

12 Fázový záves

Cieľ kapitoly: Cieľom je oboznámiť čitateľa so základnými pojmami a vzťahmi, ktoré platia pre fázový záves (PLL) v lineárnom režime. Je uvedené rozdelenie obvodov PLL podľa typu a rádu prenosovej funkcie.

Úvod

Fázový záves je zostava elektronických obvodov-subsystem, ktorá sa používa na realizáciu fázovej synchronizácie dvoch periodických signálov. Zdroje týchto signálov – napätím ladený oscilátor (NLO, VCO) a generátor referenčného signálu sú často súčasťou fázového závesu. Vtedy sa fázový záves používa obvykle ako frekvenčný syntezátor. Ak je referenčným- vstupným signálom napríklad frekvenčne modulovaný signál, môže fázový záves plniť úlohu demodulátora pre tento signál. Často sa fázový záves používa vo funkcii pásmového filtra s premenlivou strednou frekvenciou- tzv. tracking filter.

PLL (Phase - Locked - Loop) , je všeobecne používaná skratka slučky fázového závesu.

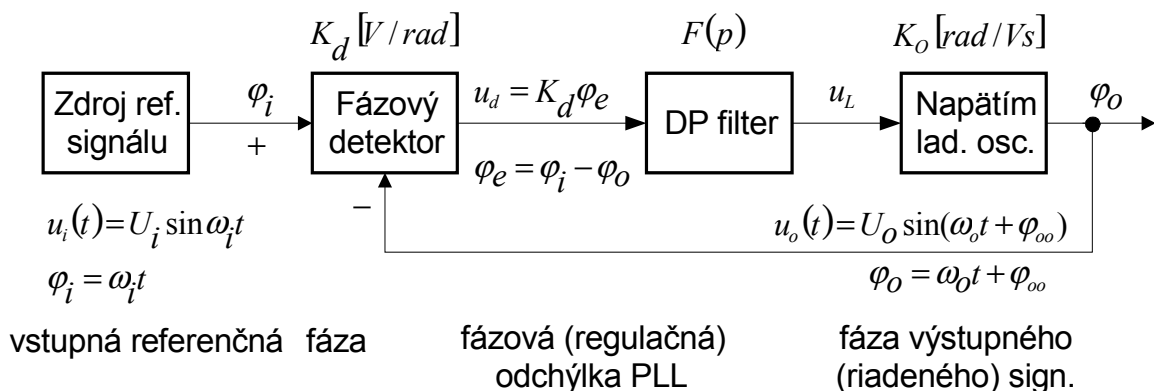
Na prístrojoch sa používajú rôzne slovné spojenia s touto skratkou, napr: Digital PLL, Quartz PLL radio, Analog PLL, PLL frequency synthesis.

Efekt fázovej synchronizácie bol objavený v r. 1932 pri experimentoch so synchronnou detekciou AM signálov v rádiovom prijímači.

Z pohľadu rádiotechniky je PLL spätnoväzbový obvod, z pohľadu teórie regulácie predstavuje regulačný obvod, v ktorom je regulovanou veličinou okamžitá fáza periodického signálu

12.1 Základná bloková schéma analógového PLL

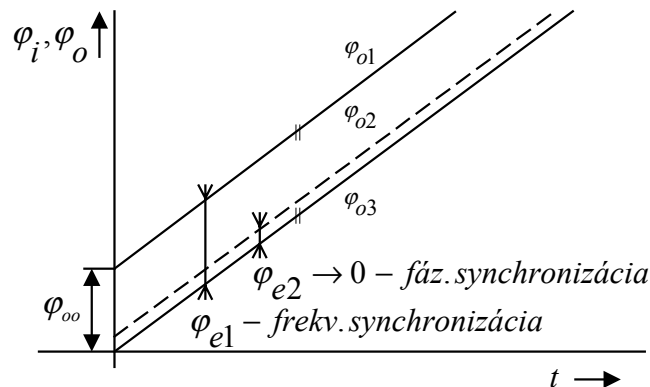
Po ustálení synchronného stavu v slučke fázového závesu platí: $\omega_o = \omega_i$ tj. signály su frekvenčne synchronizované (fázová odchýlka však nemusí byť nulová alebo blízka nule). Pre niektoré aplikácie, napr. vo frekvenčnej syntéze nemusí byť $\varphi_e \rightarrow 0$. Ak platí, že $\varphi_e \rightarrow 0$ (napr. $< 1^\circ$) hovoríme, že signály u_i, u_o sú fázovo synchronizované. (Pohyb lúča v snímacej kamere v TV študiu a elektrónového lúča v obrazovke TV prijímača musí byť takto fázovo synchronizovaný).



