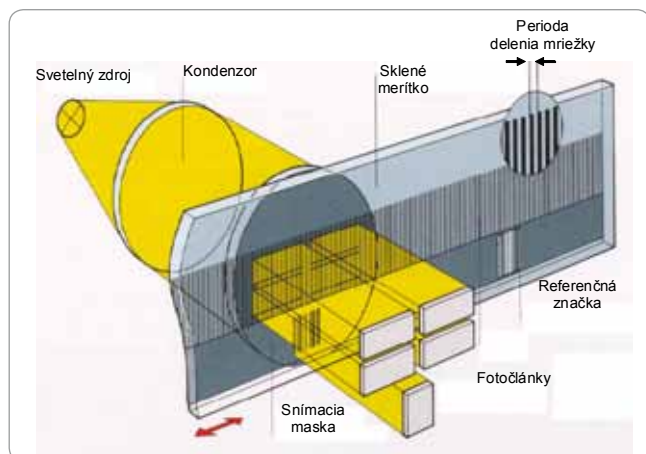


Číslicové snímače polohy, rychlosti a zrychlení (2)

Presné fotoelektrické IRC snímače polohy

Lineárne rotačné a uhlové meracie systémy HEIDENHAIN pracujú na princípe fotoelektrického snímania jemných rastrov. Lineárne odmeriavanie pracuje so skleneným meradlom, ktoré má mriežku vyrobenú metódou DIADUR. Perióda delenia mriežky je 10 alebo 20 μm. Sínusové výstupné signály sú z lineárnych rotačných a uhlových snímačov polohy obvykle spracované v externých interpolátoroch, ktoré obsahujú interpolačné a digitalizačné obvody (komparátory). Súčasnú metódu zvýšenia rozlišovacej schopnosti IRC snímača uvedieme v ďalšej časti.



Obr. 8 Lineárne rotačné a uhlové meracie systémy HEIDENHAIN

Zvýšenie rozlišovacej schopnosti IRC vychádza z predpokladu, že výstupné napätia IRC snímača U_A , U_B majú sínusový tvar:

Nech je vektor \hat{u} definovaný vzťahom:

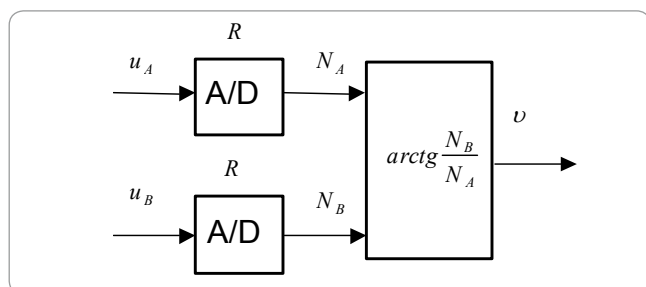
$$\hat{u} = u_A + ju_B \quad (9)$$

$$u_A = u \cos \nu, \quad u_B = u \sin \nu$$

Uhol natočenia v rámci jednej periódy sa môže vypočítať priamo z napätí U_A , U_B pomocou vzťahu (9). Princíp programovej realizácie je na obr. 9.

Uhol natočenia vektora je

$$\nu = \arctg \frac{u_B}{u_A} \quad \nu \in \langle 0, 2\pi \rangle \quad (10)$$



Obr. 9 Princíp softvérovej metódy zvýšenia rozlišovacej schopnosti IRC snímača

Uhol ν je kvantovaný A/D prevodníkom napätňových signálov U_A , U_B , zvýšená rozlišovacia schopnosť je ohraničená kapacitou A/D prevodníka. A/D prevodníkom definujeme multiplikačný faktor R . Môže byť dekadický (10, 20, 50, 100, 400, 500, 1 000) alebo binárny (512, 1 024). Rozšírený spôsob vyhodnocovania polohy sa využíva pri presných polohových číslicových servopohonoch s veľmi malou

rychlosťou pohybu. Vyhodnotenie polohy IRC snímačom je potom definované vzťahom:

