

# DVOJTAKTNÝ INTEGRAČNÝ PREVODNÍK S PREKLÁPACÍM SENZOROM

0

Martin KOLLÁR

Katedra elektroniky a multimediálnych telekomunikácií, Fakulta elektrotechniky a informatiky Technickej univerzity v Košiciach, Park Komenského 13, 042 00 Košice, E-mail: Martin.Kollar@tuke.sk

## SUMMARY

This paper deals with a new type of the system for measurement of a non-electrical quantity. Design method enables to compensate influences of parasitic sources. A simple and successful design of a balanced integrating converter with flip-flop sensor is presented. Proposed system enables to measure light intensity. A photodiode was used as sensor, in the scheme represented by a current source and diode.

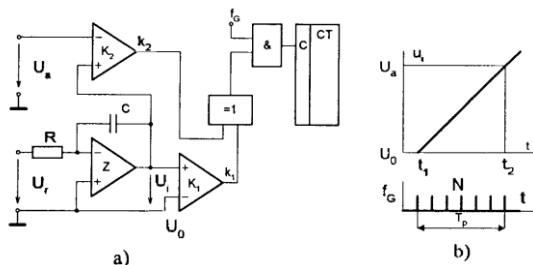
The measuring system is working in two tacts. The effect of parasitic sources is compensated in first tact and a non-electrical quantity, in our case light intensity, is measured in second tact.

The theoretical results are compared with simulations in PSPICE and good agreement is reported.

**Keywords:** non-electrical quantity, light intensity, integrating A/D converter, flip-flop sensor, sigma-delta modulator

## 1. ÚVOD

Integračný prevodník s jednotaktnou integráciou (single slope) prevádza vstupné napätie  $U_a$  na časový interval  $T_p = t_2 - t_1$ , určený dobou otvorenia hradla, počas ktorej sú počítané impulzy s frekvenciou  $f_G$  z generátora hodinových impulzov, obr. 1.



**Obr. 1** Integračný A/Č prevodník s jednotaktnou integráciou

a) zapojenie prevodníka, b) princíp práce

**Fig. 1** Single slope A/D converter

a) circuit diagram of the converter, b) principle of the functioning

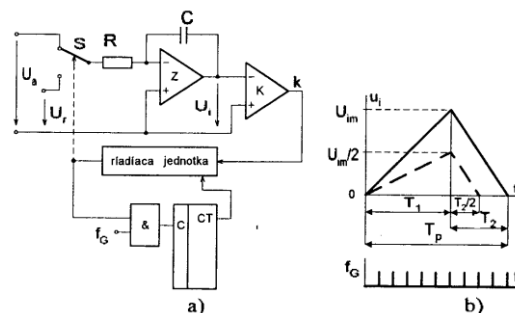
Ak prekročí výstupné napätie integrátora  $Z$  napätie  $U_0$ , výstup komparátora  $K_1$  otvorí hradlo a počítadlom impulzov sú počítané impulzy s frekvenciou  $f_G$ . Ak dosiahne výstupné napätie integrátora hodnotu  $U_a$ , výstup komparátora  $K_2$  uzavrie hradlo a počítadlo impulzov ukončí počítanie. Časový interval počítania impulzov potom možno vyjadriť stavom počítadla [4]:

$$N = RC \frac{U_a}{U_r} f_G \quad (1)$$

Doba prevodu je priamo úmerná hodnote vstupného napätia. Stav počítadla určuje okamžitú hodnotu

vstupného napätia. Prevodník preto neumožňuje potlačanie sériového rušenia.

Integračný prevodník s dvojtaktovou integráciou (dual slope) prevádza vstupné napätie na časový ekvivalent v dvoch taktach, obr. 2.



**Obr. 2** Integračný A/Č prevodník s dvojtaktovou integráciou

a) zapojenie prevodníka, b) princíp práce

**Fig. 2** Dual slope A/D converter

a) circuit diagram of the converter, b) principle of the functioning

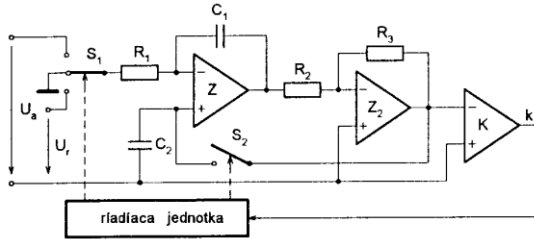
Stav počítadla impulzov  $N_2 = f_G T_2$  na konci doby  $T_2$  možno vyjadriť vzťahom [4]:

$$N_2 = \frac{U_a}{U_r} N_1 \quad (2)$$

kde  $N_1 = f_G T_1$ . Pretože presnosť merania nie je ovplyvnená ani časovou konštantou integrátora, ani kmitočtom generátora, je možné touto metódou dosiahnuť presnosť a stabilitu prevodu. Predpokladom je ale nemennosť parametrov integrátora, generátora a komparátora počas doby prevodu.