Obr. 12.1 Bloková schéma analógového fázového závesu

Na obrázku 12.2 sú znázornené dva typické idealizované priebehy okamžitej fázy harmonických signálov. Ak sa fázy signálov k sebe približujú na zanedbateľný rozdiel

(napr. menší ako 1 stupeň), potom hovoríme o fázovej synchronizácii. Ak je rozdiel fáz nezanedbateľný, ale konštantný, vtedy ide o frekvenčnú synchronizáciu.



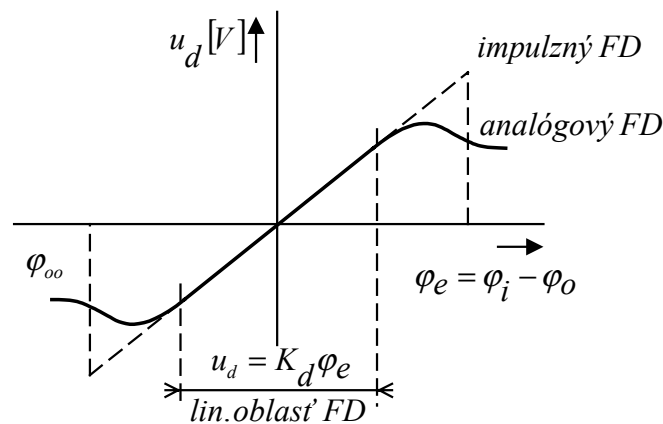
Obr. 12.2 K definícií fázovej a frekvenčnej synchronizácie

Fázova odchýlka nemôže byť nikdy trvale nulová, ale môže sa približovať nule. Je nepriamo úmerná zosilneniu v slučke spätnej väzby $K_d K_o$.

12.2 Základné charakteristiky blokov PLL

Fázový detektor

Konštrukcia FD môže byť veľmi rozmanitá. Fázový detektor je jeden z najdôležitejších obvodov v PLL, od jeho vlastností sú závislé prakticky všetky parametre fázového závesu.



Obr. 12.3 Prevodová charakteristika fázového detektora

Dolnopriepustný filter

Funkcie DP filtra v PLL:

1. Musí prepustiť js zložku výstupného signálu FD
2. Musí odfiltrovať nežiadúce striedavé zložky (napr. harmonické referenčnej frekvencie), aby nedochádzalo k parazitnej frekvenčnej modulácii NLO
3. Nesmie mať veľký fázov posuv, ($\varphi_{max} < 90^\circ$) – aby nebola ohrozená stabilita slučky
4. Spolurozhoduje o dynamických vlastnostiach PLL

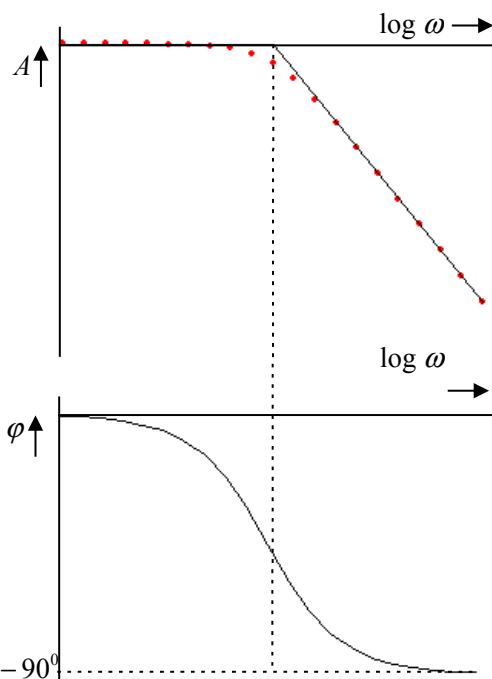
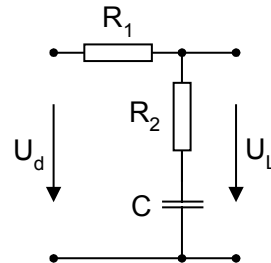
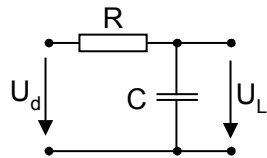
Najjednoduchší DP filter typu RC nevyhovuje (nie je to optimálny typ filtra pre PLL)

