

MODELIRANJE BRALNE GLAVE OPTIČNEGA ENKODERJA IN MERITEV ULTRA MAJHNIH KOTOV

Tomaž Dogša, Matej Šalamon, Bojan Jarc, Mitja Solar

Fakulteta za elektrotehniko, računalništvo in informatiko, Maribor, Slovenia

Ključne besede: optični enkoder, makromodeliranje, simulacija vezij, SPICE, merjenje ultra majhnega kota.

Izvleček: Optične enkoderje uporabljamo za precizno merjenje pomika oziroma kota. V prispevku je opisan SPICE makromodel bralne glave optičnega enkoderja oziroma sin/cos senzorja. Modelirana je oblika signala (amplituda, fazni kot, popačenje, enosmerni premik) in poljubna dinamika premikanja (hitrost, pospešek) glave. Z dodatnim elektronskim interpolatorjem lahko še povečamo točnost merjenja. Ker motnje (npr. fazni zamik, neenakost amplitud), ki nastanejo pri branju, zelo vplivajo na interpolacijo, je dodano posebno vezje za korekcijo vhodnega signala (signal conditioning module). Ena izmed nalog tega vezja je korekcija faze, ki odstopa od 90° . Za preverjanje učinkovitosti načrtovanja fazne korekcije, potrebujemo zelo natančno meritev faze, ki se izvaja na nivoju SPICE simulatorja. Izbrali smo meritev faze, ki temelji na meritvi prehoda obeh signalov skozi 0 V in poznavanju hitrosti. S to metodo lahko zasledujemo tudi časovno odvisnost faznega kota. Izvedena je analiza napake, ki nastane pri merjenju kota za neidealne signale, katerim se spreminja amplituda, frekvenca in enosmerni premik.

Optical Encoder Scanning Head Modelling and Ultra Small Phase Shift Measurement

Key words: optical encoders, macromodelling, circuit simulation, SPICE, ultra small phase shift measurement.

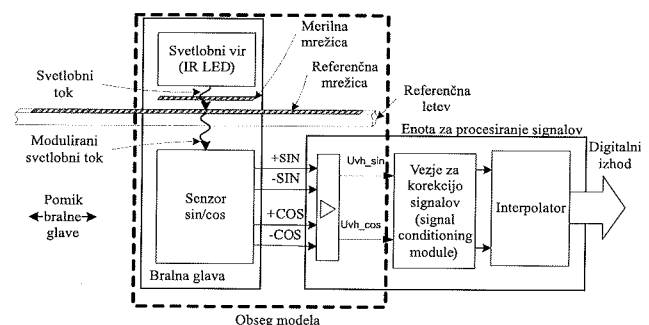
Abstract: Optical encoders are used for high accuracy position measurement. Our first aim was to find a SPICE model of the optical encoder scanning head. In this paper macromodelling of the optical encoder scanning head (sin/cos sensor) is presented. The shape of the output signal (amplitude, phase shift, distortion) and movement of the head (velocity, acceleration) are modelled by behavioural models. The dynamic of the movement is defined by simple table. The resulting frequency of sin/cos signal is a piecewise-linear function with soft corners.

The measurement precision is improved with additional electronic interpolator. Since the distortion of sin/cos signal affects the interpolation, the signal conditioning module is inserted between the interpolator and the scanning head. One of the goals of the signal conditioning module is the elimination of the phase shift that differs from the 90° . For the verification of the design effectiveness the precision phase shift measurement method on the SPICE level is needed. The Lissajous figures that are often used to measure phase shift were not appropriate for this case. Our second goal was to measure the time-dependent ultra small phase shift in the circuit where the amplitude, frequency and DC offset were also varying with the time. The measurement algorithm should be implemented with the SPICE scripting language. Since the frequency (velocity of scanning head) was known we chose the measurement that is based on the detection of zero voltage crossing of the sin and cos signals. The analysis of the error estimation of this measurement method for the signals that vary from their nominal values is also presented. The accuracy of the measurement depends on the time interval error, stability of the frequency and DC offset.

1. Uvod

Senzor sin/cos predstavlja enega izmed ključnih gradnikov linearnih in rotacijskih enkoderjev, ki jih uporabljamo za precizno merjenje pomika oziroma kota (slika 1). Letev in ustrežni senzor sta lahko magnetna ali optična. Princip merjenja pomikov je inkrementalni in temelji na šteju rastrskih razdelkov na referenčni letvi oziroma mrežici. Z dodatnim interpolatorjem lahko ločljivost še dodatno povečamo.

