PLL (PHASE LOCKED LOOP)

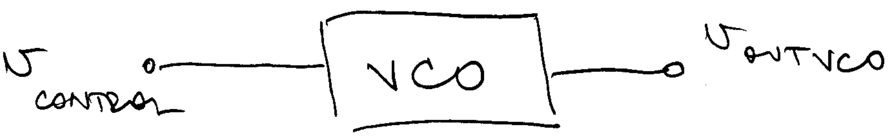
— ФАЗНО СИНХРОНИЗОВАНА ПЕТЉА —

— СЈАЈАН (И КОМПЛИКОВАН) ПРИМЕР ПРИМЕНЕ НЕГАТИВНЕ ПОВРАТНЕ СПРЕГЕ

— МОТИВАЦИЈА: КАКО НАПРАВИТИ <u>ЈЕДНОСТАВАН</u> (ЈЕДНОСТАВАН ПО КОНСТРУКЦИЈИ, НЕ ПО ИДЕЈИ И АНАЛИЗИ) FM ДЕМОДУЛАТОР?

— FM СЕ ИЗВОДИ ПРЕКО VCO (VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR). ЗАСНИВА СЕ НА НАПОНОМ КОНТРОЛИСАНОЈ ПРОМЕНИ СТРУЈЕ ПУЊЕЊА КОНДЕНЗАТОРА (КОД РЕЛАКСАЦИОНИХ ОСЦИЛАТОРА) ИЛИ НА НАПОНОМ КОНТРОЛИСАНОЈ ПРОМЕНИ КАПАЦИТИВНОСТИ ВАРИКАП ДИОДЕ, УЧИЛИ, СЕЋАТЕ СЕ СИГУРНО.

— <u>VCO, МОДЕЛ:</u>



ИМА ОБЛИК, ∿ ИЛИ ⊓⊓⊓, АМПЛИТУДУ, ФАЗУ, ФРЕКВЕНЦИЈУ

— ПРЕТПОСТАВИМО (ЗА САДА) v_{OUTVCO} СИНУСОИДАЛНОГ ОБЛИКА:

$$v_{OUTVCO} = \underset{\text{АМПЛИТУДА}}{V_m} \sin\left(\underbrace{(\omega_0 + \omega_m)t}_{\text{ФАЗА}}\right)$$

- Све је релативно једноставно док је ω_m константно

  V_m – амплитуда

  $(\omega_0+\omega_m)\cdot t$ – фаза

  $\omega_0+\omega_m$ – кружна фреквенција

  $\frac{1}{2\pi}(\omega_0+\omega_m) = f_0 + f_m$ – фреквенција.

- Једна спектрална компонента, сигнал синусоидалан (нема хармоника) и периодичан ($\omega_m = const$), све од спектра што постоји је на $\omega_0+\omega_m$

- Нажалост, периодични сигнали нису занимљиви, не носе информацију

- Када је $\omega_m(t)$ зависно од времена проблеми се множе:

  - Какав је спектар сигнала? Погледајте ТК, Карсонов образац као ≈ правило
  - Шта је то фреквенција, сигнал је у општем случају апериодичан, шта би била фреквенција апериодичног сигнала?

- Нека је

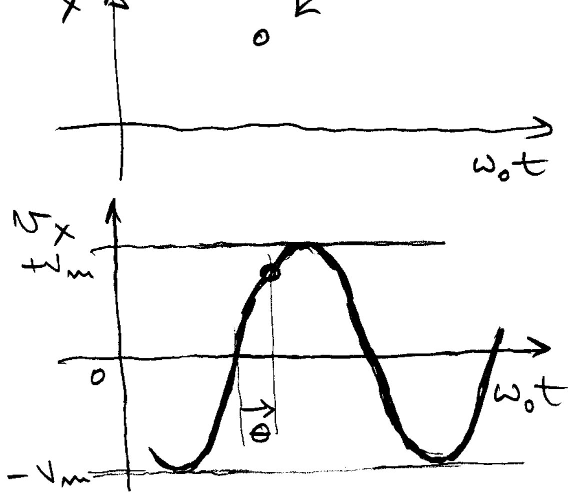
$$v_{OUTVCO} = V_m \sin\theta$$

амплитуда (V_m), фаза (θ)

– амплитуда и фаза су мање-више јасне;

мада:

колике су V_m и θ?