Integračný prevodník s trojtaktovou integráciou potláča aditívne chyby integrátora, zapríčinené

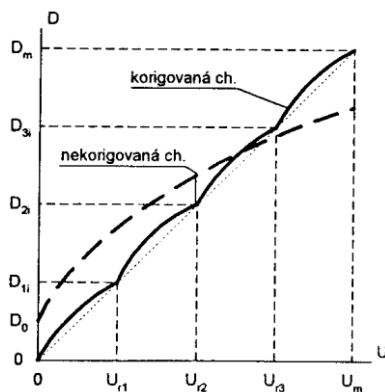
vstupnou napäťovou a prúdovou nesymetriou zosilňovača. Korekcia spočíva v zaradení ďalšieho korekčného taktu, počas ktorého je vstup integrátora uzemnený a výstupné napätie integrátora, predstavujúce jeho výstupné zostatkové napätie, je uchované v kondenzátore  $C_2$ , obr. 3.



**Obr. 3** Integrovaný A/Č prevodník s trojtaktovou integráciou

**Fig. 3** Triple slope A/D converter

Metódy viacnásobných integrácií umožňujú eliminovať aditívne a multiplikatívne chyby prevodu. Význačnou vlastnosťou integračných prevodníkov s konštantnou dobou integrácie je potlačanie sériového rušivého napätia, superponovaného na merané napätie. Činiteľ potlačenia rušenia SMRR (series mode rejection ratio) je určený pomerom rušivej a užitočnej zložky. Pre dosiahnutie uspokojivých hodnôt (SMRR >70dB) je potrebné synchronizovať dobu integrácie s periódou sieťovej frekvencie.

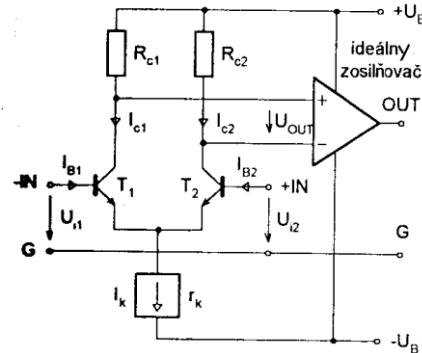


**Obr. 4** Korekcia nelinearity A/Č systému  
**Fig. 4** Correction of the non-linearity of the A/D converter

Vyššie opísané metódy umožňujú korigovať aditívne a multiplikatívne chyby A/Č systému. V každom A/Č systéme sa vyskytujú okrem aditívnych a multiplikatívnych chýb tiež aj chyby nelinearity. Korekcie nelinearity prevodovej charakteristiky vyžadujú aplikáciu vyššie opísaných algoritmov na ekvidistantne rozdelené časti meracieho systému, určené referenčnými napätiami  $U_{ri}$ , ktoré sú vytvorené interným napäťovým kalibrátorom, obr. 4.

Časové a teplotné drifts meracieho A/Č systému sa eliminujú priebežnou kalibráciou jeho prevodovej charakteristiky. S uvedenými korekciami možno dosiahnuť až o niekoľko rádov vyššiu linearitu a stabilitu, prevodových charakteristik meracích systémov, pri použití bežných súčiastok za predpokladu nemennosti parametrov integrátora, generátora impulzov a komparátora počas doby prevodu.

Predpokladajme, že v úlohe komparátora je použitý bipolárny operačný zosilňovač, obr. 5.