Na izhodu idealnega sin/cos senzorja je idealen sinusni in kosinusni signal z amplitudama 1. Dejanski izhodni signali so samo približno harmonični. Zaradi neenake občutljivosti fotodiod so izhodni signali ($\pm \text{SIN}$, $\pm \text{COS}$) različnih amplitud, enosmerno premaknjeni in imajo dodatni fazni premik. To povzroča pogrešek pri merjenju pomikov manjših od periode mrežice. Z različnimi spremembami v optičnem delu lahko zmanjšamo harmonična popačenja $/5/$. $V/4/$ so dosegli zmanjšanje amplitude tretjega harmonika iz 4,35 % na 1,45 % in amplitude petega harmonika iz 0,44 % na 0,17 %. $V/2/$ so s pomočjo Vernierjevega principa zmanjšali THD (skupno harmonsko popačenje) na -60dB. Struk-



Slika 1: Blok shema optičnega linearnega enkoderja in območje modeliranja

Fig. 1: Configuration of linear optical encoder. Dashed line marks the modelled area.

tura in princip delovanja optičnega sin/cos senzorja je na kratko opisan v drugem poglavju. Opis SPICE modela bralne glave je v tretjem poglavju. Modelirana je oblika signala (amplituda, fazni kot, popačenje) in dinamika premikanja (hitrost, pospešek) glave. Vsi ti parametri so časovno odvisni in tvorijo scenarij uporabe bralne glave.

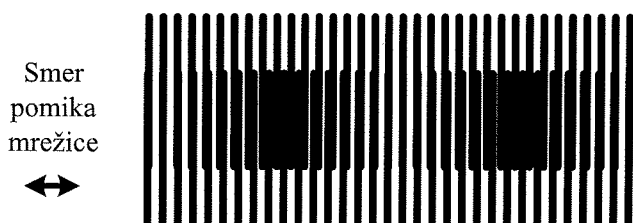
Ker na točnost zelo vpliva tudi kvaliteta signala, ki prihaja iz bralne glave (U_{vh_sin} , U_{vh_cos}), je med bralno glavo in enkoderjem vstavljena vezje za korekcijo signalov (signal conditioning module). Njegova naloga je uskladiti amplitudo, zmanjšati harmonična popačenja in enosmerno premaknitev ter ustrezno korigirati fazni premik. Ker se razvoj tega vezja začne na nivoju simulatorja, je potrebno modelirati bralno glavo. Za preverjanje učinkovitosti raznih variant vezja za fazno korekcijo potrebujemo pri simulaciji tudi zelo natančno in relativno hitro meritev zelo majhnih faznih odstopanj. V laboratoriju takšno meritev običajno izvedemo s pomočjo Lissajoujevih krivulj. Ker so te krivulje večlične parametrične funkcije in fazna premaknitev ni konstantna, je pri simulaciji zelo težko na ta način natančno izmeriti trenutni fazni kot. V prispevku se bomo zato osredotočili na meritev faze, ki temelji na meritvi prehoda obeh signalov skozi 0V. V četrtem delu je teoretična obravnava merjenja ultra majhnih kotov in vpliv amplitude, pospeška ter enosmernega premika na natančnost. Pravilnost izpeljav je bila preverjena s simulacijo. Podobna analiza je v /1/, ki pa se nanaša le na arkustangens algoritem.

2. Struktura in delovanje senzorja sin/cos

Slika 1 prikazuje strukturo klasičnega linearnega optičnega enkoderja s presevanjem mrežic. Sestavljata ga optična glava z virom svetlobe (dioda IR LED) in optičnim senzorjem, ter enota za procesiranje signalov z vezjem za korekcijo signalov in interpolatorjem.

Referenčna in merilna mrežica sta ključna gradnika optičnega enkoderja. Sestavljeni sta iz paralelnih za svetlobo slabo oz. neprepustnih linij, ločenih s transparentnimi področji enake širine. Za natančno delovanja enkoderja je potrebno zagotoviti strogo periodičnost mrežic. Razen referenčne mrežice se na referenčni letvi nahaja še indeksna sled, ki v različnih izvedbah omogoča grobo a hitro določitev velikosti pomika v relativnem smislu ali določitev trenutnega položaja bralne glave v absolutnem smislu. Za obravnavo optičnega enkoderja v tem prispevku indeksni signal ni pomemben, zato na sliki ni prikazan.

