

Merilnik faznega premika z nastavljivo ločljivostjo

Mitja Solar, Gregor Nikolič

Univerza v Mariboru, Fakulteta za elektrotehniko, računalništvo in informatiko, Koroška cesta 46, 2000 Maribor

Adjustable resolution phase angle meter

Abstract. A phase shift meter between two sinusoidal signals of the same frequency is presented, which has an adjustable high resolution, does not require additional clock generators for measurement, is simple, affordable and usable in the frequency range from 1 kHz to 1 MHz. The circuit is integrable in a combined analog-digital integrated circuit.

1 Uvod

Za meritve faznega premika se, razen specialnih merilnikov faznega premika, uporabljajo osciloskop, kjer pa je merilna negotovost v rangu merilne negotovosti izmerjenega časovnega intervala med prehodom vzbujevalnega in merjenega signala, ali pa v rangu merilne negotovosti izmerjenih amplitud v X-Y načinu delovanja osciloskopa. Kadar gradimo vezje za merjenje faznega premika lahko uporabimo – obročne diodne demodulatorje, - analogne množilnike, - detektorje prehoda skozi nič, z ekskluzivnimi-ali vrati, ki pa ne dosežejo željene ločljivosti. Prav tako lahko uporabimo vezje PLL [3]. Druga možnost je uporaba posebnih integriranih vezji, ki merijo tako fazni premik kot amplitudo signalov [4,5]. Vse prej našete naprave oziroma elementi imajo omejitve bodisi v razponu uporabe, kompleksnostjo ali pa je uporaba le te popolnoma namenska. V članku predstavljamo zasnovo merilnika faznega premika z nastavljivo ločljivostjo v kombinaciji analogno-digitalnega vezja, ki je integrabilno v integriranem vezju.

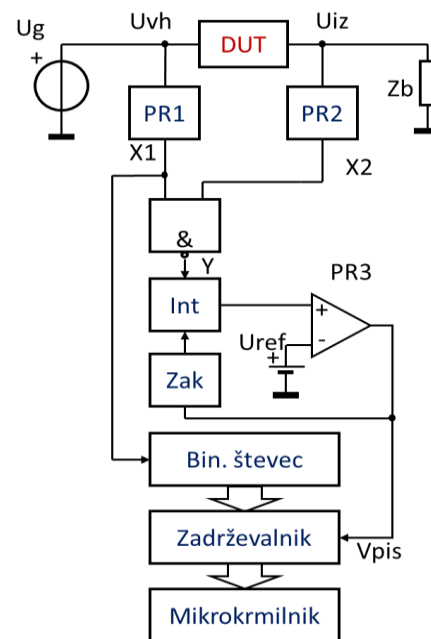
2 Materiali in metode

Osnovna zasnova merilnika je bila izvedba, na način meritve faznega premika med dvema sinusnima signaloma iste frekvence, z možnostjo nastavitve visoke ločljivosti, pri čemer ne potrebuje za izvajanje meritev dodatnih generatorjev takta. Zasnova je preprosta, cenovno sprejemljiva in uporabna v

frekvenčnem območju od 1 kHz do 1 MHz. Delovanje merilnika temelji na cikličnem merjenju prehodov vzbujevalnega in merjenega signala sinusne oblike skozi vrednost nič, integriranju faznih premikov med njima in s štetjem period potrebnih da napetost iz integratorja doseže izbran nivo. Izvedena je bila tudi analiza pogreškov merilnika faznega premika.

Osnovne zahteve za delovanje vezja: detektiranje faznih premikov med od -180° do $+180^\circ$, amplituda signalov je med 0,05 in 1 V, frekvenčno območje za vhodne signale $f_{\min} = 1 \text{ kHz}$ $f_{\max} = 1 \text{ MHz}$, odziv vezja je odvisen od zahtevane ločljivosti.

Po raziskavi različnih možnih izvedb faznih detektorjev smo zasnovali fazni detektor predstavljen na sliki 1.