не може се рећи док се сигнал не погледа у неком интервалу времена

чак и овде θ није једнозначно, шифтабилно је за 2π

а каква је веза θ, ω и t?

– када је $\omega_m = const$ $\quad \theta = (\omega_0 + \omega_m)\cdot t$

– тада је $\quad \omega_0 + \omega_m = \dfrac{d\theta}{dt}$ ← ово је <u>важна</u> једначина

– генерализација појма фреквенције, тзв. „тренутна" фреквенција

$$\omega = \frac{d\theta}{dt}, \qquad f = \frac{1}{2\pi}\frac{d\theta}{dt}$$

– за ω_m зависно од времена, $\omega_m(t)$, v_{out} може бити апериодичан; ипак, овако дефинисана фреквенција постоји, у сваком тренутку времена се може израчунати

– ТЗВ. "ТРЕНУТНА" ФРЕКВЕНЦИЈА НЕ ОПИСУЈЕ СПЕКТАР ДИРЕКТНО; ПОГЛЕДАЈТЕ ТК, ЧАК ЗА ЈЕДНОСТАВАН СЛУЧАЈ $\omega_m(t) = m \sin \omega_x t$ СПЕКТАР СЕ ДОБИЈА ПРЕКО РАЗВОЈА У РЕД СА БЕСЕЛОВИМ ФУНКЦИЈАМА

– ДА РЕЗИМИРАМО ВЕЗЕ:

ВРЕМЕНСКИ ДОМЕН:

$$\omega(t) = \frac{d\theta(t)}{dt}$$

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta(t)}{dt}$$

ЗАТО СЕ ЗОВЕ "ТРЕНУТНА" ФРЕКВЕНЦИЈА, $f(t)$

ФРЕКВЕНЦИЈСКИ ДОМЕН:

$$\theta(s) = \frac{1}{s} \omega(s)$$

$$\theta(s) = \frac{2\pi}{s} f(s)$$

– САДА ЈЕ РАШЧИШЋЕНА ВЕЗА ИЗМЕЂУ ФАЗЕ И ФРЕКВЕНЦИЈЕ; КАКАВ ЈЕ УПРАВЉАЧКИ (АУТОМАТИЧАРСКИ) МОДЕЛ VCO-А?

$$\omega(t) = \omega_0 + k_0 v_{CONTROL}(t)$$

FREE RUNNING FREQUENCY

КОНСТАНТА VCO, ФИЗИЧКА ДИМЕНЗИЈА

(* ВАЖАН ПОЈАМ, БИЋЕ У УПОТРЕБИ КАСНИЈЕ

$$\frac{\frac{rad}{s}}{V} = \frac{rad}{Vs} = \frac{1}{Vs}$$

– Да пређемо на мали сигнал, варијације око мирне радне тачке

$$\hat{\omega}(t) = k_0 \, \hat{v}_{CONTROL}(t)$$

^ (HATS) се често изостављају, из контекста ћете свакако схватити о чему је реч

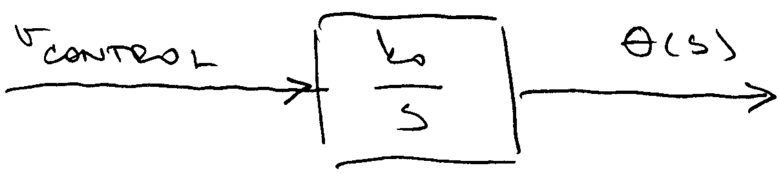
$$\frac{d\hat{\theta}(t)}{dt} = k_0 \, \hat{v}_{CONTROL}(t)$$

– Аутоматичарски "структурни блок дијаграми" су обично изражени у s-домену

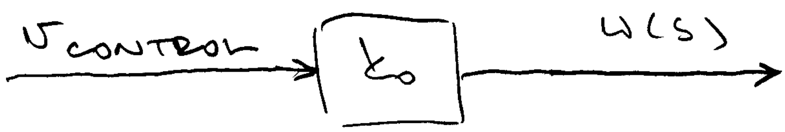
$$\theta(s) = \frac{k_0}{s} V_{CONTROL}(s)$$

овде већ подразумевам ^

– Стога је модел VCO:



или



– Овим је разрешен VCO.