**Obr. 5** Bipolárny operačný zosilňovač  
**Fig. 5** Bipolar operational amplifier

Za predpokladu, že obidva tranzistory majú zhodné strmosti a zhodné kolektorové rezistory  $R_{c1}=R_{c2}$ , je rozdielové zosilnenie diferenčného stupňa [4]:

$$A_D = \frac{R_c I_k}{2U_T} \quad (3)$$

kde  $U_T$  je tepelné napätie. Súhlasné napätie  $U_C=(U_{i1}+U_{i2})/2$  spôsobí zmenu výstupného napätia diferenčného stupňa  $\Delta u_{OUT}=-R_c \Delta U_C/(2r_k)$ , kde  $r_k$  je odpor prúdového zdroja  $I_k$  a  $\Delta U_C$  je zmena súhlasného napätia. Súhlasné zosilnenie diferenčného stupňa je potom definované vzťahom [4]:

$$A_C = -\frac{R_c}{2r_k} \quad (4)$$

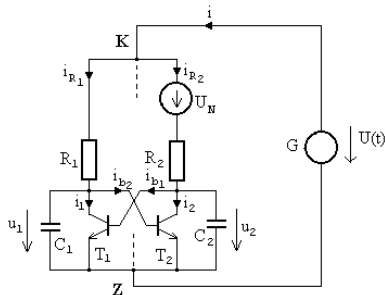
Vyššie uvedené vzťahy platia za predpokladu zhodných strmostí tranzistorov a kolektorových rezistorov diferenčného stupňa. V praxi ale môže dôjsť k narušeniu týchto rovností vplyvom nedokonalosti výroby, procesu starnutia, teploty a pod., čo vedie k narušeniu linearite výstupnej prevodovej charakteristiky A/Č systému. Tento nedostatok je možné korigovať metódou opísanou vyššie.

Cieľom tohto príspevku je poukázať na nový typ A/Č systémov pre meranie neelektrických veličín, u ktorých je možná kompenzácia parazitných vplyvov počas prevodu meranej neelektrickej veličiny. Nosnou časťou týchto systémov je preklápací senzor, opísaný v nasledujúcej časti.

Vzhľadom na obmedzený rozsah tohto príspevku autor uvádza niektoré tvrdenia a vzťahy, v nasledujúcich častiach, bez dôkazu.

## 2. PREKLÁPACÍ SENZOR

Kľúčovým prvkom preklápacieho senzora je preklápací obvod alebo tzv. elementárna pamäť. Od konvenčnej elementárnej pamäte sa líši iba spôsobom ovládania. Ovládacie impulzy sa neprivádzajú do báz tranzistorov, ale obvod sa opakovane pripája buď k ideálnemu zdroju prúdu alebo napätia. Preklápací senzor na obr. 6 je ovládaný napäťovým impulzom z generátora  $G$ .

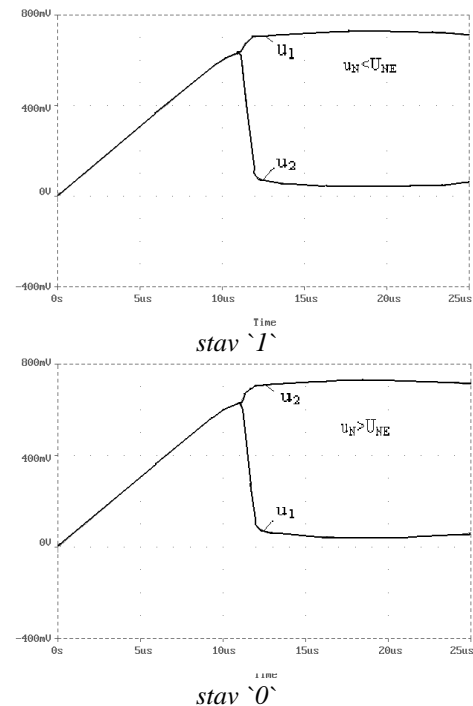


**Obr. 6** Preklápací senzor  
**Fig. 6** Flip-flop sensor

Jedným zo spoluautorov patentu preklápací senzor bol Dr. Lian [1], ktorý poukázal na možnosti merania neelektrických veličín preklápacím senzorom. Obvod na obr. 6 je charakteristický dvoma stabilnými stavmi '0' resp. '1' a jedným nestabilným stavom, ktorý je ale v praxi vzhľadom na existenciu šumu nedosiadateľný. V prípade dokonalej hodnotovej symetrie preto nie je možné jednoznačne rozhodnúť o preklopení obvodu do stavu '0' resp. '1'. Dôvodom je, že pravdepodobnosť preklopenia do stavu '0' resp. '1' má štatistický charakter. S dostatočne veľkým počtom riadiacich impulzov sa zistí, že pravdepodobnosť prechodu obvodu do stavu '0' je rovná pravdepodobnosti prechodu do stavu '1' a tá je rovná 0.5, čo je tzv. 50%-ný stav obvodu [1]. V prípade hodnotovej asymetrie, vyvolanej rozdielnymi hodnotami kolektorových rezistorov prípadne parametrov tranzistorov sa obvod s každým riadiacim impulzom preklapí do stavu '0' resp. '1'. Pôvodne súmerné prenosové charakteristiky prvého invertora  $R_1T_1$  a druhého invertora  $R_2T_2$  sa tak zmenia na nesúmerné.