Optični sin/cos senzor sestavljajo fotodiode, ki zaznavajo svetlobo. Ta preseva, se odbija ali pa uklanja na mrežicah. Pri klasičnih enkoderjih z dvema mrežicama se svetlobni



Slika2: Moirov vzorec, kot posledica prekrivanja dveh mrežic z malenkost različno periodo.

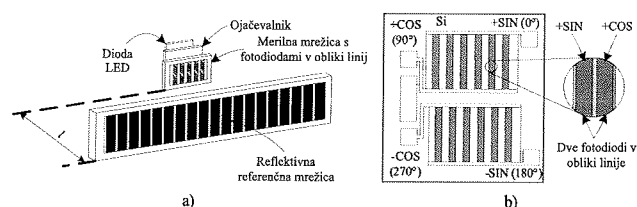
Fig. 2: Moiré fringe generated by superimposed gratings, with slightly different periods.

tok, ki preseva mrežici, spreminja približno sinusno zaradi interference področij mrežic, ki svetlobe ne prepuščajo (slika 2). Interferenca nastopi pri prekrivanju dveh vzporednih mrežic z malenkost različno periodo ali dveh mrežic z enako periodo, vendar med sabo nagnjenih za majhen kot. Pojav se kaže kot Moirov vzorec /3/, /4/ (slika 2).

S premikom mrežice za pol periode so področja, kjer sta bili mrežici v fazi, sedaj v protifazi in obratno. Svetlobni tok, ki ga izmerimo ob vzdolžnem premikanju mrežice, se spreminja približno sinusno. Pomik mrežice za eno periodo povzroči spremembo svetlobnega toka prav tako za eno periodo. Razen dolžine lahko določimo tudi smer pomika, če imamo vzdolž mrežic nameščeni vsaj dve fotodiode, ki zaznavata fazno premaknjena svetlobna tokova. Vendar so zaradi kompenzacije vpliva zunanje svetlobe teoretičen minimum vsaj štiri fotodiode, ki zaznavajo fazno premaknjene svetlobne tokove s premaknitvami $n \times 90^\circ$, $n = 0, 1, \dots, 3$. Ustrezne fazne premaknitve svetlobnega toka zagotovimo z več-fazno premaknjenimi merilnimi mrežicami /4/. Z diferenco dveh proti-faznih signalov iz fotodiod (0° in 180° ter 90° in 270°) izločimo vpliv zunanje svetlobe, ki se odraža kot enosmerna premaknitev signala fotodiode. Tako dobimo dva, med sabo za 90° premaknjena harmonična signala (sinus in kosinus), ki omogočata detekcijo velikosti in smeri pomika.

Do sedaj obravnavana zgradba optičnega enkoderja je v rabi za periode mrežice nekje do $20 \mu\text{m}$. Z zmanjševanjem velikosti periode mrežice v velikostni razred valovne dolžine svetlobe, ki jo izseva dioda IR, uklon svetlobe na mrežici ni več zanemarljiv. Enkoderji s periodo mrežice manjšo od $8 \mu\text{m}$ uporabljajo reflektivno referenčno mrežico, ki za razliko od transmissijske svetlobo odbija.

V novejših enkoderjih je uporabljena integrirana izvedba optičnega dela enkoderja (slika 3 a), ki vsebuje diodo LED in dve merilni mrežici z optičnimi detektorji (fotodiode na mrežici so trakaste oblike). Sistem deluje z reflektivno referenčno mrežico.



Slika 3: Integrirana izvedba optičnega dela enkoderja /5/, /6/. a) princip, b) izvedba.

Fig. 3: Integrated version of optical encoder /5/, /6/. a) principle, b) implementation.