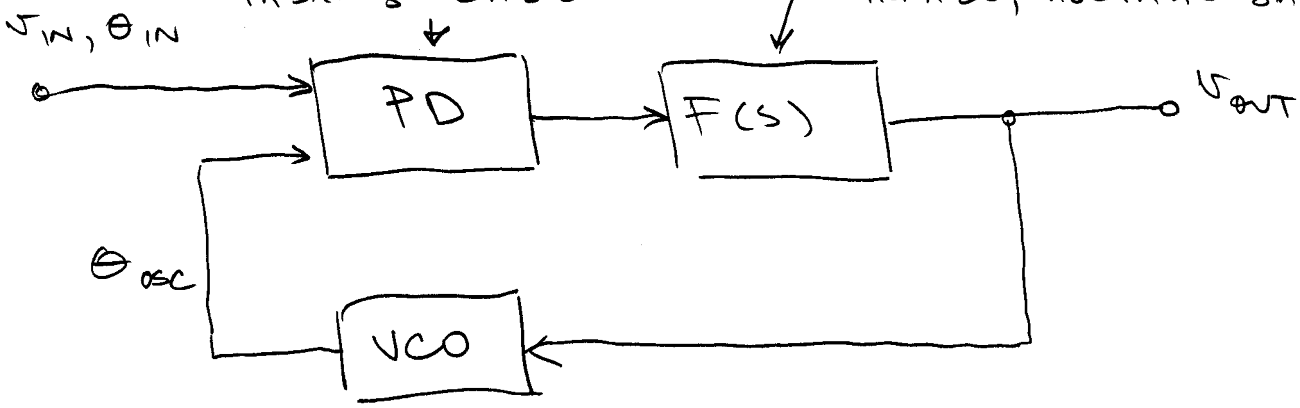
СТРУКТУРА PLL-А

- До сада је детаљно анализиран VCO са корисничке тачке гледишта
- Сада је циљ да локални VCO, на месту пријема, применом негативне повратне спреге синхронизујемо по фази са долазним сигналом

- Структура PLL-а:

фазни детектор; треба да да сигнал пропорционалан разлици фазе

НФ филтер који треба да почисти вишак сигнала који генерише фазни детектор; полако, постаће јасно



локални напоном контролисан осцилатор који треба да буде синхронизован по фази са v_{IN}

- Ако је: $\theta_{OSC} = \theta_{IN} + \Delta\theta$, $\Delta\theta = const$ и $\omega_{OSC} = \omega_0 + k_0 v_{OUT}$:

$$\frac{d\theta_{OSC}}{dt} = \frac{d\theta_{IN}}{dt}$$

$$\omega_{OSC} = \omega_{IN}$$

$\omega_0 + k_0 v_{OUT} = \omega_{IN}$

$v_{OUT} = \frac{1}{k_0}(\omega_{IN} - \omega_0)$

модулишући напон

Ако је: $\omega_{IN} = \omega_0 + k_m v_m$

$v_{OUT} = \frac{1}{k_0}(\cancel{\omega_0} + k_m v_m - \cancel{\omega_0})$

$\boxed{v_{OUT} = \frac{k_m}{k_0} v_m}$ ← успешно демодулисан фреквенцијски модулисан сигнал

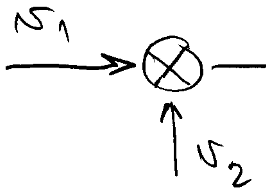
– Ако FREE RUNNING FREQUENCY локалног осцилатора одступа од FREE RUNNING FREQUENCY модулисаног сигнала појавиће се DC компонента у излазном напону која се лако уклања

ФАЗНИ ДЕТЕКТОР

- идеално $v_{PD} = k_D(\theta_{IN} - \theta_0)$
- нажалост, ништа није идеално, па ни фазни детектор

1. аналогни $\otimes$ (аналогни множач)
2. дигитални (XOR коло, ...)

- аналогни фазни детектор



$$v_{PD} = \frac{1}{V_M} v_1 v_2$$

хоћу $\theta_1 - \theta_2$, а ово је симетрично по v_1 и v_2; како то може да ради?