$$F(p) = \frac{1}{1 + p\tau} \quad \tau = RC \quad (12.1)$$

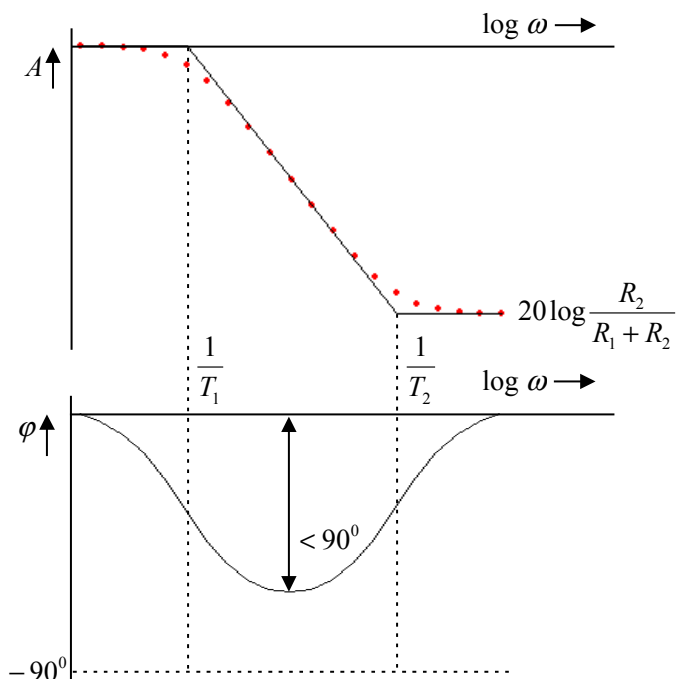
Typický DP filter pre PLL je RC DP filter s tmením (proporcionálne integračný charakter filtra)

$$F(p) = \frac{U_L(p)}{U_d(p)} = \frac{1 + pT_2}{1 + pT_1} \quad \text{kde} \quad \begin{aligned} T_1 &= C(R_1 + R_2) \\ T_2 &= CR_2 \end{aligned} \quad (12.2)$$

Takýto filter môže zabezpečiť primeranú filtráciu nežiadúcich zložiek ladiaceho napätia pri zachovaní ostability slučky fázoveho závesu.



12.1 Obr. 12.4 a) RC DP filter



b) RC DP filter s tmením

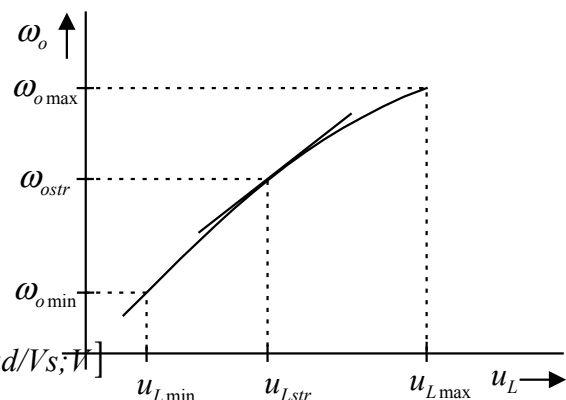
12.2.3 Napätím ladený oscilátor NLO (VCO – Voltage Controlled Oscillator)

Ladiacia charakteristika NLO

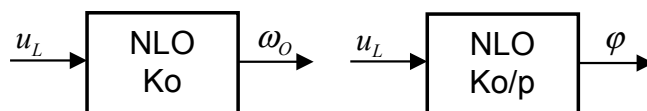
Obr. 12.5 Typický priebeh ladiacej charakteristiky NLO preladovaného varikapom.