Merilna mrežica je napravljena s fotolitografijo. Na posameznem območju merilne mrežice (slika 3 b, zgornja oz. spodnja polovica) sta realizirani dve fotodiode (slika 3 b, povečan izsek), ki zaznavata 90° premaknjena svetlobna tokova. Z dvema mrežicama s fazno premaknitvijo 180° (slika 3 b) dobimo štiri ustrezno fazno premaknjene signale za izločitev vpliva zunanje svetlobe. Svetloba diode

LED, ki leži na spodnji plasti, sveti skozi reže med trakovi merilne mrežice. Ker so fotodiode na rezini blizu skupaj, so razlike v njihovih svetlobnih občutljivostih in jakostih okoliške svetlobe majhne. Električni odziv je posledica povprečnega svetlobnega toka, ki ga zaznavajo posamezne fotodiode. S tem je zmanjšan vpliv motenj, kot so to npr. poškodbe ali umazanija na referenčni mrežici.

Zaradi namestitve fotodiod na samo merilno mrežico in njihove izvedbe v obliki linij se optični del integriranega enkoderja obnaša kot sistem s tremi mrežicami /4/ nameščenimi ena za drugo na oddaljenosti l . Pri tem se reže srednje mrežice oziroma reflektivne linije referenčne mrežice na sliki 3 a) obnašajo kot zaslonke, ki projicirajo vzorec merilne mrežice na fotodiode. Na fotodiodah dobimo več projekcij referenčne mrežice, ki med sabo interferirajo. Razen boljšega kontrasta pri malih periodah mrežice, imajo enkoderji s sliko mrežice tudi dvakrat večjo ločljivost od klasičnih enkoderjev z dvema mrežicama (enkoderji s senco mrežice). Ob premiku integriranega sensorja za razdaljo d se slika mrežice premakne v nasprotno smer za razdaljo d . Relativno se torej med merilno mrežico in sliko mrežice razdalja spremeni za $2d$. Če torej sensor premaknemo za periodo mrežice p se bo svetlobni tok spremenil za dve periodi oz. je ločljivost integriranega enkoderja dvakrat večja, kot jo določa perioda mrežice p .

3. Model sin/cos sensorja

Pri modeliranju sin/cos sensorja smo se osredotočili predvsem na funkcionalnost, ki naj omogoča enostavno simulacijo statičnih in dinamičnih lastnosti. Modelirano področje sensorja je na sliki 1 označeno s črtkano črto. Idealna pretvorba premika x v električni signal je odvisna od položaja, oziroma hitrosti v in periode p :

$$U_{vh_cos}(t) = \cos[2\pi x(t)/p] \quad (1)$$

$$U_{vh_sin}(t) = \sin[2\pi x(t)/p] \quad (2)$$

$$x(t) = \int_0^t v(t) dt \quad (3)$$

Ker nas pri simulaciji zanima dogajanje v električnem prostoru, bomo v nadaljevanju namesto hitrosti vpeljali frekvenco.

$$f = v/p \quad (4)$$

Če še upoštevamo popačenja lahko signala, ki sta na vhodu vezja za korekcijo signalov, opišemo z:

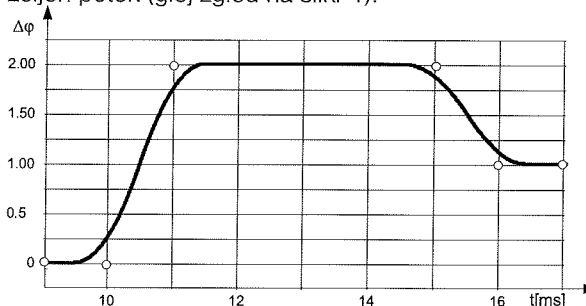
$$U_{vh_cos}(t) = A_c \cos(2\pi ft + \Delta\varphi) + A_{ck} \cos(k2\pi ft + \Delta\varphi) + U_c \quad (5)$$

$$U_{vh_sin}(t) = A_s \sin(2\pi ft) + A_{sk} \sin(k2\pi ft) + U_s \quad (6)$$

$\Delta\varphi$ je fazna motnja (odstopanje faze glede na idealen sinus in kosinus), f je frekvenca, U_c , U_s je enosmerni premik kosinusnega oziroma sinusnega signala, A_c , A_s je amplituda osnovne harmonske komponente signala in A_k , je amplituda k -te harmonske komponente. Razen amplitud višje har-

mon-skih komponent, so vsi parametri časovno spremenljivi. V idealnih razmerah je $A_c=A_s=1$, $A_k=U_s=U_c=0$ in $\Delta\varphi=0$.