- нека је $v_1 = V_{m1}\sin\omega_0 t$

  и $v_2 = V_{m2}\cos(\omega_0 t - \varphi)$

← овде се генерише мноштво испитних комбинација

- тада је $v_{PD} = \dfrac{V_{m1}V_{m2}}{V_M}\sin\omega_0 t\cos(\omega_0 t - \varphi)$

$$v_{PD} = \frac{V_{m1}V_{m2}}{2V_M}\left(\underbrace{\sin\varphi} + \underbrace{\sin(2\omega_0 t - \varphi)}\right)$$

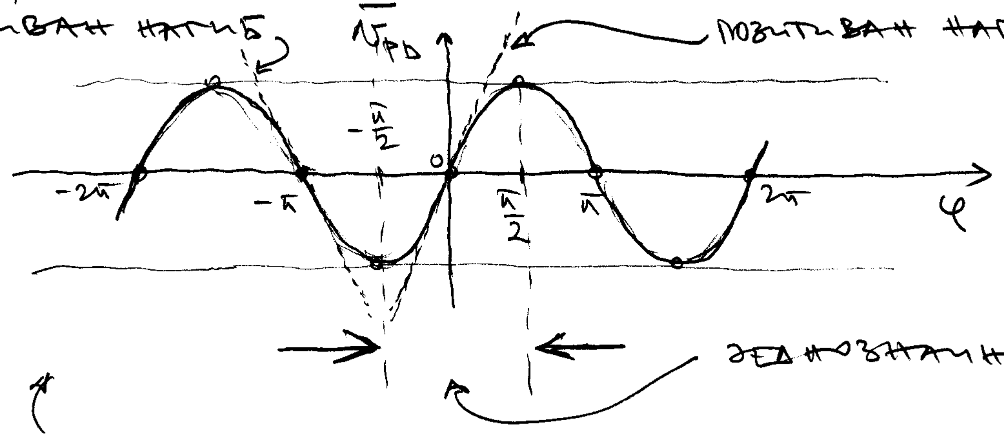
корисно, носи информацију о фазној разлици; додуше, нелинеарно

колатерална штета; уклања се НФ филтром $F(s)$

– Ако НФ филтер идеално уклања AC компоненту на $2\omega_0$,

$$\boxed{\overline{v}_{PD} = \frac{V_{m1} V_{m2}}{2 V_M} \sin\varphi = K_D \sin\varphi}$$

$$\boxed{K_D \triangleq \frac{V_{m1} V_{m2}}{2 V_M}}$$ ← константа фазног детектора



једнозначно за $-\frac{\pi}{2} < \varphi < \frac{\pi}{2}$

Кроз ову периодичност се види симетрија аналогног множача

Периодично; нагиб је некад позитиван, некад негативан; зачудо, то може бити корисно, не морате да водите рачуна о + и −; систем ће „ухватити" стабилно решење, са НПС.

– Линеаризација фазног детектора, прелазак на мали сигнал

$\overline{v}_{PD} = K_D \sin\varphi$

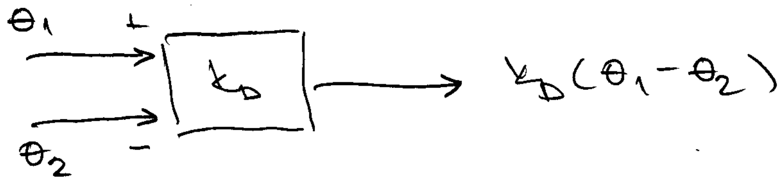
$$\boxed{\hat{v}_{PD} \approx K_D \hat{\varphi}}$$