Pri lineárnej aproximácii charakteristiky v okolí ω_{ostr} platí:

$$\omega_o = \omega_{ostr} + K_o(u_L - u_{Lstr}) \quad [\text{rad/s}; \text{rad/s}; \text{rad/Vs}; \text{V}] \quad (12.3)$$



Konštanta K_o predstavuje strmú liadiacu charakteristiku NLO. Niekedy sa v literatúre používa pojem „zisk oscilátora“ – K_o , je to však nepresné a môže sa používať len v symbolickom zmysle. Konštantu K_o vieme konštrukciou rezonátora oscilátora nastaviť podľa potreby. V praxi sa K_o pohybuje vo veľmi širokých hraniciach. Napr. $K_o=0,1 \text{ Hz/V}$ – pre X-oscilátory (oscilátory s piezoelektrickým rezonátorom) až po $K_o=10-100 \text{ MHz/V}$ pre mikrovlnné NLO.

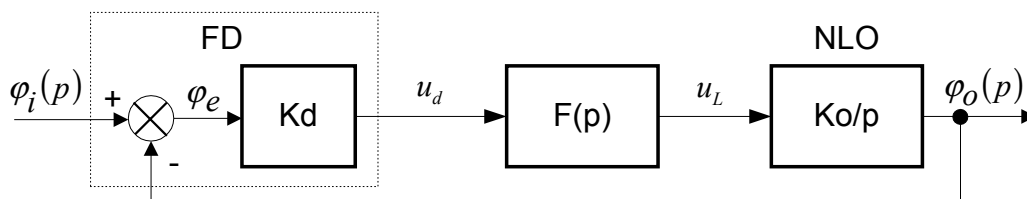


Obr. 12.6 Blokový model napätím ladeného oscilátora

$$\text{keďže } \varphi_o = \int_0^t \omega_o d\tau = \omega_o t \quad \text{pre } \omega_o = \text{konšt} \quad (12.4)$$

$$\text{pre Laplaceov obraz: } \varphi_o(p) = \frac{1}{p} \omega_o(p) \quad (12.5)$$

12.3 Lineárny model PLL (v synchronnom režime)



Obr. 12.7 Bloková schéma fázového závesu v lineárnom režime

Určenie prenosovej funkcie z blokovej schémy – platí:

$$\varphi_o = \frac{K_o}{p} u_L = \frac{K_o}{p} F(p) u_d = \frac{K_o}{p} F(p) K_d \varphi_e \quad (12.6)$$

$$\text{Ďalej pre sumátor platí: } \varphi_e = \varphi_i - \varphi_o \quad (12.7)$$

Keďže chceme určiť prenos zo vstupu na výstup t.j. $H(p) = \frac{\varphi_o(p)}{\varphi_i(p)}$ musíme z

rovníc 12.6 a 12.7 eliminovať φ_e

$$\text{Po krátkej úprave vzťahu } \varphi_o = \frac{K_o}{p} F(p) K_d (\varphi_i - \varphi_o) \quad (12.8)$$

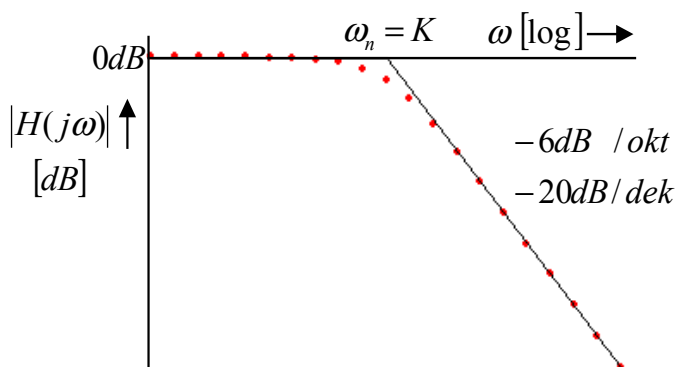
Dostaneme hľadaný prenos $H(p)$ v tvare:

