. Diagram toky energie

Energetické vzťahy na bráne ľubovoľného prvku meracej sústavy sú zhrnuté na diagrame obr 2.1.1. Energia na ľubovoľnom prvku môže byť akumulovaná, konvertovaná alebo prenášaná. Tým možno prvky meracieho systému z hľadiska fyzikálneho modelu zaradiť do týchto štyroch kategórií:

- 1) Akumulátory energie: Prvky ktoré akumulujú energiu a tými môžu byť
 - a) akumulátory prietokových veličín
 - b) akumulátory vzťahných veličín
 - c) viazané akumulátory viažuce energiu z mnohých brán
 - d) akumulovaná energia polí.
- 2) Prevodníky energie: Sú to prvky ktoré konvertujú alebo transformujú energiu. Ich reprezentantmi sú:
 - a) Reverzibilné prevodníky

- b) Nereverzibilné prevodníky
- 3) Zdroje energie: Tieto prvky dodávajú energiu do vyšetrovaného systému. Sú nimi zdroje:
 - a) Prietokových veličín
 - b) Vzťahných veličín
- 4) Prepojovacie prvky: Prvky ktoré vedú energiu bez toho, že by ju akumulovali alebo konvertovali na inú. Predstaviteľmi sú:
 - a) Vedenia
 - b) Kontakty

Fyzikálne modely senzorov

Akumulátor energie prietokovej veličiny. Parametre tohto prvku sú charakterizované obecnou nelineárnou závislosťou stavovej veličiny y od vzťahnej zmenovej veličiny x' . V lineárnom prvku sa závislosť mení na súčin, kde konštantou úmernosti je parameter prvku Φ_c .

$$y = \Phi(x') = \Phi_c x' . \quad (4.1.3)$$

Energia akumulovaná v takomto prvku je tiež určená prácou na zmenu extenzitnej veličiny pre známu hodnotu intenzitnej duálnej veličiny

$$E = \int_0^y x' dy = \int_0^{x'} y dx' . \quad (4.1.4)$$

Zmena stavovej veličiny y určuje prietokovú veličinu, ktorá sa v danom prvku akumuluje.

$$y' = \frac{d\Phi(x')}{dt} = \Phi_c \frac{dx'}{dt} . \quad (4.1.5)$$

Pre linearizovaný prvok sa získajú vzťahy v Laplaceovej rovine

$$y'(s) = s\Phi_c x'(s) \text{ a generalizovaná impedancia } Z(s) = \frac{1}{s\Phi_c} . \quad (4.1.6)$$

Predstaviteľom akumulátora prietokovej veličiny v elektrických sústavách je lineárny kondenzátor C kde napätie u je nezávislá a prúd i závislá veličina

$$q = C.u \quad i = C \frac{dq}{dt} . \quad (4.1.7)$$

Akumulovaná energia v kondenzátore je

$$E = \int_0^q u dq = \left| \begin{matrix} q = Cu \\ dq = Cdu \end{matrix} \right| = \int_0^u C u du = \frac{Cu^2}{2} . \quad (4.1.8)$$

Impedancia $Z(s)$ a hodnota kapacity na základe konštrukčných a materiálových parametrov doskového kondenzátora je:

$$Z(s) = 1/C \cdot s; \quad C = \epsilon_r \epsilon_0 S / d. \quad (4.1.9)$$

S predstavuje plochu elektród, d hrúbku dielektrika s permitivitou $\epsilon_r \epsilon_0$.

Akumulátor energie vzťažnej veličiny. Pre tento prvok platia duálne vzťahy. Charakteristická rovnica opisujúca chovanie prvku vo všeobecnosti nelineárne sa pre prípad lineárneho prvku mení na súčin

$$x = \Psi(y') = \Psi_c y'. \quad (4.1.10)$$

Akumulovaná energia a zmena stavovej veličiny x' je

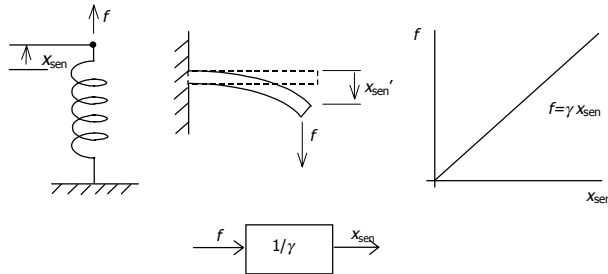
$$E = \int_0^x y' dx \quad x' = \frac{d\Psi(y')}{dt} = \Psi_c \frac{dy'}{dt}. \quad (4.1.11)$$

Vzťahy medzi veličinami predstavujúcimi zmenu stavovej veličiny a obraz generalizovanej impedancie v Laplaceovom priestore je

$$y'(s) = s\Psi_c x'(s) \quad Z(s) = s\Psi_c. \quad (4.1.12)$$

Predstaviteľom tohto prvku v elektrických sústavách je indukčnosť L . Jeho akumulovaná energia je $E = LI^2/2$ a impedancia $Z(s) = sL$. V mechanických sústavách takýmto prvkom je pružina (obr 4.1.2). Koeficient tuhosti γ v charakteristickej rovnici určuje vzťah medzi posunutím x (stavová veličina) a nezávislou veličinou zmeny stavu - silou F je

$$x_{sen} = F / \gamma. \quad (4.1.13)$$



Obr. 4.1.2. Deformačný element

V zmena závislej veličiny - rýchlosť x_{sen}' jej predĺženia a energia akumulovaná v pružine je tomto prípade

$$v = \frac{dx_{\text{sen}}}{dt} = \frac{dF}{\gamma dt} \quad E = \int_0^{x_{\text{sen}}} F dx_{\text{sen}} = \gamma \frac{x_{\text{sen}}^2}{2} . \quad (4.1.14)$$

Zovšeobecnená impedancia je $Z(s) = \gamma/s$. Pri pružine tvorenej votknutom nosníkom dĺžky l prierezom w hrúbkou d a Youngovým modulom pružnosti E je konštanta a veličina γ je rovná $\gamma = Ewd^3/4l$

Viazané akumulčné prvky alebo energiu akumulujúce polia. Sú to prvky s viac ako jednou bránou, bez strát. Polia ako akumulátory energie možno nahradiť na základe teórie konečných prvkov mnohobránom. Veličiny na týchto "bránach" sú určené okrajovými podmienkami získanými z opisu poľa.

Prevodníky energie – reverzibilné. Sú to prvky s dvoma alebo viac bránami ktoré prenášajú energiu bez strát alebo jej akumulovania. Prevodníky ktoré pri prenose energie spôsobujú aj zmenu jej formy sú prevodníky – konvertory. Transformátory sú prevodníky, kde pri prenose energie nedochádza k zmene jej formy.

Nech vzťažná veličina na vstupnom porte prevodníka je x_1 a prietoková veličina y_1 . Podobne sa označí vzťažná a prietoková veličina jeho výstupu x_2, y_2 . Vzťahy medzi nimi sú opísané charakteristickými rovnicami – v lineárnom prípade súčynom.

$$x_1 = \Phi_T(x_2) \quad a \quad y_1 = \Psi_T(y_2) . \quad (4.1.15)$$

Zo zákona zachovania energie platí

$$x_1 y_1' + x_2 y_2' = 0 . \quad (4.1.16)$$

Pre lineárny transformátor platí na základe toho

$$x_1' = Nx_2' \quad a \quad y_2' = -Ny_1' . \quad (4.1.17)$$

Predstaviteľom konvertora je magnetoelektrický merací systém (obr 4.1.3). Krútiaci moment M_{mech} spolu s uhlovou rýchlosťou $\omega = d\alpha/dt$ predstavujú dodanú energiu ktorá sa v ideálnom prípade zmení na elektrický výkon $u.i$. Z princípu zachovania energie a za predpokladu, že tento merací

$$M_{\text{mech}} \frac{d\alpha}{dt} + u.i = 0 . \quad (4.1.18)$$

Za predpokladu, že magnetická indukcia B tok magnetoelektrického systému je rozložený rovnomerne, spriahnutý magnetický tok Ψ cez otočnú cievku s plochou S a N závitmi je určený rovnicou

$$\Psi = BN\alpha S . \quad (4.1.19)$$

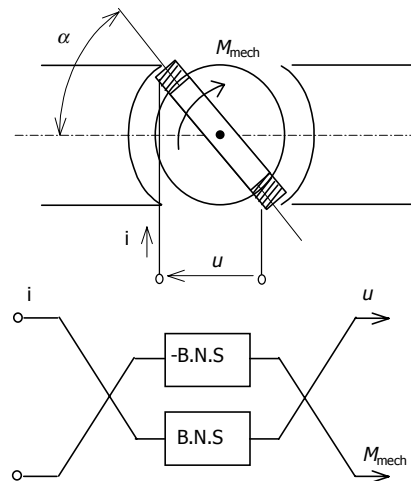
Rovnice určujúce napätia a prúdy na elektrickej bráne sú na základe zákona indukcie a silového pôsobenia na elektrický vodič v magnetickom poli

$$u = BNlv = BNS\omega = BNS \frac{d\alpha}{dt} ; M_{mech} = -rF = -rBNli = -BNSi , \quad (4.1.20)$$

kde l je dĺžka otočnej cievky a r jej polomer. Výsledná plocha cievky je $S = l.r$

Matica prevodu v Laplaceovej oblasti je

$$\begin{bmatrix} M_{mech}(s) \\ u(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -BNS \\ BNS & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d\alpha(s)/dt \\ i(s) \end{bmatrix} . \quad (4.1.21)$$



Obr. 4.1.3. Magnetoelektrický systém

Tento prvok možno použiť na prevod prúdu na mechanický moment (motor-aktuátor) alebo prevod rýchlosti na napätie (generátor – snímač otáčok).

Rozdiel oproti normálnym konvertorom a transformátorom tvorí gyračný prevodník a gyračný transformátor. Typické pre tento systém je vymenený typ veličín na vstupných bránach. Charakteristické rovnice pri nezmenenom označení vzťahných a prietokových veličín sú:

$$x_1 = \Phi_G(y_2) \quad a \quad y_1 = \Psi_G(x_2) . \quad (4.1.22)$$

Pre lineárny gyračný transformátor sa funkčná závislosť redukuje na

$$x_1' = Ny_2' \quad a \quad x_2' = -Ny_1' . \quad (4.1.23)$$

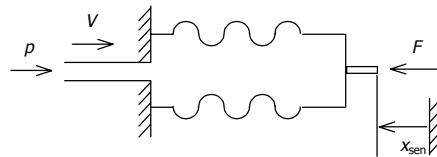
Na základe zákona zachovania energie a predpokladu neakumulovania energie platí opäť

$$x_1' y_1' + x_2' y_2' = N \cdot y_1' y_2' - N \cdot y_1' y_2' = 0. \quad (4.1.24)$$

Gyrátor je známa elektrotechnická súčiastka a reprezentuje gyračný transformátor. V zmiešaných mechanicko-fluidných systémoch je predstavovaný ideálnym vlnovcovým snímačom tlaku (obr 1.2.4).

Zmena v objeme plynu V je určená z posunutia x . Ak prierez vlnovca je S potom v lineárnom prípade platí

$$V = V(x) = -S \cdot x_{\text{sen}}. \quad (4.1.25)$$



Obr. 4.1.4. Vlnovcový snímač tlaku

Rovnováha dodanej a odobratej energie za predpokladu zanedbania akumulovanej energie zvyškovou pružnosťou vlnovca alebo kompresiou plynu je určená rovnicou

$$F \frac{dx_{\text{sen}}}{dt} + p \frac{dV}{dt} = 0. \quad (4.1.26)$$

Potom charakteristické rovnice takéhoto prvku meracieho systému sú

$$F = pS \quad a \quad \frac{dV}{dt} = -S \frac{dx_{\text{sen}}}{dt} = -Sv_{\text{sen}}. \quad (4.1.27)$$

V Laplaceovej rovine charakteristická maticová rovnica je

$$\begin{bmatrix} F(s) \\ \frac{dV(s)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & S \\ -S & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{dx_{\text{sen}}(s)}{dt} \\ p(s) \end{bmatrix}. \quad (4.1.28)$$

Nereverzibilné prevodníky. Nereverzibilné prevodníky konvertujú vstupnú energiu ľubovoľnej povahy na tepelnú energiu. Charakteristickou rovnicou je

$$x' = \Phi_R(y'). \quad (4.1.29)$$

Výkonová rovnováha je opísaná rovnicou

$$dQ_{\text{TEP}}/dt + x'y' = 0. \quad (4.1.30)$$

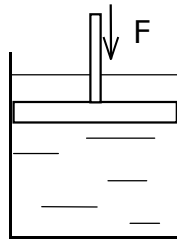
Q_{TEP} vo výraze (4.1.30) predstavuje tepelné množstvo a $x'y'$ je energia dodaná vstupnou bránou ľubovoľnej fyzikálnej povahy. Typickým predstaviteľom tohto typu prevodníka v elektrickej sústave je rezistor pri ktorom charakteristická rovnica je predstavovaná Ohmovým zákonom. Hodnota odporu R v tomto prípade je spriahnutá s konštrukciou napríklad drôtového rezistora s dĺžkou vodiča l prierezu S a materiálovými vlastnosťami merným odporom ρ známym vzťahom. Súčin intenzitných veličín – prúdu a napätia – určuje disipovaný tepelný výkon

$$u = R \cdot i \quad a \quad R = \rho l / S; \quad P = u \cdot i = R \cdot i^2. \quad (4.1.31)$$

V mechanických sústavách reprezentuje hydraulicky tlmič konvertujúci rýchlosť pohybu v na teplo ν dispergované v tekutine tlmiča alebo na trecích plochách mechanického tlmiča. obr 4.1.5. Disipovaný výkon je daný súčinom sily a rýchlosti.

$$F = B \cdot v_{\text{sen}} = B \cdot \frac{dx_{\text{sen}}}{dt}; \quad P = F \cdot v_{\text{sen}} = B \cdot F \cdot \frac{dx_{\text{sen}}}{dt}. \quad (4.1.32)$$

V niektorých prípadoch je potrebné tepelnú energiu generovanú jednosmerným prevodníkom brať do úvahy pri analýze činnosti meracieho systému. Výstupné teplo potom účinkuje na prvok v ktorom sa vytvára. Z hľadiska fyzikálneho modelu toto teplo predstavuje spätnoväzobný účinok na vstupne bloky. Príkladom môže byť odporový snímač teploty, kedy prúd obvodu vyhodnocujúceho odpor vytvára teplo zvyšujúce teplotu prostredia, ktorá je snímačom meraná. Miera vplyvu tejto spätnej väzby na systematickú chybu závisí od kvality návrhu vyhodnocovacieho obvodu (minimálny merný prúd) a od tepelnej zotrvačnosti meraného prostredia.



Obr. 4.1.5. Hydraulický tlmič

Zdroje výkonu. Sú to také prvky meracieho systému, ktoré cez svoju výstupnú bránu dodávajú energiu. Z princípu zachovania energie vyplýva, že musia byť alebo akumulátory alebo transformátory energie. Podľa typu veličinu, ktorú dodávajú zaradujeme ich do skupín zdrojov prietokových alebo vzťahových veličín. Veličina podľa ktorej je určený typ zdroja vykazuje hodnotu a časový priebeh nezávisle od vlastností systému. Spriahnutá veličina jej

výstupnej bráne je ale určená vlastnosťami systému. Charakteristická rovnica zdroja prietokovej veličiny je $y=y(t)$ a vzťahnej veličiny $x=x(t)$.

Prepojovacie prvky ako už meno napovedá spájajú prvky meracieho systému do želaných štruktúr. Typickými predstaviteľmi sú elektrické spoje alebo hriadeľ v mechanickej sústave. Charakteristická rovnica a rovnica energetickej rovnováhy pre brány 1 a 2 sú

$$x_1 = x_2 \quad a \quad x'_1 y'_1 + x'_2 y'_2 = 0 . \quad (4.1.33)$$

Odtiaľ potom pre spriahnuté veličiny platí $y'_1 = -y'_2$.

Prepoj viacerých brán môže byť alebo:

- paralelný - zhodné sú vzťahné veličiny týchto brán $x'_1 = x'_2 = \dots = x'_n$
- sériový – zhodné sú prietokové veličiny brán $y'_1 = y'_2 = \dots = y'_n$

Zo zákona zachovania energie sa následne dajú určiť spriahnuté veličiny

$$x'_1 y'_1 + x'_2 y'_2 + \dots + x'_n y'_n = 0 . \quad (4.1.34)$$

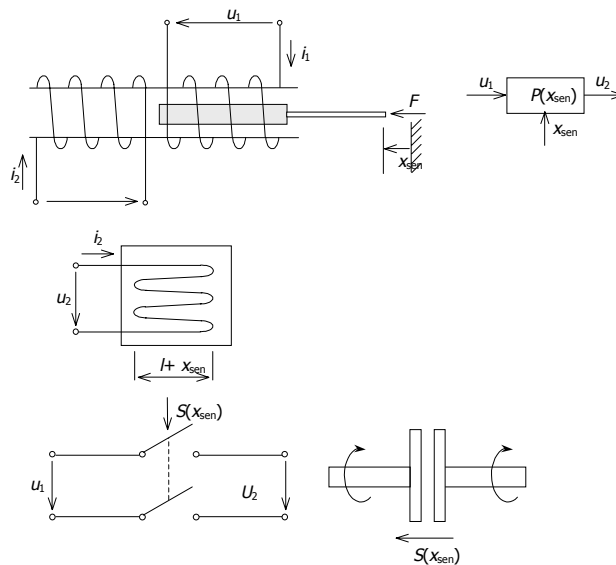
Riadené prvky sú prvky pri ktorých prenos intenzitných veličín zo vstupnej brány na výstupnú je ovplyvnený ďalšou kontrolnou bránou. Takýto prvok je často označovaný ako modulačný člen. Premenná, ktorá ovplyvňuje prenosovú funkciu riadeného prvku predstavuje riadiacu veličinu a často je reprezentovaná stavovou veličinou. Riadený prvok, v ktorom nedochádza k akumulácii, stratám a transformácii energie je označovaný ako bezstratový riadený prvok. Prenosová funkcia tohto prvku môže byť lineárna alebo všeobecne nelineárna. Ďalším zjednodušením môže byť prípad keď koeficient prenosu P je lineárnou funkciou riadiacej veličiny r . V takom prípade výstupná veličina v_2 (vzťahná alebo prietoková) závisí od vstupnej v_1 (vzťahnej alebo prietokovej) podľa vzťahu

$$v_2 = P(s)v_1 ; \quad P(s) = \bar{p}.s . \quad (4.1.35)$$

Príkladom takéhoto prvku je snímač na báze transformátora s premennou väzbou obr 4.1.6.a). V ňom zmena polohy jadra zmení transformačný pomer. Za predpokladu že energetické straty vo vodičoch vinutí a z mechanického odporu pohybu jadra budú zanedbateľné charakteristická rovnica pre magnetické toky primárnej a sekundárnej brány je

$$\Psi_2 = P(x)\Psi_1 \quad a \quad u_2 = \frac{d\Psi_2}{dt} \Rightarrow u_2 = P(x)u_1 . \quad (4.1.36)$$

Pre konštantné napájacie napätie snímač výstupným napätím u_2 vyhodnocuje posun x . Hodnoty spriahnutých veličín na oboch bránach možno určiť z rovnice energetickej rovnováhy $u_1 i_1 + u_2 i_2 = 0$.



Obr. 4.1.6. a) Snímač na báze transformátora s premennou väzbou.
 b) Tenzometrický snímač
 c) Riadený elektrický a mechanický spínač

Iným príkladom takéhoto prvku je tenzometer. obr 4.1.6.b). Charakteristická rovnica vychádza z Ohmovho zákona $u=R(x).i$. Rovnica energetickej rovnováhy je

$$F.x'_{\text{sen}} + u.i + \frac{dQ_{\text{TEP}}}{dt} = 0. \quad (4.1.37)$$

Prvý člen predstavuje mechanický výkon dodaný predĺžením. Tento účinok možno zanedbať. Tretí člen, predstavujúci Joulové teplo Q_{TEP} emitované za jednotku času do okolia, možno podobne zanedbať z dôvodu zanedbateľne malej hodnoty prúdu tečúceho snímačom. Pre tenzometre s odporom $R(l)$ a Gaugeho faktorom G rezistencia riadená posunutím x_{sen} je jeho odpor rovný

$$R(x_{\text{sen}}) = G \frac{x_{\text{sen}}}{l} R(l). \quad (4.1.38)$$

Do tejto skupiny prvkov možno zaradiť aj ovládaný spínač – riadený spojovací prvok. obr 4.1.6. c). V elektrickej sústave je reprezentovaný spínačom v mechanickej spojke hriadeľa. Výstupné napätie u_2 je určené vstupným napätím u_1 a spínacou funkciou $S(x_{\text{sen}})$. Tá je závislá od riadiacej veličiny x_{sen} podľa vzťahu

$$u_2 = S(x_{\text{sen}})u_1 \quad a \quad S(x_{\text{sen}}) = \begin{cases} 1 & \text{pre } x_{\text{sen}} \leq 0 \\ 0 & \text{pre } x_{\text{sen}} > 0 \end{cases} \quad (4.1.39)$$

Riadené prvky s akumuláciou energie sa líšia podľa toho či sa pri riadení prenosu ešte uplatňuje akumulácia prietokovej alebo vzťahovej veličiny.

Riadený prvok s akumuláciou prietokovej veličiny má charakteristickú rovnicu ktorá určuje jej veľkosť na ľubovoľnej bráne vzťahom

$$y_i = \Phi_c(x'_1, x'_2, \dots, x'_n). \quad (4.1.40)$$

Energia akumulovaná v tomto prvku je určená výrazom

$$E = \sum_1^n \int_0^{y_i} x'_i dy_i. \quad (4.1.41)$$

Veľkosť intenzity prietokovej veličiny na vybranej bráne možno určiť zmenou energie sústavy pri zmene vzťahovej stavovej veličiny.

$$y'_k = \frac{\partial E}{\partial x_k}. \quad (4.1.42)$$

Predstaviteľom takéhoto členu je plynový teplomer s ideálnym plynom (obr 4.1.7). Pozostáva z dvoch brán. Prvou je tlaková a druhou je tepelná brána kde sa akumuluje entrópia J plynu. Pre ideálny plyn teploty s plynovou konštantou R_p a absolútnej teploty ν platí vzťah medzi objemom V a tlakom p definovaným s obrátenou orientáciou

$$V \cdot p = -R_p \cdot \nu \quad (4.1.43)$$

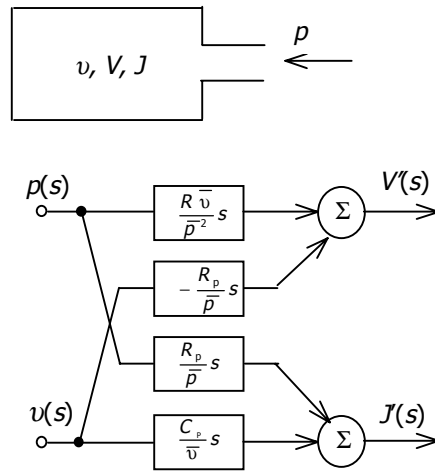
Tepelná entrópia J pri známej hodnote počiatkovej entrópie J_0 mernom teple plynu C_p pri konštantnom tlaku viaže objem V teplotu ν a tlak p druhou charakteristickou rovnicou

$$J = C_p \ln T + R_p \ln p + J_0. \quad (4.1.44)$$

Teplotný snímač účinkuje pri konštantnom tlaku tak, že objem V je lineárne závislý od absolútnej teploty ν a zmeny entrópie J . Model tohto snímača pre prírastkové veličiny v Laplaceovom priestore je určený maticovou charakteristickou rovnicou

$$\begin{bmatrix} V'(s) \\ J'(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R\bar{\nu}}{\bar{p}^2} s & -\frac{R}{\bar{p}} s \\ \frac{R}{\bar{p}} s & \frac{C_p}{\bar{\nu}} s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p(s) \\ \nu(s) \end{bmatrix}, \quad (4.1.45)$$

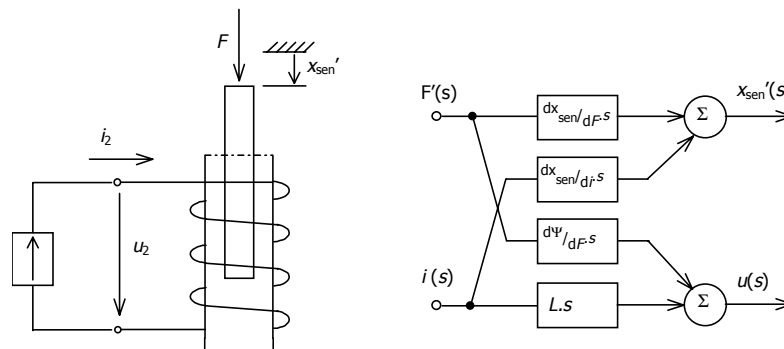
kde veličiny s pruhom predstavujú ich strednú hodnotu.



Obr. 4.1.7. Teplotný plynový snímač

Z analógie s opisom chovania lineárnych obvodov matica vo výraze predstavuje kaskádnú maticu dvojbránu. Význam ich členov vo vedľajšej diagonále je:

- Priamy prenosový člen – zo vstupu na výstup
- Spätnoväzobný prenos - z výstupu na vstup.



Obr. 4.1.8. Snímač s pohyblivým magnetickým jadrom

Prvky na vedľajšej diagonále určujú prevod teploty v na prietok V' , a zmeny tlaku na zmenu entropie J' . Diagonálne prvky reprezentujú akumulátor prietoku plynu spolu akumuláčnym účinkom entropie od teploty.

Prevodník s akumuláciou vzťahnej veličiny má charakteristickú rovnicu v tvare analogickom rovnici (4.1.45). V tomto modeli sú dualne zamenené prietokové veličiny so

vzťahnými. Podobne sa získa aj vzťah pre celkovú energiu zapamätanú v akumuláčnom prvku.

$$\text{Char. rovnica } x_i = \Phi_L(y'_1, y'_2, \dots, y'_n) \quad \text{Energia: } E = \sum_1^n \int_0^{y_i} x'_i dy_i . \quad (4.1.46)$$

Intenzitnú veličinu možno určiť z akumulovanej energie pomocou derivácie stavovej veličiny

$$x'_i = \frac{\partial E}{\partial y_i} . \quad (4.1.47)$$

Veľkosť vzťažnej veličiny na vybranej bráne možno určiť zmenou energie od prietokovej stavovej veličiny.

Príkladom takéhoto prvku je prevodník tvorený cievkou s pohybujúcim sa jadrom z permanentného magnet, ktorého mechanická zotrvačnosť je zanedbateľná (obr 4.1.8). Prvok vykazuje dve brány: elektrickú na cievke a mechanickú na jadre. Predpokladajme usporiadanie kedy prúd i pôsobí na cievku a sila F na jadro. Dve charakteristické rovnice určujúce posunutie x a spriahnutý magnetický tok Ψ sú:

$$x = x(F, i) \quad \Psi = \Psi_1(x, i) = \Psi(F, i) . \quad (4.1.48)$$

Prvá z rovníc opisuje fakt, že poloha jadra je funkciou pôsobiacej sily na jadro a prúdu pretekajúceho cievkou, ktorý generuje doplnkovú silu na jadro. Druhá rovnica dáva do vzťahu spriahnutý magnetický tok, ktorý je funkciou prúdu cievky a polohy jadra. Tá ďalej je funkciou sily a prúdu. Ukazuje sa preto, že zariadenie pôsobí ako snímač, ktorý pri pôsobení konštantnej sily F určuje polohou x_{sen} v závislosti od pretekajúceho prúdu i . Využíva sa to pri magnetoelektrických výchylkových prístrojoch. Inou aplikáciou je snímač polohy x_{sen} , kde výstupnou elektrickou veličinou je veľkosť prúdu i . Maticový opis chovania tohto prevodníka pre prírastkový signál je

$$\begin{bmatrix} x_{\text{sen}}'(s) \\ u(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{dx_{\text{sen}}}{dF} s & \frac{dx_{\text{sen}}}{di} s \\ \frac{d\Psi}{dF} s & sL \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F(s) \\ i(s) \end{bmatrix} \quad \text{kde } L = \frac{d\Psi}{di} . \quad (4.1.49)$$

Prvky vedľajšej diagonály reprezentujú prevod medzi elektrickými a mechanickými veličinami. Diagonálne prvky opisujú závislosť vzťažných veličín akumulujúcich energiu reprezentovanú posunutím a magnetickým tokom, ktoré sú ako ukazuje Tab. 1.2.1 vzťažné veličiny. Koeficienty matice sú funkciami sily F a prúdu i . Snímač je najčastejšie aplikovaný s konštantnou silou pôsobiacou na jadro a premenným prúdom ovplyvňujúcim polohu jadra.

Prevodník s akumuláciou zmiešaných veličín je prvok ktorý akumuluje prietokovú veličinu jednej brány a vzťažnú druhej brány. Všeobecná charakteristická rovnica pre prietokové y_i a vzťažné veličiny x_k je

$$\begin{aligned} y_i &= \Phi_i(x'_1, \dots, x'_i, \dots, x'_j, y'_{j+1}, \dots, y'_n) \\ x_k &= \Phi_k(x'_1, \dots, x'_j, y'_{j+1}, \dots, y'_k, \dots, y'_n) \end{aligned} \quad (4.1.50)$$

Energia akumulovaná v tomto prvku je

$$E = \sum_{i=1}^j \int_0^{y_i} x'_i dy_i + \sum_{k=j+1}^n \int_0^{x_k} y'_k dx_k. \quad (4.1.51)$$

Veľkosti vzťahných a prietokových veličín na vybranej bráne možno určiť zmenou energie od konjugovanej stavovej veličiny.

$$x'_i = \frac{\partial E}{\partial y_i} \quad \text{resp.} \quad y'_k = \frac{\partial E}{\partial x_k}. \quad (4.1.52)$$

Kapacitný snímač polohy tvorený doskovým kondenzátorom plochou S a permitivitou $\epsilon_0 \epsilon_r$ je príkladom takéhoto prevodníka. obr 4.1.9. Náboj q na kondenzátore predstavuje prietokovú veličinu a posunutie x_{sen} vzťahnú veličinu, ktorá sa akumuluje v tomto prevodníku. Pre náboj q na elektrickej bráne platí

$$q = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 S}{x_{\text{sen}}} u. \quad (4.1.53)$$

Pre silu F na elektródach kondenzátora vyvolanú napätím u za predpokladu nulovej zotrvačnosti elektród platí

$$F = \frac{1}{2} \epsilon_r \epsilon_0 \left(\frac{u}{x_{\text{sen}}} \right)^2 S. \quad (4.1.54)$$

Úpravou oboch vzťahov sa získajú charakteristické rovnice pre prietokovú a vzťahnú stavovú veličinu.

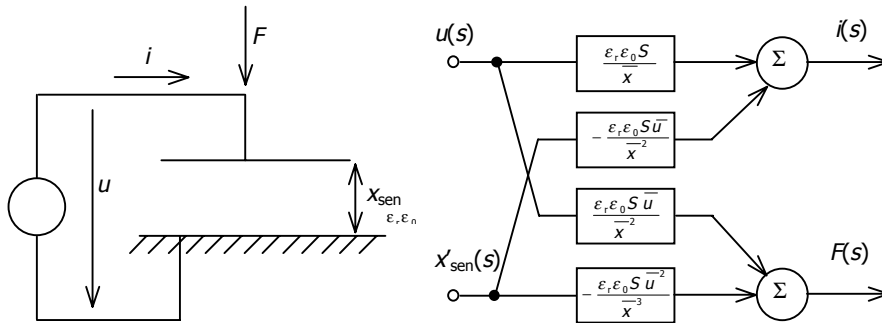
$$\begin{aligned} q &= \sqrt{2 \epsilon_r \epsilon_0 S} \sqrt{F} \\ x_{\text{sen}} &= \sqrt{2 \epsilon_r \epsilon_0 S} \frac{u}{\sqrt{F}} \end{aligned} \quad (4.1.55)$$

Potom vzťah pre intenzitné prietokové a vzťahné veličiny ktoré sa akumuluju v prevodníku za predpokladu prírastkových signálov (linearizovaný priebeh) je opísaný maticovou rovnicou

$$\begin{bmatrix} i(s) \\ x_{\text{sen}}'(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{\frac{\epsilon_r \epsilon_0 S}{2F}} \cdot s \\ \sqrt{\frac{\epsilon_r \epsilon_0 S}{2F}} \cdot s & -\sqrt{\frac{\epsilon_r \epsilon_0 S}{2F^3}} \cdot u \cdot s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u(s) \\ F(s) \end{bmatrix}. \quad (4.1.56)$$

Ak nezávislými veličinami budú posunutie x' a napätie u na kapacitnom snímači pre jeho závisle premenné úpravou predchádzajúcej maticovej rovnice sa získa maticový zápis charakteristiky kapacitného snímača v Laplaceovom priestore.

$$\begin{bmatrix} i(s) \\ F(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0 S}{\bar{x}} s & -\frac{\varepsilon_r \varepsilon_0 S \bar{u}}{\bar{x}^2} \\ \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0 S \bar{u}}{\bar{x}^2} & -\frac{\varepsilon_r \varepsilon_0 S \bar{u}^2}{\bar{x}^3 s} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u(s) \\ x'(s) \end{bmatrix}. \quad (4.1.57)$$



Obr. 4.1.9. Kapacitný snímač

Prvky vo vedľajšej diagonále reprezentujú transformáciu elektrickej energie na mechanickú a naopak. Diagonálne prvky reprezentujú posunom x riadenú kapacitu - pamäť prietokovej veličiny a napätím riadený pružný prvok – vzťažnej veličiny rýchlosti x' . Tento prevodník môže byť využitý v nasledujúcich módoch.

- Konštantné napätie a vysoká rýchlosť vibrácií ako prevodník rýchlosti na prúd.
- Pri nulovej rýchlosti sa využíva ako kapacitný snímač posunutia.

Určenie relácií medzi fyzikálnymi veličinami

Fyzikálny model pozostáva z blokov reprezentujúcich prvky modelu skutočného systému a ich prepojení. Vzťažné a prietokové veličiny na príslušných uzloch sú viazané generalizovaným Kirchhoffovým zákonom. Tento princíp vyjadruje fakt, že algebraická suma prietokových veličín v ľubovoľnom uzle systému je nula. Kontinuita vzťažných veličín na slučke predstavuje zas dualný fakt, že algebraická suma vzťažných veličín pozdĺž uzavretej slučky systému je nulová. Tieto dva zákony spoločne vyjadrujú zákon zachovania energie. Prístupnosť zákonov elektrotechniky spôsobuje, že rôzne fyzikálne veličiny sú pre potreby modelovania analýzy nahradené elektrickými ekvivalentmi.

Vlastnosti blokov systému sú opísané rovnicami vzťahu veličín jednotlivých brán (vzťažnými a prietokovými) vyšetrovaného mnohobránu. Vo všeobecnosti sa jedná o nelineárne integro-

diferenciálne rovnice. V prípade lineárnych systémov sústav je možno definovať koncept generalizovaných impedancií ktorý je daný prenosovou funkciou.

$$Z(s) = \frac{X(s)}{Y(s)} \quad \begin{matrix} X(s) = L\{x'(t)\} \\ Y(s) = L\{y'(t)\} \end{matrix} \quad (4.1.58)$$

kde L predstavuje Laplaceovú transformáciu intenzitných veličín na ich operátory v Laplaceovom priestore. Generalizovaná admitancia je $Y(s)=Z(s)^{-1}$. V prípade mechanickej sústavy, je impedancia obvykle definovaná ako pomer sily k rýchlosti alebo mechanického momentu k uhlovej rýchlosti. Všeobecne predstavuje impedancia pomer vzťahovej veličiny k prietokovej veličine tej istej brány.

Pre zovšeobecný mnohobrán vzťahy medzi obrazmi závislých prírastkových odoziev $Y_i(s)$ a obrazmi nezávislých prírastkových veličín $X_j(s)$ sú určené maticovou rovnicou:

$$\begin{bmatrix} Y_1(s) \\ Y_2(s) \\ \cdot \\ \cdot \\ Y_k(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) & \cdot & \cdot & \cdot & G_{1k}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) & \cdot & \cdot & \cdot & G_{2k}(s) \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ G_{k1}(s) & G_{k2}(s) & \cdot & \cdot & \cdot & G_{kk}(s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_1(s) \\ X_2(s) \\ \cdot \\ \cdot \\ X_k(s) \end{bmatrix} \quad (4.1.59)$$

V tomto prípade G_{ij} predstavuje prenosovú funkciu zo vstupu $X_j(s)$ na výstup $Y_i(s)$.

$$G_{ij}(s) = \frac{Y_i(s)}{X_j(s)} \quad X_p(s) = 0 \quad \text{pre } i \neq j. \quad (4.1.60)$$

V prípade $i=j$ predstavuje koeficient matice generalizovanú admitanciu G_{ii} za podmienky, že $X_i(s)$ predstavuje vzťahnú veličinu a $Y_j(s)$ prietokovú. Prevrátená hodnota predstavuje generalizovanú impedanciu Z_{ii} .

$$G_{ii}(s) = \frac{Y_i(s)}{X_i(s)} ; \quad Z_{ii}(s) = (G_{ii}(s))^{-1}. \quad (4.1.61)$$

Táto závislosť predstavuje fyzikálny model ak veličiny brán sú vyjadrené vo fyzikálnych jednotkách, vlastnosti prvkov meracieho reťazca sú vyjadrené materiállovými parametrami. Obvykle sa tieto prvky určujú meraniami jednotlivých relácií podľa vzťahov (4.1.60) a (4.1.61) nezávisle od fyzikálnej povahy závislých a nezávislých veličín a konštrukcie meracieho prístroja. Linearizovaný model (4.1.59) v mnohých prípadoch štúdia chovania v okolí pracovného bodu je postačujúci.

Ako bolo spomenuté skôr mnohé systémy majú vo všeobecnosti nelineárny vzťah medzi veličinami brán. Všeobecný opis nelineárnej sústavy pomocou stavových veličín $v_s(t)$ je taký, že umožní štúdium jej úplného dynamického chovania. Takýto opis je označovaný ako stavová reprezentácia. Ak je známe ako si mnohobrány vymieňajú energiu medzi svojimi

prvkami alebo ju transformujú z jednej formy na inú (z elektrickej na mechanickú, tepelnú a pod.) je možné opísať v úplnosti chovanie takejto sústavy. Súhrn všetkých vlastností sústavy sa nazýva stav sústavy. Stavom sústavy – známym priebehom stavových veličín určujúcich naakumulovanú a získanú preberanú energiu zo zdrojov budiacich veličín $\mathbf{v}_B(t)$ sú určené všetky ostatné závislé veličiny sústavy $\mathbf{v}_Z(t)$. Veličiny $\mathbf{v}_Z(t)$ predstavujú tiež výstupné veličiny sústavy po jej buzení vektorom vstupných veličín $\mathbf{v}_B(t)$. Stavové veličiny $\mathbf{v}_S(t)$ predstavujú vnútorné parametre charakterizujúce akumulovanú energiu vyšetřovaného systému. Matematický model sa rozkladá na dve sústavy. Prvú sústavu diferenciálnych rovníc prvého rádu kde na pravej strane vystupuje vektor nelineárnych funkcií \mathbf{F} argumentov predstavovaných stavovými veličinami $\mathbf{v}_S(t)$ a nezávislými budiacimi veličinami $\mathbf{v}_B(t)$

$$\frac{d\mathbf{v}_S(t)}{dt} = \mathbf{F}(\mathbf{v}_S(t), \mathbf{v}_B(t)). \quad (4.1.62)$$

Vektor závislých veličín $\mathbf{v}_Z(t)$ je ďalej určený vektorom nelineárnych funkcií \mathbf{f} ($\mathbf{v}_S, \mathbf{v}_B$) s argumentami predstavovanými vektormi stavových veličín $\mathbf{v}_S(t)$ a nezávislých budiacich veličín $\mathbf{v}_B(t)$

$$\mathbf{v}_Z(t) = \mathbf{f}(\mathbf{v}_S(t), \mathbf{v}_B(t)). \quad (4.1.63)$$

Počet stavových veličín reprezentujúcich akumulátory energie v sústave, je obvykle malý. Ich počet sa dá ďalej výrazne zredukovať ak do opisu chovania sústavy sa zahrnú len tie stavové veličiny $\mathbf{v}_S(t)$, ktoré predstavujú dominantné akumulátory energie vrátane tých, ktoré obmedzujú chovanie idealizovanej sústavy do jej reálneho stavu. Vylúči sa pritom vplyv parazitných akumulátorov energie a parazitných zdrojov rušiacich veličín ktoré nemajú dopad na chovanie sústavy pre požadovanú presnosť jej opisu. Preto následné riešenie sústavy stavových rovníc (4.1.62) numerickými metódami (integrácia metódou Runge Kutta) nie je výpočtovo náročné. Zo známeho priebehu stavových veličín $\mathbf{v}_S(t)$ sa potom ľahko určia ostatné závislé veličiny $\mathbf{v}_Z(t)$ pomocou sústavy (4.1.63).