← обично се и ‾ и ^ изостављају, ви из контекста схватите о чему је реч

— ВЕЗА СА ФИЗИЧКОМ РЕАЛНОШЋУ: LM 565

РАДИ ОВАКО

— ЛИНЕАРИЗОВАНИ МОДЕЛ ФАЗНОГ ДЕТЕКТОРА



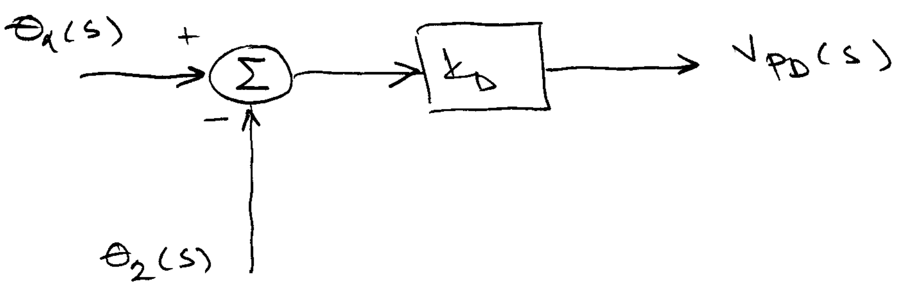
око + и − не брините;
промена фазе за π то решава

$v_{PD} = K_D(\theta_1 - \theta_2)$ ← доследност у недоследном означавању, нема ни ‾ ни ^

$$\boxed{V_{PD}(s) = K_D(\theta_1(s) - \theta_2(s))}$$

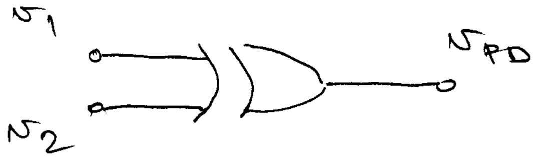
за структурни блок дијаграм

— структурни блок дијаграм:



– Дигитални фазни детектор

– Варијанта 1: XOR, 



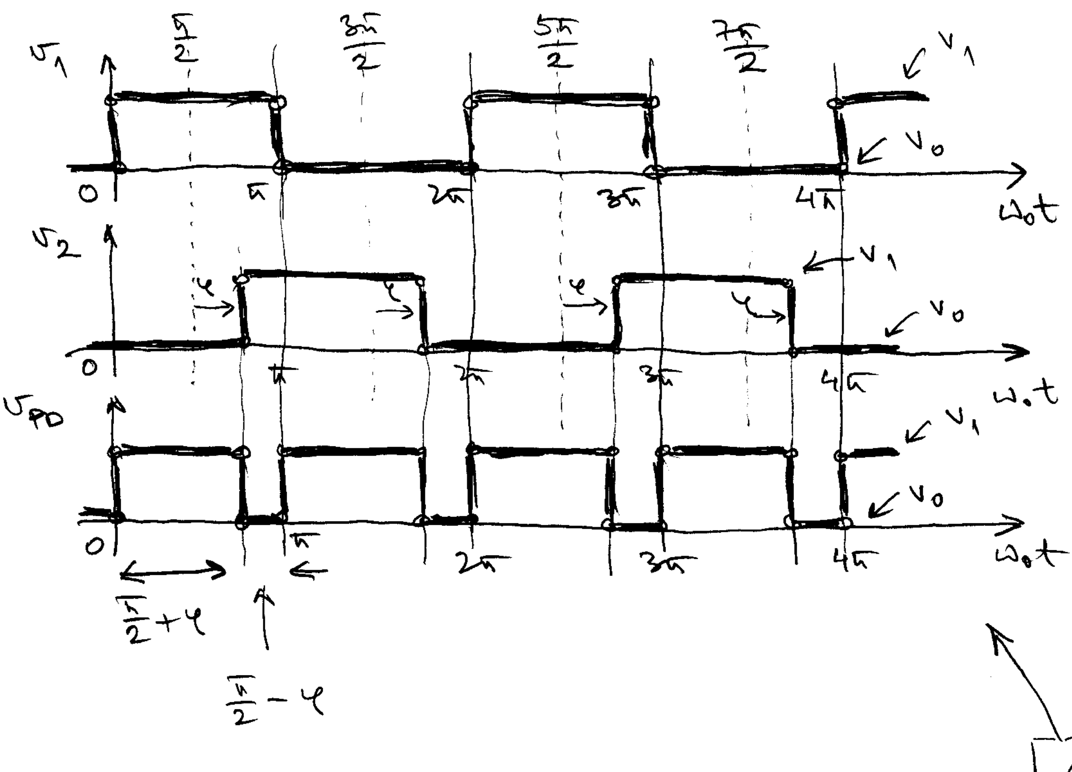
$$v_k = V_0 \bar{e}_k + V_1 e_k$$

(V_0 = V(0), V_1 = V(1))

e_1, e_2 дигитални сигнали, 0 или 1, duty ratio им е D=0.5 за оба

$$e_1 = h(\sin(\omega_0 t))$$
$$e_2 = h(\sin(\omega_0 t - \frac{\pi}{2} - \varphi))$$