$$N_{\Sigma} = N_{mech} R \quad (11)$$

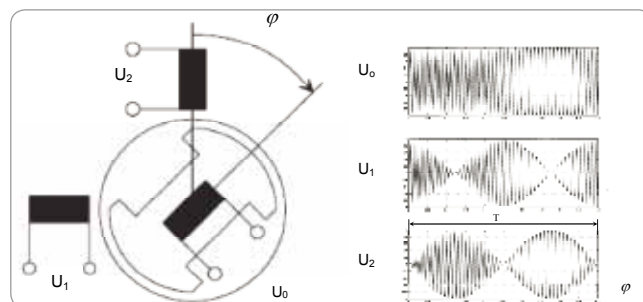
kde N_{mech} je základná rozlišovacia schopnosť a R je násobiaci faktor.

Príklad: Nech $N_{mech} = 1\,000$ a $R = 500$, potom $N_{\Sigma} = N_{mech} R = 1000 \cdot 500 = 500\,000 \text{ imp/ot}$ rozlišovacia schopnosť presného lineárneho snímača sa zvýšila 500-krát na hodnotu $5 \cdot 10^5$.

Okrem priamej výpočtovej metódy (1) možno použiť aj nepriamu implicitnú metódu, ktorá využíva princíp fázového závesu.

Číslicové indukčné snímače polohy

Číslicové indukčné snímače polohy označované Resolver to Digital Converter (RDC) patria medzi absolútne snímače polohy. Typická presnosť je 5 arcmin, čo zodpovedá ekvivalentnej rozlišovacej hodnote IRC snímača $N = (360 \times 60)/5 = 4\,320 \text{ imp./ot}$. Konštrukčne sú prispôbené do ťažkých prostredí. Resolver je principiálne rotačný transformátor. Zjednodušená schéma dvojpóloveho zapojenia resolvera je na obr. 10.



Obr. 10 Indukčný bezdotkový snímač polohy – selsyn rozkladáč – resolver U_0 – budiaci referenčný signál, U_1 , U_2 – výstupné signály znema priebehov U_1 a U_2 !

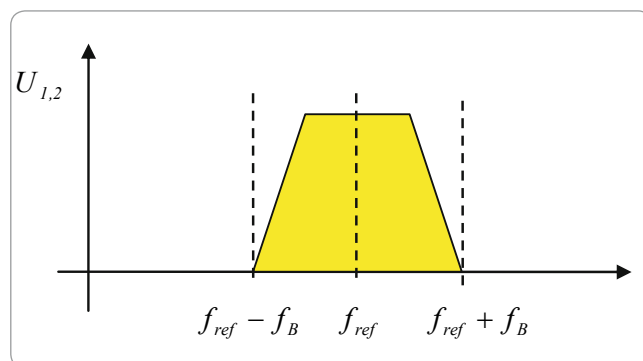
Referenčný striedavý signál U_0 , ktorý sa privádza na rotor bezkontaktné, môže mať frekvenciu v rozsahu 2 až 10 kHz.

$$U_0 = U_m \sin \omega_{ref} t \quad (12)$$

Snímač má na statore dve snímacie vinutia, v ktorých sa indukuje referenčné napätie U_0 amplitúdovo modulované funkciou \sin a \cos uhla natočenia rotora. Výstupné signály snímacích vinutí sú vyjadrené vzťahmi:

$$U_1 = U \sin \omega_{ref} t \cos \varphi \quad U_2 = U \sin \omega_{ref} t \sin \varphi \quad (13)$$

Frekvenčné spektrum výstupných signálov U_1 , U_2 a referenčného signálu U_0 je zobrazené na obr. 11.