Premikanje glave se odvija po določenem scenariju, ki je sestavljen iz segmentov s konstantnimi hitrostmi in segmentov pospeševanja ter pojemanja. Ker ostri prehodi med segmenti povzročajo konvergenčne probleme, morajo biti prehodi med segmenti zvezni oziroma zaobljeni (glej zgled na sliki 4). Večina sodobnih simulatorjev SPICE pozna vedenjske modele, katerih obnašanje definiramo z matematičnim izrazom, ki je omejen na eno vrstico. S pomočjo takšnih modelov in integratorja smo tvorili makromodel sin/cos sensorja. Časovno odvisnost posameznega parametra smo modelirali z napetostnim virom v obliki tabelaričnega modela. Le-ta je najprimernejši za modeliranje poljubnih scenarijev, saj z lomnimi točkami enostavno definiramo željen potek (glej zgled na sliki 4).



Slika 4: Z lomnimi točkami definiramo časovni potek spreminjanja kota. Na podoben način opisujemo tudi hitrost. S polno črto je označeno dejansko spreminjanje kota.

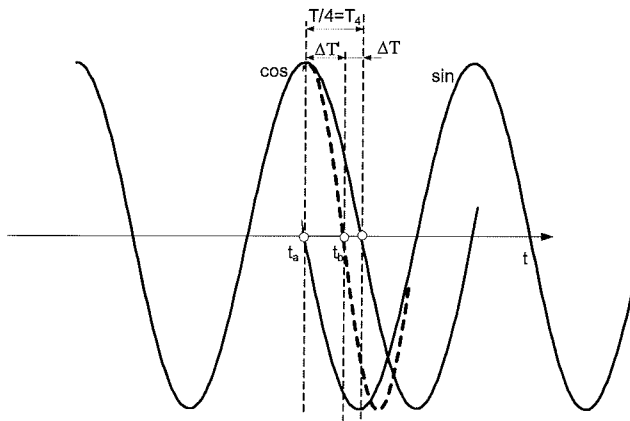
Fig. 4: Time-dependent phase shift is defined by specifying the points. In a similar way the velocity is defined. The resulting phase shift is marked by the full line.

4. Meritev faznega premika

Pred interpolator vstavljeno vezje za korekcijo (signal conditioning module) skuša popraviti vsa odstopanja od idealne oblike signala. Eno izmed odstopanj je dodatni fazni premik $\Delta\varphi$. Za preverjanje učinkovitosti fazne korekcije potrebujemo pri simulaciji zelo natančno in relativno hitro meritev fazne razlike obeh signalov, katerih frekvenca $f(t)$, fazni kot $\Delta\varphi(t)$, amplituda A_c in enosmerni premik U_c se lahko tudi spreminjajo. V bistvu je potrebno določiti časovno spremenljiv zelo majhen kot $\Delta\varphi(t)$ v izrazu:

$$u_c(t) = A_c \cos(2\pi f(t)t + \Delta\varphi(t)) + U_c \quad (7)$$

Ker je pri simulaciji hitrost oziroma frekvenca znana, je zelo primerna meritev faznega premika, ki temelji na meritvi prehoda obeh signalov skozi 0 V (glej sliko 5), oziroma z meritvijo časovnega intervala ΔT . Na to meritev ne vpliva vrednost amplitude. Če je $\Delta T/4 \ll \Delta T$, potem je med signalo-



Slika 5: Meritev faznega premika. ΔT je lahko posledica spremembe faze ali frekvence ali hkrati faze in frekvence.

Fig. 5: Phase shift measurement. ΔT could be the result of the phase shift or the frequency change or both.

ma sin in cos dodatna fazna zakasnitev ali pa se je v četrtini periode spremenila frekvenca oziroma hitrost. Če je frekvenca konstantna, zakasnitev izračunamo s pomočjo izraza:

$$\Delta T [s] = \Delta T' \cdot \frac{T}{4} \quad (8)$$

oziroma

$$\Delta \varphi [^\circ] = 90^\circ - \Delta T' \cdot f \cdot 360^\circ \quad (9)$$

To pomeni, da če želimo izmeriti kot $0,1^\circ$ s točnostjo $\pm 10\%$, je potrebno v intervalu dolgem $250\mu s$ zaznati spremembo $0,278\mu s$ z enako točnostjo.