опет простор за испитне комбинације



периодично са π, са $2\omega_0$

$\boxed{\text{само важи за } -\frac{\pi}{2} < \varphi < \frac{\pi}{2}}$

$$\bar{v}_{PD} = \frac{1}{\pi}\left(\left(\frac{\pi}{2}+\varphi\right)V_1 + \left(\frac{\pi}{2}-\varphi\right)V_0\right)$$

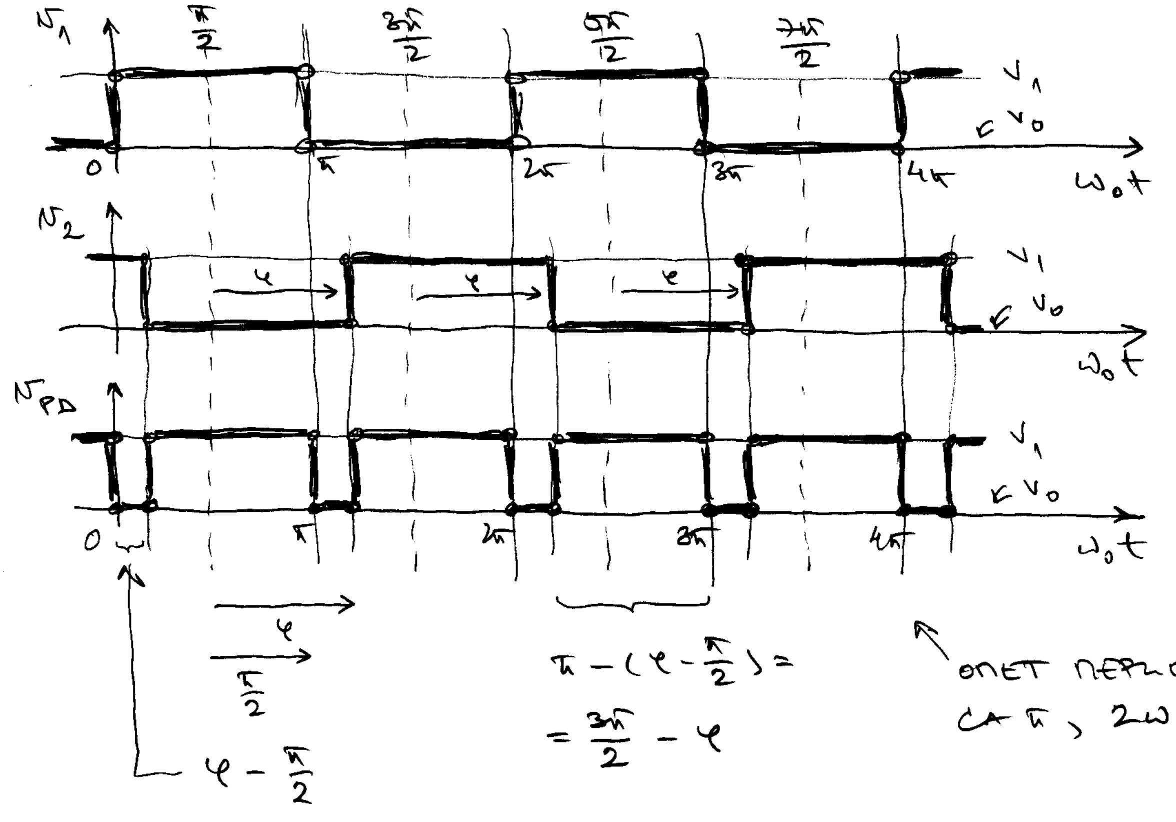
$$\bar{v}_{PD} = \frac{V_0+V_1}{2} + \frac{V_1-V_0}{\pi}\varphi$$

$$\boxed{\overline{v_{PD}} = \frac{1}{2}(V_1+V_0) + (V_1-V_0)\frac{\varphi}{\pi}}$$