V prípade jednej dominantnej stavovej veličiny $v_S(t)$ sa sústava (4.1.62) a (4.1.63) zjednoduší na jednu nelineárnu rovnicu. Jej riešením zohľadňujúcim aj strmosť budiaceho signálu je odozva sústavy zovšeobecneným konvolučným integrálom - Volterrovým radom.

$$v_Z(v_S) = h_0 + \int_0^t h_1(\tau_1) v_S(t - \tau_1) d\tau_1 + \int_0^t \int_0^t h_{1,2}(\tau_1, \tau_2) v_S(t - \tau_1) v_S(t - \tau_2) d\tau_1 d\tau_2 + \dots \quad (4.1.64)$$

$$+ \int_0^t \dots \int_0^t h_{1,2,\dots,n}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) v_S(t - \tau_1) v_S(t - \tau_2) \dots v_S(t - \tau_n) d\tau_1 d\tau_2 \dots d\tau_n$$

Za predpokladu v praxi často splneného zjednodušenia, že jednorozmerné premenné $v_Z(t)$, $v_S(t)$ sa menia iba o malý prírastok $\Delta v_Z(t)$, $\Delta v_S(t)$ v okolí pracovného v_{Z0} , v_{S0} bodu, možno konštantný člen nahradiť prvými dvoma členmi jednorozmerného Taylorového radu. Tie sú vyjadrením statického pôsobenia prírastkových veličín Δv_S v okolí pracovného bodu v_{S0} . Tretí člen predstavuje dynamický účinok stavovej veličiny, kde reaktancia h_1 je linearizovaná.

$$v_z(v_s) = f(v_{s0}) + \left. \frac{\partial f(v_s)}{\partial v_s} \right|_{z_0} \Delta v_s + h_1 \frac{\partial \Delta v_s}{\partial t} + \dots \quad (4.1.65)$$

Všetky vyššie členy zahŕňajú efekty nelineárneho chovania sústavy pre statické a dynamické pôsobenie prírastkovej veličiny Δv_s .

4.2. TVORBA FYZIKÁLNEHO MODELU POMOCOU OBVODOVEJ ANALÝZY

Vytváranie funkčných modelov prvkov meracieho reťazca pomocou fyzikálnych modelov je vhodné pre prípad vstupných blokov meracieho reťazca – snímače.

Elektronické obvody predspracovania majú nedostatok v tom, že energia vstupného signálu je obvykle nesúmeriteľne malá k druhému zdroju vstupujúcej energie predstavovanej príkonom napájacieho zdroja. Výstupný výkon pozostáva z výkonu signálu na výstupnej bráne tohto bloku a rozdielu medzi prijatou a emitovanou tepelnou energiou elektronických súčiastok. Výmena prijatej a emitovanej tepelnej energie sa uskutočňuje radiáciou a konvekciou s fluidom v ktorom sa súčiastky nachádzajú.

Podobná situácia nie dost' dobre opísateľných tokov energie nastáva, ak vstupnou elektrickou veličinou je signál prenášajúci meranú informáciu a výstupnou je vybraný parameter výstupných veličín. Rovnica energetickej rovnováhy neumožní získať dostatočne presný vzťah opisujúci funkčnú závislosť medzi nimi.

Z dôvodov zložitosti kvantifikácie toku energie v elektronických obvodoch spracovania meracieho signálu je vhodnejší obvodový opis pre tvorbu ich fyzikálneho modelu. Je to prípad modulátorov, obvodov transformujúcich vybraný elektrický parameter na elektrický signál alebo prevodníkov analógovej formy parametra signálu do jeho číslicovej formy. Modulácia môže byť aj multiparametrická, kedy dva a viac parametrov výstupného signálu sú ovplyvnené príslušným počtom meraných veličín.

Analytický opis obvodového modelu

Vo svojej fyzikálnej podstate sú procesy a javy v nelineárnych a parametrických obvodoch zložitejšie ako je tomu v prípade lineárnych obvodov. Pre ich analytický opis existuje jediný postup predstavovaný opisom stavovou reprezentáciou. Prestavuje to stavovú reprezentáciu obvodovej sústavy zhodnú so sústavou (4.1.62), (4.1.63). Energiu akumulujúce prvky sú v tomto prípade prúd indukčnosťami a napätie na kapacitách v elektronickom bloku [9]. Algoritmus zostavovania rovníc je zložitejší v porovnaní s metódami známymi z oblasti lineárnych obvodov (metóda slúčkových prúdov a uzlových napätí).

Výpočet sústavy nelineárnych diferenciálnych rovníc prvého stupňa je možný numerickými metódami (Runge-Kutt, Adamsová metóda a pod.) predstavujúcimi súčasť matematických programovacích balíkov akým je napríklad Matlab, Derive a pod. Riešenie sústavy

nelineárnych diferenciálnych rovníc naráža niekedy na problémy so singulárnymi bodmi v prenosovej charakteristike alebo pre skoky budiaceho signálu. V takýchto prípadoch numerické riešenie sústavy buď diverguje od jeho skutočného priebehu alebo sa zachytí v limitných cykloch. Je to v zhode so známym filozofickým konštatovaním, že príroda nemá v oblúbe prudké skoky t.j. nespojitosti nultého a vyšších rádov. V zhode s tým je skutočnosť, že prevodové charakteristiky reálnych elektronických prvkov sú spojité a len zjednodušené modely zavádzajú body zlomu. Nebezpečie divergencie pocesu integrácie je v programovacích balíkoch ošetrený možnosťou nastavovať dĺžku časového kroku integrácie. Ďalšou možnosťou je náhrada nespojitostí charakteristík použitých prvkov hladkými priebehmi [26], [27] medzi dvoma stavmi prechodu. To približuje počítačový model skutočnej obvodovej štruktúry, kde pri spresnení analýzy sa zaručene objaví fyzikálny mechanizmus vylučujúci skok hociktorej závislej veličiny pre infinitimálny prírastok nezávislej veličiny. Nezávislá veličina v skutočnosti má strmosť hrany časového priebehu signálu limitovanú konečnou časovou konštantou napojenia a tiež konečnou strmosťou medzi dvoma vzorkami.

Chovanie jednotlivých nelineárnych prvkov možno pre prírastkové veličiny linearizovať. Tým sa pôvodná nelineárna sústava (4.1.62) a (4.1.63) zredukuje na sústavu lineárnych diferenciálnych rovníc pre prírastkové veličiny z okolia ich pracovných bodov. Táto sústava môže byť transformovaná na maticový súčin operátorov stavových, budiacich a závislých veličín V_S , V_B , V_Z , v Laplaceovom priestore podobný sústave (4.1.59)

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} s.V_{S1} \\ s.V_{S2} \\ \vdots \\ s.V_{Si} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1i} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2i} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{i1} & a_{i2} & \dots & a_{ii} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{S1}(s) \\ V_{S2}(s) \\ \vdots \\ V_{Si}(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & \dots & b_{1j} \\ b_{21} & b_{22} & \dots & b_{2j} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{i1} & b_{i2} & \dots & b_{ij} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{B1}(s) \\ V_{B2}(s) \\ \vdots \\ V_{Bj}(s) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_{Z1} \\ V_{Z2} \\ \vdots \\ V_{Zl} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & \dots & c_{1i} \\ c_{21} & c_{22} & \dots & c_{2i} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{l1} & c_{l2} & \dots & c_{li} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{S1}(s) \\ V_{S2}(s) \\ \vdots \\ V_{Si}(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} & \dots & d_{1j} \\ d_{21} & d_{22} & \dots & d_{2j} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ d_{l1} & d_{l2} & \dots & d_{lj} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{B1}(s) \\ V_{B2}(s) \\ \vdots \\ V_{Bj}(s) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (4.2.1)$$

Vykonaná úvaha je motívom snaženia zjednodušovať nelineárne sústavy na podúlohy pri ktorých je možné použiť metódy z oblasti analýzy lineárnych sústav. Takou je výpočet chovania prírastkových veličín linearizovanej sústavy v okolí pracovného bodu. Výpočet odozvy sústavy pre prípad po úsekoch linearizovanej náhrady charakteristík nelineárnych prvkov sa využíval v skorších programoch pre analýzu obvodov, ktorých predstaviteľom bol program ECAP. Teoretický základ tvoril postup opísaný v [14]. Integrácia úplnej nelineárnej sústavy opisujúcej chovanie obvodu (4.1.62) a (4.1.63), kde nelineárne prvky sú opísané knižničnými podprogrammi je základom dnes najrozšírenejšieho programového balíka PSpice [26] a v mnohom sa podobá nástrojom pre analýzu mechanických napätí pružných sústav metódou konečných prvkov. Opis softvérových simulátorov je v Kap. 4.4.

Okrem numerických metód riešenia úplných nelineárnych sústavy sa využívajú ešte grafické a zjednodušené analytické postupy. Prvé z nich sú charakteristické nízkou presnosťou, druhé obmedzenou použiteľnosťou.

Hlavnou výhodou posledne spomínaných postupov a metódy linearizácie v okolí pracovného bodu je, že umožnia získať analyticky opísané relácie medzi veličinami sústavy. Tie sú potom vhodné pre vytvorenie exaktného funkčného modelu. Proces zjednodušovania s cieľom dospieť k analytickému výrazu prináša aj druhú výhodu. Umožní v sústave identifikovať dominantné efekty ako aj určiť hranice dokedy javy nižšieho stupňa dôležitosti možno zanedbávať a kedy nadobudnú význam, ktorý už je potrebné brať do úvahy. Všeobecné teoretické úvahy pri tvorbe zovšeobecnených modelov majú zmysel vtedy, keď sa zjednodušenia obvody – nahradia sa makroblokmi. Upresnenie modelovania je možné následnou presnou počítačovou simuláciou chovania obvodu pri uvažovaní účinku jednotlivých obvodových prvkov.

Zložitosť exaktného matematického opisu modelu narastá rýchlo s rastom počtu akumulčných prvkov a vzájomných väzieb. Ak sa zoberie do úvahy fakt, že všetky parazitné javy spojené s akumulovaním energie sú zahrnuté do parazitných kapacít a indukčností, počet rovníc sústavy je rovný počtu všetkých aktívnych a parazitných kapacít a indukčností.

4.3. METÓDA TOKU SIGNÁLU PRI TVORBE FUNKČNÉHO MODELU Z FYZIKÁLNEHO MODELU

Spôsob spracovania signálu v meracom systéme s abstrahovaním fyzikálnych procesov umožňuje funkčný model. Tento model sa dá získať opisom chovania meracieho systému funkčnými blokmi a vzťahmi medzi vstupnými a výstupnými bránami. Z toku signálu medzi nimi sa získa výsledný funkčný model v ktorom jednotlivé fyzikálne veličiny sú vyjadrené tokom signálu nesúcim informáciu o meranom parametri. Cieľom funkčného modelu je opísať operácia ktoré ovplyvnia signál nesúci meraciu informáciu v meracom reťazci.

Funkčné modely obvodov predspracovania signálu na základe záverov predchádzajúcej časti sa získajú z ich fyzikálnych modelov – presnej analýzy procesov v danom bloku. V prípade obvodov predspracovania signálu analýza fyzikálnych procesov sa zužuje na obvodovú analýzu elektronickej sústavy.

Najjednoduchší prípad transformácie fyzikálneho modelu na funkčný je predstavovaný prípadom, ak vo fyzikálnom modeli sú vstupno-výstupné závislosti blokov opísané analytickými výrazmi. Funkčný model výsledného meracieho systému je graficky zobrazený ako štruktúra vzájomne prepojených blokov. Každý blok predstavuje jednu operáciu vykonanú so signálom prenášajúcim meranú informáciu – všeobecne vektorom. Ak spracovanie v príslušnom bloku je študované pre prípad prírastkových veličín v okolí pracovného bodu, matematickým aparátom vhodným na štúdium výsledného chovania celého systému je metóda grafov signálových tokov [8]. Je to grafické vyjadrenie závislostí medzi známymi a hľadanými parametrami – veličinami, kde navyše je známy analytický

výraz vyjadrujúci prenosovú funkciu. Výhoda tejto metódy spočíva v tom, že umožňuje spriehľadniť tok signálov nesúcich informáciu bez ohľadu na ich fyzikálny charakter a určiť výsledný prenos meranej veličiny na výstupný údaj. Obdobne graf signálových tokov umožní určiť vplyv rušiacich na výstupný údaj – kombinovanú neistotu. Graf signálových tokov prehľadne vyjadruje aj vnútorné spätnoväzobné účinky.

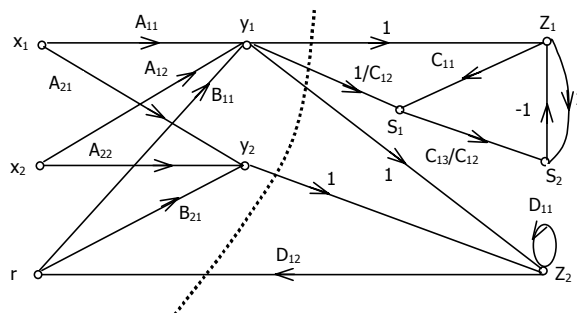
Princíp tejto metódy je možné demonštrovať na príklade tvorby funkčného modelu elektrodynamického snímača uhlovej rýchlosti a účinku nadväzných blokov predstavovaných záťažou R_i obr 4.3.1. Uhlová rýchlosť $\dot{\alpha}(s)$ v Laplaceovej rovine je predstavovaná veličinou x_1 . Prúd snímača $i(s)$ je vyjadrený veličinou x_2 . Výstup snímača je ovplyvnený rušiacim signálom r . Výstupom snímača je indukované napätie $u(s) = y_1$ a mechanický moment reakcie na výchylku $M(s) = y_2$. Vzťahy medzi nimi sú určené maticovo

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{11} \\ B_{21} \end{bmatrix} [r]. \quad (4.3.1)$$

Druhá časť tohto obrázku (čiarkované pole) graficky zobrazené vzťahy medzi veličinami obvodu predspracovania získané obvodovou analýzou. Do kaskády zapojený elektronický blok je reprezentovaný týmto matematickým modelom.

$$\begin{aligned} z_1 &= y_1 - s_2 & z_2 &= y_2 + y_1 + z_2 D_{11} \\ s_1 &= z_1 C_{11} & r &= z_2 D_{12} \\ s_2 C_{12} &= z_1 C_{12} + s_1 C_{13} + y_1 \end{aligned} \quad (4.3.2)$$

V prípade grafu signálových tokov implementovanom na meracie systémy vstupnými uzlami (žriedlami) sú merané veličiny x_1, x_2 a nezávisle zdroje rušiaceho signálu r . Výstupné údaje prístroja z_1, z_2 predstavujú výstupné uzly (nory). Ostatné uzly tvoria vnútorné uzly grafu. Pomer veličiny výstupného uzla m (alebo ktoréhokoľvek vnútorného uzla) k veličine vstupného uzla l sa nazýva prenos grafu ${}^m Z_p$. Okrem priameho výpočtu – s využitím známych Masonových vzorcov – je možný výpočet aj postupným zjednodušením orientovaného grafu. Metódy výpočtu pomocou grafov signálových tokov sú opísané v príslušných učebniciach [8], [9].



Obr. 4.3.1. Graf signálových tokov opísaných fyzikálnym modelom (4.3.2)

Druhý zo spomenutých postupov je založený na elementárnych úpravách grafu akými sú:

- Odstránenie vlastnej slučky
- Odstránenie vnútorného uzla grafu
- Inverzia vetvy orientovaného grafu
- Náhrada seriovo/paralelne spojených vetví jedinou vetvou

Výhodou grafického postupu je, že zachováva prehľadnosť postupu spracovania signálu a tiež dekompozícia úplného grafu na viacero podgrafov. Dekompozícia je výhodná v prípade, že v meranej sústave je zaradený nelineárny blok. Graf sa potom rozloží na dva podgrafy. Prvý je tvorený lineárnym podgrafom a druhý podgraf opisuje chovanie nelineárnej časti. Obvykle v meracej sústave je len jeden nelineárny člen, ktorého prenosová funkcia je predstavovaná elementárnou vetvou.

4.4. POČÍTAČOVÝ MODEL MERACIEHO SYSTÉMU

Vytvorenie funkčného modelu na základe obvodového opisu vychádza zo softvérových simulátorov chovania obvodov, ktoré spracúvajú signál nesúci meraciu informáciu. Zo softvérového modelu sa získa funkčná závislosť medzi vstupnou meranou veličinou a výstupným údajom. V prípade obvodov so zmiešaným analógovým a číslicovým signálom je k dispozícii niekoľko programových nástrojov a jazykov umožňujúcich vytvoriť softwarový model obvodu. Medzi najznámejšie programové prostredia patrí PSpice A/D, Tina a pod. Programový balík PSpice, pri simulácii vychádzajú z najnižšej úrovne až jednotlivých tranzistorov v obvodovej sústave - najnižšia úroveň abstrakcie softvérovým modelom. Pri riešení chovania sústavy integruje sústavu diferenciálnych rovníc a nelineárnu maticovú rovnicu. Tento druh simulácie aj pri použití najvýkonnejšej výpočtovej techniky je časovo mimoriadne náročný. Tým je praktické použitie obmedzené na štúdium kritických fáz činnosti obvodu pri hraničných podmienkach iných veličín. Predpokladá sa pri tom, že ak obvod sa správa vyhovujúco v týchto kritických bodoch bude jeho činnosť uspokojujúca aj pri iných prevádzkových režimoch.

Základom sú rovnice opisujúce chovanie individuálnych prvkov obvodu, sústavy. Tento softvérový model najnižšej, obvodovej úrovne môže byť urýchlený použitím makroblokov. Vhodne navrhnutý makromodel umožňuje získať analyticky vyjadrený fyzikálny model celej sústavy, s použitím takýchto podmodelov.

Príklad makromodelu operačného zosilňovača vhodného aj pre analytické výpočty je uvedený v kap. 3.1. Podobný obvodový makromodel je použitý aj v knižničných podprogramoch programového balíka PSpice. V nich sú napríklad kaskády tranzistorov nahradené jedným tranzistorom s vysokým zosilnením. V porovnaní s predchádzajúcim modelom sa ňom zachádza do väčších detailov. Najpresnejšie makromodely analógových a číslicových obvodov sú v knižniciach dodávaných výrobcami súčiastok. Môžu byť opísané až na úrovni jednotlivých tranzistorov integrovanej štruktúry.

Programové prostredie PSpice A/D umožňuje opis zmiešaných sústav pozostávajúcich z analógových a číslicových obvodov. Simulátor spojitých analógových podčastí integruje nelineárnu maticovú diferenciálnu rovnicu stavovej reprezentácie a ovláda hodnotami – udalosťami – spúšťaný a podmienený číslicový simulátor. Ten je opísaný Boolovskými sekvenčnými a kombinačnými závislosťami vo forme tabuliek a funkcií. Pre analýzu chovania zmiešaných sústav slúži ako nástroj pre modelovanie spojitých a číslicových sústav.

Obmedzenia vyplývajúce z dlhých výpočtových dôb pri najnižšej úrovni simulácie zvlášť pri narastajúcej zložitosti systémov (integrované obvody, zmiešané elektromechanické systavy, analógovo číslicové rozhrania a pod.) sa pri ich počítačovom modelovaní obchádza použitím vyšších úrovní abstrakcie. Pri strednom stupni sú menšie bloky ako zosilňovače, násobičky, integrátory, komparátory a pod., nahradené blokmi charakterizujúcimi matematické relácie medzi ich vstupnými a výstupnými veličinami. Tieto rovnice môžu zahŕňať výslednú frekvenčne vyjadrenú prenosovú funkciu, zoslabenie prenosu vplyvom frekvenčne závislých impedancií.

Tento postup zabezpečuje, že simulácia prebehne mnohonásobne rýchlejšie (1000 až 100000 krát) a výpočet nie je zaťažovaný nevýznamnými detailmi, ktoré môžu v procese integrácie nakopiť chybu zokrúhlenia. Simulátory tohoto typu využívajú jazyk opisu obvodu HDL (Hardware Description Language), ktorý v súčasnosti je schopný opísať chovanie aj zmiešaných analógových a číslicových sústav. Vychádza z obecných počítačových simulátorov. Preto ním možno ľahko opísať aj zmiešané elektro–mechanické systavy akými sú práve meracie reťazce. Funkčný model sústavy opísanej softverovým simulátorom zahŕňa tak aj senzorickú časť a časť aktuátorov využívaných v spätnej väzbe.

Jazyky HDL možno rozdeliť na analógové, číslicové a zmiešané signálové systémy. Tieto sa líšia programovými konštrukciami pre jednotlivé aplikácie. Číslicové HDL akými sú VHDL alebo Verilog sú založené na udalosťami podmienených konštrukciách a časovo diskretným opisom sústav. Podporujú modelovanie číslicových sústav rôznej úrovne abstrakcie v smere nadol až po úroveň hradiel. Analógové jazyky HDL-A, Spectre HDL podporujú opis systému diferenciálnymi algebraickými maticovými rovnicami (4.1.62) a (4.1.63), kde riešenie má spojitý časový priebeh. Ich opis vychádza len z relácií určenými rovnicami medzi veličinami vrátane Kirchhoffových. Moderné analógové HDL jazyky pre funkčný opis využívajú štruktúrnu kompozíciu a dohodnutú sémantiku.

Na vyššom stupni abstrakcie môže byť spracovanie signálu opísané len blokmi reprezentujúcimi funkčnú závislosť medzi vstupnými a výstupnými veličinami v procese spracovania signálu. Takými sú prenos parametra nesúceho meraciu informáciu, alebo chybové parametre tohto prenosu zistené testovaním alebo teoretickou analýzou. Programovacím nástrojom umožňujúcim simuláciu funkčných modelov je grafické prostredie Toolboxu SIMULINK programového balíka MATLAB-u. SIMULINK je výhodný na priamu tvorbu ľubovoľných funkčných modelov, pre ktoré sú známe závislosti spracovania signálu v obvodovej štruktúre. Obvodová analýza chovania jednotlivých blokov nie je nápomocná. Modely v SIMULINK-u zahŕňujú bloky matematického spracovania signálu vrátane zložitých neideálnych frekvenčne obmedzených a nelineárnych prenosov. Pomocou blokov

matematického spracovania je možné spätne vytvoriť modely reálnych elektronických prvkov akými sú napr. operačný zosilňovač so zahrnutým vplyvom konečnej strmosti nárastu výstupného signálu, konečnou šírkou frekvenčného pásma, tepelným šumom. Okrem lineárnych blokov definovaného frekvenčného prenosu, blokov definovaných nelineárnymi modely SIMULINKU zahrňujú zdroje ľubovoľného signálu vrátane zdrojov tepelného šumu, fázového šumu a nestability oscilátorov [73].

Príkladmi jazykov umožňujúcich tvorbu obvodových resp. funkčných modelov meracích systémov sú:

- 1) Jazyky pre opis analógových obvodových systémov
 - a) PSpice MicroSim[®]
 - b) SpectreHDL (Cadence 1994)
 - c) Verilog-A (Open Verilog International 1997)
- 2) Jazyky pre opis zmiešaných obvodových systémov AMS
 - a) PSpice A/D MicroSim[®]
 - b) MAST (Analogy 1986)
 - c) HDL-A (Mentor Graphics 1992)
 - d) Spectre HDL
 - e) VHDL-AMS (IEEE Štandard 1999)
 - f) Verilog-AMS
- 3) Nástroje na tvorbu zovšeobecneného funkčného modelu ľubovoľnej sústavy
 - a) MATLAB[®] Toolbox SIMULINK[®]
 - b) Mathematica

Simulátory rôznej úrovne abstrakcie dokážu si medzi sebou vzájomne vymieňať údaje dohodnutými rozhraniami. To umožní aby zo simulátora vyššej úrovne bol spustený simulátor najnižšej obvodovej úrovne (PSpice A/D). Po prebehnutí rutiny detailne simulujúcej chovanie jedného podbloku sa získané údaje využijú vo vyššej úrovni. Prechod v obvodovom opise tvorí rozhranie Netlist. Simulátory všetkých úrovní umožňujú spoločné druhy simulácií. Takými sú AC, DC analýza, simulácia prechodového javu TRANS, tolerančná analýza a pod.

4.5. EXPERIMENTÁLNE OPÍSANÝ MODEL FUNKČNÉHO SPRÁVANIA

Chovanie úplnej sústavy reprezentované graficky alebo tabuľkovo opísaným chovaním modelovanej sústavy je možno funkčný model získať vhodnou matematickou aproximáciou. (curve fitting). Pri aproximácií sa postupuje obdobne ako v prípade určenia zjednodušenej funkčnej závislosti pre experimentálne opísane chovanie elektronického prvku.

Aproximácia charakteristík viacbránových blokov nahrádza ľubovoľnú skutočnú charakteristiku $y_m = f_m(x_1, x_2, \dots, x_M)$ v priestore $M+1$ rozmernom jednoduchšou funkciou $y_m = g_m(x_1, x_2, \dots, x_M)$. Charakteristika skutočného bloku je známa ako množina diskrétnych bodov získaných počítačovou simuláciou alebo meraním. Problém aproximácie sa rieši v dvoch krokoch:

- 1) Výber vhodnej aproximačnej funkcie
- 2) Identifikácia koeficientov tejto funkcie z množiny bodov opisujúcich chovanie bloku.

Je celý rad aproximačných funkcií vhodných pre konkrétne aplikácie a preto prvý uvedený krok nemá jednoznačné riešenie. Aproximačnú funkcia je vybraná tak, aby vystihovala daný priebeh s dostatočnou presnosťou a pritom bola jednoduchá pre ďalšie matematické operácie. Presnosť aproximácie má byť proporcionálna s presnosťou simulácie alebo s neistotu merania. Výber aproximačnej funkcie je kompromisom medzi presnosťou a zložitnosťou tejto funkcie.

Po vymedzení pracovnej oblasti na charakteristike a voľbe vhodnej aproximačnej funkcie nastáva fáza určenia jej koeficientov. Pri ich určovaní je potrebné najprv mať jasné, akým spôsobom sa má aproximačná funkcia $g(x)$ blížiť k ideálnej charakteristike $f(x)$. Miera priblíženia je charakterizovaná týmito kritériami:

- Jednosmerné priblíženie, kedy aproximovaná charakteristika sa nesmie odchylovať od aproximovaného priebehu o viac ako určitú hodnotu Δ .

$$|g(x) - f(x)| \leq \Delta. \quad (4.5.1)$$

- Strednekvadratické priblíženie zaisťuje že rozdiel medzi nimi nesmie prekročiť prípustnú strednekvadratickú odchýlku σ

$$\sqrt{\frac{1}{X_2 - X_1} \int_{X_1}^{X_2} [g(x) - f(x)]^2 dx} \leq \sigma. \quad (4.5.2)$$

Najčastejšie používané aproximačné funkcie sú:

- Mocninový mnohočlen $y = \sum_{n=0}^N a_n x^n$.
- Exponenciálny mnohočlen $y = a_0 + \sum_{n=0}^N a_n e^{b_n x}$.
- Trigonometrický mnohočlen (Fourierov rad) pre konštantný interval vstupnej veličiny X_{FS} , zaznamenaný s intervalom x_s

$$y = a_0 + \sum_{n=0}^N \left(a_n \cos\left(n \frac{2\pi x_s}{X_{FS}}\right) + b_n \sin\left(n \frac{2\pi x_s}{X_{FS}}\right) \right).$$

- Racionálna lomená funkcia

$$y = \frac{\sum_{n=0}^N a_n x^n}{\sum_{m=0}^M b_m x^m} \quad \text{kde } M = N \pm 1.$$

- Mocninová funkcia $y = ax^{\pm m/n}$.
- Transcendentná funkcia $y = a \cdot \sinh bx$ alebo $y = a \cdot \tanh bx$.

Najvýhodnejšie metódy pre výpočet koeficientov sú:

- **Metóda najmenších štvorcov.** Charakteristika $y=f(x)$ ktorá je známa v bodoch $(x_0, y_0), (x_1, y_1), \dots, (x_I, y_I)$ je aproximovaná funkciou $g(x; a_0, a_1, \dots, a_N)$. Koeficienty a_i musia mať také hodnoty aby súčet S kvadrátov odchýliek bol minimálny.

$$S = \sum_{i=0}^I [g(x_i; a_0, a_1, \dots, a_N) - f(x_i)]^2 = \min. \quad (4.5.3)$$

Tento súčet dosiahne minimum pre také hodnoty koeficientov a_0, a_1, \dots, a_N , pri ktorých prvé derivácie tohto súčtu podľa a_i sú rovné nule. Pre výpočet $N+1$ koeficientov slúži sústava rovníc

$$\frac{\partial S}{\partial a_i} = \sum_{i=0}^I 2 \cdot [g(x_i; a_0, a_1, \dots, a_N) - f(x_i)] \frac{\partial g(x_i; a_0, a_1, \dots, a_N)}{\partial a_i} = 0 \quad \text{pre } i = 0, 1, \dots, I. \quad (4.5.4)$$

Táto metóda dáva obvykle lepšie výsledky, ale je potrebné venovať pozornosť výberu stupňa polynómu. Tento stupeň má byť pokiaľ možno malý, avšak taký, aby dostatočne presne vystihoval globálny priebeh aproximačnej charakteristiky. Najlepšie to možno určiť pomocou diferencií. Vypočítajú sa postupne diferencie všetkých rádoz medzi uzlami získanej charakteristiky. Pre k -tý rád platí rekurentný vzťah $\Delta^{(k)}y_n = \Delta^{(k-1)}y_{n+1} - \Delta^{(k-1)}y_n$. Stupeň polynómu je ohraničený rádom k kedy diferencie sú súmeriteľné.

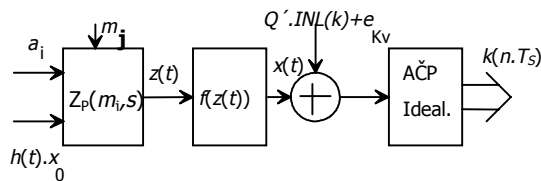
- **Interpoláčna metóda** využíva výber niekoľkých tabulkových bodov M_1, M_2, \dots, M_M na charakteristike, ktorými musí aproximačná funkcia tvorená Lagrangeovým polynómom prechádzať. Počet týchto bodov musí byť zhodný s počtom koeficientov aproximačnej funkcie a pre ich určenie vedie na tento počet rovníc. Pri výbere uzlov je potrebné postupovať obozretne. Pri ich nesprávnej voľbe sa získa interpolačná funkcia neželateľne zvlnená v medziúsekoch. Obvykle sa optimálny výber viaže na význačné oblasti charakteristiky.
- **Aproximácia splajnovými funkciami.** Je postupom, kedy pri aproximácii výsledkov počítačovej simulácie je tzv. "zošívanie" dielčích aproximačných mocninových funkcií. V tomto prípade sa charakteristika vystihuje po úsekoch niekoľkými funkciami, ktoré na seba nadväzujú v bodoch zhody (uzloch M_1, M_2, \dots, M_M) s predpísanou hladkosťou. Najznámejšou je kvadratická alebo kubická splajnová aproximácia.
- **Metóda rektifikácie.** Podstata tejto metódy spočíva v tom, že nelineárna charakteristika $f(x)$ je zobrazená v takých súradniciach, v ktorých sa zvolená aproximačná funkcia $g(x)$ javí ako priamka. Ak sa budú body charakteristiky $(x_0, y_0), (x_1, y_1), \dots, (x_I, y_I)$ získané simuláciou alebo meraním nachádzať po transformácií na tejto priamke alebo sa jej budú podľa požadovaného kritéria blížiť, bude použitá aproximačná funkcia vyhovujúca – lineárna regresia.
- Určenie funkčných modelov pomocou **neurónových sietí** vo funkcií univerzálneho aproximátora. Neurónové obvody štruktúry viacvrstvových perceptrónov trénované

algoritmom BPN sa ukazujú ako výhodný nástroj pre kopírovanie ľubovoľnej vstupno – výstupnej charakteristiky. Aproximácia požadovaného stupňa presnosti určuje počet neurónov v jednotlivých vrstvách a hodnoty ich synapsí sa nastavujú v procese tréningu z mapy vstupno – výstupných údajov.

4.6. CHYBOVÝ MODEL MERACIEHO REŤAZCA

Spoločným cieľom veľkej skupiny prác autora bolo získať makromodely vychádzajúce z obvodovej analýzy skupinovej schémy, vhodné pre analýzu odchýlky v chovaní skutočného meracieho systému od jeho idealizovaného modelu. Tento chybový model zohľadňuje dominantné parazitné vlastnosti. Zložité pri modelovaní takejto sústavy je aj transformácia spojitého analógového priebehu a rušiacich veličín na časovo a amplitúdovo diskretizovaný tok údajov v pevnej rádovej čiarky.

Zjednodušený **chybový model** meracieho reťazca ktorý zahŕňa systematické a náhodné chyby je na obr 4.6.1. V ňom je snímač a obvod analógového spracovania nahradený lineárnym vstupným blokom s prenosovou funkciou vyjadrenou v komplexnej rovine $Z_p(m, s)$, na ktorý pôsobia aditívne a multiplikatívne parazitné externé veličiny a nelineárnym blokom v kaskáde. Jeho nelineárna prevodová charakteristika zahŕňa v sebe súčasne odchýlku reálnej prevodovej charakteristiky od jej ideálneho priebehu ako aj požadovanú prevodovú závislosť. Signál prenášajúci meranú informáciu $z(t)$ predstavuje v tomto prípade okamžitú hodnotu signálu.



Obr. 4.6.1 Chybový model meracieho reťazca

Systematické zložky chýb v tomto modeli sú reprezentované:

- Skutočným priebehom prevodovej funkcie $f(z(t))$. Príkladom takéhoto odklonu od ideálnej závislosti je nelinearita zosilňovačov a AČP. Systematickú chybu analógovo-číslícového prevodu reprezentuje integrálna $INL(k)$ alebo diferenciálnou $DNL(k)$ nelinearita AČP. Všetky tieto odchýlky skutočnej prevodovej funkcie od jej ideálneho priebehu sú definované pre východiskové pracovné podmienky.
- Pôsobenie aditívnych parazitných veličín známeho účinku. Takými sú iné fyzikálne veličiny, ktorých neželené pôsobenie sa pričítava k pôsobeniu meranej veličiny na vstup senzora. Okrem týchto zložiek pôsobiacich na vstup ovplyvňujú spracovanie aj aditívne chybové veličiny, ktoré sa pričítavajú k užitočnému signálu vo všetkých blokoch

analogového predspracovania signálu. Všetky sú zapríčinené externými fyzikálnymi veličinami odlišnými od východiskových pracovných podmienok. Predstaviteľmi sú offset zosilňovačov, zmeny priebehu diferenciálnej a integrálnej nelinearity AČP vplyvom externých fyzikálnych veličín (teplota, napájacie napätie) a pod. Účinok zložiek pôsobiacich na stupne elektronických obvodov predspracovania sa prepočítava na vstup celého reťazca - snímač. Tak pôsobenie aditívnych parazitných veličín je združené a závisí len od predstaviteľov parazitných vplyvov a hodnôt ich zmien.

- Multiplikatívne pôsobiace chybové zložky. Ich pôsobením mení snímač citlivosť na meranú fyzikálnu veličinu, alebo podobne ako v predchádzajúcom odseku existuje multiplikatívne pôsobenie chybových zložiek aj na elektronické bloky predspracovania. Sem možno zaradiť vplyv zmien zosilnenia od napájacieho napätia, zmien zosilnenia a prenosu atenuátormi vplyvom teploty. Účinok všetkých externých zložiek pôsobiacich v ľubovoľnom mieste bloku predspracovania sa prepočítava na multiplikatívny účinok na vstupe celého reťazca - snímač. Obdobne predchádzajúcemu bodu je pôsobenie multiplikatívnych parazitných veličín kombinované a závisí len od predstaviteľov parazitných vplyvov a hodnôt ich zmien.
- Dynamickú zložku chyby, ktorá je v modeli reprezentovaná len frekvenčnými vlastnosťami (zotrvačnosťou) linearizovaného vstupného bloku.

Zdroje **náhodných chýb** sú v tomto modeli zahrnuté v

- V aditívnych zložkách na bloky obvodu predspracovania, ktorých pôsobenie je opísané štatistickými parametrami rušiaceho signálu. Sem možno zahrnúť šum prvkov ako aj chyby zosilňovačov (chyba offsetu, chyba zisku a ich teplotný drift), charakterizované výrobcom len svojimi medznými hodnotami a ktorých príčiny sú ľahšie opísateľné štatistickými zákonitostami. Účinok všetkých sa prepočítava na pôsobenie vo vzťažnom bode, predstavovaného obvykle vstupom snímača.
- Druhým takým zdrojom je kvantizačná chyba analogovo-číslícového prevodu. Jej smerodajná odchýlka v ideálnom prípade bola pre AČP opísaná v kap. 2.2.

Vo všeobecnosti možno chybový model meracieho reťazca nahradiť rozdielom medzi funkčným modelom reálneho a ideálneho reťazca. Tento spôsob vyjadruje vplyv chybového modelu na veľkosť kombinovanej neistoty. V ňom je zahrnutý účinok prvých štyroch skupín zdrojov systematických chýb predstavujúcich statickú komponentu absolútne vyjadrenej hodnoty kombinovanej neistoty pozostávajúcej z náhodnej a systematickej zložky. Účinok každej jednej je určený ich veľkosťou v mieste vniku vydeleného prenosom od vstupnej brány. Posledná komponenta súčtu predstavuje kvantizačný šum. Ekvivalentná hodnota na vstupe je len zlomkom tej parazitnej veličiny, ktorá ovplyvňuje reťazec v mieste vniku. Výsledná statická komponenta odchýlky $e_0(x)$ na vstupe ideálneho kvantizátora je

$$e_0(x) = f_{real} \left[Z_p(m_j)(x_0 + \sum a_i) \right] - f_{id} \left[Z_p(1)x_0 \right] + E_{kv}, \quad (4.6.1)$$

kde $Z_p(m_j)$ predstavuje ustálenú hodnotu prenosovej funkcie vstupného lineárneho bloku pre pôsobenie multiplikatívnych veličín m_j . Ideálny stav bez účinku multiplikatívnych veličín je vyjadrený $m_j=1$.