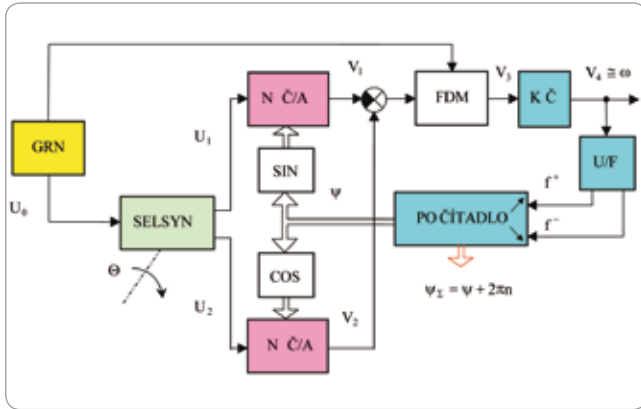
Obr. 11 Frekvenčné spektrum signálov resolvera

Amplitúdovo modulovaný výstupný signál je rozložený symetricky v okolí referenčného signálu. Jeho hodnota (pásmo priepustnosti) f_B závisí od maximálnej uhlovej rýchlosti snímača polohy:

$$f_B = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{dt_{max}} \quad (14)$$

Metóda diskrétného výpočtu (estimácie) uhla natočenia rotora resolvera je známa pod označením resolver-to-digital conversion (R/D conversion).

V ďalšej časti opíšeme vyhodnocovací obvod resolvera, ktorý využíva implicitnú metódu označovanú pojmom fázový záves (phase locked loop – PLL). Princíp uvedieme v ďalšej časti.



Obr. 12 Vyhodnocovací obvod polohy resolvera

Legenda k obrázku:

- GRN – generátor referenčného napätia
- N Č/A – násobiaci Č/A prevodník
- FDM – fázový demodulátor
- KČ – korekčný člen typ „I“
- U/F – prevodník napätie – frekvencia
- SIN, COS – trigonometrické funkcie
- U_0 – napájacie napätie selsyna (rotor)
- U_1, U_2 – výstupné napätia selsyna (stator)

Podľa schémy na obr. 12 môžeme definovať výstupné napätie násobiacich Č/A prevodníkov vzťahmi:

$$V_1 = U_1 \sin \psi \quad V_2 = U_2 \cos \psi \quad (15)$$

alebo ako rozdiel napätí:

$$V_2 - V_1 = U \sin \omega_{ref} t [\sin \varphi \cos \psi - \cos \varphi \sin \psi] \quad (16)$$

Výstupné napätie fázového demodulátora (diskriminátora) V_3 je funkciou len rozdielu uhlov natočenia rotora a jej estimovanej hodnoty.

$$V_3 = U \sin(\varphi - \psi) \quad (17)$$

Korekčný člen typu PI zabezpečuje v ustálenom stave nulovú regulačnú odchýlku.

Keď platí $V_3 = 0$, následne je splnená podmienka $\sin(\varphi - \psi) = 0$.

Výstupný signál z korekčného člena V_4 charakterizuje uhlovú rýchlosť polohy rotora. Prevodník U/F plus počítadlo transformujú signál na estimovanú polohu (uhol natočenia rotora) ψ . Z matematického hľadiska plnia funkciu integrátora.

Keďže platí $\varphi = \psi$, potom uvedený signál vyhodnocovacieho obvodu ψ estimuje snímanú polohu φ v intervale $\varphi \in \langle 0, 2\pi \rangle$. Merací rozsah polohy sa zvyšuje kapacitou počítadla na 12- až 16-bitový rozsah. Zatiaľ zostáva nedoriešený problém nastavovania parametrov PI korekčného člena fázového závesu. Metodiku výpočtu PI korekčného člena uvedieme v ďalšej časti.

V tab. 1 sú uvedené typické technické parametre vybratých snímačov fy Analog Devices. Z uvedených parametrov vyplýva, že merací rozsah snímača (maximálna meraná rýchlosť) je priamo úmerný hodnote referenčného signálu.