важи за $-\frac{\pi}{2} < \varphi < \frac{\pi}{2}$

$$\boxed{\hat{v}_{PD} = \frac{V_1-V_0}{\pi}\hat{\varphi}} \qquad \boxed{k_D = \frac{V_1-V_0}{\pi}}$$

– за $\frac{\pi}{2} < \varphi < \frac{3\pi}{2}$

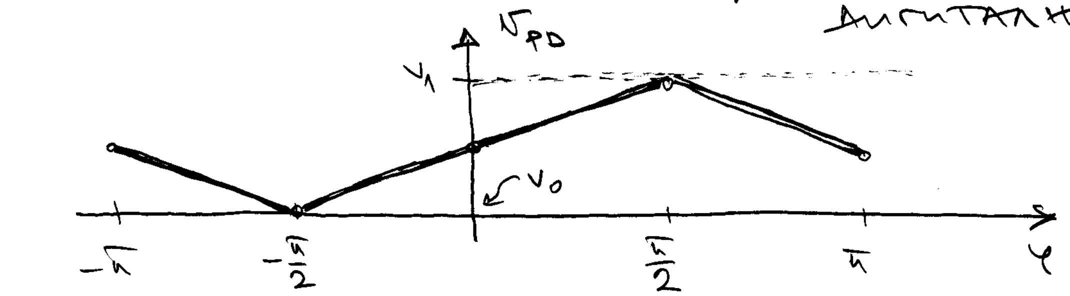


$$\overline{v_{PD}} = \frac{1}{\pi}\left(V_0\left(\varphi-\frac{\pi}{2}\right) + V_1\left(\frac{3\pi}{2}-\varphi\right)\right)$$

$$\boxed{\overline{v_{PD}} = \frac{3V_1-V_0}{2} - \frac{V_1-V_0}{\pi}\varphi} \qquad \text{сада је} \qquad \boxed{k_D = -\frac{V_1-V_0}{\pi}}$$

важи за $\frac{\pi}{2} < \varphi < \frac{3\pi}{2}$ познат сценарио?