$$H(p) = \frac{K_d K_o F(p)}{p + K_d K_o F(p)} \quad (12.9)$$

Súčin $K_d K_o$ sa nazýva zisk alebo zosilnenie slučky PLL. Je to podobný parameter ako parameter A_0 u operačných zosilňovačov. Čím je súčin $K_d K_o = K$ väčší, tým môže byť fázový záves rýchlejší resp. môže mať väčšiu šírku pasma. Rozhoduje

však o tom ešte aj prenosová funkcia DP filtra $F(p)$. Nasledujúce typické prípady nám to osvetlia podrobnejšie.

12.4 PLL prvého rádu s prenosom filtra $F(p) = 1$



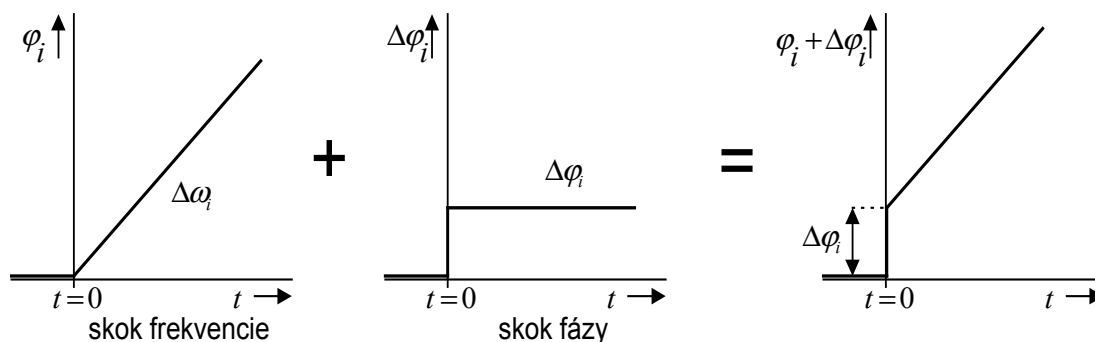
Obr. 12.8 Frekvenčná charakteristika RC DP filtra

$$H(p) = \frac{\varphi_o(p)}{\varphi_i(p)} = \frac{K_d K_o}{p + K_d K_o} = \frac{1}{1 + \frac{p}{K_d K_o}} \quad (12.10)$$

$$K_d K_o = K = \omega_h \quad (12.11)$$

Z hľadiska vstupného signálu φ_i predstavuje PLL 1. radu DP filter so šírkou pásma $\omega_h = K$. To znamená, že takýto PLL prenáša harmonické zmeny fázy vstupného signálu na výstup bez zoslabenia vo frekvenčnom pásme od nuly do f_h .

12.5 Prenos skokovej zmeny fázy $\Delta\varphi_i$ na výstup PLL 1. Rádu



Obr. 12.9 Použitie princípu superpozície pri určení odozvy PLL

Zaujímá nás aká je zmena fázy na výstupe PLL 1 radu spôsobená skokovou zmenou $\Delta\varphi_i$ na vstupe. Nakoľko pracujeme s lineárnym modelom môžeme využiť princíp superpozície, to znamená, že vstupný signál $\varphi_i(t)$ rozložíme na elementárne priebehy a odozvy PLL na tieto elementarne priebehy jednoducho spočítame.

Na poslednom obrázku je uvedený príklad takéhoto rozkladu. Vyriešime odozvy PLL 1. rádu na skok frekvencie.