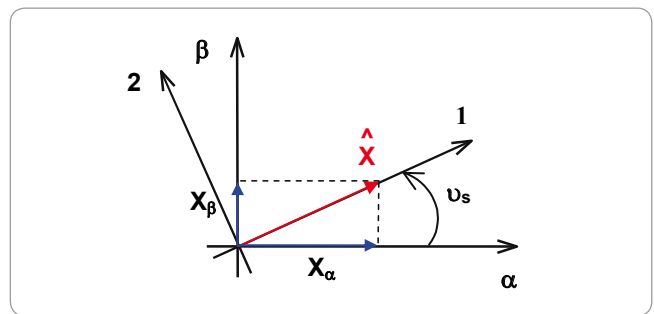
TYP Uhol [bit] Presnosť [+/-min]	IS 20	IS 40	IS 60
		12	14
	8,5	5,3	4,0
Frekv. ref. sig. [kHz]	Maximálna meraná rýchlosť [ot./s]		
0,4 – 2,6	1	50	12,5
2,6 – 5	2	90	22,5
5 – 10	3	170	42,2
			10,5

Tab. 1

Vyhodnocovacie obvody resolvera sa v súčasnosti realizujú ako hybridné integrované obvody; môžu sa realizovať napr. pomocou DSP TMS320F240.

Fázový záves – phase locked loop (PLL)

Ako som už uviedol v predchádzajúcej časti, teoretický základ metódy vyhodnocovania polohy môžeme nájsť v matematických metódach opisujúcich implicitnú metódu riešenia rovníc. V technickej praxi sa táto metóda označuje pojmom fázový záves – phase locked loop (PLL). Princíp metódy si vysvetlíme pomocou vektora \hat{x} , ktorý je zobrazený v špeciálnom súradnicovom systéme synchronne sa otáčajúcom s vektorom \hat{x} (pozri obr. 13).



Obr. 13 Vektorový diagram vektora x – zobrazenie v statorovom súradnicovom systéme (α, β) a v systéme orientovanom na vektor x

Vektor \hat{x} je vyjadrený v statorovom súradnicovom systéme (ako to pozoruje vonkajší pozorovateľ):

$$\hat{x}^{(s)} = x_\alpha + jx_\beta \quad \begin{aligned} x_\alpha &= X \cos v_s \\ x_\beta &= X \sin v_s \end{aligned} \quad (18)$$

Ak zobrazíme vektor v synchronnom súradnicovom systéme (1, 2) orientovanom na vektor \hat{x} , potom platí $\hat{x}^{(x)} = \hat{x}^{(s)} e^{-jv_s}$ alebo v zložkovom tvare:

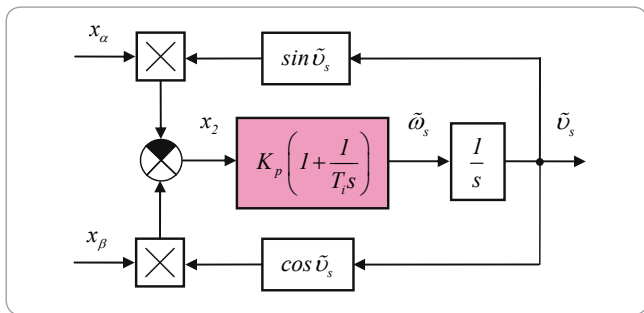
$$\begin{aligned} x_1 &= x_\alpha \cos v_s + x_\beta \sin v_s \\ x_2 &= x_\beta \cos v_s - x_\alpha \sin v_s \end{aligned} \quad (19)$$

Po dosadení získame výsledný tvar pre zložky vektora:

$$\begin{aligned} x_1 &= X (\sin^2 v_s + \cos^2 v_s) = X \\ x_2 &= X \sin v_s \cos v_s - X \cos v_s \sin v_s = 0 \end{aligned} \quad (20)$$

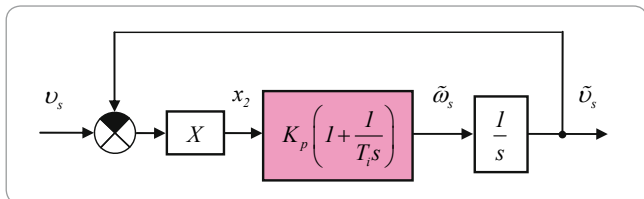
Transformáciu sme dosiahli, že reálna zložka vektora reprezentuje modul vektora, $x_1 = X$. Imaginárna zložka je nulová: $x_2 = 0$. Rovnica pre zložku x_2 definuje implicitnú metódu výpočtu uhlu natočenia, ktorú využijeme v ďalšej časti návrhu fázového závesu.