Ak je tento rozdiel aproximovaný prvými dvoma komponentmi Taylorového radu dostaneme

$$e_0(x_0) = f_{\text{real}}[0] - f_{\text{id}}[0] + \left[\frac{\partial f_{\text{real}}(0)}{\partial z} Z_p(m_j)(x_0 + \sum a_i) - \frac{\partial f_{\text{id}}(0)}{\partial z} Z_p(1)x_0 \right] + \left[\frac{\partial^2 f_{\text{real}}(0)}{\partial z^2} [Z_p(m_j)(x_0 + \sum a_i)]^2 - \frac{\partial^2 f_{\text{id}}(0)}{\partial z^2} [Z_p(1)x_0]^2 \right] + \dots + E_{kv} \quad (4.6.2)$$

Tento výraz sa zjednoduší za predpokladu lineárnej prenosovej funkcie. Vtedy môžeme nahradiť chybu bloku predspracovania len chybou zosilnenia

$$\frac{\partial f_{\text{real}}(0)}{\partial z} = \frac{\partial f_{\text{id}}(0)}{\partial z} (1 + \partial_A). \quad (4.6.3)$$

Výraz pri zjednodušení len na lineárne členy zahŕňa pôsobenie skôr spomínaných zdrojov chýb. Člen $\partial_A \sum a_i Z(1)$ predstavuje chybu zosilnenia aditívnych zložiek možno zanedbať.

Výraz (4.6.2) v sume zjednoduší s ohľadom na účinok iných členov. Okrem toho sa k celkovej absolútne vyjadrenej kombinovanej neistote pripočíta neistota AČP. Absolútna hodnota výslednej kombinovanej neistoty na výstupe bloku predspracovania $e(x_0)$ má rovnaký význam ako hodnota integrálnej nelinearity prepočítaná na výstup AČP. kap. 3.1. Absolútna hodnota kombinovanej neistoty na výstupe meracieho reťazca je určená vzťahom

$$e(x_0) = |f_{\text{real}}[0] - f_{\text{id}}[0]| + \left| \left[\frac{\partial f_{\text{id}}(0)}{\partial z} Z_p(1)(\partial_A x_0 + \sum a_i) \right] \right| + \left| \frac{\partial f_{\text{id}}(0)}{\partial z} \left[\sum \frac{\partial Z_p(m_j)}{\partial m_j} (m_j - 1) x_0 \right] \right| + |Q' \cdot \text{INL}^{-1}(f_{\text{id}}(Z_p(1)x_0))| + |E_{kv}| \quad (4.6.4)$$

Prvé dva členy predstavujú offset bloku predspracovania. Členy v prvej hranatej zátvorke predstavujú účinok aditívnych vstupných komponent a nesprávne zosilnený účinok snímanej fyzikálnej veličiny. Výraz v hranatej druhej zátvorke vyjadruje vplyv zmien citlivosti snímača na pozorovanú veličinu. Posledné dva členy rovnice (4.6.4) charakterizujú systematickú zložku neistoty AČP vyjadrenú pomocou zo vstupu určenej integrálnej nelinearity $Q' \cdot \text{INL}^{-1}(z)$ (viď kap.6.1) a jeho kvantizačný šum E_{kv} .

Spomenuté zdroje chýb za predpokladu nekorelovaného pôsobenia určujú štandardne vyjadrenú neistotu vo výsledku.

$$\sigma = \sqrt{\left\{ \left[f_{\text{real}}[0] - f_{\text{id}}[0] \right]^2 + \left[\frac{\partial f_{\text{id}}(0)}{\partial z} Z_p(1)(\partial_A x_0 + \sum a_i) \right]^2 + \sum_i \left[\frac{\partial f_{\text{id}}(0)}{\partial z} Z_p(1)a_i \right]^2 + \sum_j \left[\frac{\partial f_{\text{id}}(0)}{\partial z} \left[\frac{\partial Z_p(m_j)}{\partial m_j} (m_j - 1) x_0 \right] \right]^2 + \left[Q' \cdot \text{INL}^{-1}(f_{\text{id}}(Z_p(1)x_0)) \right]^2 + \frac{Q'^2}{12} \right\}} \quad (4.6.5)$$

Chybová bilancia zdrojov dynamických chýb vychádza za predpokladu linearizovanej prenosovej funkcie prvých dvoch blokov chybového modelu na obr 4.6.1 a uvažovania skokovej zmeny len užitočnej veličiny $x_0 \cdot h(t)$, kde $h(t)$ je funkcia jednotkového skoku. Dynamické vlastnosti chybového modelu sú reprezentované impulzovou odozvou prvého bloku $\zeta_p(t)$ pri absencii multiplikatívnych zdrojov chýb pre $m=1$. Ideálny prenos bloku spracovania signálu $f_{id}(z(t))=A \cdot z(t)$ sa odhadne veľkosťou zosilnenia A . Dynamická zložka systematickej neistoty typu B je určená výrazom

$$e(t) = A \cdot (\zeta_p(t) * x_0 h(t) - Z_p(1) \cdot x_0). \quad (4.6.6)$$

Prvý súčin na pravej strane predstavuje výstupný priebeh, určený konvolúciou vstupného signálu v tvare ideálneho skoku s impulzovou odozvou $\zeta_p(t)$ vstupného bloku. Druhý člen tvorený súčinom operátora prenosovej funkcie $Z_p(1)$ v ustálenom stave a pri zanedbaní vplyvu multiplikatívnych veličín $m_j=1$. Hodnota vstupnej veličiny je x_0 . Ustálený stav signálu $z(\infty)$ na výstupe reťazca je reprezentovaný súčinom $A \cdot Z_p(1) \cdot x_0$.

Najjednoduchší dynamický chybový model prvého bloku je predstavovaný zotrvačným členom s jedným pólom $p_1 = -1/\tau$. Časová konštanta τ predstavuje zotrvačnosť snímača alebo v systémoch s viacerými pólmi, ten pól ktorého časová konštanta je najväčšia. Príkladom takejto sústavy je snímač teploty s pólom určeným svojou tepelnou zotrvačnosťou. Prenosová funkcia lineárneho bloku v komplexnej rovine $Z_p(1,s)$ pri idealizovanom účinku multiplikatívnych zdrojov chýb $m_j=1$ je

$$Z_p(1,s) = \frac{Z_p(1)}{s\tau + 1}. \quad (4.6.7)$$

Odzva takéhoto $z(t)$ bloku sa exponenciálne približuje k ustálenému stavu $Z_p(1) \cdot x_0$ s časovou konštantou τ

$$z(t) = Z_p(1) x_0 \left(1 - e^{-t/\tau}\right). \quad (4.6.8)$$

Na základe toho možno prijať praktické doporučenie, aby odčítanie údajov po jeho zmene sa pri požadovanej relatívnej neistoty δ odčítalo s oneskorením, ktoré musí vyhovovať nerovnosti

$$e^{-\Delta t/\tau} \leq \delta \quad \Rightarrow \quad \Delta t \geq \tau \ln \frac{1}{\delta}. \quad (4.6.9)$$

Z tohto vzťahu vyplýva ďalší praktický záver, že prechodový jav možno považovať po čase $\tau \cdot \ln(\delta^{-1})$ za ustálený.

Za predpokladu zanedbateľného kvantizačného skreslenia zaručeného vysokým rozlíšením 2^N výstupného AČP je možné nelinearity AČP združiť so statickým a dynamickým skreslením prenosu analógového bloku predspracovania signálu. Ak sa neuvažujú chyby spôsobené aditívnymi rušiacimi veličinami je prenos takouto sústavou možné korigovať pomocou

konečného diskretného Volterrovho filtra s inverznou prenosovou charakteristikou ako je prenos reálneho bloku predspracovania signálu. Tento filter má schopnosť kompenzovať nelineárne skreslenie časovo premenného signálu prechádzajúceho dynamickou sústavou a jeho diskretizovaná prenosová funkcia [63] je určená všeobecným vzťahom

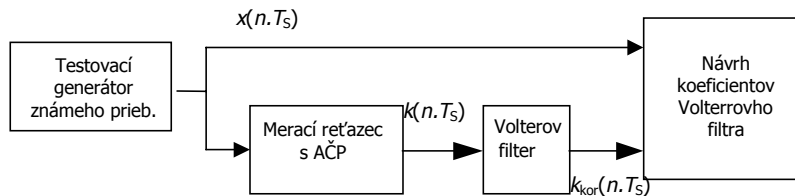
$$k_{kor}(nT_s) = \sum_{j=0}^{p-1} h_j k(nT_s) + \sum_{j=0}^{q-1} \sum_{l=0}^{q-1} h_{j,l} k((n-j)T_s) k((n-l)T_s) + \dots + \sum_{j=0}^{r-1} \sum_{l=0}^{r-1} \sum_{m=0}^{r-1} h_{j,l,m} k((n-j)T_s) k((n-l)T_s) k((n-m)T_s) + \dots \quad (4.6.10)$$

Vstupnými veličinami sú časovo a amplitúdovo diskretizované hodnoty vstupného signálu $k(nT_s)$. Výstupný korigovaný údaj $k_{kor}(nT_s)$ predstavuje najlepší odhad vstupnej vzorky $x(nT_s)$. Diskretizovaná prenosová funkcie Volterrovho filtra predstavuje inverznú prenosovú charakteristiku bloku predspracovania s AČP na výstupe. Pri malom nelineárnom skreslení statickej prenosovej funkcie a dynamickom chovaní sústavy $f_{real}(x(nT_s))$ s nízkym rádom postačuje na dostatočne presnú aproximáciu prvých desiatich členov filtra.

$$k_{kor}(k(nT_s)) = f_{real}^{(-1)}\left(\frac{x(nT_s)}{Q}\right) = h_0 + h_1 k(nT_s) + h_2 k((n-1)T_s) + h_3 k((n-2)T_s) + \dots + h_4 k^2(nT_s) + h_5 k(nT_s) k((n-1)T_s) + h_6 k(nT_s) k((n-2)T_s) + \dots + h_7 k^2((n-1)T_s) + h_8 k((n-1)T_s) k((n-2)T_s) + h_9 k^2((n-2)T_s) \quad (4.6.11)$$

kde $k(nT_s)$ predstavujú výstupné číslicové vzorky v jednotlivých okamihoch nT_s . Koefficienty h_j , označované ako kernely Volterrovho filtra, sú vyjadrené jednorozmerným vektorom $\mathbf{H}=[h_j]$ s celkovým počtom prvkov $j=0,1,..J-1$. Ich hodnoty možno určiť procesom tréningovania adaptívneho filtra.

Tréningovanie sa uskutoční v usporiadaní ukázanom na obr 4.6.2.



Obr. 4.6.2. Návrh hodnôt kernelov Volterrovho filtra

Výstupné vzorky a ich súčiny priradené k okamihu nT_s sú nahradené vektorom vzoriek $\mathbf{L}(nT_s)$ s indexami prvkov $j=0,1,..J-1$.

$$\mathbf{L}(nT_s) = [1, k(nT_s), k((n-1)T_s), k^2(nT_s), k(nT_s)k((n-1)T_s), k^2((n-1)T_s)]^T$$

resp. (4.6.12)

$$\mathbf{L}(nT_s) = [I(n+j)]^T$$

Volterrov filter predstavuje v tomto prípade Wienerovský estimátor určujúci výstupnú korigovanú vzorku $k_{kor}(nT_s)$ vyjadrenú vzt'ahom (4.6.11) tiež maticovým súčinom

$$k_{kor}(nT_s) = \sum_{j=0}^{I-1} h'_j \cdot I((n-j)T_s) = \mathbf{H}^T \cdot \mathbf{L}(nT_s). \quad (4.6.13)$$

Jeho koeficienty je možné určiť dekonvolúciou vektora vzoriek $\mathbf{L}(nT_s)$. Dekonvolúcia je založená na takom návrhu kernelov Volterrovho filtra \mathbf{H}^T , že stredná hodnota kvadrátu rozdielu medzi n -tou vzorkou budiaceho signálu $x(nT_s)$ a odfilterovanou korigovanou hodnotou $k_{kor}(nT_s) = \mathbf{H}^T \cdot \mathbf{L}(nT_s)$ musí byť minimálna.

$$E \{x(nT_s) - \mathbf{H}^T \mathbf{L}(nT_s)\}^2 = \min. \quad (4.6.14)$$

Znamená to, že prvá derivácia kvadrátu strednej hodnoty rozdielu vstupnej a korigovanej vzorky podľa každého prvku h_j matice \mathbf{H} musí byť nulová. Stredná hodnota sa vypočíta pre I časových vzoriek

$$E \{[x(nT_s) - \mathbf{H}^T \mathbf{L}(nT_s)] \cdot \mathbf{L}^T(nT_s)\} = 0. \quad (4.6.14)$$

Optimálne hodnoty kernelov Volterrovho polynómu sú určené vektorovým súčinom kovariančných matíc (autokorelačnej a vzájomkorelačnej)

$$\mathbf{H}_{opt}^T = E \{x(nT_s) \mathbf{L}^T(nT_s)\} \cdot E^{-1} \{\mathbf{L}(nT_s) \mathbf{L}^T(nT_s)\} = \mathbf{R}_{xL} \cdot \mathbf{R}_{LL}^{-1}. \quad (4.6.16)$$

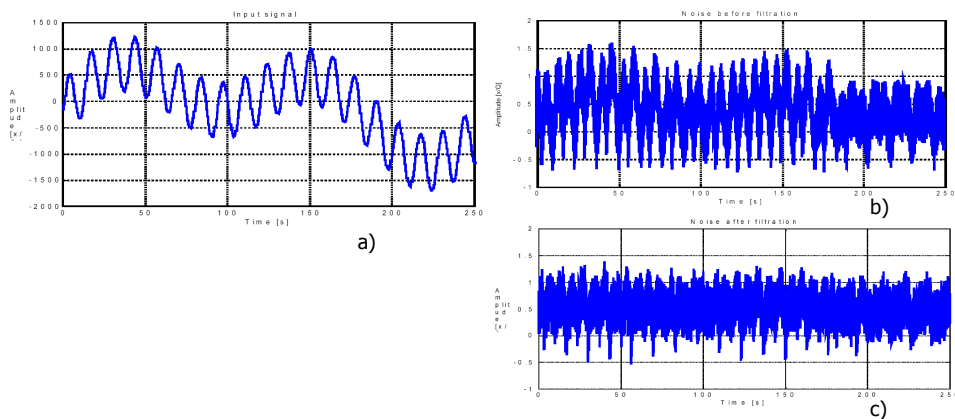
pre $n=0,1,\dots,I-1$. Vzájomkorelačná matica \mathbf{R}_{xL} a autokorelačná matica \mathbf{R}_{LL} vo výslednom súčine sú dané štatistickými vlastnosťami vstupného a želaného signálu. Ich hodnoty môžu byť odhadnuté z konečnej sekvencie dĺžky I získaných hodnôt na vstupe AČP $\mathbf{L}(nT_s)$, ktoré majú byť Volterrovým filtrom korigované na veľkosť blízku želaným hodnotám vstupného priebehu $x(nT_s)$. Výsledný odhad korelačných matíc sa získa spriemernením

$$\mathbf{R}_{xL} = E \{x(nT_s) \mathbf{L}^T(nT_s)\} \approx \frac{1}{I} \sum_{n=1}^I (x(nT_s) \mathbf{L}^T(nT_s)), \quad (4.6.17)$$

$$\mathbf{R}_{LL} = E^{-1} \{\mathbf{L}(nT_s) \mathbf{L}^T(nT_s)\} \approx \frac{1}{I} \sum_{n=1}^I [\mathbf{L}(nT_s) \cdot \mathbf{L}^T(nT_s)].$$

Výsledky pôsobenia korekčného Volterrovho filtra sú ukázané v prácach [62]-[64]. Koeficienty boli určené pomocou tréovania integračného AČP viacharmonickým priebehom obr. 4.6.3 a). Pre tréovanie bol použitý 12 bitový AČP implementovaný na mikro počítači

ATMEL. Posledné dva bity boli zamaskované. Tým bolo možné vlastnú nelinearitu AČP zanedbať.[63] Dynamické a nelineárne skreslenie bolo zavedené vstupným zosilňovačom. Dynamické skreslenie bolo spôsobené dominantným pólom prenosovej funkcie nízkej frekvencie zabezpečujúcim frekvenčnú kompenzáciu. Nelinearita prenosovej funkcie bola spôsobená obmedzením výstupnej kaskády zosilňovača. Získané zlepšenie priebehu je možné pozorovať z rozdielu medzi vstupným signálom $x(n.T_S)/Q'$ a jeho kvantizovaným priebehom $k(n.T_S)$, ktoré je ukázané na obr. 4.6.3. b). Rozdiel vstupného signálu $x(n.T_S)/Q'$ od korigovaného priebehu $k_{kor}(n.T_S)$ je na obr 4.6.3.c). Priebeh vstupného signálu použitého pre adaptívne trénovanie kernelov Volterrovho filtra je na obr.4.6.3.a.). Najjednoduchší typ filtrácie je korekcia výsledného priebehu o hodnoty chyby offsetu a zosilnenia meracieho reťazca. Táto korekcia je reprezentovaná prvými dvoma členmi Volterrovho filtra h_0 a h_1 .



Obr 4.6.3. a) Priebeh signálu pre adaptívne trenovanie kernelov Volterrovho filtra
 b) Odchýlky $(x(n.T_S)/Q' - k(n.T_S))$ na výstupe AČP
 c) Výsledné zlepšenie odchýlky $(x(n.T_S)/Q' - k_{kor}(n.T_S))$ na výstupe Volterrovho filtra

Chybový model meracieho reťazca vyjadrený celkovou odchýlkou medzi ideálnym a aproximovaným prenosom skutočného reťazca (4.6.4) až (4.6.6). Uvádzané výrazy napomôžu pri celkovom odhade statickej chyby použitého systému zberu dát. Na základe tejto chybovej bilancie systému zberu dát je možné rozhodnúť, ktorá časť reťazca musí byť upravená pre redukovanie neistoty na prípustné hodnoty. Výrazy (4.6.4), (4.6.5) poukazujú tiež na to, že výsledná neistota snímača spolu s obvodom analógového predspracovania musia byť v proporcii k neistote AČ prevodníka. Väčšina výrobcov AČP sleduje celkom logickú zásadu, že kombinovaná neistota prevodníka pri dodržaní doporučených prevádzkových podmienok (teplotného intervalu, intervalu napájacích napätí) nesmie prekročiť hodnotu najmenšieho významového bitu $|INL(k)| < 1$. Ak by takáto hranica bola

ohrozená, prevodník vykazuje menší počet efektívnych bitov. Dôležité je, aby bola naplnená podmienka krajnej neistoty pod úrovňou kvantizačného kroku. Nemá totiž význam registrovať číselné výsledky s vysokým rozlíšením ak sú tieto zaťažené neistotou - väčšou ako je ideálna šírka kódového binu Q .

Pridané komponenty potrebné pre činnosť AČP, jeho obvody prepojenia sú však zdrojmi ďalších neistôt, zhoršujúcich jeho vlastnosti voči katalógovým. Nároky na dôslednosť pri implementácii AČP, zásuvnej dosky AČ rozhraní ako aj presnosť snímača a obvodu predspracovania údajov rastú významne s rozlíšením použitého AČP. Pre kvantizáciu pomocou 8-bitového AČP má relatívna hodnota neistoty rozumné hranice odpovedajúce polovici šírky kódového binu $1/2 \cdot 2^8 \cong 0.2\%$. Nároky na presnosť rapídne vzrastú pre 10 bitový AČP. Relatívna hodnota neistoty z polovice ideálnej šírky kódového binu je $1/2 \cdot 10^{-10} \cong 0.05\%$ a pri 16 bitovom AČP 0.0125% . Systém s 16 bitovým AČP dosiahne túto medzu ak je realizovaný kompaktné, špecializovaným výrobcom. Len tak sa zaistí požiadavka, že chybový príspevok každého prvku obvodu predspracovania, napájacích a interferujúcich zdrojov, ako aj chýb vnesených konštrukciou bude pod úrovňou prípustnej neistoty. Jeho inštalácia musí byť v súlade so všetkými zásadami presného merania. Takáto presnosť ale v bežnom riadení technologických procesov nemá dominantné uplatnenie. Odpovedá skôr požiadavkám na kalibračné merania pri vstupných a výstupných kontrolách.

Veľkosť ideálnej šírky kódového binu Q na vstupe ideálneho kvantizátora prepočítaná na vstup jednotlivých blokov chybovej schémy (obr 4.6.1), predstavuje doporučenú krajnú neistotu každého tohto bloku. Znamená to napríklad, že chyba ofsetu a zosilnenia zosilňovača bloku spracovania signálov s hodnotou spätnoväzobného zosilnenia A' by nemali prekročiť medze $\Delta x < Q/2 \cdot A'$. Katalógový údaj ofsetu a driftu zosilňovača v konkrétnom zapojení musí zohľadniť túto medzu pri výbere typu operačného zosilňovača a návrhu schémy zapojenia. Podobne krajná neistota vstupného snímača ako aj krajná medza všetkých aditívnych zložiek musí vyhovieť limitu $\Delta x < Q/2 \cdot Z(1) \cdot A'$.

4.7. DIFERENCIÁLNA NELINEARITA AKO METROLOGICKÉ KRITÉRIUM MERACIEHO REŤAZCA S ČÍSLICOVÝM VÝSTUPOM

Pre všeobecný prípad meracieho reťazca pozostávajúceho z časti kde dochádza k lineárnemu spracovaniu signálu a časti kde dochádza k nelineárnemu funkčnému prevodu buď na analógovú veličinu alebo na číslo (prípád nelineárnych analógovo číslicových prevodníkov) výsledné pôsobenie systematickej zložky chyby možno vo všeobecnosti opísať pomocou diferenciálnej nelinearity. Diferenciálna nelinearita je vhodný parameter aj na opis systematických neistôt meracieho reťazca s nelineárnou prenosovou funkciou. Toto kritérium sa ukazuje najvýhodnejším z niekoľkých dôvodov. Prvým je, že charakterizuje metrologické vlastnosti reťazca ako funkciu vstupnej veličiny v celom pracovnom rozsahu prístroja. Druhou prednosťou je, že diferenciálna nelinearita je funkčne viazaná s integrálnou nelinearitou a predstavuje absolútne vyjadrenú neistotu prístroja spôsobenú systematickými zdrojmi chýb. Inou prednosťou je aj fakt, že diferenciálna nelinearita sa

ľahko testuje dynamickými testovacími metódami. Neposlednou výhodou je aj to, že tento parameter je určujúci pri charakterizovaní systematických neistôt kľúčového bloku reťazca, jeho analógovo číslicového prevodníka.

Prenos celého meracieho reťazca AČP s číslicovým výstupom možno študovať ako prenos analógovo číslicového prevodníka, kde analógovým vstupom je meraná fyzikálna veličina x a výstupom číslicový údaj k . Vstupná meraná veličina x , ktorá v reálnom meracom reťazci odpovedá kódovému binu k je určená reálnou funkčnou závislosťou $x_{real}=g_1(T(k))$. V nej g_1 predstavuje inverzný prenos analógových blokov. V prípade ideálneho chovania meracieho reťazca tomu istému kódovému prechodu k odpovedá ideálna hodnota meranej veličiny. $x_{id}=G_1(T(k))$. Vo všeobecnosti ideálne prenosové funkcie G_i pri ľubovoľnom type nelinearity prenosu musia spĺňať podmienku monotónnosti. Nelinearita reálnych prenosových funkcií g_i môže byť okrem želanej nelinearity prenosu navyše zapríčinená systematickými neistotami. Charakteristický parameter diferenciálnej nelinearity $DNL(k)$ pre opis systematických neistôt AČP možno preto zovšeobecniť na obvod analógového predspracovania pomerom smerníc prenosovej funkcie.

$$DNL(k) = \frac{\frac{dx_{real}}{dk}}{\frac{dx_{id}}{dk}} - 1. \quad (4.7.1)$$

Za predpokladu zaradenia AČP s vysokým rozlíšením N možno jeho schodovú prevodovú charakteristiku aproximovať spojitým priebehom, kde zmena strmosti ideálnej prevodovej charakteristiky Q predstavuje odhad diferenciálnej nelinearity AČP.

$$DNL_{ACP}(k) = \frac{\frac{dT_{real}(k)}{dk}}{Q} - 1. \quad (4.7.2)$$

Prijatý predpoklad dáva presnejšie výsledky pre AČP so spojitým premenným priebehom integrálnej nelinearity. (Kap. 6.1). Výsledná zovšeobecnená diferenciálna nelinearita do kaskády zaradeného obvodu analógového predspracovania a AČP je

$$DNL(k) = \frac{\frac{dx_{real}}{dT_{real}(k)} \frac{dT_{real}(k)}{dk}}{\frac{dx_{id}}{dT_{id}(k)} Q} - 1 = \frac{\frac{dx_{real}}{dT_{real}(k)}}{\frac{dx_{id}}{dT_{id}(k)}} [DNL_{ACP}(k) + 1] - 1. \quad (4.7.3)$$

Po úpravách sa získa vzťah

$$\begin{aligned} DNL(k) &= [DNL_{an}(T(k)) + 1][DNL_{ACP}(k) + 1] - 1 = \\ &= DNL_{an}(T(k)) + DNL_{ACP}(k) + DNL_{an}(T(k)) \cdot DNL_{ACP}(k) \cong DNL_{an}(T(k)) + DNL_{ACP}(k). \end{aligned} \quad (4.7.4)$$

Predpoklad malých hodnôt diferenciálnej nelinearity je splnený pre všetky meracie reťazce rozumných metrologických vlastností. To vedie k intuitívne používaným odhadom diferenciálnych nelinearit, založenom na algebraickom súčte dielčích zložiek od jednotlivých blokov analógového predspracovania a diferenciálnej nelinearity AČP.

5. CHYBOVÝ MODEL ANALÓGOVO ČÍSLICOVÉHO ROZHRANIA

Analytický obvodový opis meracieho obvodu umožní získať chybový model rôzneho stupňa abstrakcie. Chybový model založený na takomto opise ukazuje na väzby medzi fungovaním prístroja a jeho konštrukciou. Tým sú napríklad vlastnosti, ktoré určujú dynamickú odozvu a prenos opísaný výsledným zjednodušeným analytickým výrazom. Analýza chybového modelu môže odhaliť tie členy ktoré sú kritické z hľadiska jeho vlastností a tie na ktoré je prístroj najmenej citlivý. Hlavným cieľom použitia obvodovo určených chybových modelov je poskytnúť obraz na použitý princíp spracovania signálu prenášajúceho meranú informáciu.

5.1. URČENIE CHYBOVÉHO MODELU BLOKU ANALÓGOVÉHO PREDSPRACOVANIA OBVODOVOU ANALÝZOU

Postup získania chybového modelu pomocou obvodovej analýzy vychádza zo stanovenia náhradnej obvodovej schémy konkrétneho bloku zabezpečujúceho želanú manipuláciu so signálom prenášajúcim meraný údaj. Postup pri určení dielčích diferenciálnych nelinearít obvodu analógového predspracovania bude ukázaný na príklade merača histogramu energie ionizačných častíc používaného v jadernej technike, nukleárnej medicíne a kozmickom výskume.

Merač histogramov rozloženia energií ionizačných častíc spracúva elektrické impulzy na výstupe spektroskopických snímačov ionizačného žiarenia. Takýmito snímačmi sú polovodičové alebo scintilačné detektory. Ich výstupný signál je predstavovaný prúdovým impulzom s tvarom Diracovej funkcie, ktorého náboj Q je úmerný energii zachytenej častice. Tento impulz je privedený na vstupný blok kaskády analógového predspracovania signálu. Takýmto blokom je nábojovo citlivý zosilňovač – integrátor s vybíjaním. Na jeho výstupe sa získajú impulzy exponenciálneho tvaru s so špičkovou hodnotou proporcionálnym energii zaregistrovanej častice. Takýto priebeh je naďalej ťažké spracovať, lebo trvanie špičkovej hodnoty je nekonečne krátke.

Na jej predĺženie je v kaskáde zaradený tvarovací obvod. Z literatúry sú známe rôzne modifikácie tvarovacieho obvodu líšiace sa výsledným logaritmickým pomerom dosiahnutého pomeru S/ζ (signál/šum) k pomeru S/ζ_{opt} , ktorý by sa dosiahol v optimálne tvarovacom obvode. Optimálny filter je nekauzálna obvodová štruktúra slúžiaci ako vzťažný blok. Okrem potlačenia bieleho šumu z detektora majú tvarovacie obvody odstrániť dobeh impulzu tak, aby do príchodu ďalšieho impulzu bola ustálená nulová hladina.

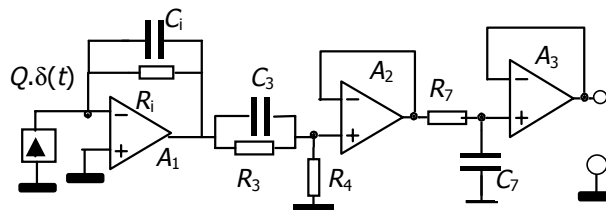
V praxi sa využíva na tvarovanie dvoch najrozšírenejších obvodových princípov. Tvaruje sa buď pomocou kaskády derivačných a integračných obvodov, alebo kaskádou oneskorovacej linky a integrátorov. Derivačný obvod predstavuje horný priepust, ktorý obmedzuje nízkofrekvenčné zložky spektra. V integračnej časti je to naopak. Šírka frekvenčného pásma

je minimálne nutná s ohľadom na prenos impulzného signálu a rušivé signály mimo tohto pásma sú potlačené v záujme zlepšenia pomeru S/ξ .

Ďalším blokom kaskády je obvod analógovej pamäte. Jeho úlohou je zaregistrovať a na dobu potrebnú pre analógovo-číslcový prevod podržať špičkovú hodnotu impulzu z výstupu tvarovacieho obvodu nemennú. Základným princípom využívaným v analógovej pamäti je špičkový detektor alebo vzorkovací obvod. Prvý z týchto princípov má veľkú diferenciálnu nelinearitu a druhý kladie vysoké nároky na obvod identifikácie maxima a časovú nestabilitu jeho spúšťania.

Posledným blokom kaskády je analógovo-číslcový prevodník. Najčastejšie je to prevodník s lineárnou prevodovou charakteristikou, kde prípadná funkčne premenná šírka energetických tried sa získa výpočtom - akumulovaním výskytovosti vo viacerých kanáloch. Použitie AČ prevodníkov s nelineárnou prevodovou charakteristikou je vzhľadom na komerčnú dostupnosť širokej škály lineárnych prevodníkov implemetačne nevhodné riešenie.

Výsledný funkčný model obvodu predspracovania zohľadňuje konkrétosti obvodovej realizácie a na základe záverov predchádzajúcej kapitoly môžu byť analyzované po častiach. Chybový model nábojovo citlivého predzosilňovača v kaskáde s tvarovacím obvodom pozostávajúcím z jednej derivačnej a jednej integračnej kaskády a obvodu pre rušenie núl pómi (tretia kaskáda) je náhradný obvodový model na Obr. 5.1.1.



Obr. 5.1.1. Schéma tvarovacieho obvodu

Prenos nábojovo citlivého zosilňovača je určený funkciou. Operačný zosilňovač je v tomto prípade modelovaný konštantným zosilnením A_0 s medznou frekvenciou $f_d=1/\tau_d$.

$$\frac{u_1(s)}{i(s)} = \frac{\tau_i}{C_i(1+s\tau_i)} \frac{A_0}{(1+A_0+s\tau_d)} = \frac{\tau_i}{C_i(1+s\tau_i) \cdot \left(1 + \frac{s\tau_d}{A_0}\right)}. \quad (5.1.1)$$

Prenos derivačného obvodu má súčasne kompenzovať integračnú časovú konštantu nábojovo citlivého zosilňovača.

$$\frac{u_2(s)}{u_1(s)} = \frac{sR_3C_3 + 1}{s \frac{R_3R_4C_3}{R_3 + R_4} + 1} \quad \text{kde} \quad \begin{aligned} \tau_i &= R_3C_3 \\ \tau_1 &= \frac{R_3R_4C_3}{R_3 + R_4} \end{aligned} \quad (5.1.2)$$

Prenos výstupného integrátora

$$\frac{u_3(s)}{u_2(s)} = \frac{1}{sR_7C_7 + 1} \quad \text{kde} \quad \tau_2 = R_7C_7. \quad (5.1.3)$$

Zosilňovače posledných dvoch blokov sú modelované ideálnymi zosilňovačmi s jednotkovým zosilnením. Toto zjednodušenie je možné aj preto, lebo dôsledkom jednotkového zosilnenia ich šírka frekvenčného pásma presahuje frekvenčné intervaly určené ostatými časovými konštantami celého tvarovacieho obvodu. Výsledný prenos tvarovacieho obvodu má tri póly

$$\frac{u_4(s)}{i(s)} = \frac{\tau_i}{C_i (s\tau_i + 1)(s\tau_2 + 1) \left(s \frac{\tau_d}{A_0} + 1 \right)}. \quad (5.1.4)$$

Priebeh výstupného napätia v časovej oblasti pri spracovaní impulzu prúdu z detektorov ktorého náboj $q = w_e E$ je úmerný energii E zachytenej častice. Koeficient úmernosti premeny je w_e . Hlavným zdrojom systematickej neistoty tohto bloku je ohraničená šírka frekvenčného pásma operačného zosilňovača reprezentovaná pólom τ_d/A_0 – balistický deficit.

Časový priebeh výstupného napätia na budiaci Diracov impulz náboja q je

$$u_4(t) = qR_i \left[\frac{\tau_1 e^{-t/\tau_1}}{(A_0\tau_1 - \tau_d)(\tau_1 - \tau_2)} + \frac{\tau_2 e^{-t/\tau_2}}{(A_0\tau_2 - \tau_d)(\tau_1 - \tau_2)} + \frac{\tau_d e^{-t/\tau_d}}{(A_0\tau_1 - \tau_d)(A_0\tau_2 - \tau_d)} \right] \quad (5.1.5)$$

Hodnota maxima priebehu $u_{4\max}$ je

$$u_{4\max} = \frac{q\tau_i}{C_i} \left[\frac{\tau_1 \left(\frac{\tau_2}{\tau_1} \right)^{\frac{\tau_2}{\tau_1 - \tau_2}}}{(A_0\tau_1 - \tau_d)(\tau_1 - \tau_2)} - \frac{\tau_2 \left(\frac{\tau_2}{\tau_1} \right)^{\frac{\tau_1}{\tau_1 - \tau_2}}}{(A_0\tau_2 - \tau_d)(\tau_1 - \tau_2)} + \frac{\tau_d \left(\frac{\tau_2}{\tau_1} \right)^{\frac{\tau_1\tau_1 A_0}{\tau_1 - \tau_2 \tau_d}}}{(A_0\tau_1 - \tau_d)(A_0\tau_2 - \tau_d)} \right] = \frac{q\tau_i}{C_i} \varphi \left(\tau_1, \tau_2, \tau_d / A_0 \right) \quad (5.1.6)$$

Pre model operačného zosilňovača s ideálnymi vlastnosťami je špičková hodnota výstupného napätia určená výrazom

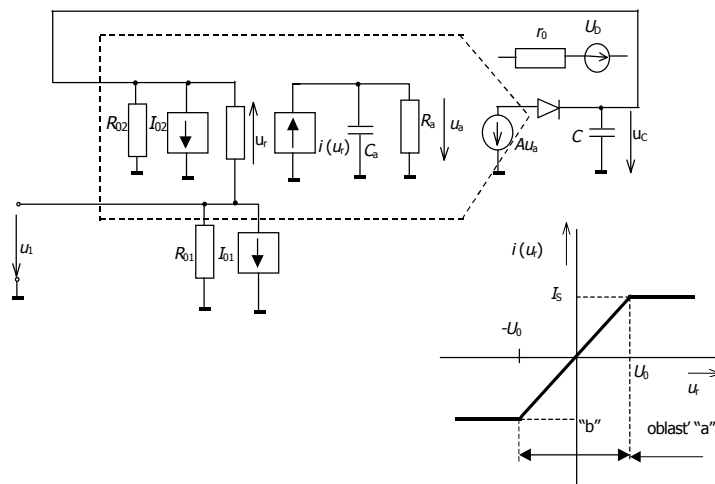
$$u_{4\max} = qR_i \left(\frac{\tau_2}{\tau_1} \right)^{\frac{\tau_2}{\tau_1 - \tau_2}}. \quad (5.1.7)$$

Chybový model opísaný diferenciálnou nelinearitou na základe uvedenej obvodovej analýzy je

$$DNL^{(-1)} = \frac{\frac{\partial u_{4\max}}{\partial Q}}{\frac{\partial u_{4\max}}{\partial Q}} - 1 = \frac{\varphi\left(\tau_1, \tau_2, \tau_d/A_0\right)}{\left(\frac{\tau_2}{\tau_1}\right)^{\frac{\tau_2}{\tau_1 - \tau_2}}} - 1. \quad (5.1.8)$$

Funkčný chybový model tvarovacieho obvodu bol vytvorený za predpokladu modelu lineárneho operačného zosilňovača s konečnými hodnotami zosilnenia a šírky frekvenčného pásma. Tento predpoklad je splnený pre prípad budenia signálmi malej hodnoty. Pre veľké signály je potrebné model operačného zosilňovača upresniť o efekty nelinearity vstupnej kaskády následne spôsobujúcej dynamické nelinearity (obr. 3.1.1.).

Takto spresnený model operačného zosilňovača Kap. 3.1. je potrebné uvažovať v prípade, keď rozdielové vstupné napätie spôsobí saturáciu vstupnej kaskády. Tento predpoklad je naplnený v bloku analógovej pamäte merača histogramov tvoreného špičkovým detektorom. Na ich príklade bude ukázaný analytického postupu transformácie obvodového modelu na chybový model.