Aby sme sa vyhli ťažkostiam pri hľadaní funkcie $\varphi_o(t)$ (spôsobených zložitejším výpočtom spätnej L – transformácie) budeme hľadať závislosť fázovej odchýlky

$$\varphi_e = \varphi_i - \varphi_o. \text{ Prenosová funkcia pre odchýlku má tvar: } \frac{\varphi_e(p)}{\varphi_i(p)} = \frac{p}{p+K} \quad (12.16)$$

pozn. odvodené tým istým spôsobom ako pre φ_o/φ_i

a) skok fázy

$$\varphi_e(p) = \varphi_i(p) \frac{p}{p+K} \quad (12.17a)$$

$$\varphi_i(p) = \frac{\Delta\varphi_i}{p} \quad (12.18a)$$

$$\varphi_e(p) = \frac{\Delta\varphi_i}{p+K} = F(p) \quad (12.19a)$$

b) skok frekvencie

$$\varphi_e(p) = \varphi_i(p) \frac{p}{p+K} \quad (12.17b)$$

$$\varphi_i(p) = \frac{\Delta\omega_i}{p^2} \quad (12.18b)$$

$$\varphi_e(p) = \frac{\Delta\omega_i}{p(p+K)} = F(p) \quad (12.19b)$$

Podľa limitných viet Laplacovej transformácie môžeme vypočítať hodnoty fázovej odchýlky v čase $t=0, t \rightarrow \infty$ bez toho, aby sme museli riešiť spätnu Laplacovu transformáciu

2. limitná veta: $\varphi_e(0) = \lim_{p \rightarrow \infty} p F(p) \quad (12.20)$

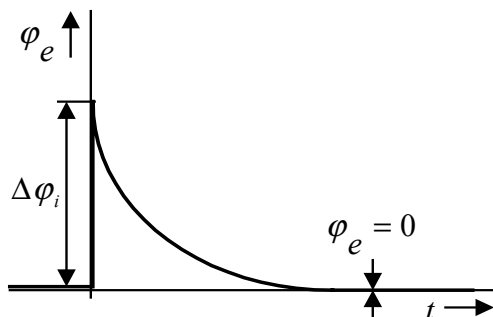
3. limitná veta: $\varphi_e(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p F(p) \quad (12.21)$

Ak tieto vety aplikujeme na prípad a), b) dostaneme:

a) skok fázy

$$\varphi_e(0) = \lim_{p \rightarrow \infty} p \frac{\Delta\varphi_i}{p+K} = \Delta\varphi_i$$

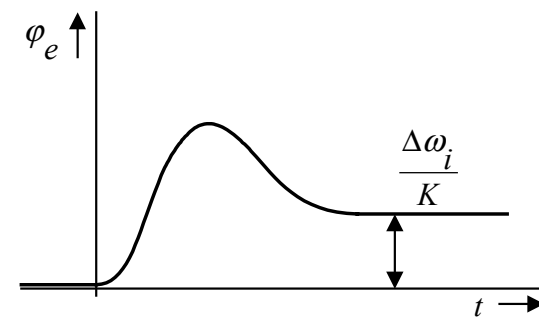
$$\varphi_e(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p \frac{\Delta\varphi_i}{p+K} = 0 \quad (12.22a)$$



b) skok frekvencie

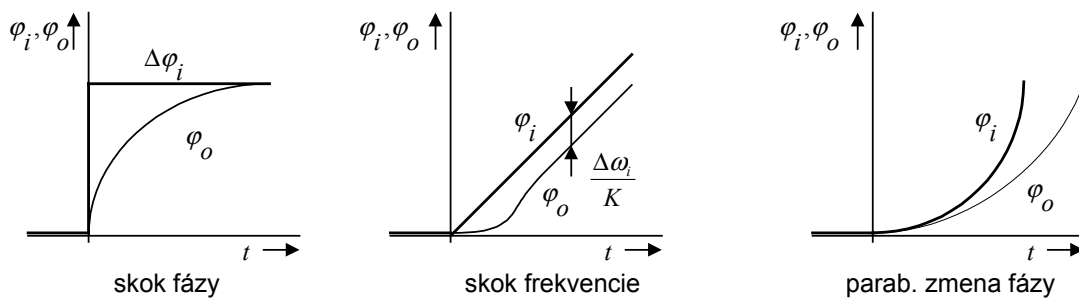
$$\varphi_e(0) = \lim_{p \rightarrow \infty} \frac{\Delta\omega_i}{p+K} = 0$$

$$\varphi_e(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{\Delta\omega_i}{p+K} = \frac{\Delta\omega_i}{K} \quad (12.22b)$$