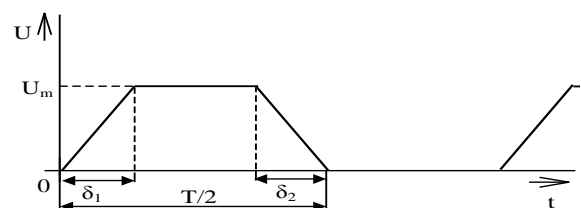
Obvod je možné symetrizovať tzv. ekvivalentným napätím  $U_N = U_{NE}$ , v tom zmysle, že sa obnoví 50%-ný stav [1]. Časové priebehy napätí  $u_1$ ,  $u_2$  na obr. 7 reprezentujú prechod obvodu do stavu '0' a '1' za predpokladu, že  $U_{NE} > 0$ .

Ekvivalentné napätie  $U_{NE}$  je funkciou hodnotovej nesymetrie prvkov preklápacieho senzora a strmosti nábežnej hrany ovládacieho impulzu, obr. 8.



**Obr. 7** Priebehy napätí  $u_1$ ,  $u_2$   
**Fig. 7** Courses of the voltages  $u_1$ ,  $u_2$

Daná hodnotová nesymetria sa potom premietne do odlišnej hodnoty ekvivalentného napätia pri ovládaní tzv. rýchlou vzostupnou hranou ( $R_1C_1, R_2C_2 \gg \delta_1, \delta_2$ ) a pri ovládaní pomalou vzostupnou hranou ( $R_1C_1, R_2C_2 \ll \delta_1, \delta_2$ ) ovládacieho impulzu. Ovládanie pomalou vzostupnou hranou ovládacieho impulzu umožňuje kompenzovať vplyv parazitných kapacít  $C_1, C_2$  tranzistorov preklápacieho senzora [3]. V zostávajúcej časti tohto článku predpokladajme posledne spomenutý spôsob ovládania preklápacieho senzora.

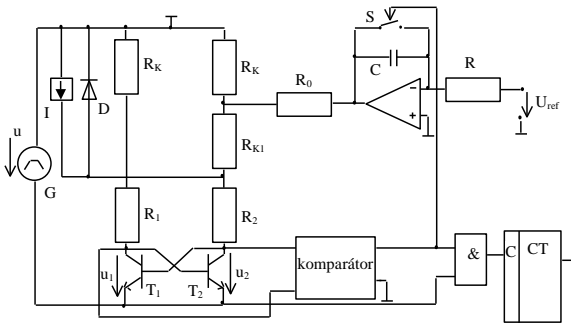


**Obr. 8** Napäťový ovládaci impulz  
**Fig. 8** Voltage control pulse

## 3. JEDNODUCHÝ INTEGRACNÝ PREVODNÍK S PREKLÁPACÍM SENZOROM

Integračný prevodník s preklápacím senzorom pre meranie intenzity osvetlenia je znázornený na obr. 9. Ako senzometrický prvok je v tomto prípade použitá fotodióda na obr. 9 reprezentovaná zdrojom prúdu  $I$  a ideálnou diódou  $D$ . Prúd  $I$  je potom funkciou intenzity osvetlenia.

Ak je obvodová symetria preklápacieho senzora bez pôsobenia osvetlenia ( $I=0$ ) dokonalá, potom pôsobením osvetlenia ( $I=I_K$ ) pre ekvivalentné napätie máme  $U_{NE}=I_K(R_K+R_{K1})$ . Ak je napätie  $u_N$  v absolútnej hodnote menšie než  $U_{NE}$ , dochádza k počítaniu impulzov z generátora  $G$ , počítadlom  $CT$ .



**Obr. 9** Integrovaný A/Č prevodník s preklápacím senzom

**Fig. 9** Integrating A/D converter with flip-flop sensor

Akonáhle platí  $|u_N| > |U_{NE}|$ , tento proces počítania je zastavený. Zopnutím spínača  $S$  dôjde k vybitiu kondenzátora  $C$ . Hodnota meranej intenzity osvetlenia je potom funkciou napočítaných impulzov

$$N = \frac{RCI_K(R_K + R_{K1})(R_K + R_0)}{U_{ref}R_K} f_G \quad (5)$$

kde  $f_G$  je frekvencia impulzov, generovaných generátorom  $G$ .