Obr. 5.1.2. Náhradná schéma špičkového detektora s po častiach lineárnym detektorom

Úlohou operačného zosilňovača je potlačiť spätnou väzbou nelinearitu diódy. V modeli operačného zosilňovača je uvažovaný iba jeden pól a vysoké hodnoty vstupných odporov. Chovanie diódy je nahradené po častiach lineárnym modelom s prahovým napätím U_b a strmost'ou $1/r$ a difúznou kapacitou C_D . Chovanie obvodu je opísané sústavou po častiach lineárných diferenciálnych rovníc

$$\begin{aligned}
 u_r &= u_1 - u_c - U_0 \\
 C \frac{du_c}{dt} &= \frac{Au_a - u_c - U_D}{r} + C_D \frac{d(Au_a - u_c)}{dt} \\
 C_a \frac{du_a}{dt} &= i(u_r) - \frac{u_a}{R_a}
 \end{aligned} \tag{5.1.9}$$

Úpravami sa dospeje k sústave nehomogénnych diferenciálnych rovníc. Nelinearita je reprezentovaná prúdom $i(u_r)$ prvej kaskády a chovaním diódy.

$$\begin{aligned}
 \frac{du_c}{dt} &= u_c \left(\frac{-1}{r(C_D + C)} \right) + \frac{u_a}{(C_D + C)} \left(\frac{A}{r} - \frac{AC_D}{C_a R_a} \right) - \frac{1}{(C_D + C)} \left(\frac{U_D}{r} + A \frac{C_D}{C_a} i(u_r) \right) \\
 \frac{du_a}{dt} &= u_a \left(\frac{-1}{C_a R_a} \right) + \frac{1}{C_a} i(u_r)
 \end{aligned} \tag{5.1.10}$$

Budiaci signál z výstupu tvarovacieho obvodu je určený rovnicou (5.1.5) pre idealizovaný priebeh $\tau_d=0$. Pravá strana sústavy môže nadobúdať 4 možné tvary na základe podmienok

$$\begin{aligned}
 i(u_r) &= \begin{cases} S(u_1 - u_c - U_0) \text{ ak } u_r < U_0 \cup \text{ odpor diódy } r = r_0 \text{ ak } Au_a - U_D \geq u_c \Rightarrow p = 1 \\ I_S \text{ ak } u_r \geq U_0 \cup \text{ odpor diódy } r = r_0 \text{ ak } Au_a - U_D \geq u_c \Rightarrow p = 2 \end{cases} \\
 i(u_r) &= \begin{cases} S(u_1 - u_c - U_0) \text{ ak } u_r < U_0 \cup \text{ odpor diódy } r = \infty \text{ ak } Au_a - U_D < u_c \Rightarrow p = 3 \\ I_S \text{ ak } u_r \geq U_0 \cup \text{ odpor diódy } r = \infty \text{ ak } Au_a - U_D < u_c \Rightarrow p = 4 \end{cases}
 \end{aligned} \tag{5.1.11}$$

Sústavu (5.1.10) možno vyjadriť lineárnou sústavou nehomogénnych diferenciálnych rovníc, kde koeficienty $A_{ij}(p)$ nadobúdajú štyri možné hodnoty pre jednotlivé oblasti definované podmienkami (5.1.11).

$$\begin{aligned}
 \frac{du_c(t)}{dt} &= u_c(t)A_{11}(p) + u_a(t)A_{12}(p) + A_{13}(p) + u_1(t)A_{14}(p) \\
 \frac{du_a(t)}{dt} &= u_c(t)A_{21}(p) + u_a(t)A_{22}(p) + A_{23}(p) + u_1(t)A_{24}(p)
 \end{aligned} \tag{5.1.12}$$

Riešenie sústavy pre počiatkové podmienky $u_c(0)=u_a(0)=0$ sa začína oblasťou $p=1$. Predpokladá sa ideálne tvarovaný budiaci signál $u_1(t)$ určený výrazom (5.1.5) pre $\tau_D=0$. Špičková hodnota tohto priebehu nastane v čase $t_{sp} = \left[\frac{\tau_1 \tau_2}{\tau_1 - \tau_2} \right] \ln(\tau_1 / \tau_2)$. Za týchto podmienok sa riešenie začína v oblasti $p=1$. Za podmienky, že $u_r(t_1) = U_S$ pre $t_1 < t_{sp}$ riešenie prechádza do oblasti $p=2$. Od okamihu t_1 vo výraze reprezentujúcom analytické riešenie sústavy (5.1.2) sa konštanty A_{ij} zmenia pre hodnotu parametra pre oblasť ($p=2$). Po dosiahnutí času t_{sp} sa konštanty v riešení skokom zmenia na konštanty pre parameter $p=4$. Ak doba t dosiahla hodnotu času t_{sp} ešte pri rozvoji v prvej oblasti pre zápornú deriváciu vstupného signálu riešenie prechádza do oblasti charakterizovanej parametrom $p=3$. Uvedený postup dáva záruky výpočtu analytického výrazu pre výstupnú hodnotu napätia obvodu špičkového detektora pri ľubovoľných hodnotách súčiastok v bloku. Výstupné

napätie špičkového detektora v okamihu spustenia prevodu kaskádneho AČP T_k je preto funkciou špičkovej hodnoty U_{SP} vstupného priebehu $u_c(T_k) = U_{SP} \cdot \varphi(\tau_1, \tau_2, T_k, P_i)$. Argument P_i predstavuje hodnoty prvkov v bloku podľa vzťahu (5.1.11). V ideálnom prípade to napätie je priamo rovné špičkovej hodnote $u_{c, id}(T_k) = u_{max}$. Potom chyba funkčného modelu reprezentovaná diferenciálnou nelinearitou je

$$DNL_2^{(-1)} = \frac{\frac{du_c(T_k)}{du_{max}}}{\frac{du_{c, id}(T_k)}{du_{max}}} - 1 = \varphi(\tau_1, \tau_2, T_k, P_i) - 1. \quad (5.1.13)$$

Postupy aplikované v uvedených príkladoch umožňujú prijať zovšeobecnené závery:

- 1) Uplatnenie analytických postupov štúdia obvodových modelov blokov predspracovania signálov umožní analyticky určiť parametre chybového modelu ako matematicky vyjadrené funkcie parametrov implementovaných súčiastok a časových charakteristík vstupného signálu.
- 2) Jediný vo všeobecnosti použiteľný postup analytického opisu blokov analógového predspracovania signálu je založený na využití po častiach lineárnych modelov súčiastok.
- 3) Takáto sústava vedie na riešenie lineárnych diferenciálnych rovníc. Konštanty v nich sú určené na základe podmienok pre okamžité hodnoty vybraných elektrických veličín linearizovaného modelu. Z okamžitých hodnôt vypočítaných zo sústavy diferenciálnych rovníc sa určí linearizovaný úsek nelineárnej charakteristiky, v ktorom sa riešenie na základe spomenutých podmienok nachádza. Naplnenie ktorejkoľvek hraničnej podmienky znamená zmenu, linearizovaného úseku a zmenu konštant v riešení. Prechod do ďalšej linearizovanej oblasti nastane bez singularít prvého druhu v riešení sústavy. V procese napojovaní riešení pre jednotlivé úseky linearizovaných charakteristík je dôležité poznať časové okamihy t prechodu z jednej oblasti do druhej.
- 4) Najväčšia nepresnosť v aproximácii chovania reálnej sústavy je práve v týchto bodoch zlomu. Tento nedostatok je vyvážený analyticky opísaným funkčným modelom. Všetky presnejšie obvodové modely dávajú iba vo výnimočných prípadoch možnosť analytického riešenia. Presnejšie číslicové riešenie je vždy možné, ale výsledná charakteristika sa môže získať len matematickou aproximáciou simulovaných výsledkov. Až hypotetická aproximácia počítačových simulácií pre všetky možné kombinácie parametrov p_i dáva záruku funkčného opisu pre všetky obvodové parametre.
- 5) Nepohodnosť tohto postupu spočíva vo vysokom náraste možných kombinácií pri spresňovaní po častiach linearizovaných modelov. Ak celkový počet zlomov lineárne prebiehajúcich úsekov je n počet kombinácií riešení a tým počet konštant každého typu $A_{i,j}(p)$ je $p=2^n$. Vylúčením niektorých kombinácií na základe kvalitatívnej analýzy chovania sústavy túto zložitosť môže výrazne zjednodušiť. V tejto fáze sa uplatňujú aj intuitívne postupy zanedbávania efektov pod úrovňou neistoty s akou má byť získaný chybový model.

6. MODEL Y AČP STATICKÉ - DYNAMICKÉ

Analógovo číslicové prevodníky sú obvody, ktoré významnou mierou určujú metrologické parametre systému zberu dát. Znalosť týchto charakteristík je potrebná pre zlepšenie vlastností celého reťazca. Predstavujú systémy so zmiešanými signálmi a z toho pramení problém charakterizovania vybraných parametrov. Odchýlka skutočnej prevodovej charakteristiky reprezentovaná integrálnou nelinearitou $INL(k)$ je na rozdiel od analógových blokov predspracovania nespojitá funkcia diskretizovanej nezávisle premennej k . Podobný diskretizovaný charakter majú aj iné metrologické parametre akými sú $W(k)$, $INL(k)$ a $DNL(k)$ (viď vzťahy (3.4.5), (3.4.7) a (3.4.8)).

Modelovanie je kľúčové pre interpretáciu vlastností AČP a pre návrh algoritmov zameraných na korekciu ich nelinearít. Účinné testovacie metódy umožnia identifikovať parametre týchto modelov a následne charakterizovať systematické odchýlky od ideálneho priebehu aj v bodoch v ktorých neboli testované. Okrem toho chybové modely AČP napomôžu ich diagnostike a vymedzeniu možných chybových podmienok práce.

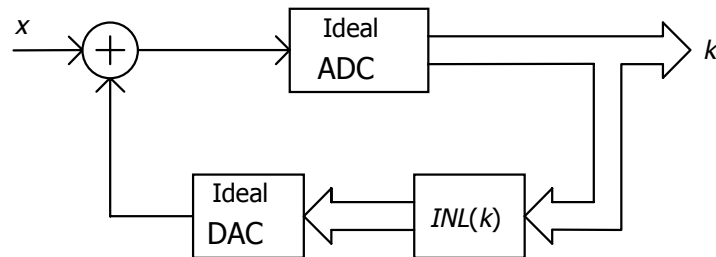
6.1. VPLYV OBVODOVEJ ŠTRUKTÚRY NA CHYBOVÝ MODEL AČ PREVDNÍKA

Z literatúry sú známe viaceré prístupy k tvorbe chybových modelov AČP.[39]-[44]. Návrhy založené na modelovaní na úrovni prvkov obvodu vychádzajú z presného obvodoového opisu a sú vnútorne viazané na konkrétne typy AČP, pre ktoré boli vytvorené. Sú značne zložité a neprenosné na iný typ. Simulácia chovania takéhoto modelu je časovo náročná čo nebýva vždy vyvážené výhodami vyššej presnosti.

Alternatívou k nim sú makromodely, získané obvodoovou analýzou chovania s uvažovaním tých blokov, ktoré dominantne určujú chybové parametre AČP. Takéto modely sú užitočné svojou abstrakciou hlavných rysov prevodníka a sú kompromisom medzi presnosťou opisu AČP a ich zložitou. Architektúra a režim práce prevodníka je určujúci pri tvorbe týchto modelov. Hlavnými predstaviteľmi AČP na základe použitej architektúry ako bolo uvedené v kap. 2.2 sú prevodníky pracujúce na integračnom princípe, algoritmom postupných aproximácií a paralelné AČ prevodníky. Ich modely sú získané analýzou vplyvu prepojenia jednotlivých blokov na výsledný priebeh odchýlky medzi reálnou a ideálnou prevodovou charakteristikou pri konštantnom a premennom vstupnom signále – statický a dynamický chybový model.

Pre modelovaný prevodník s rozlíšením N bitov kritériami na charakterizovanie jeho chýb sú integrálna $INL(k)$ a diferenciálna nelinearita $DNL(k)$. Ich význam je zahrnutý do všeobecného chybového modelu na Obr. 6.1.1. Vstupná veličina prevodníka bude v ďalšom označovaná symbolom x . Naznačuje to aj možnosť modelovania celého analógovo číslicového rozhrania ako „čiernej skrinky“, kde vstupom je meraná analógová veličina ľubovoľnej fyzikálnej podstaty pripojená na vstup snímača a výstupom číslo k . Všeobecný chybový model AČP je založený na ideálnom AČP v priamej vetve a ideálnom ČAP v spätnoväzobnej vetve. Odchýlka napätí, ktorú spätnoväzobný ČAP generuje na

analógovom vstupe je rovná hodnote integrálnej nelinearity $INL(k)$ a je vytváraná podľa výstupného číslicového údajá k číslicovou pamäťou vo funkcii look-up tabuľky. Počet údajov zapamätaných v pamäti je 2^N . Nedostatkom tohto modelu je rozsah údajov $INL(k)$, ktoré majú byť pre každú kvantovaciu úroveň $T(k)$ odmerané. Nájdenie vhodnej funkčnej závislosti pre $INL(k)$ s redukovaným počtom parametrov je cieľom modelovania, pri ktorom vlastnosti funkčnej závislosti sú determinované ich architektúrou. Z toho dôvodu možné chybové modely budú študované pre jednotlivých predstaviteľov využívaných princípov.



Obr. 6.1.1. Všeobecný statický chybový model

Integračný AČP

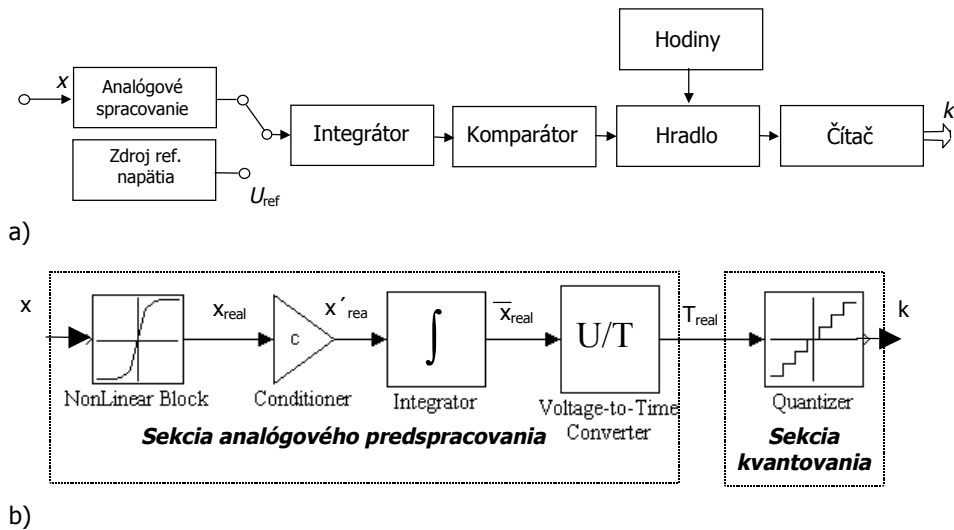
Do skupiny integračných AČP možno zahrnúť aj tieto prevodníky pracujúce modifikáciami základného integračného princípu:

- S jednoduchou integráciou
- S dvojitou a viacnásobnou integráciou
- S prevodom napätia na frekvenciu
- S premennou strmosťou vybijania
- atď.

Ich architektúra vo všeobecnosti zahŕňa blok analógového predspracovania, integrátor, komparátor a kvatizačný blok. Ten je tvorený čítačom určujúcim strednú frekvenciu (počet impulzov za jednotku času) alebo dĺžku časového intervalu odmeranú počtom impulzov etalónovej frekvencie. Na obr. 6.1.2. je ukázaný prípad AČP s dvojitou integráciou. Vstupný signál x je najprv upravený vhodným analógovým obvodom a následne integrovaný prednastaveným časovým intervalom T_I , vymedzeným čítačom a etalónovou frekvenciou f_E . Potom je integrátor pripojený k na referenčné napätie U_{REF} takej polarity, že dochádza k vybijaniu integrátora. Doba po dosiahnutí nulovej hladiny T_x je číslicovo meraná v čítači. Na základe zhody nábojov z oboch fáz vyplýva reálny vzťah medzi statickým vstupným signálom x a meraným intervalom T_{real} . Tento vzťah je v prípade ideálneho prevodu lineárny $T_{id}=bx$.

V štruktúre na obr. 6.1.2. a) je obvod analógového predspracovania zdrojom nelinearít typických pre obvody s operačným zosilňovačom ako aktívnym prvkom. Integrátor vnáša

nelinearity spôsobené časovým oneskorením obdoby bloku predspracovania. To je spôsobené konečnou šírkou frekvenčného pásma. Ďalším zdrojom nelinearit je konečná doba prebehu a parazitné vlastnosti integračného kondenzátora, osobitne jeho dielektrická absorpcia. Komparátor tiež svojim ofsetom a hysteréziou ovplyvňuje statickú presnosť prevodu. Zvyšné bloky tvorené hradlom a čítačom vnášajú do prevodu nepresnosti charakteristické pre číslicové meranie časového intervalu kap. 2.2. Odchýlka spôsobená pomalými zmenami etalónovej frekvencie f_E je kompenzovaná tým, že interval integrácie T_I (prvá fáza) je vymedzovaný tým istým zdrojom akým sa meria druhý interval T_x . Krátkodobá nestabilita etalónovej frekvencie je v tomto modeli zanedbaná. Jediným zdrojom neistoty tohto bloku zostáva preto iba kvantizačná chyba. Podobne oneskorenie hradla ovplyvňuje len kvantizačnú neistotu.



Obr. 6.1.2. Skupinová schéma a chybový model AČP s dvojistou integráciou

Na základe toho možno integračný prevodník modelovať pomocou dvoch do kaskády radených prevodníkov. Prvý konvertuje analógový signál x na spojitý časový interval T_{real} . Tento blok predstavuje sekciu analógového predspracovania (SAP). V druhom bloku kaskády dochádza k prevodu časového intervalu T_{real} na diskretnú hodnotu k a je označený ako sekcia kvantovania (SK). obr. 6.1.2. b).

Všetky nelineárne javy hore opísaných chybových zdrojov sú zahrnuté do nelineárneho bloku - sekcie analógového spracovania. Dôsledkom toho spracovanie v následnom bloku zotavenia, integrácie a prevodu napätia na čas sú uvažované v modeli na obr. 6.1.2. b) ako ideálne. Nakoniec sa predpokladá, že čítač v kvantizačnej sekcii obr. 6.1.2. b) je zaťažený len kvantizačnou chybou δ_Q .

Vlastnosti nelineárneho bloku v SAP možno vo všeobecnosti aproximovať konečným mocninovým radom stupňa m , s konštantami α_i .

$$x_{\text{real}}(x) = \alpha_0 + \alpha_1 x + \alpha_2 x^2 + \dots + \alpha_m x^m. \quad (6.1.1)$$

Vplyv členov radu vyššieho stupňa ako tretieho sa ukazuje na základe meraní pre komerčne dostupné AČP voči nižším ako zanedbateľným [30], [45]. To možno vysvetliť aj skutočnosťou, že princíp prevodu nevnaša žiadnu nespojitosť druhého a vyšších rádov do procesu analógového spracovania. Operácia integrácie redukuje variácie amplitúdy v časovej oblasti. Navyše, blok analógovej integrácie má zo svojho princípu pól v nule. Tým sa nedostatky reálneho operačného zosilňovača predstavované obmedzenou šírkou frekvenčného pásma a konečnou dobou priebehu neprejavia. Dôsledkom toho je známy fakt, že reálny analógový integrátor je veľmi blízky ideálnemu. Skreslený analógový signál x_{real} spracovaný v obvodech SAP je ideálne integrovaný po dobu T_I . Predpokladá sa konštantná hodnota x_{real} po dobu integrácie T_I . Integrácia je normovaná na dĺžku integračného intervalu T_I .

$$\bar{x}_{\text{real}}(x) = \frac{C}{T_I} \int_0^{T_I} x_{\text{real}}(x) dt = B_0 + B_1 x + B_2 x^2 + B_3 x^3 + \dots + B_q x^q, \quad (6.1.2)$$

kde B'_i sú konštanty polynómu určujúceho strednú hodnotu \bar{x}_{real} v závislosti od vstupnej hodnoty x . Následne je integrovaný signál \bar{x}_{real} z výstupu SAP ideálne konvertovaný na spojitý časový interval T_{real} .

$$T_{\text{real}}(x) = \bar{x}_{\text{real}}(x) \frac{T_I}{U_{\text{ref}}} = B_0 + B_1 x + B_2 x^2 + B_3 x^3 + \dots + B_q x^q, \quad (6.1.3)$$

kde konštanty $B_i = B'_i T_I / U_{\text{REF}}$. Nakoniec reálna dĺžka časového intervalu T_{real} je konvertovaná v sekcii kvantovania do číslicového kódu k . Ako bolo spomenuté skôr tento proces sa predpokladá ako ideálne zaokrúhlenie pomeru reálnej doby intervalu T_{real} periódou hodinových impulzov generátora etalónovej frekvencie T_E .

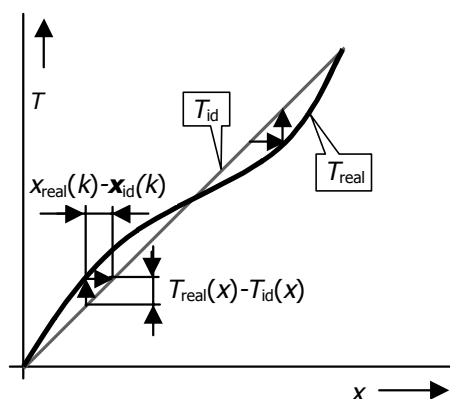
$$k = \text{round} \left[\frac{T_{\text{real}}(x)}{T_E} \right]. \quad (6.1.4)$$

Vlastnosti skutočného prevodníka sú charakterizované integrálnou nelinearitou $INL(k)$. Tá z výrazu (1.4.6) je určená rozdielom kvantizačných úrovní $T(k)$ ideálneho a reálneho AČP. V uvažovanom modeli integračného AČP sa výhodnejším ukazuje vyjadrenie chybových vlastností na základe odchýliek výstupných veličín pre definovaný vstupný signál x . Špeciálne v moderných AČP pre potreby presného merania, je rozdiel medzi reálnou a ideálnou prenosovou funkciou všeobecne menší ako stredná šírka kódového binu Q . obr. 6.1.3. Potom výraz pre integrálnu nelinearitu $INL(k)$ definovaný pre odchýlky vstupných veličín (3.4.7) možno vyjadriť pomocou odchýliek veličiny na výstupe SAP ako

$$INL(k) = \frac{[x_{\text{real}}(k) - x_{\text{id}}(k)]}{Q'} = \frac{\Delta x(k)}{Q'} \cong \Delta k = \frac{[T_{\text{real}}(x(k)) - T_{\text{id}}(x(k))]}{T_E}, \quad (6.1.5)$$

kde ideálny časový interval $T_{\text{id}}(x)$ je určený výrazom

$$T_{\text{id}}(x) = \bar{x}_{\text{id}} \frac{c \cdot T_I}{V_{\text{ref}}} = b \cdot \bar{x}_{\text{id}}. \quad (6.1.6)$$



Obr. 6.1.3. Priebeh aktuálnej a ideálnej prenosovej funkcie SAP

Na základe toho je potom integrálna nelinearita odhadnutá s dostatočnou presnosťou výrazom

$$INL(k) \cong \frac{1}{T_E} [B_0 + (B_1 - b)x + B_2x^2 + B_3x^3 + \dots + B_q x^q] = \dots \quad (6.1.7)$$

$$= A_0 + (A_1 - a)k + A_2k^2 + A_3k^3 + \dots + A_qk^q \quad \text{kde } x = kQ'$$

Koeficienty A_i sú normované koeficienty prenosu reálneho SAP na periódu etalónovej frekvencie T_E SK. Koeficient a je normovaný koeficient prenosu ideálnej SAP. Tento model implikuje fakt, že chybová funkcia $INL(k)$ má spojitý priebeh, ktorý možno vo všeobecnosti aproximovať polynómom rádu o jeden stupeň vyššieho ako je rád nelineárnych prvkov v zastupujúcom nelineárnom bloku. Presný priebeh integrálnej nelinearity má nespojitý charakter s analógovými hodnotami $INL(k)$ v diskrétnych bodoch k . Polynóm (6.1.7) prechádza bodmi $INL(k)$ a mimo nich priebeh aproximuje.

Za predpokladu aproximácie schodovej prevodovej funkcie AČP spojitým polynómom z výrazu (6.1.5) obr. 6.1.3. možno dospieť aj k ďalšiemu záveru. Integrálna nelinearita $INL(k)$ určená z rozdielu kvantizačných úrovní $\Delta x(k)$ pre kódový prechod $k, (k+1)$ je rovná integrálnej nelinearite $INL^{(-1)}(x)$ určenej z rozdielu aproximovaných výstupných číslicových

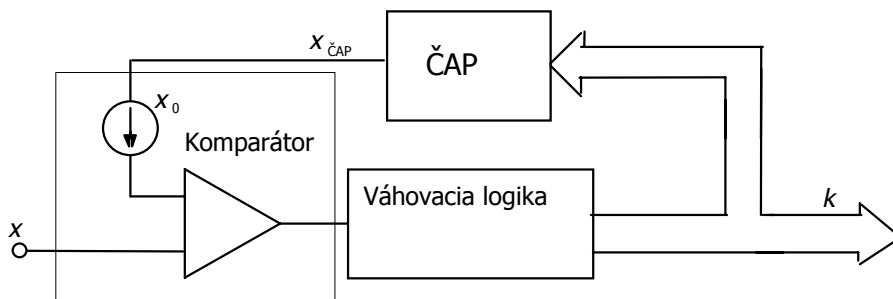
hodnôt $\Delta k(x)$ medzi ideálnou a reálnou prevodovou charakteristikou AČP pre rovnakú hodnotu vstupného signálu x .

$$INL(k) = \frac{\Delta x}{Q'} \cong \frac{\Delta k}{1} = INL^{(-1)}(x). \quad (6.1.8)$$

Uvedené priblíženie je presnejšie pre AČP s lineárnou prevodovou charakteristikou, za podmienky vysokého rozlíšenia 2^N a malých hodnôt integrálnej nelinearity $INL(k)$. Vývojové trendy moderných AČP zvlášť veľmi presného integračného princípu dostatočne presne naplňujú tieto dve podmienky.

Aproximačný AČP

Princíp prevodu je založený na kompenzácii vstupného napätia ČAP v spätnej väzbe. ČAP je riadený číslicovou hodnotou k vhodným váhovacím algoritmom. obr. 6.1.4.



Obr. 6.1.4. Princíp aproximačného ČAP

Hlavným zdrojom odchýliek v priebehu reálnej a ideálnej prevodovej charakteristiky je skutočná poloha kvantizačných úrovní $T(k)$ ČAP a neistota komparátora. Odchýlka od ideálneho stavu je vo všeobecnosti predstavovaná konštantou x_0 zahrňujúcou vstupný offset a drift. Iný zdroj nepresnosti komparátora predstavuje posun kvantizačnej úrovne $x_H(k)$ spôsobený hystereziou Δh . Táto komponenta je závislá od najmenšieho bitu k_1 kódového binu $k = \{k_N, k_{N-1}, k_{N-2}, \dots, k_1\}$, kde $k_i = 0$ alebo 1 podľa výrazu.

$$x_H(k) = \Delta h \cdot [k_1 - 0.5], \quad (6.1.9)$$

kde k_1 predstavuje najmenší významový bit výstupného kódu. Výstupné napätie ČAP je dané výrazom

$$x_{\text{CAP}}(k) = Q' \sum_{i=1}^N 2^{i-1} \cdot k_i + \Delta x(k), \quad (6.1.10)$$

kde $\Delta x(k)$ je chyba ČAP.

Na konci konverzie vstupný signál x korešponduje kódovému binu k vyhovujúcemu podmienke

$$x_{\text{CAP}}(k) + x_0 + x_H(k) \leq x < x_{\text{CAP}}(k+1) + x_0 + x_H(k+1). \quad (6.1.11)$$

V prípade multiplikačného typu ČAP so spínanými napäťovými a prúdovými zdrojmi nastavenými rezistorovou sieťou ako aj pre ČAP tvorený kapacitnou váhovacou sieťou majú obvodový model obdobný štruktúre z obr. 6.1.5. Mechanizmus superpozície systematických neistôt jednotlivých váhovacích prvkov na výslednú je v číslicovo analógových prevodníkoch ČAP tvorených ľubovoľným obvodovým princípom a technológiou obdobný. Preto ho bude možné ukázať pre prípad odporovej váhovacej siete R-2R so sčítavaním dielčích príspevkov na vstupe operačného zosilňovača. Odchýlka výstupného napätia ČAP bude určená zhodným výrazom pre všetky typy ČAP. V študovanej štruktúre hlavnými zdrojmi nepresností sú:

- odchýlky referenčného napätia ΔU od ideálnej hodnoty U_{REF}
- odchýlky hodnôt prvkov vo váhovacej sieti odpovedajúcich jednotlivým kódovým bitom k_i . V tomto náhradnom obvode sú predstavované chybami váhovacích prvkov R_{dir} , R_{Di} v pozdĺžnej a priečnej vetvi priečkového útlmového článku.
- Nelinearitami charakteristík číslicovo riadených prepínačov v priečkovom útlmovom článku (R_{si} , U_{si} , R'_{si} , U'_{si}).

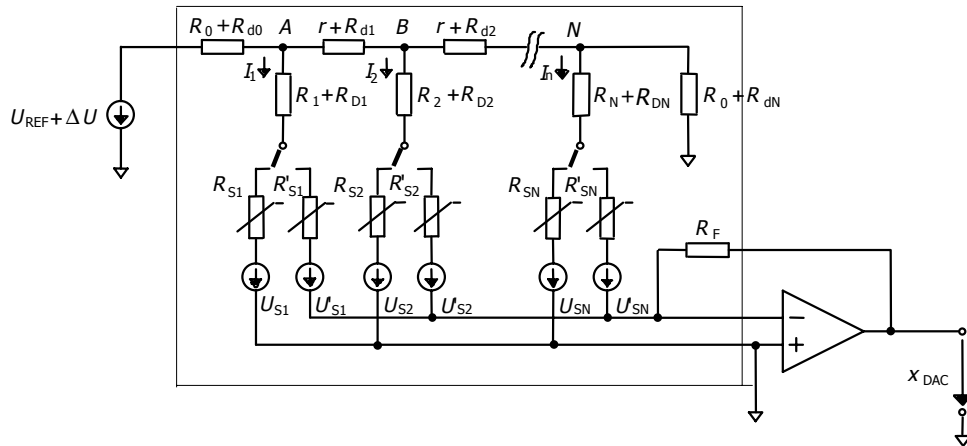
Kladom priečkového útlmového článku je to, že zmena polohy prepínača neovplyvní prúdy vo váhovacej sieti. Na základe princípu kompenzácie možno odchýlky v hodnotách prvkov R_{dir} , R_{Di} nahradiť napäťovými zdrojmi. Za predpokladu zanedbateľných hodnôt presakujúcich prúdov spínača účinok nelinearit spínača možno zahrnúť k týmto zdrojom (obr. 6.1.6.).

Výsledne pôsobenie kompenzačných zdrojov $U_{\text{d0}} \dots U_{\text{dN}}$ možno transponovať za uzly do priečných vetví siete a nahradiť zdrojmi $k_i \Delta U(i)$. Použitím Theveninového teoremu účinok zdroja referenčného napätia možno nahradiť napäťovými zdrojmi $k_i U_{\text{REF}}/2^i$. Za týchto predpokladov je konečne zjednodušený obvod na obr. 6.1.7.

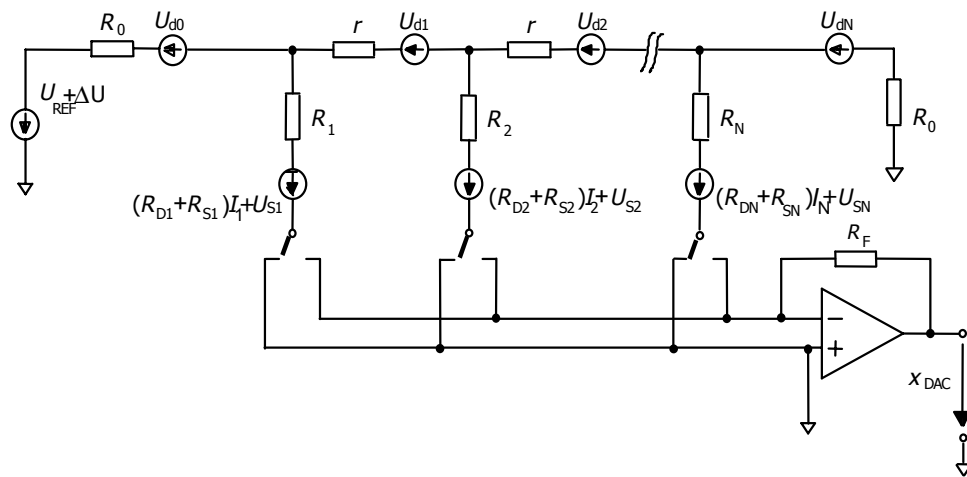
Nech napätie $\Delta U(i)$ predstavuje príspevok i -tej vetvy k výslednému napätiu za hore spomenutých podmienok, potom výstupné napätie ČAP závisí od bitov výsledného binárneho kódu podľa vzťahu

$$x_{\text{DAC}}(k) = \sum_{i=1}^N \Delta U(i) \cdot k_i, \quad (6.1.12)$$

Porovnaním predchádzajúcich výrazov (6.1.11), (6.1.12) chybová funkcia ČAP je lineárnou kombináciou N diskretných nepresností priradených jednotlivým bitom k_i výstupného kódového binu k . Jednotlivé zdroje nepresností vystupujú periodicky pozdĺž osi výstupných kódových binov k . Konkrétne, výsledná chyba výstupného signálu ČAP $x_{\text{DAC}}(k)$ pozostáva z N chybových zložiek. Každá jedna z týchto zložiek vystupuje so svojou vlastnou periodicitou pozdĺž kódovej osi k tab. 6.1.1.

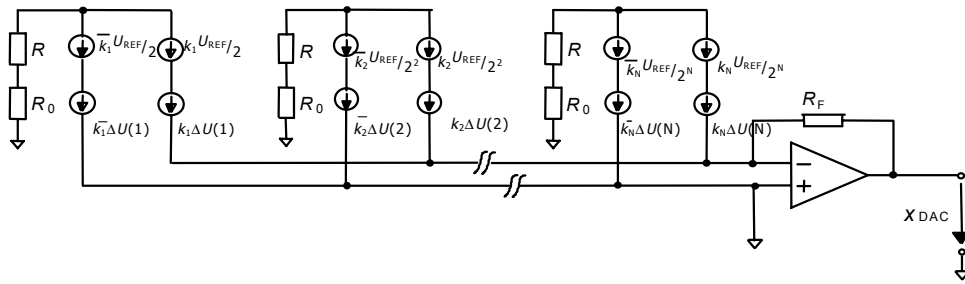


Obr. 6.1.5. Obvodový model multiplikačného ČAP



Obr. 6.1.6. Obvodový model multiplikačného ČAP po náhrade chybových prvkov váhovacej siete kompenzačnými zdrojmi U_{di} a U_{bi}

Tieto nezávislé periodické efekty sa dajú modelovať multiperiodickým modelom platným pre diferenciálne nelinearity $DNL(k)$. [32], [30]. Ako ukazuje tab. 6.1.1. diferenciálna nelinearita chybového modelu nadobúda iba N diskrétnych hodnôt, z ktorých každá korešponduje kódovému binu $k=2^i j + 2^{i-1}$. Premenné j a i nadobúdajú hodnoty $j=0, \dots, 2^N/2^{i-1}$, $i=1, \dots, N$.



Obr. 6.1.7. Náhradná schéma multiplikačného ČAP

$DNL_m(i)$	Kódový bin	Kódová postupnosť	Periodicita
$DNL_m(1)$	$1, 3, 5, \dots, 2^N - 1$	$2j + 1, (j=0, 1, \dots, 2^{N-1} - 1)$	2^1
$DNL_m(2)$	$2, 6, 10, \dots, 2^{N-2} - 1$	$2^2j + 2, (j=0, 1, \dots, 2^{N-2} - 1)$	2^2
\vdots	\vdots	\vdots	\vdots
$DNL_m(i)$	$2^{i-1}, 2^i + 2^{i-1}, \dots, 2^i(2^{N-i} - 1) + 2^{i-1}$	$2^i j + 2^{i-1}, (j=0, 1, \dots, 2^{N-i} - 1)$	2^i
\vdots	\vdots	\vdots	\vdots
$DNL_m(N)$	2^{N-1}	$2^N j + 2^{N-1}, (j=0)$	2^N

Tab. 6.1.1. Multiperiodický model výskytu diferenciálnych nelinearit aproximáčného AČP

Každá z jednotlivých modelovaných diferenciálnych nelinearit má periodicitu 2^i . Jej výskyt pre jednotlivé kódové biny k sa viaže na podmienku, že i určuje bit, pri ktorom došlo pri prechode z hodnoty $(k-1)$ na hodnotu (k) k zmene bitu k_i z 0 na 1. V dôsledku toho modelovaná veľkosť diferenciálnej nelinearity je odvodená testovaním získaných hodnôt pre kódové biny príslušné pre rovnaké typy diferenciálnych nelinearit, vyskytujúcich sa v kódových binoch určených tabuľkou tab. 6.1.1. Maximálna presnosť odhadu sa získa spriemerovaním údajov pre všetky kódové biny s tým istým druhom nelinearity

$$DNL_m(i) = \frac{\sum_{j=1}^{2^{N-i}} DNL(2^i \cdot j + 2^{i-1})}{2^{N-i}} \quad (6.1.13)$$

Dôsledkom zložitosti takéhoto odhadu postačí spriemerovať aj menší počet experimentálnych údajov. Hoci integrálna nelinearita $INL(k)$ je určená rekurentným súčtom modelovaných diferenciálnych nelinearit $DNL_m(i)$, malá chyba pri ich odhade môže spôsobiť akumuláciu takej nepresnosti a tento obmedzuje tento postup výpočtu. Modelovaná hodnota diferenciálnej nelinearity $DNL_m(i)$ musí byť filtrovaná s cieľom zbaviť jej hodnotu systematickej odchýlky. Neodchýlené modelované hodnoty diferenciálnej nelinearity sú

$$DNL_m^*(i) = DNL_m(i) - \frac{\sum_{i=1}^N DNL_m(i) \cdot 2^{N-i}}{2^N - 1}. \quad (6.1.14)$$

Chybový model s neodchýlene definovanými hodnotami diferenciálnej nelinearity $DNL_m^*(k)$ vyhovuje definícii chybových parametrov podľa (3.4.9) a splňuje podmienky (3.4.12).

Paralelný AČP

Vstupný signál pri AČP je porovnávaný súčasne s niekoľkými referenčnými hladinami pomocou sady paralelných komparátorov. Ak tieto hladiny nepokrývajú celú stupnicu, porovnávanie prebieha v niekoľkých cykloch. V prípade najjednoduchšieho predstaviteľa tohto typu AČP je vstupný signál privedený súčasne na 2^N komparátorov. Druhé vstupy týchto komparátorov sú pripojené na odstupňované referenčné napätia. Počet pracovných taktov konverzie závisí od počtu cyklov paralelného prevodu.

Architektúra tohto typu AČP preto spôsobuje, že chybový model je určený predovšetkým chybou zdrojov referenčného napätia. Tie sú najčastejšie tvorené deličom napätia s 2^N uzlami. Pri úplnom paralelnom usporiadaní sú tieto nepresnosti vyjadrené priebehom $INL(k)$ a $DNL(k)$ náhodné funkcie. Jediné zdroje systematických odchýliek, ktoré má zmysel zahrnúť do tvorby chybového modelu sú predstavované týmito blokmi v obvodevej štruktúre.

- Nelineárna prenosová charakteristika vstupného oddelovacieho zosilňovača.
- Narastajúca hodnota prúdu tečúceho naprieč odporovým deličom generujúcim referenčné napätia dôsledkom vstupných prúdov paralelne pripojených komparátorov.
- Drift komparátorov ovplyvnený zmenou teploty, napájacieho napätia a časovým ustáľovaním vnútorných tepelných polí na jeho čipe.
- Tepelný drift parametrov odporového deliča.

Tieto zložky vykazujú spojitý priebeh nepresností vyjadrených integrálnou nelinearitou $INL(k)$. Svojim charakterom ich prejav je blízky polynomiálnej aproximácii.

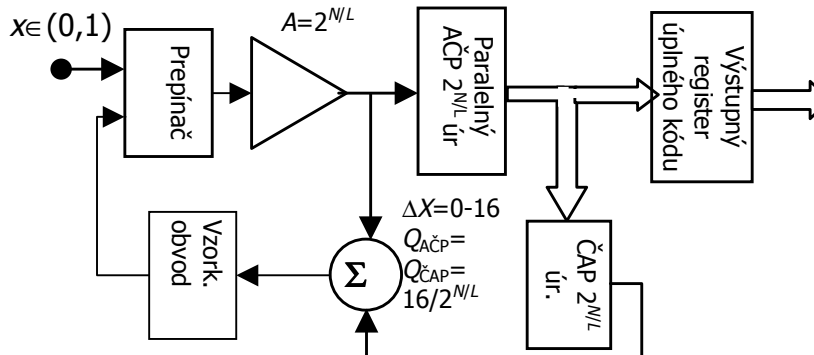
Chyby, ktoré sa viažu na jednotlivé kódy môžu byť spôsobené:

- Kolísaním napájacieho napätia závislým od výstupného kódového binu. Zdrojom takejto závislosti je kolísajúci odber prúdu zo zdroja číslicovou časťou AČP. Kolísanie napájania sleduje periodicitu výskytu jednotlivých kódových bitov.
- Periodicita spôsobená pravidelným – opakovaným - usporiadaním prvkov deliča referenčného napätia na maske čipu.

Posledná z menovaných závislostí sa potláča v trimrovacej fáze výroby AČP.

V serio-paralelných štruktúrach bude chybová funkcia jednej sady referenčných napätí opakovaná s takým prekladaním s akým sa v jednotlivých cykloch prekladá touto stupnicou

vstupný rozsah. Najčastejšie v každom ďalšom dochádza k upresňovaniu prevodu na celej stupnici. Za predpokladu L cyklov prevodu, pri ktorých v každom následnom dochádza k zjemňovaniu odhadu – zjemňovaniu stupnice - bude počet referenčných napätí pre paralelný prevod v jednom cykle $2^{N/L}$ (obr. 6.1.8).