Ker želimo zaznati zelo majhna odstopanja faznega premika, mora biti izpisni korak ustrezno kratek (npr. za frekvenco 1kHz približno $0,02\mu s$). Pri 40ms dolgi simulaciji dobimo 2×10^6 točk. Če se frekvenca spreminja, določimo korak glede na najvišjo frekvenco. Fazni kot (9) izračunamo peš ali pa s pomočjo skripta, ki ga izvaja grafični postprocesor.

4.1. Analiza pogreška

$$\Delta \varphi [^\circ] = 90^\circ - \Delta T' \cdot f \cdot 360^\circ \pm \Delta \varphi_e \quad (10)$$

$$\Delta \varphi_e = \Delta \varphi_m + \Delta \varphi_{nf} + \Delta \varphi_{nu} \quad (11)$$

Skupni pogrešek faznega premika $\Delta \varphi_e$ je vsota treh pogreškov: $\Delta \varphi_m$ nastane pri meritvi časovnega intervala ΔT , $\Delta \varphi_{nf}$ je posledica nestabilne frekvence in $\Delta \varphi_{nu}$, ki nastane zaradi enosmernega premika. Ker je $\Delta \varphi_m$ odvisen le od simulacijskega koraka in relativne konvergenčne napake¹, bosta v nadaljevanju obravnavana le $\Delta \varphi_{nf}$ in $\Delta \varphi_n$.

4.2. Vpliv stabilnosti hitrosti oziroma frekvence

Ker na vrednost izmerjene faze vpliva tudi enosmerni

premik in sprememba frekvence, bomo skušali oceniti, kolikšen je vpliv spremembe frekvence. Prehod skozi nič se bo zgodil v $t = \Delta T'$ oziroma, ko bo argument kosinusne funkcije (7) zavzel vrednost $\pi/2$ (glej sliko 5). Če predpostavimo, da ni dodatnega faznega zamika in da frekvenca f linearno narašča s hitrostjo k_f od vrednosti f_0 , je $f(t) = k_f t + f_0$, in za argument dobimo kvadratno enačbo

$$2\pi (k_f t + f_0) \cdot t = \pi / 2 \quad (12)$$

katere rešitev je:

$$\Delta T' [s] = \frac{-f_0 + f_0 \sqrt{1 + \frac{k_f}{f_0^2}}}{2k_f} \quad (13)$$

Ta zakasnitev predstavlja navidezni kot oziroma pogrešek pri meritvi faznega premika, ki nastane zaradi spremembe hitrosti oziroma frekvence. Teoretični izračun in simulacija kažeta, da je $\Delta T'$ v prvi periodi največji nato pa se počasi krajša. Pri pogoju $f_0^2 \gg k_f$ lahko zgornji izraz poenostavimo, če izraz pod korenem razvijemo v Taylorjevo vrsto in upoštevamo prve tri člene:

$$\Delta T' = \frac{-f_0 + f_0 \left(1 + \frac{1}{2} \frac{k_f}{f_0^2} - \frac{1}{8} \frac{k_f^2}{f_0^4} \right)}{2k_f} \quad (14)$$

$$\Delta T' = \frac{1}{4f_0} - \frac{1}{16} \frac{k_f}{f_0^3}$$

Z upoštevanjem enačbe (8) zgornji izraz preuredimo v:

$$\Delta T = \frac{1}{16} \frac{k_f}{f_0^3} \quad (15)$$

Ko časovni interval izrazimo s kotom, dobimo prirastek navideznega kota v intervalu $T/4$:

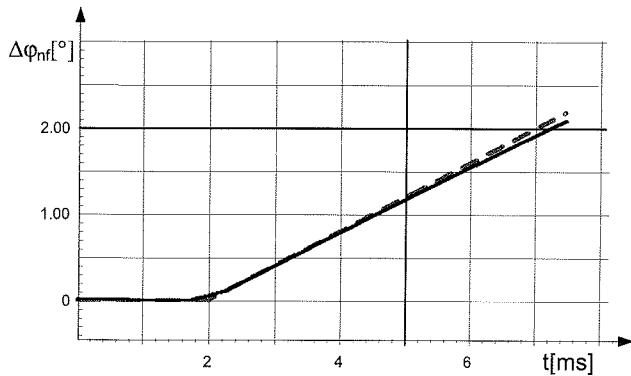
$$\Delta \varphi_{nf} \approx \frac{360 k_f}{16 f_0^2} \quad (16)$$