V praxi nepresnosťou výroby súčiastok preklápacieho senzora, vplyvom teploty, časovou nestabilitou, šumom môže dôjsť k porušeniu hodnotovej symetrie preklápacieho senzora bez pôsobenia osvetlenia, vo všeobecnosti meranej neelektrickej veličiny. Potom pre ekvivalentné napätie platí:

$$U_{NE} = I_K(R_K + R_{K1}) + f(R_1, R_2, \beta_1, \beta_2, i_{ES1}, i_{ES2}, u_s) \quad (6)$$

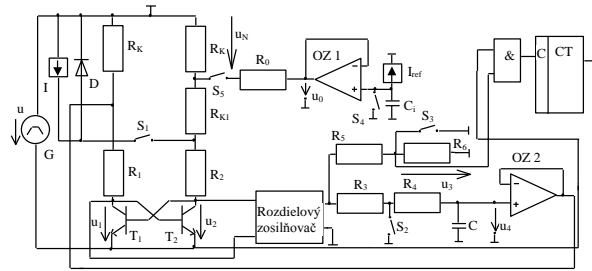
kde  $\beta_1, \beta_2$  sú prúdové zosilňovacie činitele,  $i_{ES1}, i_{ES2}$  sú saturačné prúdy tranzistorov preklápacieho senzora a  $u_s$  reprezentuje šumové a iné rušivé napätia. K vzťahu (6) je možné dospieť všeobecným postupom odvodenia ekvivalentného napätia preklápacieho senzora, ktorý je uvedený v [2]. Pre zdĺhavý matematický postup autor toto odvodenie neuvádza.

Záver, vyplývajúce zo vzťahu (6):

- Výsledné ekvivalentné napätie je možné vyjadriť vo forme súčtu užitočnej zložky, závisiacej od intenzity osvetlenia a neúžitočnej zložky, závisiacej od rušivých faktorov.
- Rušivé vplyvy je potom možné kompenzovať dvojtaktným integračným prevodníkom podrobne opísaným v nasledujúcej časti.

#### 4. DVOJTAKTNÝ INTEGRAČNÝ PREVODNÍK

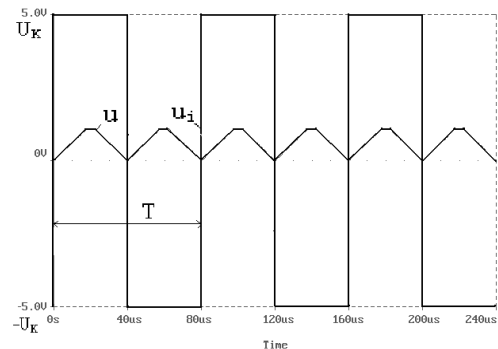
Principiálno-bloková schéma dvojtaktného integračného prevodníka je na obr. 10.



**Obr. 10** Dvojtaktný integračný prevodník s preklápacím senzom

**Fig. 10** Balanced integrating converter with flip-flop sensor

Na obr. 11 je znázornený vstupný riadiaci signál generátora  $G$  a pomocný riadiaci signál  $u_i$  pre riadenie spínačov  $S_1, S_2, S_3, S_4, S_5$ .



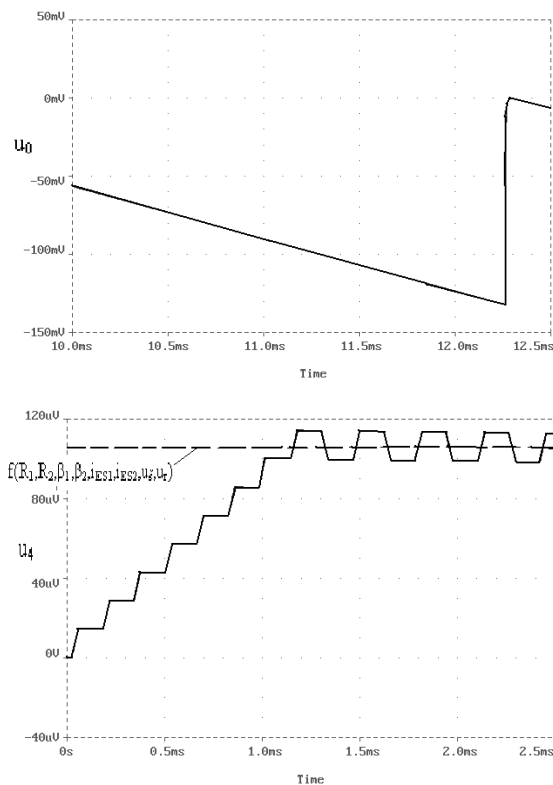
**Obr. 11** Riadiace signály  
**Fig. 11** Control signals