Zložky vektora x_α, x_β sú vstupné veličiny vyhodnocovacieho obvodu (obr. 14). Transformáciu do súradnicového systému (1, 2) dostaneme zložku x_2 . Korekčný člen PI zabezpečuje v ustálenom stave nulovú regulačnú odchýlku. Všimnime si, že podobne ako v predchádzajúcej schéme vyhodnocovacieho obvodu (obr. 12) výstupný signál KČ reprezentuje uhlovú rýchlosť $\tilde{\omega}_s$ vektora \hat{x} . Integráciou dostaneme estimovanú hodnotu uhlu vektora \tilde{v}_s . Záver: v ustálenom stave platí $\tilde{v}_s = v_s$, čo znamená, že estimovaná hodnota polohy \tilde{v}_s reprezentuje skutočnú meranú polohu v_s .



Obr. 14 Bloková schéma realizácie fázového závesu – analógová forma

Návrh treba metodicky doplniť výpočtom parametrov PI korekčného člena. Linearizáciou nelineárneho modelu PLL v okolí pracovného bodu možno zostaviť linearizovaný model fázového závesu (obr. 15).



Obr. 15 Bloková schéma linearizovaného modelu fázového závesu

Výpočet parametrov PI korekčného člena možno realizovať metódou rozmiestňovania pólov (m. pole placement). Prenos uzatvoreného obvodu linearizovaného modelu je:

$$G(s) = \frac{M(s)}{N(s)} = \frac{\frac{K_p X}{T_i} + \frac{K_p X T_i}{T_i} s}{\frac{K_p X}{T_i} + \frac{K_p X T_i}{T_i} s + s^2} \quad (21)$$

Nech želaný charakteristický polynóm $N_0(s)$ obsahuje dvojicu komplexne združených pólov

$$N_0(s) = \omega_0^2 + 2\xi\omega_0 s + s^2, \text{ potom platí}$$

$$N(s) = N_0(s).$$

Z rovníc pre koeficienty charakteristického polynómu získame parametre PI korekčného člena.

$$K_p = \omega_0 \frac{2\xi}{X}, \quad T_i = \frac{2\xi}{\omega_0} \quad (22)$$

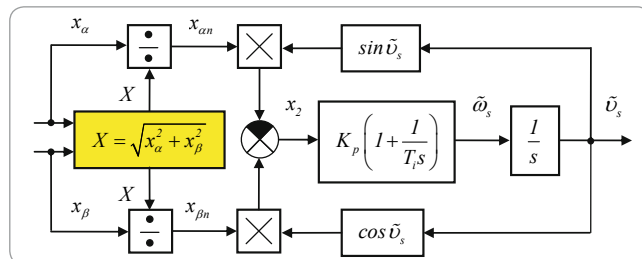
Nastaviteľným parametrom je frekvenčné pásmo priepustnosti $\omega_0 = 2\pi f_0$ – volí sa rádovo $f_0 = 0,1 - 1 \text{ kHz}$. Normalizáciou vstupných veličín vektora \hat{x} sa odstráni závislosť zosilnenia korekčného člena K_p od amplitúdy meraných signálov. Keď platí

$$X = \sqrt{x_\alpha^2 + x_\beta^2}, \quad x_{\alpha-n} = \frac{x_\alpha}{X}, \quad x_{\beta-n} = \frac{x_\beta}{X}$$

potom

$$x_n = \sqrt{x_{\alpha-n}^2 + x_{\beta-n}^2} = 1. \quad (23)$$

Upravená bloková schéma fázového závesu s normovaním je uvedená na obr. 16.



Obr. 16 Bloková schéma realizácie normovaného fázového závesu

Táto práca bola podporovaná Agentúrou na podporu výskumu a vývoja na základe zmluvy č. VMSP-II-0015-09.

prof. Ing. Milan Žalman, PhD.

Ústav riadenia a priemyselnej informatiky
FEI STU v Bratislave
milan.zalman@stuba.sk