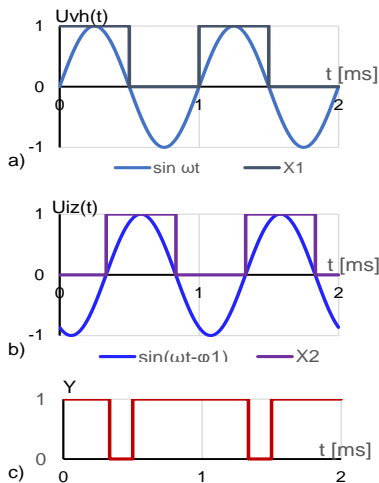
Slika 1 Zasnovan detektor faznega premika

Pri čemer je DUT merjenec, primerjalnika PR1 in PR2 preoblikujeta signal sinusne oblike v pravokotna signala X1 in X2. Z NEIN vrati izberemo interval integriranja integratorja Int. Ko napetost integratorja

po več periodah vhodnega signala doseže referenčni signal na vходу primerjalnika PR3, primerjalnik preklopi v visoko stanje in sproži vpis iz binarnega števec v zadrževalnik, z majhno zakasnitvijo Zak pa z elektronskim stikalom izprazni kondenzator integratorja.

Signal iz generatorja sinusne oblike U_g pripeljemo na vohod merjenca in na primerjalnik. Na izhodu primerjalnika PR1 dobimo napetost pravokotne oblike X1. Na izhodu merjenca imamo drugi primerjalnik PR2 in na izhodu dobimo napetost X2. Med obema signaloma je fazni premik $-\varphi$ oziroma časovni premik signala za $-t_\varphi$. Na sliki 2 so signali predstavljeni za frekvenco generatorja $f_g = 1 \text{ kHz}$.

Periodo signala označimo s $T = \frac{1}{f_g} = 1 \text{ ms}$, zakasnitev izhodnega signala s $t_\varphi = 0,35 \text{ ms}$. Integrabilni interval je določen s $\left(\frac{T}{2} + t_\varphi\right) = 0,85 \text{ ms}$ oziroma fazni premik $(180^\circ + \varphi) = 180^\circ + 126^\circ = 306^\circ$. Interval je določen zaradi znanega omejenega trajanja časa meritve, ki znaša med $1/2 \cdot N_0 \cdot T_0$, kjer je fazni premik v območju $\varphi = \pm 180^\circ$, in $N_0 \cdot T_0$, kjer je N_0 število period vhodnega signala pri faznem premiku $\varphi = 0^\circ$.



Slika 2 Časovni poteki: a) vhodnega signala $U_{vh}(t)$, b) izhodnega signala $U_{iz}(t)$ in c) signala Y iz logičnega vezja

Integrator je zasnovan s tokovnim generatorjem, zaporedno vezanimi prehodnimi vrati in kondenzatorjem ter z invertirajočim Millerjevim integratorjem ali pa je izveden z neinvertirajočim Deboo integratorjem [6,7] ali s transkonduktančnim ojačevalnikom, ki polni kondenzator.

V primeru tokovno napajanega kondenzatorja je v eni periodi vhodnega signala T na kondenzatorju napetost

$$u_{c0}(t) = \frac{1}{C} \int_0^T i(t) dt = \frac{1}{C} \int_0^{t_\varphi + T/2} I_0 dt = \frac{I_0}{C} \left(\frac{T}{2} + t_\varphi \right) \quad (1)$$

V N periodah bo napetost na kondenzatorju $u_C(t) = N \cdot u_{c0}(t)$ dosegla referenčno vrednost napetosti na primerjalniku U_{ref} . Ker nas zanima odvisnost od faznega premika $\varphi = \omega t_\varphi$, vpeljemo v enačbo $T = \frac{1}{f_0}$ in $t_\varphi = \frac{1}{f_0} \frac{\varphi [^\circ]}{360^\circ}$ ter dobimo

$$u_C(t) = N u_{c0}(t) = N \frac{I_0}{2C f_0} \left(1 + \frac{\varphi [^\circ]}{180^\circ} \right) \quad (2)$$