Spínače  $S_1, S_2, S_3$  sú spínané úrovňou  $-U_K$  a spínač  $S_3$  je spínaný úrovňou  $U_K$  riadiaceho signálu  $u_i$ . K zopnutiu spínača  $S_4$  dôjde ak je úroveň riadiaceho signálu  $u_i = -U_K$  a súčasne  $u_3 = -U_{3m}$ , kde  $U_{3m}$  je absolútna hodnota amplitúdy napätia na výstupe rozdielového zosilňovača. Z obr.10 je zrejmé, že spätná väzba  $SV$  je vedená z výstupov kolektorov tranzistorov preklápacieho senzora do kolektorovej vetvy tranzistora  $T_1$  tak, že v obvode  $SV$  je radený integrátor  $R_4C$  a oddeľovací zosilňovač  $OZ2$ . Zopnutím spínačov  $S_1, S_2$  je pripojený k preklápaciemu senzoru prúdový zdroj  $I$  a pre užitočnú zložku ekvivalentného napätia máme  $U_{NE}=I_K(R_K+R_{K1})$ . Keďže v tomto prvom takte je zopnutý aj spínač  $S_2$ , výstupné napätie integrátora  $R_4C$  sa nemení. Naopak v druhom takte sú spínače  $S_1, S_2$  rozopnuté, teda uplatňuje sa len pôsobenie rušivých zložiek. Princíp práce daného prevodníka spočíva v kompenzovaní vplyvu pôsobiacej neelektrickej veličiny v každom nepárnom takte a kompenzovaní vplyvu rušivých zložiek v každom

párnom takte. Samotné počítanie impulzov počítačom  $CT$  je rovnaké ako u jednoduchého integračného prevodníka (viď. predošlá kapitola). Rozdielnym je len integrátor, tvorený prúdovým zdrojom  $I_{ref}$  a kondenzátorom  $C_i$ . Princíp práce prevodníka ozrejmuje časové priebeh v nasledujúcej časti.

## 5. EXPERIMENTÁLNE VÝSLEDKY

Dvojtaktný integračný prevodník bol simulovaný v PSPICE, tak že operačné zosilňovače  $OZ1$ ,  $OZ2$  a rozdielový zosilňovač boli realizované typmi  $MA1458$ . Spínače  $S_1, S_4, S_5$  boli realizované unipolárnymi tranzistorami  $BSS92$  PMOS. Spínač  $S_2$  bol realizovaný bipolárnym tranzistorom  $KC 307$  PNP a spínač  $S_3$  bol realizovaný bipolárnym tranzistorom  $KC 237$  NPN. Hodnoty zostávajúcich súčiastok boli zvolené nasledovne:  $R_3=10k\Omega$ ,  $R_4=2M\Omega$ ,  $C=6\mu F$ ,  $C_i=2.2nF$ ,  $R_0=1.8k\Omega$ ,  $R_K=10\Omega$ ,  $R_{K1}=100\Omega$ ,  $R_5=4.7k\Omega$ ,  $R_6=15k\Omega$ ,  $I_K=6.5\mu A$ ,  $U_m=5V$ . Referenčný prúd  $I_{ref}$  bol nastavený na hodnotu  $0.2mA$  prúdovým zrkadlom. Preklápací senzor bol ovládaný napäťovým impulzom so strmou nábežnej hrany  $5.5 \cdot 10^3 V/s$  a perióda  $T$  riadiaceho signálu  $u_i$  bola  $80\mu s$ . Hodnotová nesymetria spôsobená rušivými vplyvmi bola zvolená nasledovne:  $R_1=10.7k\Omega$ ,  $R_2=10.9k\Omega$ . Plápolavý šum bol v obvode reprezentovaný zdrojom prúdu, obr. 13, tak že  $I_s=0.2I_B$ .

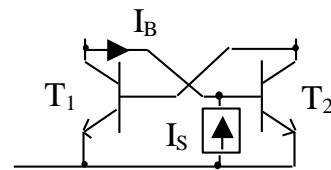


Obr. 12 Výsledky simulácií v PSPICE.