Obr. 6.1.8. Sérioparalelné usporiadanie AČP – cyklický prevod

Určenie každých N/L bitov výstupného kódu sa uskutoční zaokrúhlením zosilneného signálu v tom istom AČP zaťaženom tou istou integrálnou nelinearitou $INL_{ACP}(k)$. Všeobecne platí pre $(i+1)$ -vý takt, že vstupné napätie AČP bude

$${}^{i+1}x = \left[{}^i x - \left({}^i k 2^{\frac{N(L-i)}{L}} + INL_{CAP}({}^i k) \right) \right] \cdot 2^{\frac{N(L-i)}{L}} \quad \text{kde } {}^1 x = x. \quad (6.1.15)$$

a proces konverzie N/L bitov ${}^i k$ umiestňovaných od najvyššieho na pozíciách $(N-(i-1)N/L)$; $(N-1-(i-1)N/L)$; $(N-2-(i-1)N/L)$; .. ; $(N-i N/L+1)$.

Prevod je zaťažený integrálnou nelinearitou paralelného AČP $INL_{AČP}(k)$ a výslednou nelinearitou zosilňovača a prepínača $INL_{an}(k)$ v priamej vetve. Chybový model blokov analógového spracovania signálu $INL_{an}(k)$ má spojitý priebeh a možno ho aproximovať polynómom. Výsledná nelinearita priamej vetvy $INL_D(k)$ je preto určená súčtom integrálnych nelinearít AČP a obvodov analógového spracovania.

$$INL_D(k) = INL_{ACP}(k) + INL_{an}(k) = INL_{ACP}(k) + \sum_{i=0}^q \beta_i k^i ; \quad INL_{an}(k) = \frac{\Delta X_{out}}{Q'_{ACP}}, \quad (6.1.16)$$

kde β_i sú koeficienty polynómu aproximujúceho $INL_{an}(k)$ obvodu analógového spracovania.

Prejav nelinearity AČP opäť závisí od jeho architektúry. V prípade paralelných AČP je priebeh integrálnej nelinearity náhodná funkcia $INL_{AČP}(k)$.

$${}^{i+1}k = \text{round} \left[\frac{{}^i x - INL_D({}^{i+1}k)}{Q' 2^{\frac{N}{L}}} \right]. \quad (6.1.17)$$

Chybový model sérioparalelného prevodníka, vyplýva z úvahy o hodnotách integrálnej nelinearity vnesenej v jednotlivých cykloch prevodu.

V prvom takte je horná časť kódového binu 1k určená rovnicou

$$2^{\frac{N}{L}} \cdot x = {}^1k Q_{ACP} + {}^1x + INL_D({}^1k) \cdot Q_{ACP}, \quad (6.1.18)$$

kde Q'_{ACP} predstavuje strednú šírku kódového binu AČ prevodníka za zosilňovačom. Signál 1x predstavuje zvyšok ktorý je konvertovaný v následných taktoch. Pre AČP v priamej vetve z rovnice (6.1.18) platí

$$X_{FS} = 2^{\frac{N}{L}} \cdot 1 \Rightarrow Q' = \frac{2^{\frac{N}{L}} \cdot 1}{2^N} = 2^{\frac{N}{L}-N} = 2^{-\frac{N}{L}(L-1)}. \quad (6.1.19)$$

Pomer medzi strednou šírku kódového binu AČP v priamej vetve Q' a strednou šírku kódového binu AČP je

$$\frac{Q'_{ACP}}{Q'} = \frac{1}{2^{-\frac{N}{L}(L-1)}} = 2^{\frac{N}{L}(L-1)}. \quad (6.1.20)$$

Integrálna nelinearita pre vstupný signál x je pomerom absolutných odchýliek vstupného signálu voči ideálnemu stavu vzťahnutá na strednú šírku kódového binu vstupného signálu Q' .

$$INL \left({}^1k 2^{\frac{N}{L}(L-1)} \right) = \frac{\Delta x}{Q'} = \frac{INL_D({}^1k) \frac{Q'_{ACP}}{2^{\frac{N}{L}}}}{Q'} = INL_D({}^1k) \cdot 2^{\frac{N}{L}(L-2)}; \quad Q'_{ACP} = Q' \cdot 2^{\frac{N}{L}(L-1)}. \quad (6.1.21)$$

V druhom takte zvyškový signál 1x je konvertovaný podľa rovnice, kde 2k predstavuje ďalších $2^{\frac{N}{L}}$ bitov výstupného kódu.

$$2^{\frac{N}{L}} \cdot ({}^1x - INL_F({}^1k) Q'_{ACP}) = {}^2k Q'_{ACP} + {}^2x + INL_D({}^2k) Q'_{ACP}. \quad (6.1.22)$$

Integrálna nelinearita je v druhom a následných taktoch ovplyvnená aj integrálnou nelinearitou ČAP $INL_{CAP}({}^1k)$ závislou od časti výstupného kódu 1k získaného v predošlom cykle. Stredná šírka kódového binu ČAP Q'_{CAP} je zhodná so strednou šírku kódového binu AČP v priamej vetve $Q'_{CAP} = Q'_{ACP}$. Obdobne predošlému prípadu nelinearita ČAP a vzorkovacieho obvodu $INL_{VO}({}^1k)$ spolu predstavujú určujúcu integrálnu nelinearitu

spätoväzobnej vetvy $INL_F(^1k) = INL_{CAP}(^1k) + INL_{VO}(^1k)$. Priebeh $INL_{VO}(^1k)$ je spojitá funkcia, ktorú možno aproximovať polynómom obdobne situácii platnej pre zosilňovač v priamej vetve.

$$INL_{VO}(^1k) = \frac{\Delta X_{out}}{Q'_{ACP}}. \quad (6.1.23)$$

Priebeh integrálnej nelinearity ČAP závisí od jeho architektúry. Najpoužívanejšie multiplikačné ČAP majú priebeh nelinearity $INL_{CAP}(k)$ multiperiodický podľa vzťahov z predchádzajúcej časti. Prevod v tomto druhom cykle je určený rovnicou

$$2^{N/L} \cdot ({}^2x - INL_F(^2k)Q_{ACP}) = {}^3kQ_{ACP} + {}^3x + INL_D(^3k)Q_{ACP}. \quad (6.1.24)$$

Výslednú integrálnu nelinearitu prevodníka $INL(k)$ možno určiť úpravou

$$\begin{aligned} INL_m \left({}^1k 2^{N/L(L-1)} + {}^2k 2^{N/L(L-2)} \right) &= \frac{\Delta X_{ACP} + \Delta X_{CAP}}{Q'} = \frac{INL_D(^2k) \frac{Q_{ACP}}{2^{N/L}} + INL_F(^1k)Q_{ACP}}{Q'} = \\ &= INL_D(^2k) \cdot 2^{N/L(L-2)} + INL_F(^1k) \cdot 2^{N/L(L-1)} \end{aligned} \quad (6.1.25)$$

Všeobecne pre i -tý cyklus možno integrálnu nelinearitu vyjadriť:

$$INL_m \left({}^1k 2^{N/L(L-1)} + {}^2k 2^{N/L(L-2)} + \dots + {}^ik 2^{N/L(L-i)} \right) = INL_D(^ik) \cdot 2^{N/L(L-2)} + INL_F(^i-1k) \cdot 2^{N/L(L-1)}. \quad (6.1.26)$$

Vzťah ukazuje na opakovanie charakteristického priebehu integrálnej nelinearity ako opakujúcich replík pokrývajúcich intervaly so znižujúcim rozsahom. Výskyt jednotlivých typov integrálnych nelinearit je ukázaný pre jednotlivé kódy v tabuľke tab. 6.1.2.

	$INL_m(k)$	Kódový bin	Rozsah repliky v kódových binoch
1.replika	$INL_m(^1k) = INL_{AČP}(^1k) 2^{N/L(L-2)}$	${}^1k \cdot 2^{N/L(L-1)}$	2^N
2.replika	$INL_m(^1k, {}^2k) = INL_{AČP}(^2k) 2^{N/L(L-2)} + INL_{CAP}(^1k) 2^{N/L(L-1)}$	${}^1k \cdot 2^{N/L(L-1)} + {}^2k \cdot 2^{N/L(L-2)}$	$2^{N/L(L-1)}$
	⋮	⋮	⋮
i -tá replika	$INL_m(^1k, {}^2k, \dots, {}^ik) = INL_{AČP}(^ik) 2^{N/L(L-2)} + \dots + INL_{CAP}(^1k) 2^{N/L(L-1)}$	${}^1k \cdot 2^{N/L(L-1)} + {}^2k \cdot 2^{N/L(L-2)} + \dots + {}^ik \cdot 2^{N/L(L-i)}$	$2^{N/L(L-i)}$

Tab. 6.1.2 Výskytovosť opakujúcich hodnôt INL_m v sérioparalelnom – cyklickom - AČP

Hodnoty segmentov výsledného kódového slova sú ${}^ik = 0, 1, \dots, 2^{N/L} - 1$. Tabuľka 6.1.2 určuje tiež požiadavky kladené na presnosť spätoväzobného ČAP.

7. TESTOVANIE ANALÓGOVO ČÍSLICOVÝCH PREVODNÍKOV

Užívateľ AČP a ČAP musí postupovať veľmi opatrne keď posudzuje katalógové údaje ponúkaných produktov.

Príčin prečo je potrebné prísnejšie posudzovať tieto údaje je hneď niekoľko:

- 1) V mnohých prípadoch označenia parametrov sa u jednotlivých výrobcov líšia. Je preto potrebné hlbšie študovať tú časť katalógu kde sú jednotlivé termíny bližšie vysvetlené a tak ich dať do súladu s termínmi známymi užívateľovi, alebo definovanými uznávanými štandardmi [35]-[37].
- 2) Druhou príčinou je, že výrobcovia nedostatočne špecifikujú podmienky za ktorých vybraný parameter testovali. Medzi tieto možno zaradiť zmenu testovacieho zariadenia alebo postupu u výrobcu. Hlavne znalosť podmienok, za ktorých bolo testovanie parametrov vykonané umožní užívateľovi správne reflektovať parametre z katalógu na vlastnosti jeho obvodovej aplikácie.
- 3) Neposlednou príčinou ťažkostí interpretácie špecifikácie poskytovanej výrobcom je ich tendencia modifikovať testovací postup ich potrebám tak, aby boli zvýraznené dobré vlastnosti opisovaného produktu a posunuté do úzadia jeho slabé stránky. Príkladom tohoto postupu je spôsob špecifikácie testovania integrálnej nelinearity. Ako je uvedené v kap. 3.4 štandard [37] definuje $INL(k)$ ako rozdiel medzi ideálnou a skutočnou prevodovou charakteristikou. Niektorí výrobcovia definujú teraz $INL(k)$ ako rozdiel medzi skutočnou charakteristikou a rovnomernou schodovou funkciou, ktorá najlepšie aproximuje jej priebeh.

Ako bolo spomenuté v úvode, AČ a ČA prevodníky spája dva rozdielne typy údajov – analógové a číslicové. Vzájomne viazať nepresnosti definované v jednom systéme s údajmi v druhom je ťažkou úlohou. Okrem toho situáciu pozmeňuje aj fakt, že prenosová funkcia má náhodný priebeh (obr. 3.4.6) v blízkosti kvantizačných úrovní.

Charakteristiky prevodníkov sú úzko viazané na to, ako sa vykonáva testovanie a na algoritmus testovacej procedúry s ktorou sa získajú hľadané parametre. Príkladom môže byť použitie rôznych dynamických metód a ich vlastnosť maskovania niektorých parametrov.

Obvody analógového predspracovania vnášajú ďalšie chyby do celého systému analógovo-číslícového rozhrania. Možno ich preto vyšetovať spolu s AČP ako jeden blok, zhodnými postupmi ako pre samotné AČP. Rozdiel bude len v tom, že vstupom bude spojitá meraná fyzikálna veličina a výstupom tok číslicových vzoriek. Úzkym miestom je dostupnosť kalibrovaného zroja niektorých fyzikálnych veličín požadovanej presnosti.

Spomenuté príčiny sú preto dostatočným dôvodom na to, aby užívateľ analógovo číslicových rozhraní alebo integrátor zložitejších systémov s analógovo číslicovými rozhraniami (virtuálne a meracie systémy) vykonal aplikáciou podmienené testy. Pre naplnenie tejto úlohy je potrebné poznať metódy testovania a požiadavky na zdroje testovacích signálov. Podľa

charakteru testovacieho napätia sa rozdeľujú tieto metódy na statické (jednosmerné, kalibračné napätie) a dynamické (striedavé kalibračné napätie, najčastejšie harmonického priebehu).

7.1. ŠTANDARDNÉ METÓDY TESTOVANIA AČP

Statické metódy testovania

Statické testovanie parametrov AČP sa vykonáva opakovaným privedením presného jednosmerného napätia a monitorovaním výstupných číslicových údajov. Pripojením vstupných napätí, ktoré testujú všetky možné kvantovacie úrovne je možné určiť úplnú prevodovú charakteristiku. Pre poznanie vybraných statických parametrov (ofset, chyba strmosti) alebo funkčných chybových charakteristík - integrálna $INL(k)$ a diferenciálna $DNL(k)$ nelinearita - sú potrebné údaje presných hodnôt kvantizačných úrovní $T_{real}(k)$. Hodnoty $INL(k)$ a $DNL(k)$ sa pre známe $T_{real}(k)$ určia zo vzťahov (3.4.7) a (3.4.9). Medzi predstaviteľov statickej metódy možno zaradiť testovanie presným kalibrátorom a využitie spätnoväzobnej slučky.

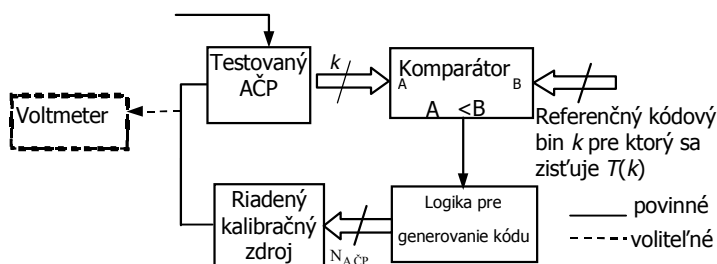
Prvá metóda predpokladá použitie kalibračného zdroja jednosmerného napätia alebo ČAP s vyššou presnosťou ako testovaný AČP. Kalibrovaný zdroj napätia je možné nahradiť regulovateľným zdrojom so zaručenou stabilitou napätia s pripojeným voltmetrom s presnosťou prevyšujúcou vyšetřované chybové napätia. Kalibračný zdroj napätia je možné nahradiť regulovateľným zdrojom so zaručenou stabilitou napätia s pripojeným voltmetrom s presnosťou prevyšujúcou vyšetřované chybové napätia. Automatizácia tejto metódy vyžaduje zmenu výstupu kalibračného napätia riadenú z kontroléra v celom vstupnom rozsahu AČP s možnosťou registrovania jeho výstupných hodnôt (obr. 7.1.1. a)). Procedúra testovania vyhodnocuje štatistiku výskytu vzájomne susediacich kódov pre každú kvantovaciu úroveň $T(k)$ a dostavuje napätie kalibrátora na hodnotu kedy sa splní podmienka 50 % pravdepodobnosti výskytu susediacich kódov $k, k+1$. Využíva sa pri tom štatistická definícia prevodovej charakteristiky. Presnosť tejto metódy závisí od jemnosti s akou je možné zvyšovať kalibračné napätie a od počtu vzoriek, ktoré sú odoberané pre každú úroveň kalibračného napätia. Nárastom ich počtu sa zvyšuje spoľahlivosť určenia kvantovacej úrovne ale súčasne predlžuje dobu testovania.

Druhá statická metóda využíva riadiacu spätnoväzobnú slučku pre určenie všetkých kvantovacích úrovní. Skupinová schéma tohto usporiadania je na obr. 7.1.1. b). Okrem testovaného AČP obsahuje číslicový komparátor analógový integrátor a presný číslicový voltmeter. Na vstup číslicového komparátora je privedený číslicový kód k , ktorého kvantovací prah $T(k)$ sa meria. Pokiaľ výstupný kód testovaného AČP je menší ako nastavený údaj k komparátor zabezpečí vstupným prepínačom nárast výstupného napätia integrátora. Komparátor pre vstupný prepínač v okamihu kedy výstupný číslicový údaj prevodníka je rovný alebo väčší ako nastavený kód k . Riadiaca slučka sa ustáli keď trojuholníkový priebeh na výstupe integrátora je centrováný okolo vyšetřovanej kvantovacej

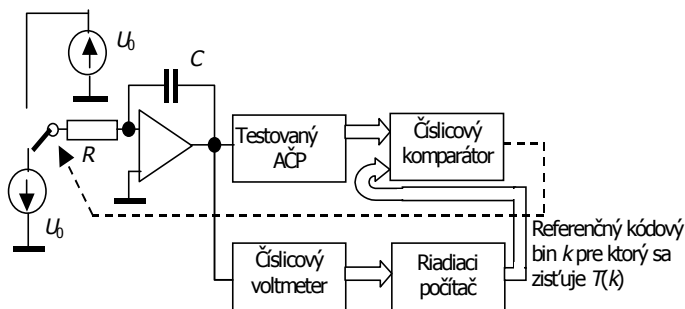
úrovne $T(k)$. Ideálnym stavom je také ustálenie regulačnej slučky, pri ktorom dva susediace kódy k , $k+1$ sa striedajú. Rozkmit trojuholníkového priebehu na vstupe testovaného AČP ΔU tomto prípade bude

$$\Delta U = \frac{U_0}{RC} T_p, \quad (7.1.1)$$

kde T_p je doba prevodu. Napätie U_0 predstavuje napätie na vstupe integrátora a R , C sú hodnoty prvkov integrátora. Napäťový rozkmit musí byť ale menší ako rozlíšenie použitého číslicového voltmetra. Za týchto podmienok môže byť odčítaný údaj z voltmetra akceptovaný ako hodnota vyšetrovanej kvantovacej úrovne. Po odmeraní všetkých potrebných kvantovacích úrovní $T(k)$ môže počítač určiť okrem prevodovej charakteristiky, údaje $INL(k)$, $DNL(k)$ ako aj integrálne chybové parametre ako chyba offsetu U_{off} a chyba strmosti G . Hlavným obmedzením tejto metódy je, že regulačná slučka sa rozkmitá v prípade ak testovaný prevodník vykazuje oblasť s chybou monotónnosti.



a)



b)

 Obr.7.1.1. Slučka na statické meranie kvantovacích úrovní $T(k)$ AČP

- Nastavovaním kalibračného napätia
- Spätnoväzobným generovaním trojuholníkového priebehu okolo testovanej kvantizačnej úrovne $T(k)$

Aj pri tejto metóde sa uplatňuje podmienka výskytu oboch susediacich kódov so zhodnou 50% pravdepodobnosťou. Ďalšou podmienkou je, že číslicový voltmeter musí byť presnejší ako vyšetřovaný AČP a časová konštanta integrátora musí zabezpečiť, aby jeho výstupné pílovité $u_2(t)$ napätie malo rozkmit menší ako napätie Q' .

Ak charakteristika AČP vykazuje poruchu monotónnosti, môže sledovanie prahu "uletieť". Dá sa tomu predísť zväčšením rozkmitu pílovitého napätia a súčasného vyšetřovania výslednej pravdepodobnosti výskytu všetkých kódov pod kvantizačnou úrovňou $T(k)$ a nad kvantizačnou úrovňou $T(k)$ vrátane číslicového výstupného kódového binu k . Následkom tejto úpravy ale klesá presnosť rozlíšenia prahu.

Známe hodnoty kvantizačných úrovní $T_{real}(k)$ umožnia výpočet chyby zosilnenia a chyby ofsetu reálnej prevodovej charakteristiky pomocou vzťahov (3.4.13) a (3.4.16).

Dynamické testovacie metódy

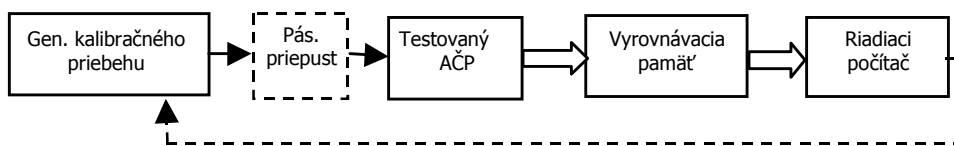
Kalibračný signál pri dynamických testoch je predstavovaný striedavým priebehom (harmonickým, trojuholníkovým) a z toho plynú aj ich prednosť, že sú vykonávané za podmienok blízkych prevádzkovým. Ich slabou stránkou je spôsob určenia hľadaných chybových parametrov. Fakt, že sú vypočítavané z výstupných číslicových údajov a nie priamym určením prahov spôsobí maskovanie niektorých chybových javov podľa typu použitej metódy.

Tieto metódy umožnia vyšetřiť hodnoty nepresností chybovej charakteristiky v dynamickom režime pre známu hodnotu strmosti testovacieho signálu. Kalibračné generátory pílovitého priebehu vykazujú zväčša nižšiu presnosť pre kalibráciu sa preto uprednostňuje harmonický kalibračný signál. Najznámejšími dynamickými metódami testovania sú :

- Metóda najlepšie preloženej sínusovky
- Testovanie histogramom.
- Testovanie FFT procedúrou.

Z sledu výstupných číslicových údajov získaných pre známy kalibračný vstupný signál sa potom numerickými metódami vypočítajú:

- Funkčné chybové charakteristiky – integrálna $INL(k)$ a diferenciálna $DNL(k)$ nelinearita.
- Integrálne chybové charakteristiky – chyba ofsetu, chyba zosilnenia, efektívny počet bitov a pod.



Obr. 7.1.2. Usporiadanie pre dynamické testovanie

Testovanie signálom s ľubovoľným deterministickým priebehom využíva na testovanie signály, ako je píla, rozmiataný signál a schodový signál ktorý pokrýva vstupný rozsah testovaného AČP a jeho priebeh má známu kombinovanú neistotu σ , ktorej hodnota je pod úrovňou hodnôt meranej integrálnej nelinearity násobenej strednou šírkou kódového binu $Q \cdot INL$. Tejto prísnej podmienke vyhovuje prípad, kedy testovací signál je generovaný digitálne a prevedený na analógový signál kalibrovaným číslicovo analógovým prevodníkom. Presnosť tohto usporiadania je najvyššia v kalibračných generátoroch so sínusovým priebehom. Zdroje sínusového priebehu sú pomerne ľahko dostupné, pričom sa dá určiť kvalita sínusového priebehu (napr. spektrálnym analyzátorom). Zvýšenie ich spektrálnej čistoty sa dá dosiahnuť pridaním selektívneho pásmového priepustu s vysokou kvalitou – reprezentovaného napr. ladeným rezonančným obvodom. Zlúčením výstupov dvoch generátorov sínusového priebehu môže byť vytvorený dvojtónový testovací signál pre testovanie intermodulačného skreslenia. Navyše v niektorých prípadoch sa pripája aj generátor šumu s uniformným rozložením s malým intervalom vstupného napätia. Takýto ditherovací signál zlepšuje linearitu kalibračného signálu (kap. 7.2).

Záznam dát je sekvenčná postupnosť vzoriek získaných testovacím zariadením pripojeným ku AČP. Ak rýchlosť zápisu do riadiaceho počítača je nevyhovujúca radí sa medzi výstup testovaného AČP a počítač vyrovnávacíam rýchlou pamäť.

Pri testovaní AČP sínusovým signálom je veľmi dôležitá precízna voľba vzorkovacej frekvencie a frekvencie vstupného sínusového signálu. Na vyhodnotenie charakteristiky AČP je vhodné maximalizovať počet odlišných vstupných stavov (fáz), ktoré sú vzorkované AČP, tak aby sa získala najmenej jedna vzorka reprezentujúca každý kód AČP. Pre prevodovú charakteristiku ideálneho AČP bez náhodného šumu, minimálna veľkosť záznamu, ktorý by zaručoval vzorku z každého kódového binu je $M \geq \pi 2^N$ (neplatí pre testy založené na histograme). Pre určitú vzorkovaciu frekvenciu existujú isté frekvencie vstupného sínusového signálu, pri ktorých môže dôjsť ku zakrytiu chýb AČP, a zase iné frekvencie pri ktorých sa tieto chyby odhalia. Tieto frekvencie sa môžu od seba líšiť len zlomkom percenta, to znamená, že môžu byť veľmi blízko vedľa seba. Optimálna frekvencia vstupného sínusového signálu f_{opt} je práve tá pri ktorej dostaneme M odlišných stavov (fáz), ktoré sú rovnomerne rozložené medzi uhlami 0 a 2π (v jednej perióde vstupného signálu). To je splnené koherentným vzorkovaním a optimálna frekvencia f_{opt} je daná vzťahom

$$f_{opt} = \left(\frac{J}{M} \right) f_s \cdot \quad (7.1.2)$$

kde J je celé číslo, ktoré udáva počet periód v zázname. J a M nemajú spoločného deliteľa, a hodnota f_s je vzorkovaciu frekvenciou. Ak M je mocninou dvoch, potom každá nepárna hodnota pre J vyhovuje tejto podmienke neexistencie spoločného deliteľa. Táto podmienka sa dá dosiahnuť dvoma cestami:

- Pomocou riadenia kalibračného obvodu, ktorý zaručí generovanie M štartovacích impulzov konverzie pomocou slučky fázového závesu za dobu J periód.
- Interpoláciou zaregistrovaného priebehu a určením medziľahlých vzoriek [67].

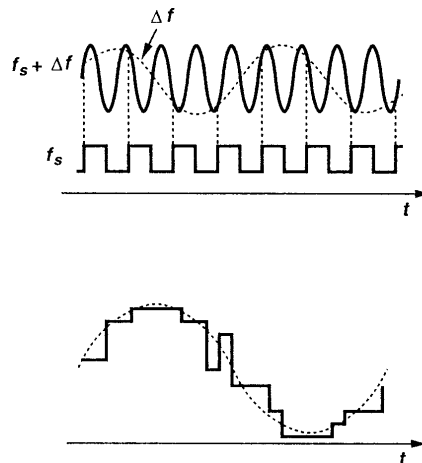
V niektorých prípadoch priebeh testovacieho signálu sa môže odobrať záznejovým princípom. Vstupná frekvencia f_{in} sa líši od vzorkovacej f_s o malý prídavok Δf . Dôsledkom toho okamih vzorkovania "putuje" pozdĺž sínusovky o relatívny časový posun

$$\Delta T = \frac{\Delta f}{f_{in}^2}, \quad (7.1.3)$$

a umožní to dobre rekonštruovať výstupnú odozvu AČP na harmonický vstup s vysokou presnosťou.

Metóda najlepšie preloženej sínusovky

Usporiadanie testera AČP je aj v tomto prípade analogické k predchádzajúcim dvom. (obr. 7.1.2). Priebeh testovacieho signálu sa môže odobrať počas jeho periódy alebo najčastejšie sa sníma tento tvar záznejovým princípom. Vstupná frekvencia f_{in} sa líši od vzorkovacej o malý prídavok Δf ($f_{in} = f_s + \Delta f$). Relatívny časový posun ΔT vytvárajúci z reálneho signálu záznejový prebeh je určený výrazom (7.1.3). Na rekonštruovanom priebehu (spojitý priebeh na spodnom obr.7.1.3) sa manifestujú poruchy monotónnosti a impulzné poruchy. Príčinami týchto chýb sú chýbajúce kódy, šum a hazardy v prevode AČP. Okrem náhodných chýb sa na jeho deformácii podieľajú systematické chyby predstavované nelinearitami a chybami ofsetu a zosilnenia. Hodnota ΔT je nastavená tak, aby sa dve následné vzorky nelíšili o viac ako jeden LSB (obr. 7.1.3). Aproximácia chybami ovplyvneného priebehu výstupných vzoriek harmonickým priebehom je zobrazená čarkovane v dolnej časti obr.7.1.3.



Obr. 7.1.3. Aproximácia testovaného priebehu najlepšie preloženou sinusovkou

Pre harmonický testovací signál AČP $x(t) = X_0 \cdot \sin 2\pi f_{in} t$, optimálna hodnota rozkmitu je zhodná s hodnotou plného rozsahu $2 \cdot X_0 = (2^N - 1) Q'$. Z hodnoty derivácie v mieste s najvyššou strmou $t=0$ možno určiť podmienku pre maximálnu hodnotu frekvencie.

$$\Delta T \cdot \left. \frac{dx}{dt} \right|_{t=0} = \Delta T \cdot 2\pi f_{in} X_0 \cos 2\pi f_{in} t \Big|_{t=0} = \frac{\Delta f 2\pi}{f_{in}} X_0 < Q' . \quad (7.1.4)$$

Odtiaľ pre maximálnu hodnotu frekvenčného posunu Δf vzorkovania voči frekvencii testovacieho priebehu f_{in} platí

$$\Delta f \leq \frac{f_{in}}{2\pi} \frac{2}{(2^N - 1)} . \quad (7.1.5)$$

Získané vzorky $k(l)$ sa následne vyhodnocujú ich aproximáciou harmonickým priebehom, ktorý možno rozložiť na súčet sínusovej a kosínusovej komponenty.

$$k(l) = K \cos(2\pi f_{in} \Delta T \cdot l + \Theta) + C = K_A \cos(2\pi f_{in} \Delta T \cdot l) + K_B \sin(2\pi f_{in} \Delta T \cdot l) + C . \quad (7.1.6)$$

Amplitúda tohto priebehu K , jej fázový posun Θ , ofset C sú určené z podmienky minima štvorca odchýliek za predpokladu známej hodnoty frekvencie. Výhodnejšie je túto podmienku riešiť pre parametre K_A , K_B a C a z nich určiť ostatné veličiny z rovníc

$$K = \sqrt{K_A^2 + K_B^2} , \quad \Theta = \tan^{-1} \left(-\frac{K_B}{K_A} \right) . \quad (7.1.7)$$

Hodnota štvorca odchýliek je určená výrazom

$$\varepsilon^2 = \sum_{l=1}^L \left[k(l) - (K_A \cos(2\pi f_{in} \Delta T \cdot l) + K_B \sin(2\pi f_{in} \Delta T \cdot l) + C) \right]^2 . \quad (7.1.8)$$

Minimalizáciou výrazu (7.1.8) sa určia parametre K_A , K_B , C (resp. amplitúdu K , jej fázový posun Θ a ofset C) najlepšie preloženéj sínusovky. Optimálne hodnoty parametrov sa získajú derivovaním výrazu (7.1.8) podľa týchto parametrov. To vedie k maticovej rovnici:

$$\begin{aligned} \frac{d\varepsilon^2}{dK_A} = 0 \\ \frac{d\varepsilon^2}{dK_B} = 0 \\ \frac{d\varepsilon^2}{dC} = 0 \end{aligned} \Rightarrow \begin{bmatrix} \sum_{l=1}^L \alpha^2(l) & \sum_{l=1}^L \alpha(l)\beta(l) & \sum_{l=1}^L \alpha(l) \\ \sum_{l=1}^L \alpha(l)\beta(l) & \sum_{l=1}^L \beta^2(l) & \sum_{l=1}^L \beta(l) \\ \sum_{l=1}^L \alpha(l) & \sum_{l=1}^L \beta(l) & L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} K_A \\ K_B \\ C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{l=1}^L \alpha(l)k(l) \\ \sum_{l=1}^L \beta(l)k(l) \\ \sum_{l=1}^L k(l) \end{bmatrix} , \quad (7.1.9)$$

$$\text{resp. } \mathbf{D} \cdot \begin{bmatrix} K_A \\ K_B \\ C \end{bmatrix} = \mathbf{R}$$

kde výrazy $\alpha(l)$ $\beta(l)$ sú

$$\begin{aligned}\alpha(l) &= \cos(2\pi f_{in} \Delta T \cdot l) \\ \beta(l) &= \sin(2\pi f_{in} \Delta T \cdot l)\end{aligned}\quad (7.1.10)$$

Hodnoty parametrov najlepšie preloženej sínusovky sú určené inverzným maticovým súčinom

$$\begin{bmatrix} K_A \\ K_B \\ C \end{bmatrix} = \mathbf{D}^{-1} \cdot \mathbf{R} = \mathbf{H} . \quad (7.1.11)$$

Presnejšiu náhradu meraného priebehu možno dosiahnuť štvorparametrickou aproximáciou najlepšie preloženej sínusovky. V jej prípade neznámou je aj frekvencia najlepšie preloženej sínusovky $\omega_{in} = 2\pi f_{in}$. Optimálne hodnoty parametrov K_A , K_B , C a ω_{in} možno určiť pomocou iteračného algoritmu ktorým sa minimalizuje suma štvorcov výrazu (7.1.8) pre j -tú iteráciu v nasledujúcich krokoch:

- 1) Nastaviť index iterácie $j=0$. Uskutočniť prvý odhad uhlovej frekvencie zo zaznamenaných údajov pomocou FFT alebo určením bodu kedy registrovaný priebeh prechádza prvýkrát nulou.
- 2) Inkrementovať $j=j+1$.
- 3) Aktualizovať uhlovú frekvenciu pomocou vzťahu ${}^j\omega_{in} = {}^{j-1}\omega_{in} + {}^{j-1}\Delta\omega_{in}$ kde ${}^{j-1}\Delta\omega_{in} = 0$ pre $j = 1$.
- 4) Zostaviť nasledujúce matice:

$$\mathbf{k} = \begin{bmatrix} k(1) \\ k(2) \\ \bullet \\ \bullet \\ k(L) \end{bmatrix}$$

$${}^j\mathbf{D} = \begin{bmatrix} \cos({}^j\omega_{in}\Delta T) & \sin({}^j\omega_{in}\Delta T) & 1 & -{}^{j-1}K_A 1\Delta T \sin({}^j\omega_{in}L\Delta T) + {}^{j-1}K_B 1\Delta T \cos({}^j\omega_{in}L\Delta T) \\ \cos({}^j\omega_{in}2\Delta T) & \sin({}^j\omega_{in}2\Delta T) & 1 & -{}^{j-1}K_A 2\Delta T \sin({}^j\omega_{in}2\Delta T) + {}^{j-1}K_B 2\Delta T \cos({}^j\omega_{in}2\Delta T) \\ \bullet & \bullet & \bullet & \bullet \\ \bullet & \bullet & \bullet & \bullet \\ \cos({}^j\omega_{in}L\Delta T) & \sin({}^j\omega_{in}L\Delta T) & 1 & -{}^{j-1}K_A L\Delta T \sin({}^j\omega_{in}L\Delta T) + {}^{j-1}K_B L\Delta T \cos({}^j\omega_{in}L\Delta T) \end{bmatrix} \quad (7.1.13)$$

$${}^j\mathbf{H} = \begin{bmatrix} {}^jK_A \\ {}^jK_B \\ {}^jC \\ {}^j\Delta\omega_n \end{bmatrix}.$$

- 5) Odhad parametrov vyhovujúci podmienke minima výrazu (7.1.8) pre túto iteráciu možno vypočítať z maticovej rovnice

$${}^j\mathbf{H} = ({}^j\mathbf{D}^T {}^j\mathbf{D})^{-1} ({}^j\mathbf{D}^T \mathbf{k}). \quad (7.1.14)$$

- 6) Iterácie hodnoty uhlovej frekvencie ω_n uskutočniť opakovaním krokov 2 až 5 dokedy zmeny parametrov budú minimálne. Mierou naplnenia podmienky je pokles modulu rozdielu vektorov $|{}^j\mathbf{H}^{j-1}\mathbf{H}| \leq \sigma$ pod stanovenú chybu σ .

Aproximovaná najlepšie odhadnutou sínusovkou umožní jednoducho určiť chybu zosilnenia a chybu offsetu. Ostatné chybové parametre prevodovej charakteristiky AČP (integrálna a diferenciálna nelinearita) sa určujú pomerne ťažko. Porovnanie oboch priebehov dáva chybu vyjadrenú odchýlkami výstupných veličín. Umožní vypočítať skutočný výkon kvantizačného šumu E_{kv}^2 a pomocou toho zistiť veľmi dôležitý parameter AČP – počet efektívnych bitov ENOB (2.2.7). Výraz (7.1.8) umožňuje určiť skutočnú hodnotu výkonu kvantizačného šumu ako $E_{kv}^2 = \varepsilon^2/M$. Jeho ideálna hodnota je $E_{id}^2 = Q^{12}/12$. Najlepšie preložená sínusovka okrem toho, že umožní určiť počet efektívnych bitov sa využije aj v ďalšej metóde testovania, ktorou je štatistické hodnotenie histogramov.

Testovanie histogramom

Metóda vyšetovania histogramom vyhodnocuje štatistické vlastnosti súboru predstavovaného vzorkami z výstupu AČP získaných vo fáze testovania. Z nich potom vytvorí histogram početností jednotlivých možných kódov. Vodorovná os je rozdelená na rovnomerné intervaly, každý pripadajúci jednému možnému číslicovému kódu k . Výška histogramu tohto intervalu je úmerná počtu vzoriek $P(k)$ s príslušnou hodnotou kódu k v celom súbore. Ak sa vzorky vyhodnocujú v reálnom čase po príchode vzorky s hodnotou k sa obsah početnosti v príslušnom kanále inkrementuje $P(k)=P(k)+1$.

Testovanie je založené na vyšetovaní distribučnej funkcie registrovaných výstupných údajov testovaného AČP po prevedení kalibračného napätia harmonického alebo trojuholníkového priebehu. Pravdepodobnosť výskytu každého kódového binu k je úmerná dobe $\tau(k)$ po ktorú kalibračné napätie zotrváva v napäťovom intervale odpovedajúcom príslušnému kódu (obr. 7.1.4). Hodnota relatívnej početnosti histogramu $p(k)$ je určená pomerom

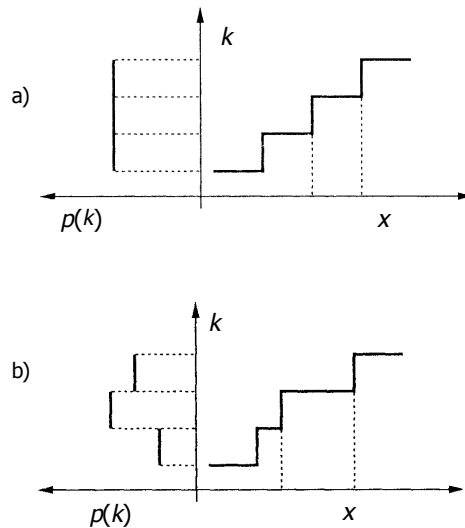
$$p(k) = \frac{\tau(k)}{T} = \lim_{L \rightarrow \infty} \frac{P(k)}{P}. \quad (7.1.15)$$

Doba T predstavuje periódu testovacieho signálu. Pomer $P(k)/P$ určuje relatívnu početnosť pre konečný výber rozsahu P . Priebeh histogramu pre trojuholníkové kalibračné napätie je rovnomerná funkcia. Pre prípad harmonického napätia $x(t)=X_0 \cdot \sin 2\pi f_{in} t$ je predstavované sedlovou funkciou. Okamih prekročenia kvantizačnej úrovne $T(k)$ testovacieho priebehu $x(t)$ je určený výrazom

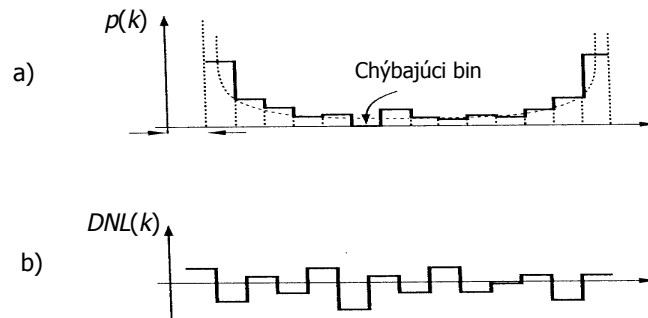
$$t(k) = \frac{1}{2\pi f_{in}} \arcsin \frac{T(k)}{X_0}. \quad (7.1.16)$$

Okamih začiatku výskytu kódu k je určený za predpokladu, že AČP je ideálny a počet registrovaných údajov je dostatočne vysoký. Vyšetrovaná pravdepodobnosť $p(k)$ je rovná pomeru doby trvania testovacieho priebehu $\tau(k)=t(k)-t(k+1)$ medzi dvom kvantizačnými úrovňami $T(k)$ a $T(k+1)$ ku perióde testovacieho signálu $T_{in}=1/f_{in}$

$$p(k) = \frac{1}{2\pi} \left[\arcsin \frac{T(k+1)}{X_0} - \arcsin \frac{T(k)}{X_0} \right] \cong \frac{W(k)}{2\pi} \arcsin \left[\frac{T(k+1)+T(k)}{2X_0} \right]. \quad (7.1.17)$$



Obr. 7.1.4. Vplyv nerovnomernej šírky kódového binu $W(k)$ na početnosť $p(k)$ výskytu kódu k v histograme pre pilovitý testovací priebeh. a.) Priebeh histogramu pre ideálny AČP. b.) Priebeh histogramu pre AČP s nerovnomernou šírkou kódového binu $W(k)$ vyjadreného diferenciálnou nelinearitou $DNL(k)$



Obr. 7.1.5. Výstupný histogram po testovaní AČP harmonickým priebehom. a.) Priebeh histogramu pre ideálny (čiarkovane) a skutočný AČP (plná čiara). b.) Vypočítaný priebeh diferenciálnej nelinearity pomocou vzťahu (7.1.17).