Iz enačbe 2 lahko izrazimo število period za merjen fazni premik

$$N = \frac{U_{ref} 2C f_0}{I_0} \frac{1}{\left(1 + \frac{\varphi [^\circ]}{180^\circ}\right)} = N_0 \frac{1}{\left(1 + \frac{\varphi [^\circ]}{180^\circ}\right)} \quad (3)$$

in fazni premik izražen s številom period

$$\varphi [^\circ] = \left(\frac{U_{ref} 2C f_0}{I_0 N} - 1 \right) 180^\circ = \left(\frac{N_0}{N} - 1 \right) 180^\circ \quad (4)$$

Če želimo doseči ločljivost $\Delta\varphi = 0,1^\circ$, nas zanima koliko period signala generatorja je potrebno za dosego te ločljivosti. Najprej določimo koeficient občutljivosti faznega premika

$$\frac{dN}{d\varphi} = \frac{U_{ref} 2C f_0}{I_0} \frac{\frac{1}{180^\circ}}{\left(1 + \frac{\varphi [^\circ]}{180^\circ}\right)^2} = -N_0 \frac{\frac{1}{180^\circ}}{\left(1 + \frac{\varphi [^\circ]}{180^\circ}\right)^2} \quad (5)$$

Spremembo števila period za željeno ločljivost

$$\Delta N = \frac{dN}{d\varphi} \Delta\varphi = N_0 \frac{\frac{0,1^\circ}{180^\circ}}{\left(1 + \frac{180^\circ}{180^\circ}\right)^2} = N_0 \cdot 0,000278 \quad (6)$$

V primeru največjega faznega premika $\varphi = 180^\circ$ pri ločljivosti $\Delta\varphi = 0,1^\circ$ dobimo minimalno spremembo števila period $\Delta N = 1$, zato je $N_0 = 3600$.

3 Analiza pogreškov

Frekvenca generatorja določa število merjenih period N_0 in N . Spremembe frekvence med meritvijo ne pričakujemo, zato ni vključena v izračunu skupnega merilnega pogreška.

Koeficienti občutljivosti, ki vplivajo na število period N in N_0 (enačba 2 in 3) so:

- kapacitivnost kondenzatorja C s koeficientom

občutljivosti kapacitivnosti

$$\frac{dN}{dC} = \frac{U_{ref} 2 f_0}{I_0} \frac{1}{\left(1 + \frac{\varphi[\circ]}{180^\circ}\right)} = \frac{N_0}{C} \frac{1}{\left(1 + \frac{\varphi[\circ]}{180^\circ}\right)} \quad (7)$$

- polnilni tok I_0 s koeficientom občutljivosti toka

$$\frac{dN}{dI_0} = -\frac{U_{ref} 2C f_0}{I_0^2} \frac{1}{\left(1 + \frac{\varphi[\circ]}{180^\circ}\right)} = -\frac{N_0}{I_0} \frac{1}{\left(1 + \frac{\varphi[\circ]}{180^\circ}\right)} \quad (8)$$

- referenčna vrednost preklopa primerjalnika U_{ref} s koeficientom občutljivosti referenčne napetosti

$$\frac{dN}{dU_{ref}} = \frac{2C f_0}{I_0} \frac{1}{\left(1 + \frac{\varphi[\circ]}{180^\circ}\right)} = \frac{N_0}{U_{ref}} \frac{1}{\left(1 + \frac{\varphi[\circ]}{180^\circ}\right)} \quad (9)$$

Točnost vhodnih primerjalnikov, ki sinusni signal spremenijo v pravokotni signal s koeficientom občutljivosti premika faznega kota je ključnega pomena in jih določimo z enačbo 11.