Fig. 12 The results of the simulations in PSPICE

Z priebehu napätia  $u_0$  na obr. 12 vyplýva, že užitočná zložka ekvivalentného napätia má hodnotu  $U_{NE}=0.7237 mV$ , pretože  $u_N=-u_0R_K/(R_0+R_K)$  [2], zatiaľ čo hodnota užitočnej zložky ekvivalentného napätia podľa vzťahu (6) je  $0.7128 mV$ . Presnosť merania môžeme opísať absolútnou chybou, definovanou rozdielom ekvivalentného napätia zo vzťahu (6) a výsledkom simulácie v PSPICE, teda  $\Delta=-10.9 \mu V$ . Je potrebné ale upozorniť na kvantizačnú chybu dvojtaktného integračného prevodníka, definovanú vzťahom:

$$\Delta_K = \frac{I_{ref} R_K T}{C_i (R_0 + R_K)} + \frac{U_m T}{C (R_3 + R_4) 4} \quad (7)$$

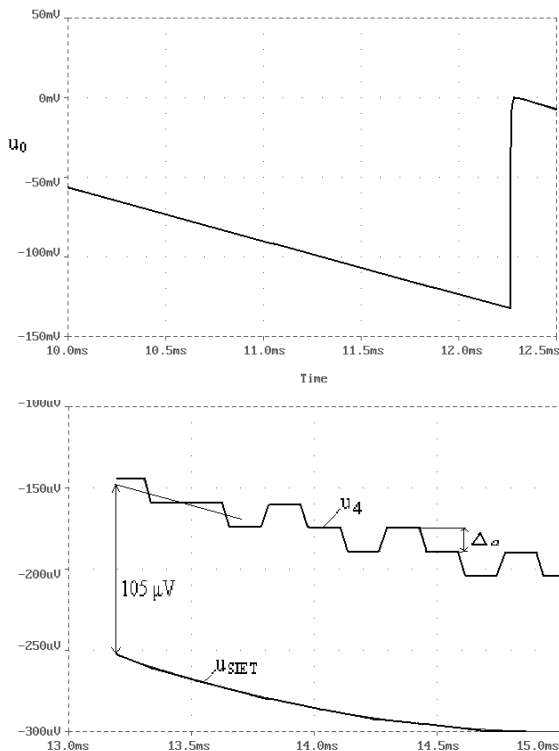


Obr. 13 Šumový zdroj prúdu  
Fig. 13 Current noise source

Pre parametre nášho experimentu to je v číselnom vyjadrení  $\Delta_K=30 \mu V$ . Keďže v prípade nášho experimentu platí  $|\Delta| < |\Delta_K|$ , potom skutočne dvojtaktným integračným prevodníkom je možné kompenzovať vplyv rušivých javov, ktoré by sa za normálnych okolností, bez ich kompenzácie, premietli do hodnoty rušivej zložky ekvivalentného napätia  $105 \mu V$  (obr. 12). Pôsobenie rušivých vplyvov sa môže meniť v čase. Typickým príkladom je prienik sieťového napätia do obvodu preklápacieho senzora. Reprezentujeme takéto porušenie hodnotovej symetrie dodatočným zdrojom sínusového signálu, s frekvenciou  $50 Hz$  a amplitúdou  $A$ , zaradeným v jednej z kolektorových vetví preklápacieho senzora. Aby bol princíp kompenzácie tohto nežiadúceho vplyvu účinný a nedochádzalo k dynamickej chybe sledovania musí platiť  $|du_4/dt| \geq A314 [Vrad/s]$ , kde  $u_4$  je napätie na výstupe integrátora  $R_4C$  (obr. 10) a  $314 rad/s$  je kruhová frekvencia, pre  $f=50 Hz$ . Pre obvod na obr. 10 máme  $A \leq U_m/[4C(R_3+R_4)314]$  a v číselnom vyjadrení  $A \leq 0.33 mV$ . Časové priebehy napätí  $u_0, u_4, u_{SIET}$  na obr. 14 sú výsledkom simulácie v PSPICE pre parametre zhodné s predošlým príkladom a navyše v kolektorovej vetve tranzistora  $T_1$  preklápacieho senzora bol zaradený do série s  $R_1$  zdroj sínusového signálu  $u_{SIET}=0.3mVsin(314t)$ , reprezentujúci prienik sieťového napätia do obvodu preklápacieho senzora. Pre výsledné ekvivalentné napätie potom platí  $U_{NE}=I_K(R_K+R_{K1})+105\mu V+u_{SIET}$ , kde  $105\mu V$  je hodnota rušivej zložky ekvivalentného napätia z predošlého príkladu.