Če dobljeni izraz delimo s $T/4$, dobimo približno odvisnost navideznega kota od frekvence in pospeška:

$$\Delta \varphi_{nf}(t) \approx \frac{90 k_f}{f_0} t \quad (17)$$

Na sliki 6 je prikazana primerjava med teoretičnim izračunom (17) in simulacijo. Ker nismo upoštevali, da se $\Delta T'$ krajša, se razlika pojavi čez nekaj period. Zato enačba (17) predstavlja najbolj neugoden primer naraščanja navideznega kota, ki nastane pri linearnem naraščanju oziroma padanju frekvence. Npr.: za signal s frekvenco 1kHz in dopustnim pogreškom $0,1^\circ$ je lahko v intervalu 50ms sprememba frekvence največ 22Hz.

¹ V simulatorju SPICE je to parameter RELTOL.



Slika 6: Potek navideznega kota (pogreška) $\Delta\varphi_{nrl}(t)$ za primer, ko frekvenca 1kHz po času 2ms začne naraščati s hitrostjo 4,4Hz/ms. (Črtkano je teoretični izračun, polna črta je simulacija.)

Fig. 6: The virtual phase shift (measurement error) $\Delta\varphi_{nrl}(t)$ for the case when the starting 1kHz frequency after 2ms begins to raise with the gradient 4,4Hz/ms. (The theoretical analysis is denoted by the full line, and the implemented approximation corresponds to the dashed line).

4.3. Vpliv enosmerne napetosti

Zaradi premaknitve signala navzgor se čas prehoda skozi 0V za ΔT podaljša.

$$0 = A_c \cos(2\pi ft) + U_c \quad (18)$$

$$\cos(2\pi ft) = \cos(2\pi fT/4 + 2\pi f\Delta T) \quad (19)$$

Kosinusno funkcijo razvijemo v Taylorjevo vrsto in upoštevamo prva člena:

$$\begin{aligned} \cos(2\pi fT/4 + 2\pi f\Delta T) &\approx \cos(2\pi fT/4) + \\ &+ 2\pi f\Delta T \sin(2\pi fT/4) = 2\pi f\Delta T \end{aligned}$$

Iz enačbe (18) lahko sedaj izrazimo navidezni kot, ki nastane zaradi majhnega enosmernega premika kosinusnega signala:

$$\Delta\varphi_{nu} = 180 \frac{U_c}{\pi A_c} \quad (20)$$

Podoben izraz dobimo za sinusni signal. Najbolj neugoden primer nastopi, ko sta oba signala premaknjena v isto smer:

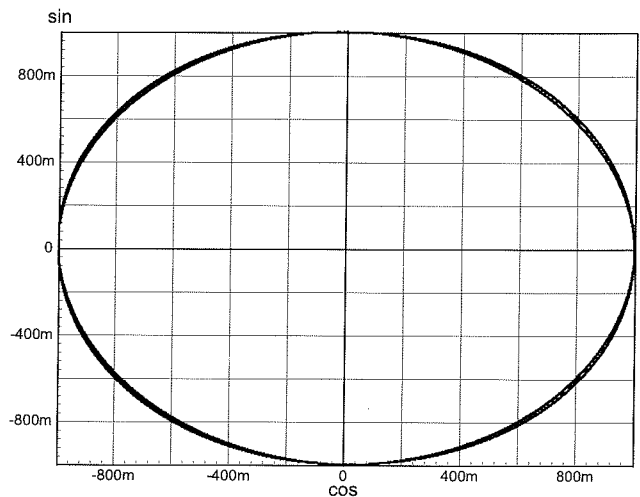
$$\Delta\varphi_{nu} = \frac{180}{\pi} \left(\left| \frac{U_c}{A_c} \right| + \left| \frac{U_s}{A_s} \right| \right) \quad (21)$$

Npr.: za signal s frekvenco 1kHz in dopustnim navideznim kotom oziroma pogreškom $0,1^\circ$ je lahko enosmerni premik obeh signalov največ $872\mu V$. Pri amplitudi 1V je to 872ppm.