$$\frac{dN}{d\varphi_c} = \frac{U_{ref} 2C f_0}{I_0} \frac{\frac{1}{180^\circ}}{\left(1 + \frac{\varphi[\circ]}{180^\circ}\right)^2} = -N_0 \frac{\frac{1}{180^\circ}}{\left(1 + \frac{\varphi[\circ]}{180^\circ}\right)^2} \quad (10)$$

Z upoštevanjem, da so posamezni izvori pogreškov med seboj ne-korelirani, dobimo najslabši primer merilnega pogreška števila period ΔN .

$$\Delta N = \frac{dN}{dC} \Delta C + \frac{dN}{dI_0} \Delta I_0 + \frac{dN}{dU_{ref}} \Delta U_{ref} + \frac{dN}{d\varphi_c} \Delta \varphi_c \quad (11)$$

Drugi vir pogreškov pri izračunu faznega premika je operacija deljenja N_0/N (enačba 4), katera se izračuna v aritmetiki mikrokrmilnika s plavajočo vejico, zato je ta vir pogreška zanemarljiv.

Skupni merilni pogrešek je tako določen z:

$$\Delta N = \pm \frac{N_0}{\left(1 + \frac{\varphi[\circ]}{180^\circ}\right)} \left(\frac{\Delta C}{C} + \frac{\Delta I_0}{I_0} + \frac{\Delta U_{ref}}{U_{ref}} + \frac{\Delta \varphi_c}{180^\circ} \right) \quad (12)$$

Pogrešek faznega premika pa z:

$$\Delta \varphi[\circ] = \pm 180^\circ \left(\left| \frac{d\varphi[\circ]}{dN_0} \right| \Delta N_0 + \left| \frac{d\varphi[\circ]}{dN} \right| \Delta N \right) = 180^\circ \left(\frac{1}{N} \Delta N_0 + \left| -\frac{N_0}{N^2} \right| \Delta N \right) \quad (13)$$

4 Rezultati in diskusija

Najprej smo v EXCELU pripravili tabelo 1 z izbranimi vrednostmi in njihovimi pogreški.

Tabela 1. Vrednosti komponent in njihovi pogreški

C [μF]	0,1	ΔC [nF]	0,1
I ₀ [μA]	134	ΔI ₀ [μA]	0,34
U _{ref} [V]	1,5	ΔU _{ref} [mV]	0,6
N ₀	2227	ΔN	3

V tabeli 2 so izračunane vrednosti pogreškov za frekvenco 1 MHz, za fazne premike od 0 do 180°.

V tabeli 2 je z $\Delta \varphi$ označen merilni pogrešek izračunan z uporabo enačbe 14, z $\Delta \varphi_{sqr}$ pa srednji kvadratni pogrešek izračunan s korenem iz vsote kvadratov posamičnih pogreškov.

Tabela 2. Izračunan merilni pogrešek faznega premika

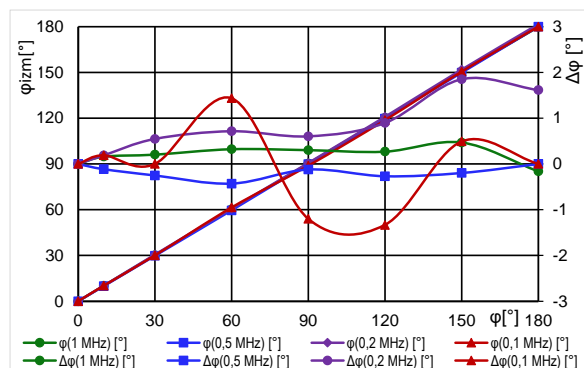
n	φ[°]	N	ΔN ₀	ΔN	ΔU _{ref}	ΔC	ΔI ₀	Δφ _c	Δφ	Δφ _{sqr}
1	0	2227	0,24	0,24	0,14	0,04	0,90	0,08	1,64	0,98
2	10	2110	0,26	0,27	0,15	0,04	0,95	0,09	1,75	1,03
3	30	1909	0,28	0,33	0,17	0,04	1,05	0,11	1,98	1,15
4	60	1670	0,32	0,43	0,19	0,05	1,20	0,14	2,33	1,34
5	90	1485	0,36	0,55	0,22	0,05	1,35	0,18	2,71	1,53
6	120	1336	0,40	0,67	0,24	0,06	1,50	0,22	3,10	1,72
7	150	1215	0,44	0,81	0,26	0,07	1,65	0,27	3,51	1,93
8	180	1114	0,48	0,97	0,29	0,07	1,80	0,32	3,93	2,14