Napätia  $u_0, u_4, u_{SIET}$  sú na obr. 14 znázornené vo vybranom časovom intervale pre lepšiu názornosť. Z obr. 14 je zrejme korigovanie vplyvu rušivého

sieťového napätia aj napriek tomu, že sa toto napätie mení počas prevodu meranej neelektrickej veličiny.



Obr. 14 Priebehy napätí  $u_0, u_4, u_{SIET}$   
Fig. 14 Courses of the voltages  $u_0, u_4, u_{SIET}$

## 6. ZÁVER

Hodnotová nesymetria preklápacieho senzora môže byť porušená meranou neelektrickou veličinou a rušivými vplyvmi. Toto porušenie hodnotovej nesymetrie sa premietne do zmeny ekvivalentného napätia  $U_{NE}$ . Ekvivalentné napätie je možné vyjadriť ako súčet zložky odpovedajúcej meranej neelektrickej veličine a zložky odpovedajúcej rušivým vplyvom.

Uvedený poznatok potom umožňuje kompenzovať rušivé vplyvy počas prevodu meranej neelektrickej veličiny dvojtaktným integračným prevodníkom s preklápacím sensorom. Korigovanie vplyvu rušivých elementov je možné dosiahnuť s absolútnou chybou  $\Delta_a = U_m T / [4(R_3 + R_4)C]$  (obr. 14). V prípade nášho experimentu to v číselnom vyjadrení bolo  $\Delta_a = 12 \mu V$ .

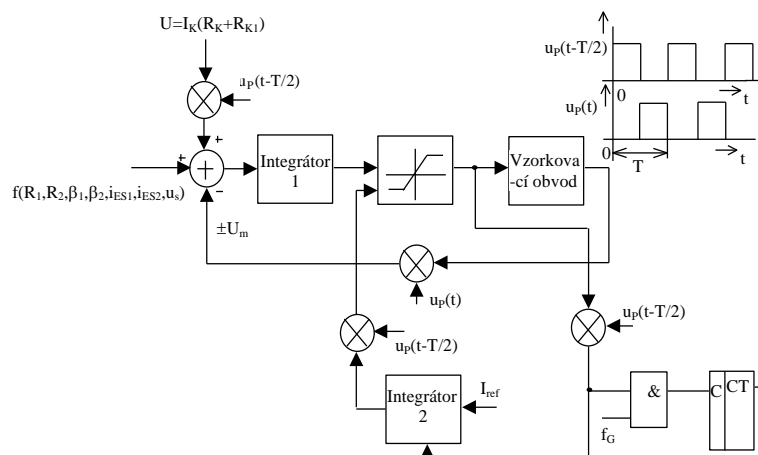
Princíp práce dvojtaktného integračného prevodníka vyhovuje blokovej schéme na obr. 15. Ak  $u_p(t-T/2) = 0, u_p(t) = 1$ , potom je aktívne len pôsobenie rušivých elementov a integrátor 1, preklápací sensor, reprezentovaný na obr. 15 vstupným rozdielovým obvodom, komparátorom a vzorkovacím obvodom, tvoria sigma delta modulátor. Ak  $u_p(t-T/2) = 1, u_p(t) = 0$ , činnosť sigma delta modulátora je neaktívna a na obvod sa je možné pozerat' ako na integračný prevodník s preklápacím sensorom. Postup akým je možné dospieť k obvodu na obr. 15 autor, vzhľadom na obmedzený rozsah tohto príspevku, neuvádza.

## LITERATÚRA

- [1] Lian, W.: Integrated silicon flip-flop sensor. Doctoral Thesis, Delft: Technische Universiteit Delft, 1990.
- [2] Kollár, M.: Flip-flop sensor controlled by slow-rise control pulse, Radioengineering, Vol. 10, No. 3, 2001, pp.34 - 38.
- [3] Levecký, D., Michaeli, L., Špány, V., Pivka, L., Kalakaj, P.: Autocompensative system with flip-flop sensor, International Conference Napoli, 1996, pp.185-189.
- [4] Vedral, J., Fischer, J.: Elektronické obvody pro měřící techniku, ČVUT Praha, 1999.

## BIOGRAPHY

**Martin Kollár** was born in 1974 in Spišská Nová Ves, Slovakia. This time he is PhD. student at the Department of Electronics and Multimedia Telecommunications.



Obr. 15 Dvojtaktný integračný prevodník  
Fig. 15 Balanced integrating converter