4.4. Primerjava obeh merilnih metod

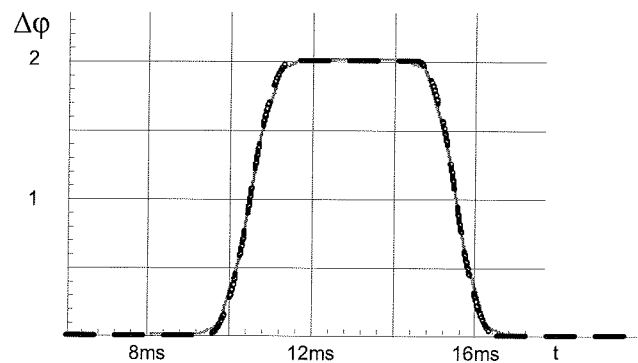
Za ilustracijo smo izvedli meritev faznega kota, ki smo ga spreminjali po scenariju iz slike 4. Amplituda obeh signalov

je bila 1V. Ker sta bila frekvenca oziroma hitrost konstantni in ni bilo enosmernega premika, je nastopal samo $\Delta\varphi_m$, ki nastane pri meritvi časovnega intervala ΔT . Slika 7 kaže, da lahko s pomočjo Lissajoujevih krivulj le ocenimo območje, znotraj katerega se je spreminjal kot. Kljub temu da je bila amplituda konstantna, je praktično nemogoče določiti časovno odvisnost kota. Predlagana meritev faze, ki temelji na meritvi prehoda obeh signalov skozi 0V, skorajda ne odstopa od dejanskih vrednosti (slika 8).



Slika 7: Meritev kota iz slike 4 s pomočjo Lissajoujevih krivulj.

Fig. 7: Phase measurement by using Lissajous figures. Phase shift is changing according to Fig. 4.



Slika 8: Simulacija predlagane meritve faznega kota. Dejanski potek (slika 4) je označen s črtkano, izmerjen pa s polno črto.

Fig. 8: The simulation of the proposed phase shift measurement. The actual phase shift (see Fig. 4) is presented by the dashed line and the measured phase shift is denoted by the full line.

5. Zaključek

Z obstoječimi vedenjskimi modeli lahko enostavno modeliramo bralno glavo, ki daje dva sinusna in kosinusna sig-

nala. Razne scenarije uporabe in časovno odvisnost parametrov opišemo kot funkcijo z linearnimi segmenti in mehki prehodi. Za meritev časovne odvisnosti ultra majhnih kotov smo izbrali metodo, ki temelji na meritvi prehodov skozi 0 V. Na točnost meritve vplivajo: pogrešek meritve časovnega intervala, stabilnost frekvence in enosmerni premik. Izpeljani so analitični izrazi, ki omogočajo oceno natančnosti meritve. Če izraze obrnemo, lahko izračunamo potrebno frekvenčno stabilnost in največji dopusten enosmerni premik.

6. Literatura

- /1/ L. M. Sanchez-Brea, T. Morlanes: "Metrological errors in optical encoders", Measurement science & technology, ISSN 0957-0233, vol. 19, šte. 11, 2008.
- /2/ J. Rozman, A. Pleteršek: "Optical encoder system with THD below -60dB!", Informacije MIDEM, vol 39, šte. 1, 2009.
- /3/ D. Shetty, R. A. Kolk: "Mechatronics System Design," PWS Pub., Boston, 1997.
- /4/ Hyung Suck Cho: "Opto-Mechatronic Systems Handbook, Techniques and Applications," Boca Raton, CRC Press, cop. 2003.
- /5/ K. Hane, T. Endo, Y. Ito, M. Sasaki: "A compact optical encoder with micromachined photodetector," J. Opt. A: Pure Appl. Opt., 3, 191-195, 2001.
- /6/ Hane, K., Endo, T., Ishimori, M., Ito, Y., and Sasaki, M.: "Integration of grating-image-type encoder using Si micromachining," Sensors Actuators A, 97-98, 139-146, 2002.

Tomaž Dogša, Matej Šalamon, Bojan Jarc, Mitja Solar
Fakulteta za elektrotehniko, računalništvo in informatiko,
Univerza v Mariboru, Smetanova 17, Maribor
Tel. (+386 (0)2 220 7231, E-mail: tdogsa@uni-mb.si

Prispelo (Arrived): 01.06.2009 Sprejeto (Accepted): 09.09.2009