Vidimo, da imajo največji vpliv, na merilni pogrešek faznega premika, točnost števca (ΔN_0 in ΔN), ki je povezana z linearnostjo integratorja, konstantnost polnilnega toka (ΔI_0) in preciznost vhodnih primerjalnikov ($\Delta \varphi_c$), sprememba kapacitivnost (ΔC) in točnost referenčne napetosti primerjalnikov (ΔU_{ref}) pa ob izbiri kvalitetnih elementov vplivajo manj.

Veže z Deboo-jevim integratorjem smo načrtali in simulirali s SPICE analognim simulatorjem Tina-TI [9] in je predstavljeno na sliki 5.

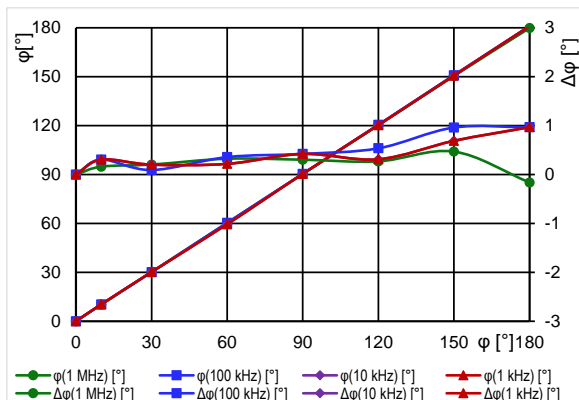
Na sliki 3 so predstavljeni rezultati simulacij za frekvence 1, 10 in 100 kHz in 1MHz za veže iz slike 5. Pri tem je število period $N_0 = 2227$ pri 1MHz, 1114 pri 500kHz, 448 pri 200kHz in 224 pri 100kHz.

Vidimo, da je merilni pogrešek faznega premika pri frekvencah 1MHz, 500kHz in 200kHz $E = \pm 0,5^\circ$, pri frekvenci 100kHz pa se zaradi majhnega števila prešteti period poveča na $E = \pm 2^\circ$. Zato smo predvideli, da se glede na vhodno frekvenco spremenijo vrednosti kondenzatorja v integratorju. Za ta primer smo pri frekvencah od 1MHz do 1kHz povečevali kapacitivnost za 10-krat na dekada.



Slika 3. Prenosna karakteristika merilnika faznega premika in merilni pogreški faznih premikov pri frekvencah od 100kHz do 1MHz