Aproximácia vo výraze (7.1.17) je zaťažená menšou nepresnosťou v prípade prevodníkov s vysokým rozlíšením, malou šírkou napätového intervalu $W(k)$. Sínusový priebeh vykazuje najvyššiu strmosť v okolí nuly a tým aj trvanie kalibračného napätia v napätovom intervale je minimálne. Prejaví sa to sedlovou časťou histogramu. Ideálna hodnota pravdepodobnosti je určená z výrazu (7.1.17) pre hodnotu $W(k)$ rovnú strednej šírke kódového binu Q' .

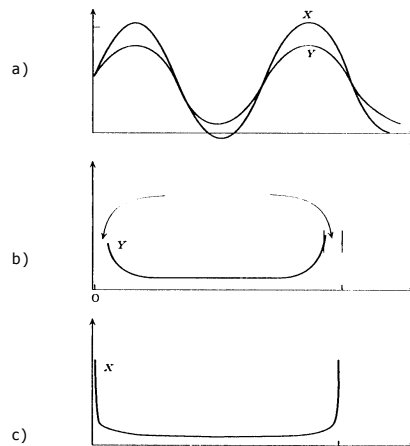
Každá odchýlka v rovnomernosti napätového intervalu sa prejaví v zmene tvaru histogramu získaného z výstupných vzoriek testovaného AČP. Relatívna odchýlka reálne meranej pravdepodobnosti $p_{\text{real}}(k)$ od jej ideálnej hodnoty $p_{\text{id}}(k)$ určuje diferenciálnu nelinearitu príslušného kódu podľa vzťahu

$$DNL(k) = \frac{p_{\text{real}}(k) - p_{\text{id}}(k)}{p_{\text{id}}(k)}. \quad (7.1.18)$$

Ostatné parametre ako integrálna nelinearita $INL(k)$ a kvantizačné úrovne $T(k)$ možno určiť prepočtom pomocou vzťahov (3.4.7), (3.4.9). Prednosťou harmonického kalibračného napätia voči trojuholníkovému priebehu je, že aj za cenu komplikovanejšieho priebehu histogramu sa harmonický kalibračný priebeh požadovanej presnosti generuje jednoducho.

Voľba amplitúdy X_0 musí odpovedať meraciemu rozsahu testovaného AČP. Nedostatočné využitie rozsahu FSR testovaného AČP vylučuje možnosť určenia diferenciálnej nelinearity pre kódové biny mimo intervalu $(k_{\text{min}}, k_{\text{max}})$ kde $k_{\text{max}} = X_0/Q' \equiv -k_{\text{min}}$. Tiež údaje pre $DNL(k_{\text{min}})$ a $DNL(k_{\text{max}})$ v krajných polohách majú neistotu ovplyvnenú kolísaním amplitúdy v rozsahu šírky krajného kódového binu. Voľba amplitúdy X_0 väčšej ako vstupný rozsah AČP, spôsobí chyby pri určení DNL pre krajné kódové biny. (obr. 7.1.6. a.), obr. 7.1.6. b.)).

Počas testovania AČP histogramom musí byť zabezpečený aj zber údajov po dobu celistvého násobku periód vstupného signálu. Tým sa vylúči zvýhodnenie niektorých kódových intervalov, ktoré sú častejšie testované. Ďalším zdrojom systematickej chyby tejto testovacej metódy môže byť nestabilita ekvidistantných okamihov spúšťania AČ prevodu (jitter). Ten môže byť zapríčinený počítačom riadiacim proces prevodu spôsobený tým, že počet strojových cyklov vykonania operácií medzi dvomi následnými vzorkami (rôzna adresácia miesta uloženia vzorky) sa môže vzájomne líšiť. AČP musí byť spúšťaný z nezávislého oscilátora a registrované údaje pre potreby synchronizácie s počítačom sú odkladané do vyrovnávacej pamäte.



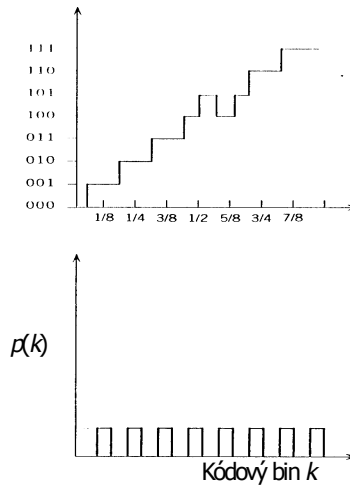
Obr. 7.1.6 Výsledné histogramy v prípadoch keď amplitúdy testovacieho priebehu sa líšia od vstupného rozsahu AČP

V prípade testovania histogramom s malou amplitúdou testovacieho signálu X_0 , ako ukazuje obr. 7.1.6.a.), kódy na okraji rozsahu AČP ostanú vynechané. Na obrázku obr. 7.1.6. b.) je ukázaná obrátená situácia, kedy dôsledkom amplitúdy X_0 presahujúcej rozsah AČP pravdepodobnosť na okrajových kódových binoch nemôže slúžiť k výpočtu metrologických parametrov AČP.

Chyba monotónnosti prevodovej charakteristiky vyšetřovaného AČP je na obr. 7.1.7. Maskovanie tejto chyby metódou testovania histogramov je ukázané na výslednom priebehu histogramu. Výskytovosť jednotlivých kódových binov vo výstupnom toku číslicových údajov zostáva rovnomerná.

Podobný maskovací efekt na testovania parametrov AČP metódou histogramov spôsobuje aj vysoká úroveň šumu a hazardy v procese AČ prevodu. Spomenuté zdroje náhodného signálu zrovnomerňujú pravdepodobnosť $p(k)$ výskytu jednotlivých kódov k tým, že rozmažú detaily

histogramu zapríčinené nerovnomernosťou diferenciálnej nelinearity AČP (vid'.kap.7.2 a vzťah (7.2.10)). Vyhladenie detailov predstavuje známy efekt ditheringu vstupného signálu, ktorý sa používa v prípadoch kedy sa aditívnym šumom s rovnomerným rozložením privedeným na vstup potláča nerovnomernosť prevodovej charakteristiky.



Obr. 7.1.7. Maskovací efekt testovania AČP metódou histogramov

Testovanie FFT procedúrou

Testovacie metódy najčastejšie používané výrobcami rýchlych AČP spočívajú na spektrálnej analýze. Tieto typy metód poskytujú vyjadrenie chýb vo frekvenčnej oblasti. V ideálnom prípade po privedení kalibračného napätia harmonického signálu je výstupné spektrum čiarové na mieste nosnej frekvencie doprevádzané šumovým pozadím s rovnomerným rozložením predstavujúcim kvantizačný šum.

Každá nelinearita v AČP predstavovaná najčastejšie nerovnomernosťou v registrovaných číslicových údajoch, spôsobí vznik vyšších frekvenčných zložiek. Amplitúda kalibračného napätia nesmie prekročiť rozsah vstupných napätí, lebo aj efekt amplitúdového obmedzenia spôsobí vznik vyšších harmonických.

Viacero testovacích metód požaduje frekvenčnú transformáciu zaznamenaných dát použitím diskretnej Fourierovej transformácie (DFT). Ak počet vzoriek M v dátovom zázname je mocninou dvoch, potom je možné použiť algoritmus rýchlej Fourierovej transformácie (FFT). Dátové záznamy často obsahujú sínusový vstupný signál, harmonické zložky, intermodulačné produkty a iné parazitné zložky, ktorých odmeranie je nutné na určenie charakteristiky AČP. Keď dátový záznam nezahŕňa celočíselný počet úplných periód každej

vstupnej sínusovky spektrum z dátového záznamu získané pomocou DFT resp. FFT bude obsahovať spektrálne zložky aj na frekvenciách iných než tých, ktoré zodpovedajú každej vstupnej frekvencii. Tento jav sa nazýva „rozmazávanie“ (angl. leakage effect) a nežiadúce zložky často maskujú rušivé signály produkované prevodníkom. K správne charakterizovaniu AČP musí byť tento efekt minimalizovaný a to vhodnou voľbou vstupnej frekvencie f_{opt} vztiahnutej ku vzorkovacej frekvencii AČP. Je vhodné používať zdroje signálu vyznačujúce sa nízkym šumom a vysokou presnosťou signálu.

Voľbou koherentnej vstupnej frekvencie f_{opt} a vzorkovacej frekvencie f_s sa získa čiarové frekvenčné spektrum, ktoré bude obsahovať čisté zložky odpovedajúce vstupnej frekvencii, zložky nelineárneho skreslenia generované AČP, zložky šumu a parazitných signálov. Voľba koherentnej frekvencie vstupného sínusového signálu je opísaná v úvode (7.1.2), pričom v ideálnom prípade musia byť splnené dve nasledujúce podmienky:

- celistvý počet periód J v dátovom zázname,
- čísla J a M nesmú mať spoločného deliteľa.

V praxi je však koherentné vzorkovanie často ťažko dosiahnuteľné pretože generátory neumožňujú dostatočne presné nastavenie vypočítaných hodnôt frekvencií. Z týchto dôvodov sa využíva väčšinou nekoherentné vzorkovanie. Aplikáciou DFT alebo FFT získame spektrum s efektom rozmazávania, ktorý sa v spektre prejaví ako rozšírenie alebo rozmazanie spektrálnych zložiek odpovedajúcich vstupnému signálu a niektorým produktom harmonického skreslenia. Následkom toho je zmena veľkosti amplitúd odhadovaných zložiek. Roztiahnutie veľkých spektrálnych zložiek spôsobí zatemnenie malých spektrálnych zložiek. Pri aplikácii nekoherentných frekvencií je nutné použitie oknových funkcií na redukciu efektu rozmazávania. Tieto účinky sú zmenšované vynásobením vzoriek oknovej funkcie $w(i)$ a vzoriek v časovej oblasti $k(i)$. Násobenie oknovou funkciou je rovnocenné ku konvolúcii Fourierovo transformovanej postupnosti $k(i)$ a $w(i)$ vo frekvenčnej oblasti. Výber oknovej funkcie $w(i)$ aplikovaného na postupnosti je heuristický. Aj keď oknové funkcie produkujú malé postranné laloky vo frekvenčnej oblasti a tak dávajú väčšinou postačujúce výsledky. Najčastejšie používaná oknová funkcia je Hannová. Empirickým pravidlom je zvoliť si oknovú funkciu vytvárajúcu postranné laloky pri najmenšom 10 dB pod úrovňou menovitého šumu AČP, ktorá je určená presnosťou AČP, počtom vzoriek a ekvivalentnou šírkou pásma šumu oknovej funkcie.

$$\text{Noise Floor (dBFS)} = 6.02N + 1.76 + 10 \log_{10} \left(\frac{M}{2 \cdot ENBW} \right), \quad (7.1.19)$$

kde M sa rovná dĺžke okna vo vzorkách a N sa rovná počtu bitov AČP. Ekvivalentná šírka pásma šumu $ENBW$ oknovej funkcie je priemer oknových koeficientov umocnených na druhú a delený druhou mocninou priemeru oknových koeficientov.

$$ENBW = \frac{M \sum_{i=0}^{M-1} w^2(i)}{\left(\sum_{i=0}^{M-1} w(i) \right)^2}, \quad (7.1.20)$$

i je index oknových koeficientov a $w(i)$ sú oknové koeficienty.

Výsledkom testu FFT procedúrou býva určenie parametrov určujúcich skreslenie AČP predstavovaných THD a $SINAD$. Na odhad celkového harmonického skreslenia sa používa testovacie zapojenie znázornené na obr. 7.1.2. Testovacím signálom je neskreslená sínusovka s frekvenciou f_{opt} a amplitúdou X_0 blížiacou sa plnému rozsahu prevodníka. Hodnota frekvencie f_{opt} pre koherentné vzorkovanie je určená vzťahom (7.1.2). Z výstupu AČP sa naberie L_{zaz} dátových záznamov, každý o M vzorkách pri vzorkovacej frekvencii f_s . Pre každý záznam sa vypočíta spektrum pomocou FFT, ktorého výsledkom budú frekvenčné zložky vyjadrené efektívnou hodnotou $K_{ef}(m, f_{opt})$ určené z l -tého záznamu výstupného priebehu. Spektrá určené pre celkový počet L_{zaz} záznamov sa spriemernia, čím sa zvýrazia stabilné harmonické zložky a potlačia sa náhodné zložky generované vplyvom šumu. Spriemernenie sa vykoná pomocou vzťahu:

$${}^{av}K_{ef}(f_m) = \sqrt{\frac{1}{L_{zaz}} \sum_{l=1}^{L_{zaz}} ({}^lK_{ef}(m, f_{opt}))^2}, \quad m = 0, 1, 2, \dots, M-1. \quad (7.1.21)$$

Z výsledného spriemerneného spektra sa vyberú zložky odpovedajúce základnej a vyšším harmonickým zložkám vstupného sínusového signálu a použijú sa na výpočet celkového harmonického skreslenia. Presná definícia a vzťahy určujúce THD a $SINAD$ podľa vzťahov (3.4.12) a (3.4.13).

Záverom možno skonštatovať, že použitie spoločného oscilátora pre fázové naviazanie zdroja signálu a zdroja hodín prevodníka vyznačujúcich sa nízkym fázovým šumom spolu s rozvážnym výberom frekvencií vstupného signálu, bude znižovať efekt rozmazávania v spektre. V praxi, však nastávajú prípady kedy to nebude možné splniť. Pre tieto prípady, aplikovaním určitej oknovej funkcie na dátový záznam a následným DFT sa získa spektrum, kde bude efekt rozmazávania významne znížený. Základné a niektoré parazitné zložky produkované AČP sa stanú v tomto spektre jednoznačne pozorovateľné.

7.2. ZRÝCHLENÉ METÓDY TESTOVANIA AČP

Metódy uvádzané v predchádzajúcej časti umožňujú určiť vybrané metrologické parametre AČP. Všeobecne známym nedostatkom je značná časová náročnosť štandardizovaného postupu. Pri dynamickom testovaní najrýchlejšou z metód, vyšetrením histogramu, je potrebné pre dostatočnú štatistiku v každom kódovom bine zaregistrovať cca $P(k)=10000$ vzoriek. Kombinovaná neistota typu B s akou bude určená v tomto prípade diferenciálna

nelinearita sa rovná $\delta_{P(k)} = 1/P(k) \approx 1\%$. Za týchto predpokladov celkový počet vzoriek potrebných pre vyhodnotenie histogramu bude $P=40.10^6$. Pri strednej hodnote vzorkovacej frekvencie 10 kHz to odpovedá dobe merania viac ako 1 hodina. Druhým vážnym obmedzením je potreba generátora kalibrovaného striedavého signálu želaného tvaru so skreslením pod úrovňou vyšetrovanej integrálnej nelinearity. Odmenou za časovú a prístrojovú náročnosť je skutočnosť, že poskytuje údaje o nelinearitách na všetkých kódových binoch. Ako bolo ukázané v časti o modeloch, pre väčšinu kódových binov sú ale tieto odchýlky pod hladinou významnosti.

V prípade aproximačných AČP najväčší prejav diferenciálnej nelinearity možno zaznamenať pre kódové biny, keď dochádza k zmene bitov s vyšším významom. Integračné majú zas najvyššiu odchýlku $INL(k)$ blízko stredu rozsahu vstupného signálu.

Na základe spomenutého sa ukazujú mimoriadne výhodné zrýchlené metódy testovania systematických chýb. Základnou ideou je postup analogicky tomu aký využíva skúsený operátor meracieho prístroja. Ten zo znalosti vlastností používaného meracieho prístroja – zo znalosti jeho chybového modelu - zvolí najvhodnejšie body rozsahu pre potreby kontrolnej kalibrácie. Obdobne je tomu v prípade AČP, kde pri kalibrácii sú vybrané tie body na stupnici, ktoré dávajú najlepší obraz o momentálnom stave funkcie $INL(k)$ a $DNL(k)$ aj pre iné body úplného rozsahu. Na základe týchto kontrolných meraní a zo znalosti chybového modelu je odhadnutý priebeh $INL(k)$ a $DNL(k)$ aj pre výsledky meraní v iných bodoch. Skrátené metódy autokalibrácie sú preto založené na dvoch východiskách. Prvým je znalosť chybového modelu príslušného typu digitalizátora spolu s analógovou časťou bloku spracovania signálu. Druhým východiskom je znalosť hodnôt určujúcich údajov o výslednej chybovej funkcii. Tieto údaje sú zistené z výsledkov meraní vhodného testovacieho priebehu a aproximácii chybovej funkcie vo fáze kalibrácie. Výber vhodného typu kalibračného priebehu, určuje použiteľnosť navrhutej metódy. Získaný aproximovaný priebeh chybovej funkcie musí umožňovať číslicovými metódami dosiahnuť signifikantný korekčný údaj, ktorého veľkosť môže byť menšia ako jeden .

Zo znalosti hodnôt $INL(k_i)$ alebo $DNL(k_i)$ vo významných bodoch k_i nastupuje fáza identifikácie parametrov chybového modelu. Tento model závisí od architektúry AČP podľa záverov uvedených v Kap. 4. Nakoľko je potrebná znalosť $INL(k_i)$ alebo $DNL(k_i)$ v niektorých bodoch rozsahu vstupného signálu, statické metódy zisťovania skutočných hodnôt kvantizačných úrovní $T_{real}(k)$ predstavujú prvú možnosť. Okrem tejto možnosti autor vo svojich prácach modifikoval metódu vyšetrovania histogramu získaného vzorkovaním trojuholníkového napätia s malým rozkmitom, ktorý prekrýva vyšetrovanú kvantizačnú úroveň $T_{real}(k)$. Táto metóda predstavuje vyšetovanie statických parametrov premenným signálom s malým rozkmitom. Okrem tohto spôsobu identifikácie parametrov chybového modelu autor v niekoľkých prácach vyšetroval možnosť identifikácie parametrov chybových modelov pomocou FFT a pomocou časového rozkladu pílomitého priebehu.

Testovanie trojuholníkovým priebehom s obmedzeným rozkmitom

Pre integračné AČP spolu s analógovou časťou obvodu prvotného spracovania signálu možno prenosovú charakteristiku s dostatočnou presnosťou charakterizovať polynómom druhého alebo tretieho stupňa. Koeficienty polynómu možno identifikovať metódami aproximácie z ktorých za najosvedčenejšie z hľadiska produktu (presnosť x časová náročnosť) možno považovať:

- Určenie koeficientov polynómu metódou najmenších štvorcov.
- Lagrangeovú interpoláciu
- Splajnovú interpoláciu

Prvá z metód je časovo náročná, druhá môže byť zaťažená svojim známym nedostatkom - osciláciami priebehu medzi interpolačnými uzlami. Tento nedostatok sa dá potlačiť správnou voľbou interpolačných uzlov. V poslednej dobe sa ukazuje splajnova aproximácia ako výpočtovo menej náročná pri dostatočnej presnosti.

Koeficienty $A_0, A_1, A_2, \dots, A_q$ sa určujú z meraním zistených hodnôt integrálnych nelinearit v vybraných bodoch chybového modelu v kódovej oblasti vhodnou aproximáciou. Aproximácia využíva niektorú z hore spomenutých metód.

Aproximácia, ktorá zahŕňa pri určení koeficientov podmienku najlepšieho odhadu v zmysle minima kvadrátov odchýliek vychádza z podmienky minima kvadrátu odchýliek modelovaného priebehu $INL_m(k)$ polynómu a údajmi $INL(k_i)$ vo vybraných bodoch

$$\varepsilon^2 = \sum_{i=1}^M \left[\sum_{j=0}^q A_j k_i^j - INL(k_i) \right]^2 = \min. \quad (7.2.1)$$

Dôsledok podmienky vedie na známu sústavu $(q+1)$ lineárnych rovníc pre určenie A_j pre $j=0,1,2,\dots,q$.

$$\frac{\partial \varepsilon^2}{\partial A_j} = -2 \sum_{i=1}^M \left[\sum_{j=0}^q A_j k_i^j - INL(k_i) \right] k_i^j = 0. \quad (7.2.2)$$

Druhým parametrom, ktorý má byť identifikovaný je rád aproximačného polynómu q . Rád polynómu určuje aj minimálny počet bodov v ktorých má byť meraním zistená integrálna nelinearita $INL(k)$. Tento počet bodov n_A musí vyhovovať nerovnosti $n_A \geq q+1$. Zvyšovaním rádu polynómu rastie aj potreba minimálneho počtu údajov o nepresnosti. Optimálny rád q polynómu sa odhadne pomocou kritéria posudzovania dvoch následných modelovaných priebehov integrálnych nelinearit. Tvarové odchýlky dvoch následných aproximácií sa dajú určiť obdobne pomocou kritéria stredne kvadratickej odchýlky dvoch následných iterácií chybových priebehov.

$$\sigma(j) = \sqrt{\frac{1}{2^N} \sum_0^{2^N-1} ({}^j INL_m(k) - {}^{(j-1)} INL_m(k))^2}. \quad (7.2.3)$$

Presnosť aproximácie možno tiež zvyšovať nárastom počtu bodov získaných testovaním. Podobne zníženie zlepšenia kritériálnej funkcie je znakom, že ďalšie zvyšovanie počtu testovaných bodov chybovej funkcie už nezvyšuje presnosť jej odhadu.

Chybový model aproximačného AČP je najlepšie charakterizovaný priebehom diferenciálnej nelinearity s modelovými hodnotami podľa tab. 3.1.1. Hodnoty diferenciálnej nelinearity $DNL(k)$ pre bity s vyššou váhou sú bližšie k ich modelovaným hodnotám. Pre nižšie bity výstupného kódu sa na hodnote $DNL(k)$ sa viac prejavuje príspevok náhodných neistôt a neistôt merania. Tieto nadobúdajú prevahu nad deterministicky podmieneným prejavom ich priebehu – obvodovo podmienenými zákonitosťami. Modelovaná hodnota $DNL_m(k)$ je určená spriemernením meraní v odpovedajúcich kódových binoch podľa tab. 6.1.1. Počet hodnôt diferenciálnej nelinearity, ktoré sa nahradia modelovanými závisí od smerodajnej odchýlky meraných údajov pre príslušné výstupné kódy. Najjednoduchším kritériom je údaj smerodajnej odchýlky $\sigma(i)$ meraných údajov pre príslušné kódové biny od modelovaných. Ak smerodajná odchýlka začne prevyšovať hodnotu meranej $DNL(k)$ náhrada modelovaným priebehom stráca význam. Počnúc týmto bitom výstupného kódu možno obvykle priebeh $DNL(k)$ zanedbať.

$$\sigma(i) = \sqrt{\frac{1}{(2^{N-i} - 1)} \sum_{j=1}^{(2^{N-i} - 1)} (DNL(j2^i + 2^{i-1}) - DNL_m(i))^2} \quad (7.2.4)$$

$$\text{kde } DNL_m(i) = \frac{1}{(2^{N-i} - 1)} \sum_{j=1}^{(2^{N-i} - 1)} DNL(j2^i + 2^{i-1})$$

Spomenutá nerovnosť hovorí o prevahe podielu náhodných zdrojov neistôt nad deterministickými. Pre tento prípad modelovanie explicitne vyjadrenou zákonitosťou stráca svoj význam.

Pre paralelný AČP experimentálne údaje $DNL(k)$ môžu vykazovať periodicitu jednak vnútornými zákonitosťami v zdroji referenčného napätia alebo opakovaním replík diferenciálnych neistôt AČP v priamej vetve a spätnoväzobného ČAP. Optimálna hodnota periodicity λ_k s akou sa významné hodnoty $DNL(k)$ opakujú je určená pre maximálnu hodnotu korelačnej funkcie $R(\lambda_k)$, medzi nameranými hodnotami diferenciálnych nelinearit $DNL(k)$ s odstupom vyjadreným počtom kódových binov λ_k .

$$R(\lambda_k) = \sqrt{\frac{1}{K_{\max}} \sum_{k=0}^{K_{\max}} DNL(k) DNL(k + \lambda_k)} \quad (7.2.5)$$

Pre optimálnu hodnotu λ_k modelovaná hodnota $DNL_m(k)$ je určená priemerom $DNL(k)$ pre tie kódové biny, ktoré sa vyskytujú s príslušnou periódou.

$$DNL_m(k_s) = \frac{\sum_{j=0}^{(2^N / \lambda_k - 1)} DNL(j \cdot \lambda_k + k_s)}{2^N} \cdot \lambda_k \quad (7.2.6)$$

kde $k=k_s, k_s+\lambda_k, \dots, k_s+j\lambda_k, k_s+(2^N-\lambda_k)$. a $k_s=0,1,2,\dots,(\lambda_k-1)$. Pre výpočet modelovanej hodnoty môžu byť spriemerené údaje $DNL(k)$ len pre menší počet vybraných kódových binov s rovnakou hodnotou k_s .

Pri druhej metóde aproximácie spojitého priebehu nelinearity chybového modelu z údajov vo vybraných bodoch sa využíva Lagrangeov polynóm.

$$\begin{aligned}
 INL(k) = & \frac{(k-k_2)(k-k_3)(k-k_4)}{(k_1-k_2)(k_1-k_3)(k_1-k_4)} \cdot INL(k_1) + \frac{(k-k_1)(k-k_3)(k-k_4)}{(k_2-k_1)(k_2-k_3)(k_2-k_4)} \cdot INL(k_2) + \\
 & + \frac{(k-k_1)(k-k_2)(k-k_4)}{(k_3-k_1)(k_3-k_2)(k_3-k_4)} \cdot INL(k_3) + \frac{(k-k_1)(k-k_2)(k-k_3)}{(k_4-k_1)(k_4-k_2)(k_4-k_3)} \cdot INL(k_4) = \sum_{i=0}^3 A_i k^i
 \end{aligned}
 \tag{7.2.7}$$

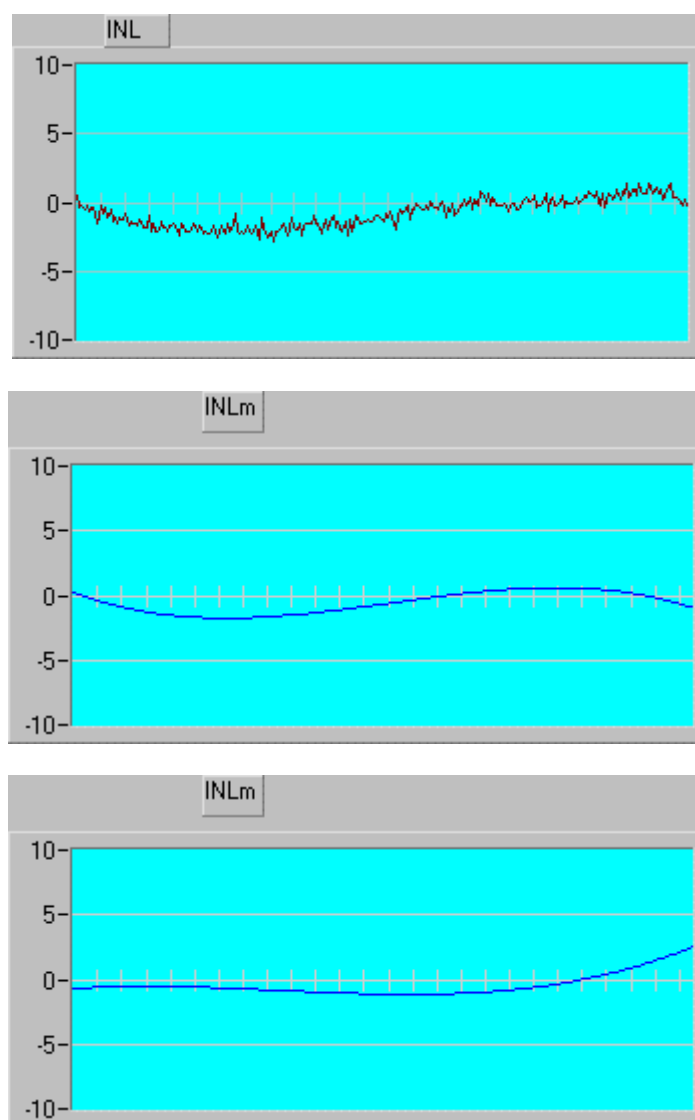
kde hodnoty $INL(k_1), INL(k_2), INL(k_3)$ sú experimentálne zistené hodnoty integrálnej nelinearity v bodoch prevodovej charakteristiky odpovedajúcich kódovým binom k_1, k_2, k_3 . Hodnoty odchýlok $INL(k_i)$ budú určené pomocou vstupného signálu s úzkopásmovým obdĺžnikovým rozložením pre každú hodnotu k_i s presnými hodnotami dolného U_{li} a horného napätia U_{hi} rozloženia. Napätia kódového prechodu vyšetřovaného kódu $T(k_i)$ reálneho a ideálneho AČP sa musí nachádzať v tomto intervale napätí (obr. 7.2.2).

Na obr. 7.2.1 možno vidieť nedostatok Lagrangeovej interpolácie založenej na citlivosti výberu uzlového bodu interpolácie. Ak meranie $INL(k_i)$ pre kódový bin k_i je zaťažená neistotou táto sa prenesie do interpolovaného priebehu. Algoritmus Lagrangeovej interpolácie neobsahuje v sebe hľadanie priebehu najlepšie prekladajúceho viacero bodov charakteristiky $INL(k)$ – optimálny odhad. Tento nedostatok možno potlačiť ak $INL(k_i)$ je nahradené jeho strednou hodnotou v okne zvolenej dĺžky $(2L+1)$ v okolí kódu k_i .

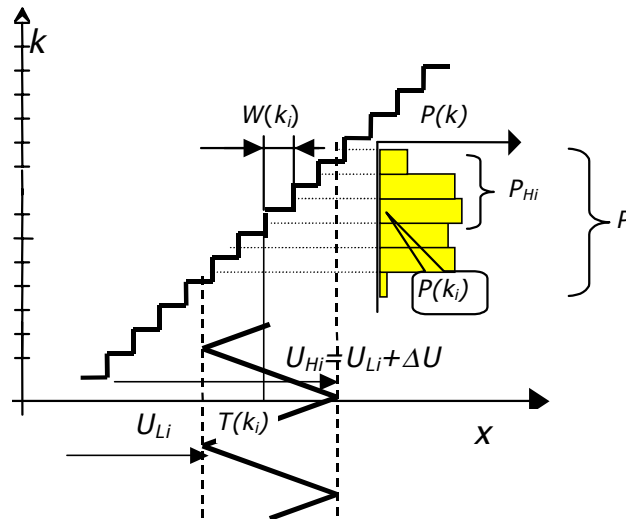
$$\overline{INL(k_i)} = \frac{1}{2L+1} \sum_{i=-L}^{i=L} INL(i+k_i).
 \tag{7.2.8}$$

V spomenutých postupoch identifikácie parametrov modelov AČP je potrebné ešte určiť hodnoty integrálnej nelinearity vo vybraných bodoch rozsahu AČP: Presnosť parametrov kalibračného napätia musí byť v oboch prípadoch súmeriteľná s predpokladanou presnosťou chybového modelu meracieho reťazca po odstránení hlavných zdrojov neistôt. Obdobne ku štandardizovaným metódam testovania AČP spomenutým v úvode je možné hodnoty $INL(k_i)$ v uzloch k_i určiť statickými a dynamickými metódami.

Použitie dynamických kalibračných metód naráža na obmedzenie v podobe nárokov na generátor definovaného priebehu (harmonického, trojuholníkového) s malým skreslením. Neistota s akou je generovaný testovací priebeh musí byť pod hranicou meranej hodnoty INL. Pri statickej testovacej metóde obmedzením sú nároky na neistotu predstaviteľného zdroja kalibračného napätia. Spojením oboch princípov sa dajú tieto úskalia potlačiť. Generátor pílovitého priebehu s malým rozkmitom vymedzeným dvoma zdrojmi referenčného jednosmerného napätia zabezpečí presné určenie dvoch napätí signálu a vďaka malému rozkmitu aj uspokojivú linearitu priebehu [32],[65].



Obr.7.2.1. Lagrangeová interpolácie experimentálne zisteného priebehu $INL(k)$ AČP typu ICL 7109



Obr.7.2.2. Princíp testovania napätí kódových prechodov a integrálnej nelinearity trojuholníkovým priebehom s obmedzeným rozkmitom

Kalibračný signál s rovnomerným rozložením je vytvorený ekvidistančným vzorkovaním trojuholníkového napätia (obr. 7.2.2). Výrazom P_{Hi} je v ďalšom označený počet impulzov registrovaných na výstupe meracieho reťazca s kódom vyšším a rovným ako číslo k_i . Predstavuje súčet impulzov zaregistrovaných v k_i - tom a vyšších kanáloch. Ak celkový počet vstupných vzoriek kalibračného napätia pri testovaní jednej odchýlky $INL(k_i)$ je P , potom hodnota vyšetrovanej odchýlky je

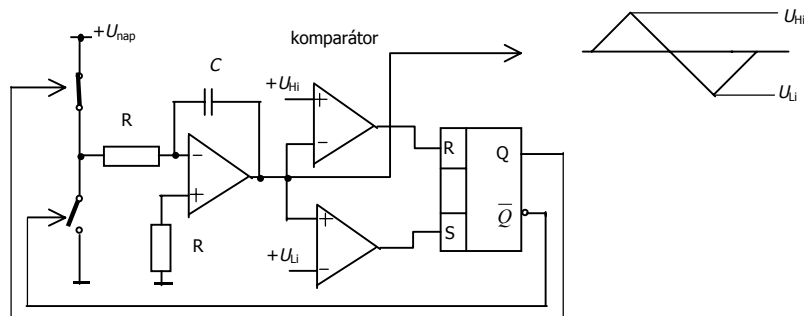
$$INL(k_i) = \left[(U_{Hi} - T_{id}(k_i)) - P_{Hi} \cdot \frac{(U_{Hi} - U_{Li})}{P} \right] \frac{1}{Q'}. \quad (7.2.9)$$

Ideálny priebeh napätia v prípade želanernej lineárnej prenosovej funkcie je pre strednú šírku kódového binu Q' rovný $T_{id}(k_i) = (0.5 + k_i) \cdot Q'$.

Generátor napätia s rovnomerne rozloženou funkciou hustoty pravdepodobnosti je realizovateľný dvoma spôsobmi. Prvým je rovnomerne vzorkovaný priebeh pílovitého napätia a druhý je založený na vzorkovaní výstupného napätia ČAP riadeného číslicovým generátorom trojuholníkového priebehu alebo pseudonáhodnej sekvencie s úplným cyklom opakovania.

Generátor prvého typu je na obr. 7.2.3. Pílovitý priebeh je generovaný integrátorom, kde ovládanie vstupného napätia je odvodené od dvoch hladinových komparátorov. Porovnávacia úroveň prvého je U_{Li} a druhého U_{Hi} . Vyšetovaná kvantovacia úroveň $T(k_i)$ sa musí nachádzať medzi týmito dvoma prahmi. Oneskorenia číslicovej časti vnáša do

trojuholníkového priebehu zanedbateľnú nepresnosť, ktorú možno potlačiť aj predĺžením doby integrácie. Chyba odhadu posunu kvantizačnej úrovne závisí od skreslenia linearitu priebehu trojuholníkového napätia. Skreslenie tohoto priebehu sa znižuje úmerne k zoslabeniu trojuholníkového priebehu z výstupu integrátora. Metrologické parametre kalibračného napätia preberajú na seba zdroje prahových napätí U_{Li} , U_{Hi} . Zaokrúhlovacia neistota vzťahu (7.2.9) klesá s počtom vzoriek testovaných v okolí jedného kódového prechodu P_C (obr. 7.2.2).

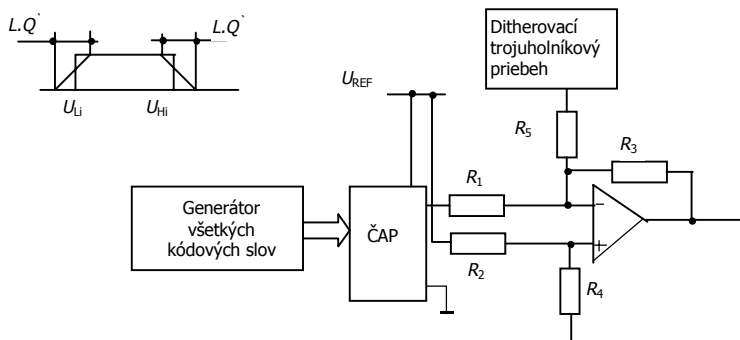


Obr. 7.2.3. Analógový generátor kalibračného napätia malého rozkmitu

Druhý z navrhnutých generátorov využíva generátor všetkých kódových slov. Úplná množina možných kódových slov je generovaná buď postupným nárastom binárnych čísel alebo generátorom pseudonáhodnej frekvencie [74]. Výstup z číslicového generátora úplnej množiny stavov je privedený na vstup ČAP, kde generuje napätie s rovnomerným rozložením hustoty pravdepodobnosti testovacieho signálu (obr. 7.2.4). Použitie pseudonáhodnej sekvencie lepšie potláča prípadné systematické chyby testovacieho generátora spôsobené koreláciou sekvencie kódov [32]. ČAP je napájaný referenčným napätím U_{REF} , ktoré zabezpečuje presný rozkmit jeho výstupného napätia. V súčtovom zosilňovači sa pomerom tepelne kompenzovaných odporov R_3 , R_1 nastaví želaný rozkmit napätia na výstupe OZ menší ako je rozkmit na výstupe ČAP. Pomerom odporov R_2 , R_4 sa zas dosiahne jednosmerný posun rozmiataného napätia do pásma kvantovacích napätí, ktoré sú testované. Použitie spoločného referenčného napätia U_{REF} a tepelne kompenzovaných rezistorov R_2 , R_4 zabezpečuje stabilitu posunu. Diferenciálna nelinearita ČAP je zoslabená úmerne zoslabeniu jeho rozkmitu. Ďalšie zmenšenie diferenciálnej nelinearity ČAP zdroja testovacieho napätia sa dá dosiahnuť pripočítaním rozmiataného napätia s obdĺžnikovým rozložením hustoty pravdepodobnosti. Tento postup je známy ako aditívny dithering. Najjednoduchším deterministickým priebehom s obdĺžnikovým rozložením je trojuholníkový priebeh s rozkmitom $L \cdot Q'$, ktorý nie je korelovaný s výstupným priebehom ČAP. Rozmiatané, ditherovacie napätie v má rozkmit predstavujúci vyšší celistvý násobok šírky kódového binu Q' náležiaci ČAP $v \in (L/2 \cdot Q', -L/2 \cdot Q')$. Napätie privádzané na testovaný AČP možno chápať ako spriemernenie priebehov ČAP vzájomne posúvaných ditherovacím pílovým napätím. To má za následok aj vyhladenie integrálnej nelinearity v rámci intervalu

$(L/2 \cdot Q', -L/2 \cdot Q')$. Výsledná diferenciálna nelinearita výstupu predstavuje jej spriemernenú hodnotu $\overline{DNL(k)}$ cez okno výstupných hodnôt.

$$\overline{DNL(k)} = \frac{1}{L+1} \sum_{l=-L/2}^{L/2} DNL(l+k). \quad (7.2.10)$$



Obr. 7.2.4. Číslicový generátor kalibračného priebehu s rovnomerným rozložením

Funkcia hustoty pravdepodobnosti signálu obdĺžnikového rozloženia $\Psi(x)$ z generátora všetkých kódových slov je vyjadrená rozdielom posunutých Heavisidových funkcií $h(x)$.

$$\Psi(x) = \frac{1}{\Delta U} \left\{ h \left[x - \left(T(k) - \Delta U/2 \right) \right] - h \left[x - \left(T(k) + \Delta U/2 \right) \right] \right\}. \quad (7.2.11)$$

Po pridaní trojuholníkového ditherovacieho signálu v reprezentovaného funkciou hustoty pravdepodobnosti $\Gamma(v) = 1/LQ'$, je výsledné rozloženie hustoty pravdepodobnosti $\varphi(x)$ dané konvolučným integrálom

$$\begin{aligned} \varphi(x) &= \int_{-L/2 Q'}^{L/2 Q'} \Psi(x-v) \Gamma(v) dv \\ &= \frac{1}{L \cdot Q' \Delta U} \int_{-L/2 Q'}^{L/2 Q'} \left\{ h \left[x - \left(T(k) - \Delta U/2 \right) - v \right] - h \left[x - \left(T(k) + \Delta U/2 \right) - v \right] \right\} dv. \end{aligned} \quad (7.2.12)$$

To odpovedá lichobežníkovému rozloženiu. Pri tejto disperzii pôvodného rozloženia nedochádza ale k posunu medzných napätí U_{Li}, U_{Hi} , ktoré teraz odpovedajú polovičnej úrovni maximálnej hodnoty $0.5 \cdot \varphi_{max}$.