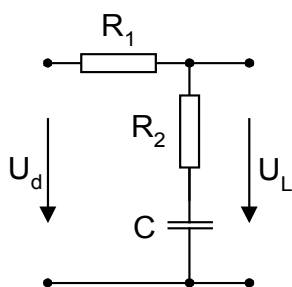
Obr. 12.10 a,b Časové odozvy PLL 1. rádu na skok fázy a frekvencie

Záver analýzy: PLL 1.rádu vykompenzuje skok fázy po ukončení prechodného javu na $\varphi_e = 0$. V prípade skoku frekvencie $\Delta\omega_i$ (lin. zmena fázy) sa po ustálení prechodného javu ustáli fázova chyba na hodnotu $\Delta\omega_i/K$. Uvedieme bez dôkazu, že pre kvadratickú zmenu fázy nedôjde v prípade PLL 1. rádu k ustáleniu fázovej odchýlky (fázy φ_o, φ_i sú divergentné). Prehľadne je to znázornené na nasledujúcom obrázku.



Obr. 12.11 a,b,c Typické časové odozvy PLL 1. rádu

12.6 PLL druhého rádu s pasívnym RC filtrom s tlmením



Obr. 12.12 DP filter s tlmením (PI filter)

$$F(p) = \frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{1 + pT_2}{1 + pT_1} \quad (12.23)$$

kde

$$T_1 = C(R_1 + R_2)$$

$$T_2 = CR_2$$

Po dosadení (12.23) do (12.9) dostavame:

$$H(p) = \frac{K \frac{1 + pT_2}{1 + pT_1}}{p + K \frac{1 + pT_2}{1 + pT_1}} = \frac{(K/T_1)(1 + pT_2)}{p^2 + p(I + KT_2)/T_1 + K/T_1} \quad (12.24)$$

Úpravou menovateľa na štandardný tvar polynómu získame prenos $H(p)$ v tvare

$$H(p) = \frac{p\omega_n(2\zeta - \omega_n/K) + \omega_n^2}{p^2 + 2p\zeta\omega_n + \omega_n^2} \quad (12.25)$$

Porovnaním koeficientov menovateľov vzťahov (12.24), (12.25) dostaneme pre novozavedené parametre ω_n a ζ vzťahy:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{T_1}} = \sqrt{\omega_K \omega_I} \quad \text{kde} \quad \omega_I = \frac{I}{C(R_1 + R_2)} \quad (12.26)$$

$$\zeta = \frac{\omega_n}{2} \left(T_2 + \frac{I}{K} \right) = \frac{\omega_n}{2} \left(\frac{I}{\omega_2} + \frac{I}{\omega_K} \right), \quad \omega_2 = \frac{I}{R_2 C} \quad (12.27)$$

$$\text{resp.} \quad \zeta = \frac{I}{2} \sqrt{\frac{\omega_I \omega_K}{\omega_2^2}} + \frac{I}{2} \sqrt{\frac{\omega_I}{\omega_K}} \quad (12.28)$$

Frekvencia ω_n predstavuje v prípade fázového závesu druhého rádu približne jeho medznú frekvenciu a parameter ζ charakterizuje jeho tlmenie. Čím je ζ menšie číslo, tým je fázový záves menej tlmený. Pre ζ menšie ako 0.707 sa na frekvenčnej charakteristike začne prejavovať tzv rezonančné prevýšenie pri frekvencii ω_n . Tento typ filtra je štandardným filtrom pre väčšinu (nenáročných) aplikácii PLL.

12.7 Úlohy

- 1) Pre lineárny model analógového fázového závesu s parametrami $K_d = 2V/rad$, $K_o = 1.5 \cdot 10^4 rad/Vs$ v ktorom je použitý filter s $F(p) = I$ určte šírku pásma PLL.
- 2) Výpočet urobte pre fázový záves s rovnakými hodnotami K_d , K_o a s proporcionálnym integračným (PI) filtrom pre hodnoty jeho parametrov: $R_1 = 15k\Omega$, $R_2 = 2k\Omega$, $C_1 = 20nF$ podľa obr. 12.12.