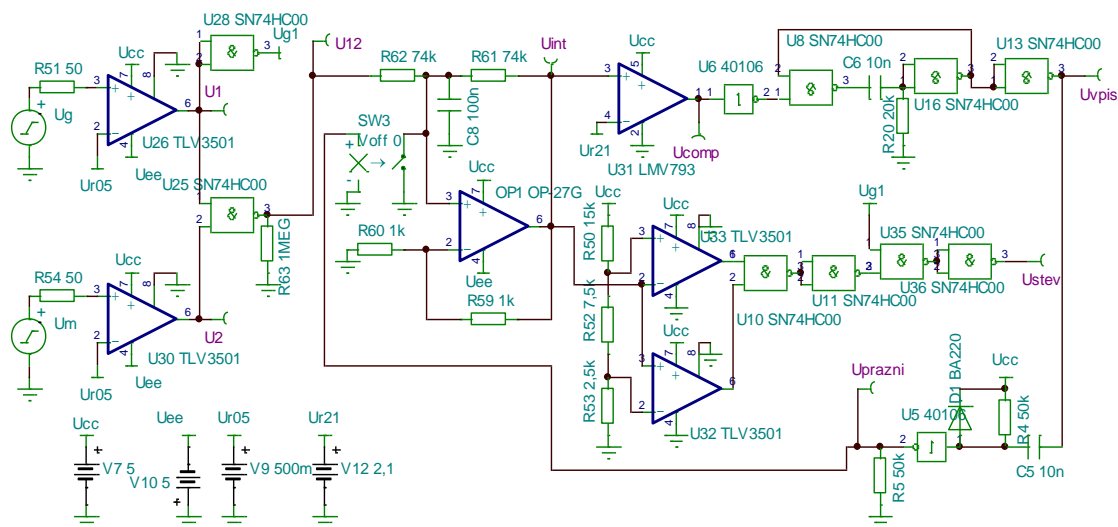
Na sliki 4 so rezultati simulacij za frekvence 1, 10, 100kHz in 1MHz.



Slika 4. Prenosna karakteristika merilnika faznega premika in merilni pogreški faznih premikov pri frekvencah od 1kHz do 1MHz

Iz simuliranih rezultatov vidimo, da se pogreški povečajo pri večjih faznih premikih (nad 120°), a pri največjem številu period $N_0 = 2227$ ne presežejo 1°. Pri visokih frekvencah (nad 100kHz) so pogreški prav tako znotraj 1°, bi pa bilo potrebno povečat kapacitivnost kondenzatorja C8 iz slike 5 za 10-krat na 1μF.

Vezje smo tudi preizkusili na eksperimentalni ploščici.



Slika 5. Vezje merilnika faznega premika

5 Zaključek

Skonstruirali smo merilnik faznega premika med merjenima signaloma, pri katerem se da, z izbiro integracijske konstante, izbrati želeno ločljivost merilnika tudi pri frekvencah nad 100kHz. Rešitev je relativno enostavna, omogoča pa izvedbo: - z diskretnimi integriranimi komponentami, - z analognim vhodnim vezjem in mikrokrmilnikom in - v kombiniranem integriranem vezju.

Literatura

- [1] F. Casper and P. Kowina, RF Measurement Concepts, Published by CERN in the Proceedings of the CAS-CERN Accelerator School: Advanced Accelerator Physics, Trondheim, Norway, 19–29 August 2013, edited by W. Herr, CERN-2014-009 (CERN, Geneva, 2014).
- [2] Min Zhang, Hai Wang, Hongbo Qin, Wei Zhao and Yan Liu, Phase Difference Measurement Method Based on Progressive Phase Shift, Electronics 2018, 7, 86.

- [3] Peter O'Shea, Phase Measurement, in John. G. Webster, The measurement, instrumentation, and sensors, handbook, 1999, CRC Press LLC, Springer, IEEE Press.
- [4] Analog Devices, LF-2.7GHz RF/IF gain and phase detector, AD8302, Analog Devices, Inc., 2002
- [5] John Cowles, Barrie Gilbert, Accurate Gain/Phase Measurement at Radio Frequencies up to 2.5 GHz, Analog Devices, Analog Dialogue 35-05, 2001
- [6] Maxim Integrated, Consider the "Deboo" single supply integrator, Application note 1155, 29 Aug, 2002
- [7] Texas Instruments, AN-1515 A Comprehensive Study of the Howland Current Pump, SNOA474A-January 2008-Revised April 2013
- [8] Joan Peuteman, Jean-Jacques Vandenbussche, Peter Lee, Development of a Low-Cost Accurate Phase Measurement System, International Conference of Technologies and Innovation, ICTIA 2014, Sousse, Tunisia.
- [9] Texas Instruments, Getting Started with TINA-TI, SBOU052A–August 2007–Revised August 2008.