Chyba tvaru signálu s rovnomerným rozložením zdrojom realizovaným niektorým z horeuvedených princípov závisí od:

- 1) Presnosti priebehu generátora rovnomerne premennej amplitúdy. Tá sa zabezpečí buď linearitou pílovitého priebehu, alebo signálom z výstupu ČAP budeným schodovitým alebo pseudonáhodným číslicovým priebehom.
- 2) Veľkosti driftu sumačného zosilňovača. Drift posúva distribučnú funkciu pozdĺž osi amplitúd.
- 3) Stabilitu vzorkovacej frekvencie a nestabilita okamihov spúšťania AČ prevodu pri použití vzorkovania pílovitého priebehu.
- 4) Okamihov počiatku a konca snímania testovacieho signálu. Tieto okamihy majú byť v tých istých bodoch priebehu, aby testovaný tvar zahŕňal násobok periód.

Neistoty spôsobené zdrojmi podľa bodu 2.) sú veľmi významné, no sú odstrániteľné buď presným zmeraním skutočných hraníc rozloženia, alebo obvodom automatického kompenzovania driftu celého traktu. Neistota podľa bodu 1.) sa posudzuje na základe vlastností ČAP, alebo skreslenia generátora píly. Neistoty zdrojov podľa bodov 3.) a 4.) možno kvantitatívne obmedziť vhodnou obvodomou realizáciou.

Uvedená technika linearizácie priebehu je inou aplikáciou princípu ditheringu. Zväčšovaním okna budú prekryvané aj nelinearity väčšieho rozsahu. Výber optimálneho rozkmitu závisí od ich charakteru a v práci [52] je navrhnutý postup výberu jeho optimálnej hodnoty. Ak testujúci pílovitý priebeh má malú strmosť, výsledky testovania sú blízke výsledkom zo statických metód testovania. Nárastom strmosti sa do vyšetrovaných statických komponent začína premiešať aj dynamická zložka nepresnosti podľa vzťahu (6.3.7).

Aproximačný AČP

Z tab. 3.1.1 vyplýva, že v celom rozsahu vstupného napätia aproximačného AČP existuje N rozličných hodnôt $DNL_m(k)$. Pre ich určenie postačuje potom meranie diferenciálnej nelinearity pre tie kódové biny prevodovej charakteristiky, kde sa predstaviteľ každého typu nelinearity vyskytuje. Reálnu šírku takto vybraného kódového binu $W(k_i)$ možno obdobne určiť testovaním impulzov odoberaných z trojuholníkového napätia malého rozkmitu $\Delta U = U_{Hi} - U_{Li}$ generovaného obvodom (obr.7.2.3, obr.7.2.4). Testovací signál má z hľadiska distribučnej funkcie rovnomerné rozloženie s presne definovanými hranicami napätí, ktoré prekryvajú vyšetrovaný kanál. Hodnoty diferenciálnych nelinearit vo vybraných kódových binoch (obr. 7.2.2) sú po testovaní rovnomerného rozloženia so šírkou napätí ΔU určené vzťahom.

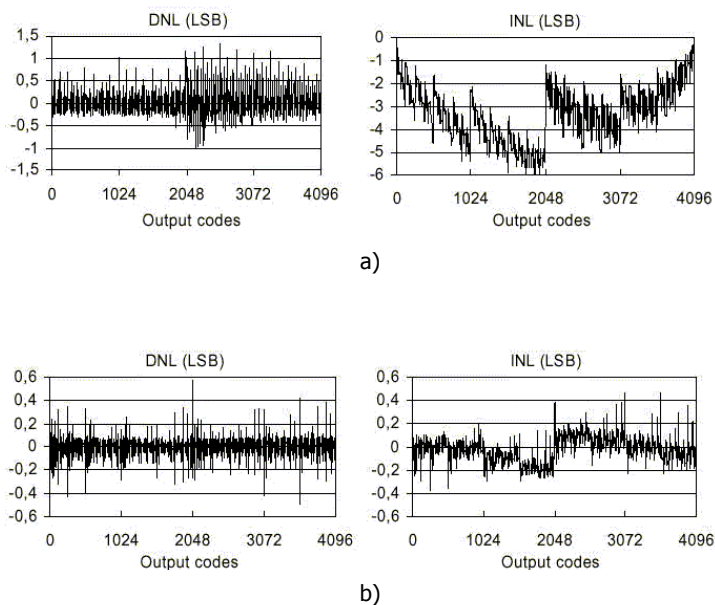
$$DNL(k_i) = \frac{P(k_i)\Delta U}{P \cdot Q} - 1. \quad (7.2.13)$$

Výraz $P(k_i)$ predstavuje počet impulzov zaregistrovaných v kódovom bino k_i z celkového počtu testovaných impulzov P . Ďalšou výhodou je to, že požiadavky na presné hodnoty

horného a dolného píku trojuholníkového napätia U_{Hi}, U_{Li} sú redukované len na požiadavku referenčnej presnosti rozkmitu ΔU .

Minimálny počet meraní pre jeden druh modelovanej diferenciálnej nelinearity $DNL_m(i)$ je jeden kód $k_{i,j}=2^i \cdot j + 2^{i+1}$ pre $j=1,2,\dots,(2^{N-i}-1)$. Presnosť sa zvýši meraním diferenciálnej nelinearity pre iné kódy $k_{i,j}$, kde sa vyskytuje ten istý typ modelovanej diferenciálnej nelinearity

Experimentálne overenie študovanej metódy testovania pílovitým priebehom s malým rozkmitom boli overené v rámci spoločného projektu „EUPAS“ na partnerskom pracovisku vybavenom prístrojmi na kalibrovanie AČP s vyšším rozlíšením ako 10 bitov na Katedre elektroniky Univerzity Federico II v Neapoli [65]. Referenčné meranie priebehu $INL(k)$ bolo uskutočnené statickou metódou [36] s nastavovaním kalibračného napätia riadiacim počítačom podľa obr.7.1.1.a.). Generátorom bol kalibrátor FLUKE 5700A s kombinovanou neistotu menšou ako $8 \text{ ppm} \pm 2 \mu\text{V}$. Na obr. 7.2.5. sú ukázané namerané priebehy diferenciálnej a integrálnej nelinearity AČP dosky zbery dát Keithley DAQ a analyzátora signálu Tektronix, zistené spomínaným usporiadaním pre statické testovanie AČP.



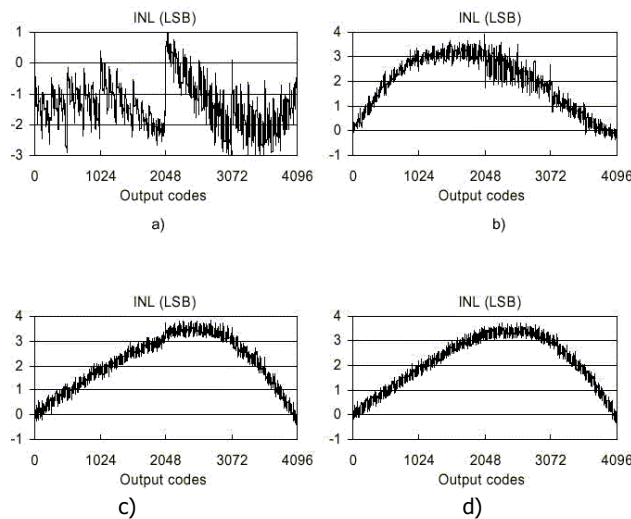
Obr.7.2.5. Priebehy DNL a INL zistené statickou metódou

a) dosky zbery dát Keithley DAQ a

b) analyzátora Tektronix Waveform Analyser statickými metódami

Výsledky statických testov AČP slúžili najprv k spoznaniu priebehu nelinearít funkčného generátora použitého vzápätí pre testovanie AČP štandardnou a zrýchlenou metódou histogramov. Ako funkčný generátor bol použitý generátor Wavetek 9100 s nelinearitou priebehu zaručenou výrobcom pod $< 0,085\%$ plnej stupnice. Frekvenčná neistota generátora je 25 ppm pri 4 bitoch nastavenia frekvencie. Takáto neistota nie je dostatočná pre testovanie 12 bitového AČP kde kombinovaná neistota musí byť menšia ako $1/4095 \approx 0,024\%$. Dôsledkom toho generátor pílovitého priebehu vnášal do merania svoju nelinearitu.

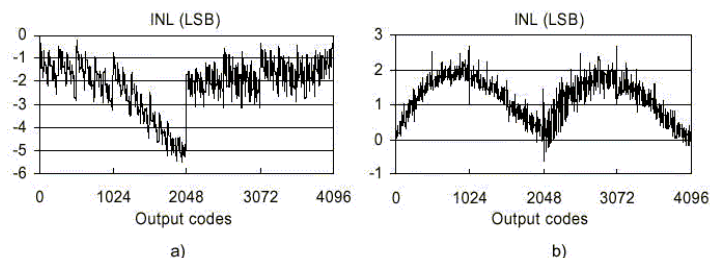
Nelinearita generátora kalibračného pílovitého napätia sa na priebehu integrálnej nelinearity meranej metódou histogramu silne presadila (obr. 7.2.6). Metódou histogramu s rozkmitom píly cez celý plný rozsah AČP sa opäť testovali vstupné AČP inštalované na doske DAQ Keithley a analyzátore signálu Tektronix. Priebeh nelinearity generátora je zrejмый z obrázkov c) a d). Priebeh rozdielu chybových funkcií $INL(k)$ meraných statickou metódou a dynamickou pomocou histogramu s pílou prekrývajúcou celý rozsah FSR pre obidva rozdielne AČP je podobný.



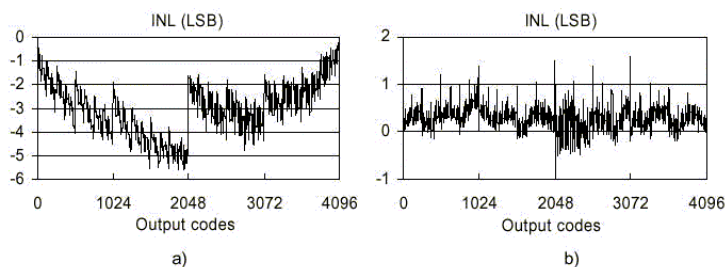
Obr.7.2.6. Priebeh integrálnej nelinearity pri meraní úplným histogramom generom Wavetek pre vyšetovanú dosku Keithley DAQ a digitalizátor Tektronix Waveform Analyser. Na obrázkoch c) a d) je priebeh INL generátora získaný z rozdielu statickej a histogramovej metódy testovania

Použitie pílovitého priebehu s menším rozkmitom dáva výsledky obdobné testovaniu úplným histogramom. Navyiac je vidieť, že vplyv nelinearity generátora sa znižuje so znižujúcim rozkmitom. Na obr. 7.2.7 je výsledok testovania dosky DAQ Keithley a analyzátora Tektronix

dvoma kalibračnými napätiami s rozkmitom predstavujúcim polovicu vstupného rozsahu AČP (obr. 7.2.8) ukazuje výsledky testovania toho istého prevodníka ale desiatim priebehmi trojuholníkového napätia. Posledný obr. 7.2.9 ukazuje výsledky testovania pri osemdesiatnásobnom prekrytí rozsahu AČP trojuholníkovými priebehmi. Ich rozkmit postupne prekryje celý rozsah vstupného napätia AČP. Na týchto priebehoch je vidieť, že chyba vnášaná nelinearitou generátora sa znižuje so znižujúcim rozkmitom testujúceho priebehu a opakovane vyskytuje v celom rozsahu ako repliky základného tvaru.



Obr.7.2.7. Dvojnásobné opakovanie testovacieho trojuholníkového priebehu pre vyšetrované digitalizátory Tektronix Waveform Analyser a Keithley DAQ

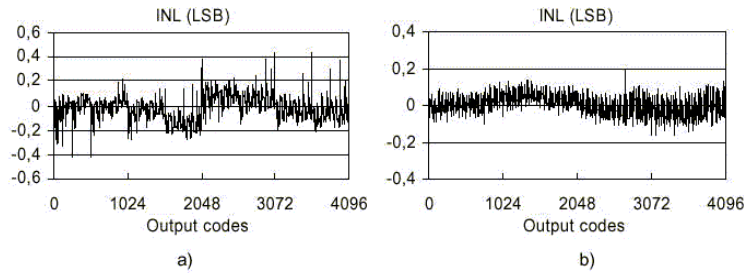


Obr.7.2.8. Desat'násobné opakovanie testovacieho priebehu pre vyšetrované digitalizátory Tektronix Waveform Analyser a Keithley DAQ

Identifikácia parametrov chybového modelu AČP harmonickým signálom

Za predpokladu, že chybová funkcia AČP je modelovaná spojitém priebehom opísaným mocninovým radom stupňa q , koeficienty polynómu majú analyticky vyjadrený vzťah k spektrálnym zložkám výstupného spektra AČP. Prevodník je budený harmonickým signálom. Koeficienty modelovanej chybovej funkcie možno identifikovať pomocou FFT spektra obráteným výpočtom analytických vzťahov pre vplyv chybového polynómu na harmonické skreslenie výstupu. Možnosť Fourierovho spektra pre identifikáciu chybového

modelu sa značne líši podľa typu chybovej funkcie. Integrované AČP sú najvhodnejšie architektúry pre tento pôvodný postup.



Obr.7.2.9. Osemdesiatnásobné opakovanie testovacieho priebehu pre vyšetované digitalizátory Tektronix Waveform Analyser a Keithley DAQ

Pri náhrade funkcie $INL(k)$ (Kap. 6.1) mocninovým radom tretieho stupňa s koeficientami A_i (kap.6.1.). Integrálna nelinearita bude ešte v tomto prípade modelovaná s dostatočnou presnosťou pomocou vzťahu

$$INL^{(-1)}(x) \equiv \Delta k = \frac{A_3}{Q'^3} \cdot x^3 + \frac{A_2}{Q'^2} \cdot x^2 + \frac{A_1'}{Q'} \cdot x + A_0; \text{ kde } A_1' = A_1 - a; \quad (7.2.14)$$

Po privedení harmonického kalibračného napätia $x(t) = X_0 \cdot \sin 2\pi f_{opt} t$ na vstup testovaného AČP budú spektrálne zložky skreslené polynomiálnym chybovým modelom tretieho stupňa. Rozdiel v spektrálnom zložení skutočného priebehu výstupného záznamu od ideálneho priebehu určený rozdielom

$$k_{real}(t) = \frac{a}{Q'} \cdot (X_0 \cos 2\pi f_{opt} \cdot t) - INL(X_0 \cdot \cos 2\pi f_{opt} \cdot t) = - \left(\frac{A_3}{Q'^3} \cdot (X_0 \cdot \cos 2\pi f_{opt} \cdot t)^3 + \frac{A_2}{Q'^2} \cdot (X_0 \cdot \cos 2\pi f_{opt} \cdot t)^2 + \frac{A_1}{Q'} \cdot X_0 \cdot \cos 2\pi f_{opt} \cdot t + A_0 \right) \quad (7.2.15)$$

Vstupná frekvencia f_{opt} musí byť generovaná koherentne vo vzťahu ku vzorkovacej frekvencii podľa (7.1.2). Jednosmerná zložka a amplitúdy troch harmonických zložiek $K(0)$, $K(f_{opt})$, $K(2f_{opt})$, $K(3f_{opt})$ odmeraného FFT spektra určia koeficienty polynómu.

$$\begin{aligned} K(0) &= A_0 + \frac{A_2 X_0^2}{2Q'^2} & K(f_{opt}) &= \frac{A_1 X_0}{Q'} + \frac{3}{4} \frac{A_3 X_0^3}{Q'^3} \\ K(2f_{opt}) &= \frac{A_2 X_0^2}{2Q'^2} & K(3f_{opt}) &= \frac{1}{4} \frac{A_3 X_0^3}{Q'^3} \end{aligned} \quad (7.2.16)$$

Fakt, že pre posudzovanie chyby sa využíva dostatočný počet spracovávaných hodnôt kalibračných vzoriek vyjadrených celočíselnými hodnotami umožní zistiť ofset a zosilnenie s

rozlišovacou schopnosťou pod hodnotou napätia najmenšieho významového bitu. Chyba je potom vyjadrená reálnym číslom s platnými ciframi vo fraktálnej časti

$$A_0 = -(K(0) - K(2f_{\text{opt}})), \quad A_1 = \frac{(K(f_{\text{opt}}) - 3K(3f_{\text{opt}})) \cdot Q^1}{X_0} \quad (7.2.17)$$

$$A_2 = \frac{2 \cdot K(2f_{\text{opt}}) Q^2}{X_0^2}, \quad A_3 = \frac{4 \cdot K(3f_{\text{opt}}) Q^3}{X_0^3}$$

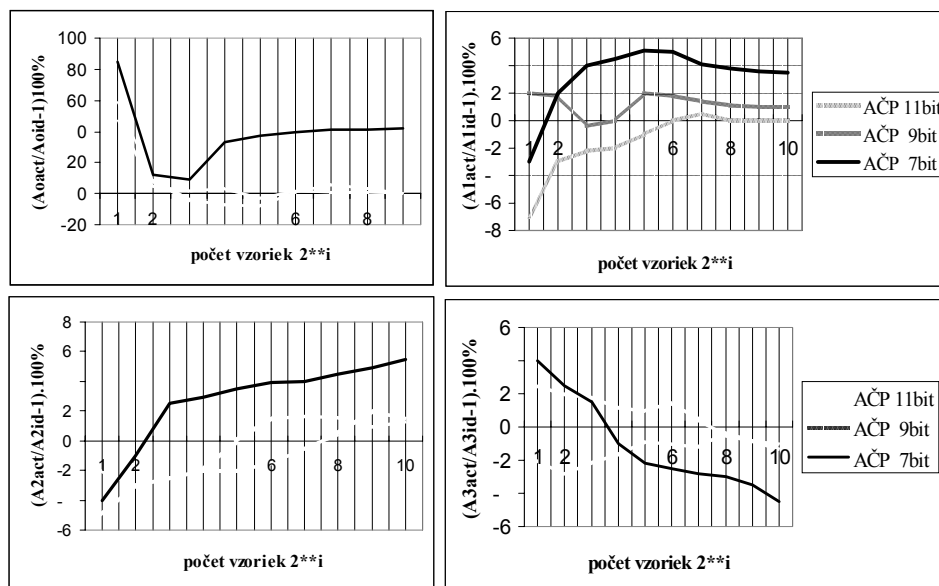
Pri tejto metóde musí počet spracovaných vzoriek M a počet periód záznamu J vyhovovať podmienke (7.1.2).

Účinnosť tejto metódy je podmienená:

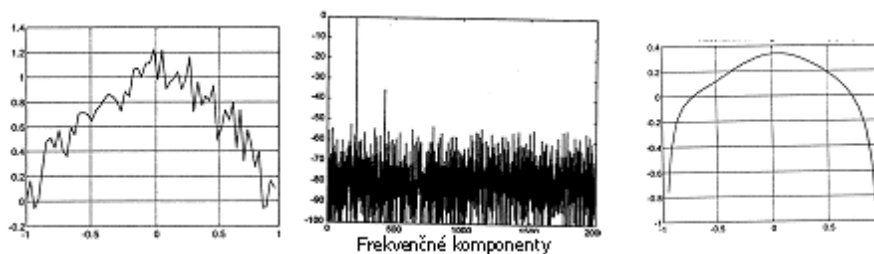
- Pokles kvantizačného šumu s dĺžkou výstupného číslicového kódu. Poklesom kvantizačného šumu začínajú vystupovať zo spektra aj komponenty spôsobené menším skreslením.
- Druhou príčinou je ohraničenosť počtu spracovávaných vzoriek M pre výpočet spektra. Podobne prvému s nárastom M rastie presnosť vyhodnocovaného spektra.

Na obr. 7.2.10 sú uvedené výsledky počítačovej simulácie opísanej autokalibrácie pre známy priebeh integrálnej nelinearity $INL^{(-1)}(k)$ meracieho reťazca. Správanie tohto obvodu opísané zadaným priebehom chybovej funkcie bolo zahrnuté v chybovom modeli AČP implementovanom v softvérovom simulátore PSpice A/D. Výstupný signál bol analyzovaný pre definovaný budiaci signál $X_0 \cdot \sin 2\pi f_{\text{opt}} t$. Pre simuláciu získané hodnoty výstupných vzoriek bolo v prostredí PSpice A/D vypočítané FFT spektrum. Počet odoberaných vzoriek z obvodového simulátora sa menil. Z odobratých vzoriek boli potom vypočítané hodnoty koeficientov chybového polynómu. Rozdiel medzi zadanými koeficientmi chybového polynómu v analyzovanom modeli a ich vypočítanými hodnotami je kritériom účinnosti tejto metódy.

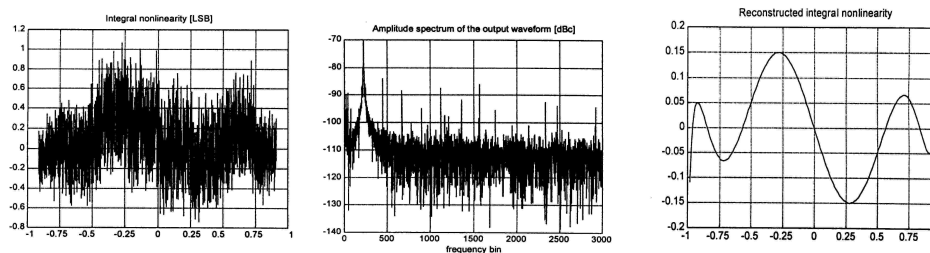
Výsledky meraní uskutočnených autorom pre jednoduchší typ AČP s 10 bitmi sú uvedené na obr. 7.2.11. AČP bol testovaný v prostredí Lab Windows/CVI so znalosťou priebehu charakteristiky $INL(k)$. Experimentálne údaje získané testovaním 12 bitového AČP pri uvažovaní chybového modelu predstavovaného mocninovým polynómom 7-rádu sú v korelácii s výsledkami uverejnenými v [68], ktorý skúma podobné javy spojené s vplyvom na FFT spektrum aj pre iné typy prevodových charakteristík (obr. 7.2.12).



Obr. 7.2.10. Závislosť počtu vzoriek pre presnosť odhadu koeficientov podľa (7.2.16)



Obr.7.2.11. a) Priebeh INL testovaného AČP meranej štandardnými metódami
 b) Výstupné spektrum koherentne vzorkovaného priebehu
 c) Rekonštruovaný priebeh $INL(k)$ polynómom tretieho stupňa



Obr. 7.2.12. a) Priebeh INL 12 bitového AČP
 b) Výstupné spektrum pri použití oknovej funkcie
 c) Rekonštruovaný priebeh $INL(k)$ polynómom siedmeho stupňa

Testovanie AČP časovou dekompozíciou výstupného toku údajov od pílovitého kalibračného napätia

Použitím štatistického modelu na proces analógovo číslicovej konverzie [36],[61] je prevodová charakteristika vyjadrená 2^N priebehmi podmienenej pravdepodobnosti výskytu jednotlivých kódov v závislosti od vstupného signálu x $p(k/x)$. V ideálnom prípade je to obdĺžnikové rozloženie s dolnou hranou $T_{\text{real}}(k_i)$ a hornou hranou $T_{\text{real}}(k_i+1)$. Vo vnútri tohto intervalu je hodnota pravdepodobnosti $p(k/x)=1$ a mimo $p(k/x)=0$. Priebeh tejto funkcie pravdepodobnosti predstavujúcej štatisticky profil kódového binu k , ktorý je ďalej ovplyvnený aditívnymi zdrojmi rušiaceho napätia. Za predpokladu pôsobenia aditívneho bieleho šumu s nulovou strednou hodnotou a smerodajnou odchýlkou σ a harmonického napätia s amplitúdou X_0 odvodil autor v práci [52] vzťah pre výsledný štatistický profil kódového binu k . Výsledná funkcia hustoty pravdepodobnosti $r(k/x)$ výskytu kódu k ako funkcie vstupného napätia x je určená dvojitou konvolúciou s rozložením harmonického signálu $\varphi_2(u)$ a rozložením bieleho šumu $\varphi_1(v)$.

$$r(k/x) = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_1(v) \left(\int_{T(k)-X_0-v}^{T(k+1)+X_0-v} p(k/(x-v-u)) \varphi_2(u) du \right) dv. \quad (7.2.18)$$

Funkcia hustoty pravdepodobnosti harmonického signálu je určená vzťahom $\varphi_2(u) = \frac{1}{\pi \sqrt{X_0^2 - u^2}}$.

Pre známy tvar funkcie hustoty pravdepodobnosti bieleho šumu $r_1(k/x)$ sa získa výsledný tvar štatistického profilu kódového binu k .

$$\begin{aligned} r_1(k/x) &= \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \arcsin \left(\frac{x - T_{\text{real}}(k+1)}{X_0} \right) \right] \frac{1}{W(k)} ; x \in (T_{\text{real}}(k+1) \pm X_0) \\ r_1(k/x) &= \frac{1}{W(k)} ; x \in (T_{\text{real}}(k) + X_0); (T_{\text{real}}(k+1) - X_0) \\ r_1(k/x) &= \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \arcsin \left(\frac{x - T_{\text{real}}(k)}{X_0} \right) \right] \frac{1}{W(k)} ; x \in (T_{\text{real}}(k) \pm X_0) \end{aligned} \quad (7.2.19)$$

Pridaním aditívneho bieleho šumu výsledný pravdepodobnostný profil kódového binu $r(k/x)$ bude zmenený

$$r(k/x) = \left\{ \frac{1}{\pi} \int_{T_{\text{real}}(k+1)-X_0-3\sigma}^{T_{\text{real}}(k+1)+X_0+3\sigma} \left[\frac{\pi}{2} - \arcsin \frac{(x-v) - T_{\text{real}}(k+1)}{X_0} \right] \frac{e^{-\frac{v^2}{2\sigma^2}}}{\sqrt{2\pi}\sigma} dv - \right. \\ \left. - \frac{1}{\pi} \int_{T_{\text{real}}(k)-X_0-3\sigma}^{T_{\text{real}}(k)+X_0+3\sigma} \left[\frac{\pi}{2} - \arcsin \frac{(x-v) - T_{\text{real}}(k)}{X_0} \right] \frac{e^{-\frac{v^2}{2\sigma^2}}}{\sqrt{2\pi}\sigma} dv \right\} \frac{1}{W(k)} \quad (7.2.20)$$

Priebeh pravdepodobnostného profilu na hranách vykazuje pri úrovniach $T_{\text{real}}(k)$ a $T_{\text{real}}(k+1)$ inflexné body voči ktorým je symetrický. Znamená to hodnota funkcie pravdepodobnosti $r(k/x)$ zostáva pri hodnotách $T_{\text{real}}(k)$ a $T_{\text{real}}(k+1)$ na úrovni 50% maximálnej úrovne. Táto vlastnosť sa využíva pri autorom navrhnutej zrýchlenej metóde statického testovania skutočnej šírky kódového binu. Po privedení pílovitého kalibračného napätia s malou strmou sa registrujú kódy jednotlivých výstupných vzoriek (obr.7.2.13). Pre vyšetřovaný kódový bin sú potom významné čísla týchto vzoriek

- číslo vzorky $(^+)I(k)$ prvého výskytu kódu k
- číslo vzorky $(^-)I(k-1)$ posledného výskytu kódu $(k-1)$
- číslo vzorky $(^+)I(k+1)$ prvého výskytu kódu $(k+1)$
- číslo vzorky $(^-)I(k)$ posledného výskytu kódu k .

Šírka kódového binu $W^\uparrow(k)$ pri kladnej smernici nárastu je určená výrazom

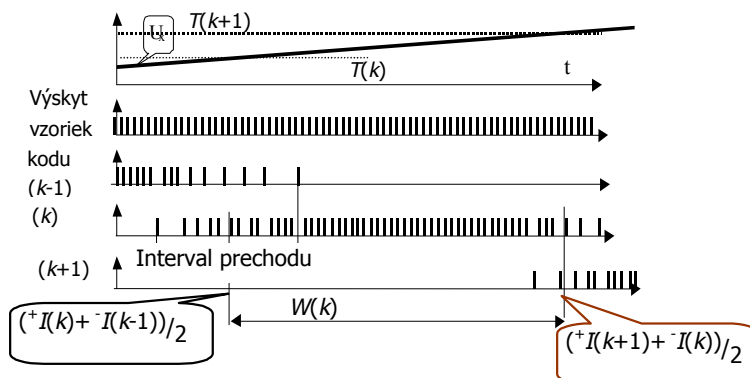
$$W^\uparrow(k) = \frac{\Delta U}{\Delta t \cdot f_s} \left[\frac{(^+)I(k+1) + (^-)I(k)}{2} - \frac{(^+)I(k) + (^-)I(k-1)}{2} \right], \quad (7.2.21)$$

kde f_s je frekvencie vzorkovania. V tomto výraze má strmota kalibračného napätia $\Delta U/\Delta t$ metrologickú váhu. Určí sa zo známych hodnôt horného a dolného prahu kalibračného napätia a odmeranej doby trvania jedného prebehu kalibračného napätia. Obdobný výpočet pre klesajúci priebeh píly určí druhú hodnotu šírky kódového binu $W^\downarrow(k)$. Šírka kódového binu $W(k)$ je odhadnutá zo strednej hodnoty týchto dvoch údajov.

$$W(k) = \frac{W^\uparrow(k) - W^\downarrow(k)}{2}. \quad (7.2.22)$$

Použitie zápornej smernice pílovitého priebehu kompenzuje rozdiely v strmosti testovacieho napätia. Okrem údajov o šírke kódového binu $w(k)$ poskytuje tento zjednodušený testovací postup aj veľmi dôležitú informáciu o miere potlačenia rušiacich interferujúcich napätí rôzneho pôvodu. Zdrojmi rušenia zhoršujúcimi kvantizačný šum sú rušiaci signály vytvorené dôsledkom intristikálnych fyzikálnych javov (šumové napätie) a indukované napätia elektromagnetickou a galvanickou väzbou od vonkajších zdrojov. Sem patria aj impulzné rušenia z číslicových obvodov alebo zariadení výkonovej elektroniky spotrebičov veľkého výkonu. Šírka intervalu prechodu medzi susednými kódovými binmi sa zvyšuje úmerne

s nárastom skutočného kvantizačného šumu. Nárast veľkosti intervalu prechodu spôsobuje pokles efektívneho počtu bitov. Určenie efektívneho počtu bitov štandardizovanými postupmi je mimoriadne zdĺhavá procedúra. Tento praktický zrýchlený postup aj keď neudáva presnú hodnotu $ENOB$, ale slúži ako indikátor vhodný pre posudzovanie konštrukčných úprav zameraných na potlačenie indukovaných napätí rôzneho pôvodu.

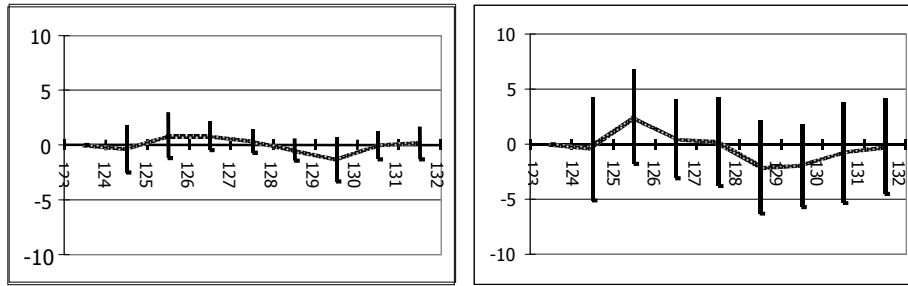


Obr. 7.2.13. Testovanie časovou dekompozíciou registrovanej píly

Táto metóda bola testovaná na prípade 8 bitového AČP overovaním šírky jeho 8 kódových binov. Výsledky namerané časovou dekompozíciou boli porovnávané so štandardizovanou metódou vyšetovania histogramov. Pre osem bitový AČP boli metódou testovania histogramov pílovitým priebehom s obmedzeným rozkmitom ΔU testované hodnoty diferenciálnych nelinearít. Vzhľadom na veľmi malú strmosť trojuholníkového priebehu vyšetovaný histogram má tvar určený statickým priebehom $DNL(k)$. Jednosmerný posun trojuholníkového napätia bol zvolený tak, aby pokrývala 8 kódových binov strede rozsahu od hodnôt $k \in (124, 132)$. Ten istý sled vzoriek, ktorý sa použil na získanie histogramu testovaného napätia bol použitý na vyšetovanie poradových čísiel tých vzoriek, kedy došlo k prechodu medzi jednotlivými kódmi $(^+)I(k)$ a $(^-)I(k)$. Z týchto údajov bola vzťahmi (7.2.21) a (7.2.22) určená šírka kódového binu. Z nej bol urobený odhad diferenciálnej nelinearity $DNL_m(k)$. Relatívna odchýlka medzi nimi predstavuje relatívnu neistotu v použití metódy časového rozkladu pre testovanie AČP.

$$\delta(k) = \frac{DNL_m(k) - DNL(k)}{DNL(k)} 100\% . \quad (7.2.23)$$

Výsledky meraní medzi jednotlivými posudzovanými šírkami kódového binu sú uvedené na obr. 7.2.14.



Obr.7.2.14. Relatívna neistota v určení integrálnej nelinearity štandardizovanou metódou a metódou časovej dekompozície na ôsmich kódových úrovniach AČP

Neštandardné metódy testovania AČP - vrátane zrýchlených metód - predstavujú trend, ktorý je zdánlivo vnútorne rozporný. Všeobecným zmyslom procesu testovania je totiž normou definovaným spôsobom meranie vybraných metrologických parametrov so známou neistotou testovacieho pracoviska. Návrh postupov, ktoré nie sú definované normou nespĺňa túto základnú koncepciu. Zavádzanie neštandardných postupov je preto motivované viacerými cieľmi.

Prvým je ponúknuť pre ďalšiu aktualizáciu testovacej normy nový výhodnejší a presnejší postup. Výhodnosť novonavrhaného postupu spočíva najčastejšie na zrýchlení procedúry testovania a ľahšej dostupnosti potrebných prístrojov. Táto požiadavka vystupuje obzvlášť v poslednej dobe, kedy princípy manažmentu kvality kladú zvýšený dôraz na testovanie vo všetkých fázach výroby, inštalácie a obchodovania so zariadeniami. Súhlas parametrov výrobkov s definovanými musí byť jednoducho kontrolovateľný. V tomto prípade sa hovorí o užívateľsky pohodlnom overovaní zhody parametrov výrobkov. Obtiažná dostupnosť kalibrátorov je zrejme keď súčasťou analógovo číslicového rozhrania je aj snímač. Kalibrovanú fyzikálnu veličinu sa obvykle darí vytvoriť len s niekoľkými hodnotami a vybraných tvarov. Medzi také tvary patria predovšetkým priebehy oscilácií a vybíjania.

Druhým cieľom je hľadanie relácie medzi výsledkami normovaných postupov a konkrétnych neštandardných. Možno to chápať ako v metrologii vyšetovaný problém väzby medzi kalibračnými postupmi – traceability.

Rovnako významným cieľom ako predchádzajúce dva je poskytnutie nástroja pre konštruktéra alebo systémového integrátora pri zostavovaní meracieho reťazca z komerčne dostupných blokov, umožňujúceho jednoducho posúdiť správnosť implementácie zariadenia. Optimalizácia implementácie je zameraná na potlačenie vplyvov zdrojov rušenia a posúdenie vhodnosti prevádzkových podmienok. Samotné tienenie a poloha AČR v počítači ovplyvňuje významne ENOB. Každá úprava nesprávnym smerom sa prejaví na zhoršených výsledkoch takéhoto testu. Zaujímavými sú tu nie absolútne hodnoty výsledkov testu, ale ich trendy po jednotlivých zásahoch do systému. Predstavuje to veľmi účinný nástroj pri zostavovaní ľubovoľného analógovo číslicového rozhrania. Analógovo číslicové rozhranie je zrádne

samotným faktom, že číslicové údaje akokoľvek nereprezentatívne, vytvárajú dojem správnej funkcie celého systému. Tento falošný dojem sa umocňuje so zväčšovaním počtu bitov výstupného číslicového údajá. Snímač na vstupe AČR často veľmi znižuje dosiahnuteľnú presnosť. Spomenuté postupy v procese zostavovania sú preto často postačujúce a predstavujú jediný nástroj diagnostikovania funkčnosti systému z metrologického pohľadu.

Výhody neštandardných postupov testovania potvrdzuje fakt, že na mnohých svetových pracoviskách zaoberajúcich sa AČP a číslicovými meracími prístrojmi sa navrhujú nové neštandardné metódy akými je napr. metóda testovania pomocou dvoch frekvencií, spektrálne analýzy rušiaceho napätia a pod. Podobne ako aj na iných pracoviskách výskumný tím autora pokračuje v štúdiu nových testovacích postupov. Nové typy stimulačných signálov, ktoré je možné jednoduchšie generovať s garantovanou presnosťou a hľadanie číslicových algoritmov zvyšujúcich vypovedaciu hodnotu štandardných postupov pre testovanie AČP sú hlavné úlohy riešené na pracovisku autora v rámci výskumu podporovaného Vedecká grantová agentúra Ministerstva školstva SR a Slovenskej akadémie vied VEGA „Metódy testovania nekonvenčných analógovo číslicových rozhraní a redukcie ich neistôt“. Výsledky týchto prác sú autormi priebežne publikované v medzinárodných časopisoch a pravidelných konferenciách zameraných na tieto otázky.

8. POUŽITÁ LITERATÚRA

- [1] Kneppo, P. Michaeli, L., Pataky, P.: Inteligentné senzory, Zborník EMISCON'91 & MERANIE '91 Smolenice UTM SAV, marec 1991, p.27-30.
- [2] Michaeli, L., Šaliga, J.: Systémy zberu dát. Učebný text vytvorený v rámci projektu TEMPUS "ISI", TU Košice, 1997. 250 str.
- [3] Guide to the Expression of Uncertainties in Measurement, BIPM, IEC, IFCC, ISO, IUPAC, IUPAP, OIML, revised edition 1995.
- [4] Panter, P.F.: Modulation, noise and spectral analysis Mc Graw-Hill Book Cy.n.York 1965.
- [5] Kocur, D.: Nový pohľad na charakteristiku a klasifikáciu číslicových filtrov a metód číslicovej filtrácie. Elektrotechnický časopis, 41, 1990, č.10, s.807-811
- [6] Schumny, H.: Fieldbuses in measurement and control, Computer Standards and Interfaces 19 (1998) 295-304
- [7] Vrba, R., Švéda, M., Kaderka, J.: ASI Bus Operated Sensors and Actuators, Advances in Intelligent Systems IOS Press Ohmsha, Holandsko 1997
- [8] Čajka, J., Kvasil, J.: Teorie lineárních obvodu, SNTL-ALFA Praha 1979
- [9] Mason, S.J.: Feedback Theory – Some Properties of Signal Flow Graphs. PIRE 41 (1953) str.1144-1156.
- [10] Kouřil, F., Vrba, K.: Teorie nelineárních a parametrických obvodu, SNTL/Alfa, Praha 1981
- [11] Vedral, J., Fischer, J.: Elektronické obvody pro měřící techniku, ČVUT Praha 1999.
- [12] Sheingold, D.H.: Transducer Interfacing handbook, Analog Devices 1981
- [13] Tietze, U., Schenk, Ch.: Advanced electronic circuits, Springer-Verlag Berlin 1978
- [14] L. O. Chua, C. A. Desoer, E. S. Kuh, "Linear and nonlinear circuits", Mc Graw Hill, 1987.
- [15] Michaeli, L.: Metodologické otázky prvotného spracovania signálov zo senzorov, Zborník z konferencie "Senzory a senzorové systémy'87", Košice 1987, str.8-10
- [16] Simon, G., Pap, L.: Slewing rate in operational amplifiers, Periodica Polytechnica EI XVII/I Budapest 1972, pp.35-51
- [17] Daponte, P., Loizzo, E., Molinaro, A.: Convertitori analogico/numerici, Universita degli Studi della Calabria, Rende 1994
- [18] Kotuliaková, J., Rozinaj, G.: Číslicové spracovanie signálov I, FABER Bratislava 1996
- [19] Kulka, Z., Libura, A., Nadachowski, M.: Pretworniki analogowo - cyfrowe i cyfrowo - analogowe, Warszawa 1987
- [20] Plassche, R.: Integrated Analog - to - Digital and Digital - to - Analog Converters. Kluwer Academic Publishers, 1994
- [21] Sheingold, D.H.: Analog – Digital Handbook, Prentice Hall 1991
- [22] Razavi, B.: Principles of Data Conversion System Design, IEEE Press, 1995
- [23] Sydenham, P.H.: Handbook of Measurement Science, John Willet & Sons, 1982
- [24] Mirri, D. Iuculano, G. Filicori, F. Pasini, G. Vannini, G.: Modeling of Non Ideal Dynamic Characteristics in S/H-ADC Devices, Proceedings of IMTC'95 Waltham, Mass. USA April 22-26. 1995, p.27-32.

- [25] Evans, C. Rees, D. Lee Jones, Weiss, M.: Probing Signals for Measuring Nonlinear Volterra Kernels, Proceedings of IMTC'95 Waltham, Mass. USA April 22-26. 1995, p.10 - 15.
- [26] Spice A/D User's Manual, Microsim corp.USA 1998
- [27] Bucci, G., Faccio, M., Landi, C.: A Nonlinear A/D Converter for Smart Sensor Application, Proceedings of XIV IMEKO World Congress Vol.IV A.62-67
- [28] Cantarano, S., Pallotino, G.V.: Logarithmic Analog-to Digital Converters" A survey, IEEE Trans.Instr and Meas. Vol.22, No.3. 1973 pp.80-84.
- [29] Arpaia, P., Daponte, P., Michaeli, L.: Analytical a Priori Approach to Phase-Plane Modeling of SAR A/D Converters, IEEE Trans.on Instrumentation and Measurement, Vol 47., No.4., August 1998, pp. 849-857, ISSN 0018-9456
- [30] Arpaia, P., Daponte, P., Michaeli, L.: The influence of the architecture on ADC modelling, IEEE Trans.on Instrumentation and Measurement, Vol 48., No.5., pp.956-967. October 1999, ISSN 0018-9456
- [31] Arpaia, P., Daponte, P., Michaeli, L.: A dynamic error model for integrating analog-to-digital converters MEASUREMENT VOL.25 (1999), pp. 255-264, ISSN 0263-2241
- [32] Michaeli, L.: The Fast method for correction of systematic errors of ADC histogram measurements, Acta XIMEKO World Congress, Vol 5, p.40-47.Praha 1986
- [33] Michaeli, L.: Computer simulation of autocalibration for successive approximation ADC converter, Acta IMEKO-TC 4, Symposium Warszawa 1987, str.125-131
- [34] Michaeli, L.: Model obecného nelineárneho analógovo-číslcového prevodníka pre určenie jeho systematických nepresností, 5 strán, Zborník "Meranie neelektrických veličín" 1981, Str.122-127.
- [35] DYNAD, Dynamic characterization and testing of Analogue to Digital converters. draft ver. 3.3., 2001, <http://www.fe.up.pt/~hsm/dynad>
- [36] IEEE Std. 1057 - 1994, "IEEE Standard for Digitizing Waveform Recorders", Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. New York, USA
- [37] IEEE Std. 1241 - 1998, "IEEE Standard for Terminology and Test Methods for Analog-to-Digital Converters", Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. New York, USA -draft version 022500 Febr.2000
- [38] Peetz, B.E., Muto, A.S., Neil, J.M.: Measuring waveform recorder performance, HP Journal, Nov. 1982, ss. 21-29
- [39] Baccigalupi, A., D'Apuzzo, M.: "ADC modeling techniques: A review", Measurement, vol.19, No.3-4, Nov.-Dec., 1996.
- [40] Ruan, G.: "A behavioral model of A/D converters using a mixed- mode simulator", IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol.26, No.3., March, 1991.
- [41] Baccigalupi, A., Daponte, P., D'Apuzzo, M.: "An improved error model of data acquisition systems", IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol.43, 1994, pp.220-225.
- [42] Hejn, K. Pacut, A.: "Generalized model of the quantization error - A unified approach", IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. 45, No.1, Feb., 1996, pp. 41-44.
- [43] Arpaia, P., Cennamo, F., Daponte, P., D'Apuzzo, M.: "A behavioral model for scan converter-based transient digitizers", Measurement, vol.17, No.2, 1996, pp.103-114.
- [44] Van den Bos, A. Eykhoff, P.: "Model building and parameter estimation as means for intelligent measurement", Measurement, vol. 6, No. 1, Jan-Mar, 1988, pp. 25-32.

- [45] Irons, F. H., Hummels, D. M., Kennedy, S. P.: "Improved compensation for analog-to-digital converters", *IEEE Trans. on Circ. and Sys.*, vol. 38, No.8, Aug., 1991, pp. 958-961.
- [46] Patton, R.J., Chen, J., Nielsen, S.B.: "Model-based methods for fault diagnosis: some guidelines", *Trans. Inst. of Meas. and Control*, vol.17, no.2, pp.73-83, 1995.
- [47] S. Brigati, V.Liberali, F.Maloberti, "Precision behavioural modelling of circuit components for data converters", *Proc. of IEE Conference on "Advanced A-D and D-A conversion techniques and their applications"*, Cambridge (UK), 6-8 July, pp. 110-115, 1994,.
- [48] Young, C.: "An enhanced method for characterizing successive approximation converters", *IEEE Trans.on Instr. and Meas.*, Vol. 39, No.2, pp.335-339, April 1990.
- [49] Wagdy, M., Awad, S.: "Effect of sampling jitter on some sine wave measurements", *IEEE Trans. On Instrum. and Meas.*, IM-39, 1990, pp. 86-89.
- [50] Shinagawa, M. Akazawa, Y. Wakimoto, T.: "Jitter analysis of high-speed sampling systems", *IEEE Trans. on Circ. and Sys.*, CAS-25, 1990, 220-224.
- [51] D. Dallet, S. Le Masson, M. Benkais, P. Marchegay, "Statistical analysis for ADC transfer characteristic parameters and jitter determination", *1st Int. Workshop on ADC Modelling and Testing*, Smolenice, Slovakia, 7-9 May, 1996, pp. 146-151.
- [52] Michaeli, L.: Autocalibration of ADC by Time Decomposition of the Strobed Test Signal, *Proceedings of IMEKO XI World Congress*, Vol 3, "Signal Conditioning", p.101-103, Houston, USA, 1988
- [53] Michaeli, L.: Die Autokorrektur der Offset-und Värstärkungsfehler mittels FFT ein harmonisches Testsignal Tagungsbericht 24 Fachkolloquium Informationstechnik TU Dresden, Febr. 1991 s.150-153
- [54] Michaeli, L.: Fast Dynamic Methods of the Systematic Error Autocorrection, *Proc.of the 5-th International Symposium on Electrical Measuring Instruments for Low and Medium Frequencies*, IMEKO TC-4, Vienna, april 1992, p.247-249.
- [55] Vanden Bossche, M., Schoukens, J. Renneboog J.: "Dynamic testing and diagnostics of A/D converters", *IEEE Trans. on Circ. and Sys.*, vol.CAS-33, No.8, August, 1986, pp.775-785.
- [56] Hejn, K., Kale, I.,: "Some theorems on Walsh transforms of quantizer differential and integral nonlinearity", *IEEE Trans. on Instr. and Meas.*, vol. 41, No.2, April, 1992, pp. 218-225.
- [57] Pokorný, M., Roztocil, J., Haasz, V. "Suppression of Test Signal Distortion by AD-modules Dynamic Testing, *Symposium of IMEKO TC-4*, Naples Italy 1998, pp.889-892
- [58] Pokorný, M.; Haasz, V. "Alternative method of A/D conversion quality verification", *Instrumentation and Measurement Technology Conference, IMTC/99. Proceedings of the 16th IEEE Vol. 3*, pp. 1421 –1424
- [59] Kollár, I., Márkus J.: Sine wave test of ADC's means for international comparison, "XVI IMEKO World Congress IMEKO 2000" *Proceedings*, Vienna, Austria,, 2000
- [60] Blair, J.: "Sine-fitting software for IEEE Standards 1057 and 1241" *Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1999. IMTC/99. Proceedings of the 16th IEEE Vol. 3*, 1999, pp. 1504-15

- [61] Giaquinto, N., Savino, M., Trotta, A.: "Testing and Optimizing ADC performance: a probabilistic approach", IEEE Trans. on Instr. and Meas., Vol. 45, No. 2, April, pp. 621-626, 1996.
- [62] Kocur, D.: Algoritmy adaptácie adaptívnych volterrových číslicových filtrov, Thesis for habilitation, Technical University Košice, 1994, p. 9-22.
- [63] Mikulík, P., Šaliga, J.: Volterra Filtration Technique for IADC Error Correction Based on an A-priori Error Model, Proc of IMTC'2001, May 21-23, 2001 Budapest, pp.1672-1676
- [64] Parker, R.F, Tummal, M.: Identification of Volterra systems with a polynomial neural network, Proceedings of IEEE Conf. ICASSP-92, New York 1992, Vol.2, p.561-564.
- [65] Alegria, F., Arpaia, P., Daponte, P., Serra, A.Cruz: ADC Histogram Test Using Small Amplitude Input Waves,. Proceedings of XVI IMEKO World Congress, Vienna, (Austria) 2000, Sept.25-28. Vol.X, EWADC'2000, p.33-38
- [66] Holcer, R.: Metódy testovania číslicovo analógovycgh prevodníkov a možnosti ich zrýchlenia. TU Košice, 2001
- [67] Sedláček, M., Titera, M., Matejovský, J.: "Merits of Different Interpolation Methods Used in FFT Spectrum Analysis", Proceedings of XIV IMEKO World Congress Vol.IV.A Tampere, June1-6., 1997 pp.189-194.
- [68] Bellan, D., Brandolini, A., Gandelli, A.: "ADC nonlinearities and Harmonic Distortion in FFT Test" Proceedings of IEEE IMTC'98, Pt.Paul, USA, May18-21, 1998, pp.1087-1095
- [69] ISO 8320-7 Open System Interconnection Standard
- [70] EIA RS-232 Standard Interface between data terminal equipment and data communication equipment employing serial binary data interchange (V.24/V.8) Electronic Industry Association, Washington 1969
- [71] EIA RS-485 Standard for electrical characteristics of generators and receivers for use in balanced digital multipoint systems compatible with RS-422 Electronic Industry Association, Washington
- [72] Actuator Sensor Interface (ASI) Complete Specification, ASI Verein e.V. 1993. Odenthal O.31 Draft of Standard
- [73] SIMULINK® and MATLAB® User's Guide, The MathWorks, Inc. 1997
- [74] Vincent, C. H.: Random pulse drains, their measurement and statistical properties, Peter Peregrinus, London 1973

9. ZOZNAM SKRATIEK

KAPITOLA 1

$x(t)$	meraná fyzikálna veličina, vstupný signál analógovo číslicového prevodníka
$z(t)$	signál alebo parameter prenášajúci meranú informáciu
$k(n.T_s)$	výstupný číslicový údaj v diskrétnych okamihoch o meranej veličine, vstupný číslicový údaj analógovo číslicového prevodníka
f_s	vzorkovacia frekvencia
T_s	vzorkovacia perióda
TČP	prevodník časového intervalu na číslo
FČP	prevodník frekvencie na číslo
AČP	analógovo číslicový prevodník
ČAP	číslícovo analógový prevodník
AMUX	multiplexer analógových signálov vzorkovacia frekvencia
DMUX	multiplexer číslicových signálov
VO	vzorkovací obvod
OZ	operačný zosilňovač
μP	mikropočítač (čes. mikroradič, angl. mikrocontroller)
ISO	otvorený komunikačný systém OSI (open system interconnection)

KAPITOLA 2

t_n	n - tá vzorka $n.T_s$ signálu
f_H	horná medzná frekvencia signálu
$\delta(t-nT_s)$	rad ideálnych Diracových impulzov v časových okamihoch $n.T_s$
$x(nT_s)$	vstupná časovo diskretizovaná analógová hodnota vstupného signálu
$k(nT_s) = \{k_N, k_{N-1}, \dots, k_1\}$	výstupný číslicový údaj AČP
$X(f)$	frekvenčné spektrum signálu $x(t)$
$X_S(f)$	diskrétné frekvenčné spektrum signálu $x(t_n)$
Q	ideálna šírka kódového binu. V starších prameňoch je tiež ozancovaná U_{LSB} - napätie najmenšieho významového bitu.
N	dĺžka výstupného číslicového kódu
N_1	nižších N_1 bitov výstupného číslicového kódu
2^N	rozlíšenie AČP
T_P	doba analógovo číslicového prevodu
E_{kv}	efektívna hodnota kvantizačného šumu
$(-X_{max} - +X_{max})$	rozsah vstupného signálu
X_{pp}	hodnota špička-špička signálu na vstupe AČP, výstupe ČAP alebo na vstupe meracieho reťazca

X_{ef}	odpovedajúca efektívna hodnota harmonického signálu na vstupe AČP, výstupe ČAP alebo na vstupe meracieho retazca
S/\bar{S}	pomer efektívnej hodnoty harmonického signálu ku kvantizačnému šumu
$ENOB$	efektívny počet bitov
ε_{kv}	hustota výkonového spektra pripadajúcu na frekvenčný interval $(0, f_s/2)$
F_1	potlačenie kvantizačného šumu v pásme $(0; f_H)$ prevzorkovaním
H_1	potlačenie kvantizačného šumu v pásme $(0; f_H)$ šumovo tvarujúcim filtrom prvého rádu
G_1	výsledné potlačenie kvantizačného šumu dosiahnutého prevzorkovaním a šumovým tvarovaním prvého rádu
$J(z)$	prenos šumovo tvarujúceho filtra
B_{VST} , resp. B_{VYST}	spektrum signálu so šumom na vstupe resp. na výstupe šumovo tvarujúceho filtra
ε_Y	spektrálna hustota kvantizačného šumu po šumovom tvarovaní
MASH.....	paralelne radené šumovo tvarujúce filtre

KAPITOLA 3

t_n	n - tá vzorka n . T_s . signálu
A_D	zosilnenie OZ v diferenčnom móde
A_{CM}	zosilnenie OZ v súčtovom móde
A_I	prenos cez izolačnú bariéru izolačného OZ
R_{IN}	vstupná impedancia OZ
R_{OUT}	výstupný odpor OZ
I_0	vstupné kludové prúdy OZ
$\Delta I_1, \Delta I_2$	rozdielové vstupné prúdy OZ
U_0	napätová nesymetria OZ
ΔU_N	zmena napájacieho napätia OZ
v	prevádzková teplota OZ
Δv	zmena prevádzkovej teploty OZ
$1/\beta$	prenos lineárneho spätnoväzobného člena v zapojení OZ
$\pm U_{Dm}$	hodnoty napätia saturácie vstupnej kaskády OZ
SR	strmostou nárastu výstupného signálu OZ (slewing rate)
$\check{C}MMR$	činiteľ potlačenia súčtového signálu OZ
$IMRR$	činiteľ potlačenia izolačného napätia OZ
R_{ON} resp. R_{OFF}	odpor zopnutého resp rozpojeného kanálu AMUX
T_{ON} resp. T_{OFF}	doba zopnutia resp. rozpojenia kanálu AMUX
t_a	doba odberu vzorky VO
t_u	doba ustálenia výstupného napätia VO
t_d	oneskorenie spínača VO
ΔU_2	pokles výstupného napätia VO

T_1	trvanie prvej etapy integrácie AČP s dvojistou integráciou
T_x	trvanie druhej etapy integrácie AČP s dvojistou integráciou
U_y	výstupné napätie integrátor na konci prvej etapy integrácie AČP s dvojistou integráciou
U_{REF}	referenčné napätie AČP
M_{ET}	počet prvkov AČP zabezpečujúcich výslednú presnosť
T_0	perióda hodinových impulzov na čípe AČP
T_{E_r} resp f_E	perióda resp. frekvencia generátora etalónovej frekvencie
δ_Q	relatívne vyjadrená neistota kvantizácie meraca frekvencie resp časového intervalu
δ_A	relatívne vyjadrená neistota etalónovej frekvencie merača frekvencie resp časového intervalu
δ	relatívne vyjadrená kombinovaná neistota merača frekvencie resp časového intervalu
SČ.....	štart konverzie AČP
EOČ	koniec konverzie AČP
ČLK.....	hodinové impulzy synchronizujúce údaje sériového výstupu AČP
$T(k)$ ($T_{real}(k)$ resp. $T_{id}(k)$)	hodnota k -tej kvantizačnej úrovne AČP (reálna resp. ideálna)
$W(k)$	šírka kódového binu k -tej kvantizačnej úrovne AČP
$X_{FS}=X_{max}-X_{min}$	plný rozsah AČP
Q'	stredná šírka kódového binu AČP
$INL(k)$	integrálna nelinearita AČP
$DNL(k)$	diferenciálna nelinearita AČP
THD	celkové harmonické skreslenie AČP
$K_A(f_m)$ resp. $K_{ef}(f_m)$	amplitúdy resp. efektívne hodnoty m - tej harmonickej v spektre výstupného signálu AČP
SINAD.....	pomer signál - šum plus skreslenie AČP
SNR	pomer signál - šum AČP
U_{off}	chyba offsetu
G	chyba zosilnenia
FSR.....	plný rozsah prevodníka

KAPITOLA 4

y resp y'	stavova resp.zmenová prietoková veličina
x resp x'	stavova resp.zmenová vzťažná veličina
$X(s)$ resp $Y(s)$	operátor v Laplaceovom priestore prietokovej resp vzťažnej veličiny
s	komplexná frekvencia v Laplaceovom priestore
t_n	n - tá vzorka $n.T_S$.signálu
A_D	zosilnenie OZ v diferenčnom móde
$A_{\check{M}}$	zosilnenie OZ v súčtovom móde
R_{IN}	vstupný odpor OZ
E	akumulovaná alebo spotrebovaná energia
P	dodaný alebo spotrebovaný výkon

ρ	koeficient tuhosti deformačného prvku
x_{sen}	posunutie deformačného prvku , vlnovcového snímača tlaku alebo hydraulického tlmiča
v_{sen}	rýchlosť posunutia deformačného prvku , vlnovcového snímača tlaku alebo hydraulického tlmiča
F	sila pôsobiaca na deformačný prvok a na kapacitný snímač posunutia
L	indukčnosť cievky
C	kapacita kondenzátora
l	dĺžka votknutého nosníka ako deformačného prvku, dĺžka vodiča odporového snímača, dĺžka ramena otočnej cievky magnetoelektrického systému
w	prierez votknutého nosníka ako deformačného prvku
d	hrúbka votknutého nosníka ako deformačného prvku
E	Youngov modul pružnosti
M_{mech}	krútiaci moment magnetoelektrického meracieho systému
α resp. ω	uhol resp. uhlová rýchlosť magnetoelektrického meracieho systému
B	magnetická indukcia magnetoelektrického meracieho systému
Ψ	spriahnutý magnetický tok magnetoelektrického meracieho systému
S	plocha cievky magnetoelektrického meracieho systému, prierez vodiča odporového snímača alebo plocha kapacitného snímača posunutia
Q_{TEP}	tepelné množstvo
N	počet závitov magnetoelektrického meracieho systému
V	objem vlnovcového snímača tlaku, plynového snímača teploty
p	snímaný tlak vlnovcového snímača tlaku
ρ	merný odpor vodiča odporového snímača
J	entropia plynu
v	absolútna teplota plynového snímača teploty
R_p	plynová konštanta plynového snímača teploty
q	náboj kapacitného snímača posunutia
$\epsilon_r \epsilon_0$	permitivita kapacitného snímača posunutia
$Z(s)$ resp. $Y(s)$	generalizovaná impedancia resp. generalizovaná admitancia linearizovanej sústavy
$L\{\}$	operátor Laplaceovej transformácie
$\mathbf{v}_s(t)$	vektor stavovej veličiny (vzťažné alebo prietokové) pri stavovej reprezentácii sústavy
$\mathbf{v}_B(t)$	vektor budiacej veličiny (vzťažné alebo prietokové) pri stavovej reprezentácii sústavy
$\mathbf{v}_Z(t)$	vektor závislej, výstupnej veličiny (vzťažné alebo prietokové) pri stavovej reprezentácii sústavy
$V_S(s)$	operátor v Laplaceovom priestore stavovej veličiny (vzťažnej alebo prietokovej)

$V_B(s)$	operátor v Laplaceovom priestore budiacej veličiny (vzťažnej alebo prietokovej)
$V_Z(s)$	operátor v Laplaceovom priestore závislej veličiny (vzťažnej alebo prietokovej)
$e(x)$	absolútne vyjadrená kombinovaná neistota meracieho reťazca
a_i	aditívne pôsobiace parazitné interferujúce zložky na merací reťazec prepočítané na jeho vstupný blok
m_j	multiplikatívne pôsobiace parazitné zložky na merací reťazec prepočítané na jeho vstupný blok
$h(t)$	funkcia jednotkového skoku
$\zeta_p(t)$	impulzová odozva vstupného bloku meracieho reťazca
$Z_p(m_j, s)$	prenosová funkcie vstupného bloku meracieho reťazca komplexnej roviny
$Z_p(m_j)$	ustálená hodnota prenosovej funkcie vstupného bloku meracieho reťazca
$\mathbf{H}=[h_j]$	matica kernelov Volterrovho filtra
$\mathbf{L}(n)$	vektorom vzoriek na vstupe Volterrovho filtra
$k_{kor}(nT_S)$	korigovaná hodnota na výstupe Volterrovho filtra
\mathbf{R}_{XL}	vzájomnekorelačná matica
\mathbf{R}_{LL}	autokorelačná matica
$DNL_{an}(T(k))$	zovšeobecnená diferenciálna nelinearita blokov analógového predspracovania pre kvantizačnú úroveň $T(k)$
$DNL_{AČP}(k)$	diferenciálna nelinearita AČP pre kódový bin k

KAPITOLA 5

$f_d=1/\tau_d$	medzná frekvenciou OZ
C_D	difúznou kapacita diódy
U_D	prahové napätie diódy
$1/r$	strmosť modelu diódy
u_r	rozdielové napätie na vstupe OZ
w_e	koeficient úmernosti premeny energie na náboj v detektore žiarenia
T_K	okamih spustenia prevodu AČP od počiatku registrovania špičkovým detektorom

KAPITOLA 6

SAP	sekcia analógového predspracovania
SK	sekcia kvantovania
α_j	koeficienty polynómu prenosovej funkcie SAP
B_i resp B_j	koeficienty polynómu prenosovej funkcie pre napätie resp. časový interval na výstupe integrátora SAP

A_i	koeficienty polynómu prenosovej funkcie reálneho AČP
a	prenos ideálneho AČP
Δh	hysterézia AČP
$x_H(k)$	posun kvantizačnej úrovne AČP vplyvom hysterézie
$x_{CAP}(k)$	napätie ČAP v spätnej väzbe aproximačného AČP
ΔU	odchýlky referenčného napätia od ideálnej hodnoty U_{REF}
R_{dir}, R_{Di}	chyby váhovacích prvkov v pozdĺžnej a priečnej vetvi priečkového útlmového článku AČP
$R_{sir}, U_{sir}, R'_{sir}, U'_{si}$	náhradný odpor a zvyškové napätie číslicovo riadených prepínačov v priečkovom útlmovom článku aproximačného AČP
$U_{do},$	U_{dN} výsledne pôsobiace kompenzačné zdroje v priečkovom útlmovom článku spätnoväzobného ČAP aproximačného AČP
$\Delta U(i)$	výsledný chybový príspevok i -tej vetvy spätnoväzobného ČAP k výslednému napätiu
$DNL_m(i)$	modelovaná hodnota i -tého bitu výstupného kódového binu k aproximačného AČP
$DNL^*_m(i)$	neodchýlená modelovaná hodnota diferenciálnej nelinearity i -tého bitu výstupného kódového binu k aproximačného AČP
$INL_{AČP}(k)$	integrálna nelinearita paralelného porovnávacieho AČP seriovo-paralelného AČP
$INL_{an}(k)$	integrálna nelinearita analógovej časti seriovo-paralelného AČP
$INL_D(k)$	výsledná integrálna nelinearita priamej vetvy seriovo-paralelného AČP
L	počet cyklov procesu prevodu seriovo-paralelného AČP
$INL_{CAP}(^1k)$	integrálna nelinearita ČAP v spätnej väzbe seriovo-paralelného AČP
$INL_{VO}(^1k)$	integrálna nelinearita vzorkovacieho obvodu v spätnej väzbe seriovo-paralelného AČP
$INL_F(^1k)$	výsledná integrálna nelinearita spätnej väzby seriovo-paralelného AČP
$INL_m(k)$	modelovaná hodnota integrálnej nelinearity seriovo-paralelného AČP pre kódový bin k
β_i	koeficienty polynómu aproximujúceho nelinearitu obvodu analógového spracovania v sérioparalelnom AČP

KAPITOLA 7

ΔU	rozkmit napätia trojuholníkového priebehu pre testovanie AČP
M	počet vzoriek v zázname pre testovanie AČP
J	počet period v zázname harmonického testovacieho signálu AČP
f_{opt}	optimálna frekvencia harmonického testovacieho signálu AČP
Δf	záznežová frekvencia harmonického testovacieho signálu AČP
f_{in}	vstupná frekvencia harmonického testovacieho signálu AČP
X_0	amplitúda harmonického testovacieho signálu na vstupe AČP

K	amplitúda najlepšie preloženého harmonického testovacieho signálu na výstupe AČP
Θ	fázový posun najlepšie preloženého harmonického testovacieho signálu na výstupe AČP
C	ofset najlepšie preloženého harmonického testovacieho signálu na výstupe AČP
K_A , resp. K_B	amplitúda kosinusovej resp. sínusovej zložky najlepšie preloženého harmonického testovacieho signálu na výstupe AČP
ΔT	interval odberu vzoriek testovacieho signálu pri testovaní najlepšie preloženou sinusovkou
$\alpha(l)$ resp. $\beta(l)$	prvky matice pre testovanie AČP najlepšie preloženou sínusovkou - trojparametrickou aproximácia prvkov priebehu
D	matica pre testovanie AČP najlepšie preloženou sínusovkou
R	vektor maticovej rovnice na pravej strane pri testovaní AČP najlepšie preloženou sínusovkou
H	vektor parametrov najlepšie preloženej sínusovky
$t(k)$	okamih prekročenia kvantizačnej úrovne $T(k)$ pri testovaní pomocou histogramov
$\tau(k)$	doby trvania testovacieho priebehu medzi kvantizačnými úrovňami $T(k)$, $T(k+1)$ pri testovaní pomocou histogramov
$P(k)$	počet kódových binov k vo výstupnom zázname AČP pri testovaní pomocou histogramov
P	celkový počet vzoriek vo výstupnom zázname AČP pri testovaní pomocou histogramov
$P(k)$	pravdepodobnosť výskytu kódového binu k pri testovaní pomocou histogramov
$p_{id}(k)$, resp. $p_{real}(k)$	ideálna resp. reálna pravdepodobnosť $p(k)$ výskytu kódového binu k pri testovaní pomocou histogramov
(k_{min}, k_{max})	rozsah hodnôt k vo výstupnom zázname AČP pri testovaní pomocou histogramov
$DNL(k_{min}), DNL(k_{max})$	diferenciálna nelinearita AČP pre krajné kódové biny
$\delta_{P(k)}$	relatívna neistota určenia početnosti $P(k)$
$R(\lambda_k)$	korelačná funkcia medzi nameranými hodnotami diferenciálnych nelinearit $DNL(k)$ s odstupom vyjadreným počtom kódových binov λ_k .
$INL(k_1), INL(k_2), INL(k_3)$	experimentálne zistené hodnoty integrálnej nelinearity v uzlových bodoch aproximovanej prevodovej charakteristiky Lagrangeovým polynómom v kódových binoch k_1, k_2, k_3 .
U_{Hi} , resp. U_{Li}	horná a dolná špičková hodnota signálu s trojuholníkovým priebehom pre testovanie metódou histogramu s úzkopásmovým histogramom
P_{Hi}	početnosť kódových binov s hodnotou $k \geq k_i$
L_{zaz}	počet záznamov pre spriemernenie spektier
L	násobok strednej šírky kódového binu určujúci rozkmit ditherovacieho napätia $L \cdot Q'$,

$\overline{DNL(k)}$	ditherovacím napätím vyhladený priebeh diferenciálnej nelinearity generátora trojuholníkového napätia
$\Psi(x)$	funkcia hustoty pravdepodobnosti signálu obdĺžnikového rozloženia z generátora všetkých kódových slov
$\Gamma(v)$	funkciou hustoty pravdepodobnosti s rovnomerným rozložením ditherovacieho napätia s rozkmitom LQ'
$\varphi(x)$	výsledné rozloženie hustoty pravdepodobnosti testovacieho signálu s ohraničným rozkmitom s pridaním ditherovacieho napätia rozkmitu LQ'
$w(l)$	vzorky oknovej funkcie pri použití testovania AČP FFT procedúrou
q	stupeň polynómu aproximujúceho spojitého priebehu $INLF$
$p(k/x)$	podmienená pravdepodobnosť výskytu kódového binu k pre vstupné napätie x
$r(k/x)$	funkcia hustoty pravdepodobnosti výskytu kódu k v závislosti od hodnoty vstupného napätia x
$\varphi_1(v)$	funkcia hustoty pravdepodobnosti bieleho šumu
$\varphi_2(u)$	funkcia hustoty pravdepodobnosti harmonického signálu
$(+)\mathcal{I}(k)$	číslo vzorky vo výstupnom zázname prvého výskytu kódu k
$(-)\mathcal{I}(k-1)$	číslo vzorky vo výstupnom zázname posledného výskytu kódu $(k-1)$
$(+)\mathcal{I}(k+1)$	číslo vzorky vo výstupnom zázname prvého výskytu kódu $(k+1)$
$(-)\mathcal{I}(k)$	číslo vzorky vo výstupnom zázname posledného výskytu kódu k
$\Delta U/\Delta t$	strmosť kalibračného napätia
$W^+(k)$ resp. $W^-(k)$	šírka kódového binu pre kladnú resp. zápornú smernicu kalibračného napätia

10. INDEX

A

AČP - diferenciálna nelinearita	46
AČP - efektívny počet bitov	49
AČP - harmonické skreslenie.....	47
AČP - hysterézia	45
AČP - chyba ofsetu	49
AČP - chyba zisku	50
AČP - chýbajúci kód.....	47
AČP – ideálna resp.stredná šírka kódového binu	46
AČP - integrálna nelinearita	45
AČP - kvantizačná úroveň.....	44, 45
AČP - monotónnosť	47
AČP - neistota apertúry	45
AČP - nestabilita spúšťania.....	48
AČP - oneskorenie apertúry	44
AČP - oneskorenie údajov	47
AČP - pásmo striedania	44
AČP - plný rozsah	45
AČP - početnosť chybových slov	49
AČP - prenosová charakteristika.....	43
AČP - presluch	45
AČP - rýchlosť nábehu	49
AČP - šírka kódového binu.....	45
AČP - šum	47
AČP - ustálenie.....	49
Aditívne zložky chýb	80
Akumulátory energie.....	55
Amplitúdová diskretizácia	14
AMUX-doba rozpojenia.....	30
AMUX-doba zopnutia	30
AMUX-odpor rozpojeného kanálu	30
AMUX-odpor zopnutého kanálu.....	30
AMUX-počet vstupov.....	30
AMUX-pracovný rozsah	30
Analógovo číslicový prevodník.....	6
Antialiasing filter	11, 12
Aproximácia charakteristík.....	77
Aproximácia splajnovými funkciami	79

B

Bipolárny AČP	20
---------------------	----

C

ČAP – jednobitový	40
Časová diskretizácia	14
Činiteľ potlačenia súčtového signálu....	25
Číslicovo analógový prevodník	14

D

Diagnostika	5
Diferenčný zosilňovač	26
Diracová funkcia	12
Dithering	130
Drift.....	25
Dynamické zložky chýb	83
Dynamický rozsah AČP	15

E

Extenzívne veličiny	53
Fáza pamätania.....	32

F

Fáza vzorkovania.....	32
Fourierová transformácia	11
Frekvenčné spektrum	11
Funkčný model	52
Fyzikálny model	52

G

Galvanická väzba	25
Generátor etalónovej frekvencie	42
Grafov toku signálov.....	73

CH

Chybový model	80
Chybový model AČP	95

I

Inteligentný senzor.....	9
Intenzitné veličiny	53
Izolačné napätie.....	28
Izolačný zosilňovač.....	26

K

Kalibrácia.....	5
Kalibračný signál	6
Kirchhoffové zákony - generalizované..	68
Kódový bin	45
Koeficient prevzorkovania.....	40
Koherentné vzorkovanie.....	113
Komparátor	42
Kompresia údajov.....	10
Koniec konverzie	43
Korekcia meraného údaja.....	6
Kvantizačný šum	15

L

Ľudský operátor	6
-----------------------	---

M

Merací reťazec	3
Meraná veličina	3
Metóda Lagrangeovej interpolácie.....	79
Metóda najlepšie preloženej sínusovky	114
Metóda najmenších štvorcov	79
Metóda rektifikácie	79
Mikropočítač	6
Modulačný izolačný zosilňovač	29
Modulátor	4
Multiplexer analógových signálov	6
Multiplikatívne zložky chýb	81

N

Náhodné zložky chýb	81
Napätovo prúdový prevodník.....	24
Napätový zosilňovač.....	24
Neistota merania	4
Neistota-analógová zložka	43
Neistota-quantizačná zložka	43
Nyquistová frekvencia	12

O

Obvod analógovej pamäte.....	90
Obvody analógového spracovania	23
sOfset prúdový, napätový	24

Operačný zosilňovač.....	23
Otvorený komunikačný systém	7
Oknové funkcie	122

P

Po častiach lineárne diferenciálne rovnice	92
Prepojovacie prvky	56
Prevodník	3
Prevodník časového intervalu na číslo ...	6
Prevodník frekvencie na číslo.....	6
Prevodníky energie.....	55
Prevzorkovanie	16
Prienik signálu	30
Prietokové veličiny.....	53
Princíp AČP - $\Sigma\Delta$	39
Princíp AČP - aproximačný	39
Princíp AČP – s dvojitou a viacnásobnou integráciou	96
Princíp AČP – s jednoduchou integráciou	96
Princíp AČP - s medziprevodom na časový interval	38
Princíp AČP – s premennou strmost'ou vybjjania	96
Princíp AČP – s prevodom napätia na frekvenciu	96
Princíp AČP – s vyrovnávaním náboja ..	39
Princíp AČP – sérioparalelné usporiadanie	105
Princíp AČP - viacsklonová integrácia ..	39
Princíp AČP-paralelný.....	37
Princíp ČAP - multiplikačný	102
Prístrojový zosilňovač	26
Prúdovo napätový prevodník.....	24
Prúdový zosilňovač	24
Pseudonáhodná sekvencia	129

R

Redundantná informácia	6
Riadené prvky.....	62
Rozmazávanie FFT spektra	122

S

Sekcia analógového predspracovania ..	97
Sekcia kvantovania ..	97
Senzor.....	3
Signál prenášajúci meranú informáciu ...	4
Snímač.....	3
Snímače - technológie.....	4
Snímače aktívne.....	4
Snímače pasívne	4
Softvérový simulátor	75
Spätná väzba kognitívna	6
Spätná väzba reflexná.....	6
Stavová reprezentácia sústavy	69
Stavové veličiny	53, 70
Strmost' nárastu	25
Stroboskopické vzorkovanie.....	13
Synchronný demodulátor	29
Systematické zložky chýb	80
Štart konverzie.....	43
Šum snímača	5
Šumové tvarovanie.....	16

T

Testovacie metódy - dynamické.....	112
Testovanie AČP - statické.....	110
Testovanie AČP časovou dekompozíciou	139
Testovanie FFT procedúrou	121
Testovanie histogramom	117
Testovanie identifikáciou parametrov chybového modelu AČP	135
Testovanie trojuholníkovým priebehom s obmedzeným rozkmitom.....	125
Tvarovací obvod.....	89

U

Umelé neurónové siete	36
-----------------------------	----

Unipolárny AČP	20
----------------------	----

V

Virtuálna nula	26
VO bez spätnej väzby	35
VO so spätnou väzbou	35
VO zapojený do kaskády	36
VO-apertúrna neistota	34
VO-doba odberu vzorky	33
VO-doba otvorenia	34
VO-doba ustálenia	33
VO-chyba prenosu.....	34
VO-chyba ustáleného napätia	34
VO-interval vstupných napätí.....	33
Volterrov filter.....	85
Volterrov rad	70
VO-oneskorenie spínača.....	34
VO-pokles výstupného napätia	34
VO-prenosová funkcia.....	34
VO-sample and hold	33
VO-šírka prenášaného pásma	34
VO-track and hold	33
Vyhľadávacia tabuľka	37
Výstupné kódy AČP	20
Výstupný údaj.....	3
Vzorkovací obvod	6, 14
Vzorkovacia frekvencia	12
Vzorkovacia teoréma	11
Vzorkovanie záznejového priebehu	114
Vzťažné veličiny	53

Z

Zbernica	8, 9
Zdroje energie	56
Zrýchlené metódy testovania.....	124

Modelovanie analógovo číslicových rozhraní

Prof. Ing. Linus Michaeli, CSc.

Počet strán: 164

Náklad: 100 ks

Vyšlo vo vydavateľstve Mercury – Smékal

www.mercury.sk, info@mercury.sk

ISBN 80-968550-1-8

EAN 9788096855018