← 4046 ради овако, дигитални PLL

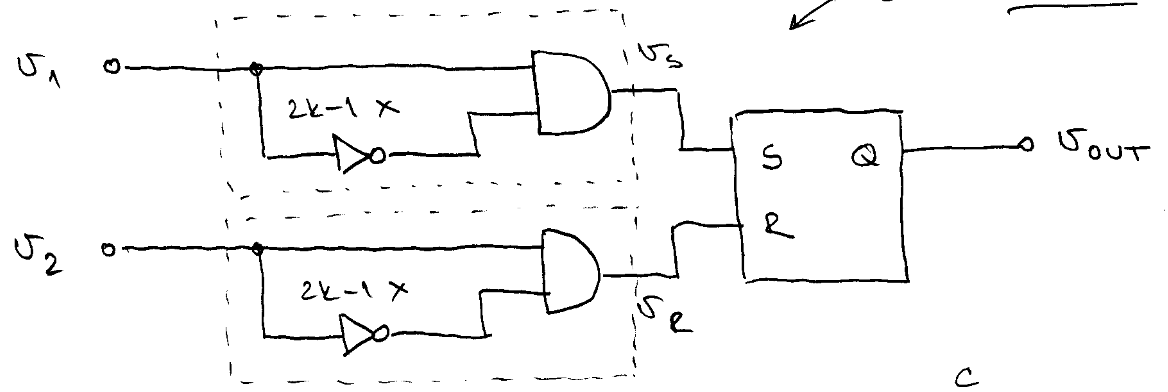


← даље периодично

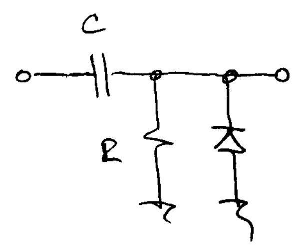
→ даље периодично

– Варијанта 2, флипфлоп са ивичним окидањем

коло није симетрично



коло за издвајање узлазних ивица

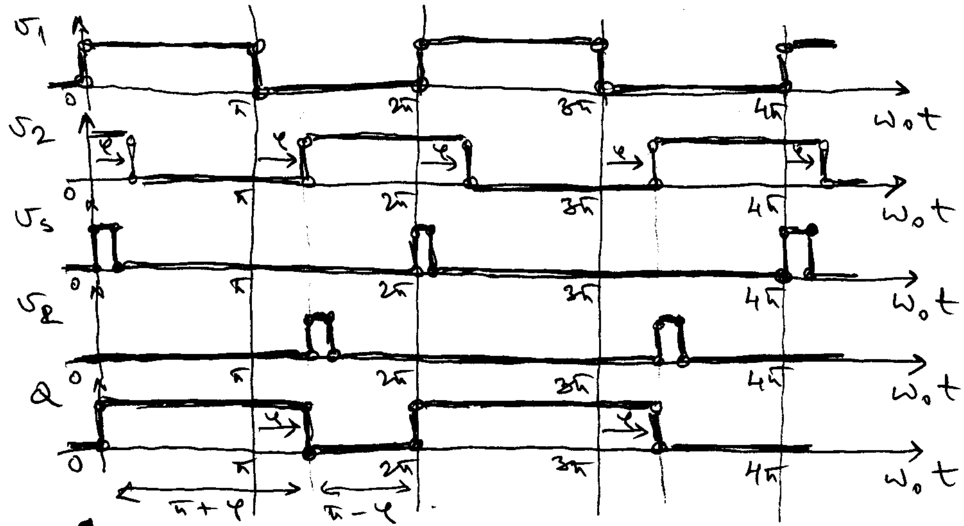


старомодна верзија кола за издвајање узлазних ивица

$$l_1 = h(\sin(\omega_0 t))$$

$$l_2 = h(\sin(\omega_0 t - \pi - \varphi))$$

опет мноштво испитних комбинација



ширина импулса $(2k-1)\,t_D$, где је t_D кашњење једног ▷o

периодично са 2π сада

— ПРЕТХОДНЕ СЛИКЕ ВАЖЕ ЗА $-\pi < \varphi < \pi$

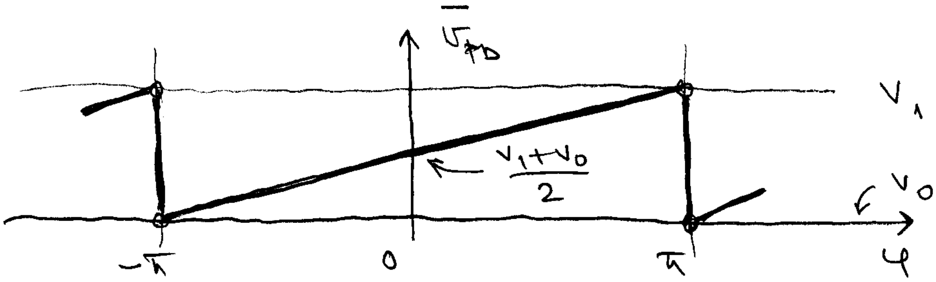
$$\overline{v}_{PD} = \frac{1}{2\pi}\left((\pi+\varphi)V_1 + (\pi-\varphi)V_0\right)$$

$$\boxed{\overline{v}_{PD} = \frac{V_1+V_0}{2} + \frac{V_1-V_0}{2\pi}\varphi}$$

ЗА $-\pi < \varphi < \pi$

ПЕРИОДИЧНО ДАЉЕ

$$\boxed{\hat{v}_{PD} = \frac{V_1-V_0}{2\pi}\hat{\varphi}} \qquad \boxed{k_D = \frac{V_1-V_0}{2\pi}}$$



↳ КАРАКТЕРИСТИКА НИЈЕ СИМЕТРИЧНА

— ЛИНЕАРНОСТ КАРАКТЕРИСТИКЕ ПРОШИРЕНА НА ФАЗНУ РАЗЛИКУ ОД 2π, РАНИЈЕ БИЛО π

— ЗБОГ НЕСИМЕТРИЈЕ МОРАТЕ ВОДИТИ РАЧУНА О + И −

— ИМА ЈОШ РАЗЛИЧИТИХ ВЕРЗИЈА ДИГИТАЛНИХ ФАЗНИХ ДЕТЕКТОРА; НАЈЧЕШЋЕ ПРОШИРУЈУ ОПСЕГ ЛИНЕАРНОСТИ, ШТО ИМА УТИЦАЈА НА КОНАЧНЕ КАРАКТЕРИСТИКЕ PLL-А.

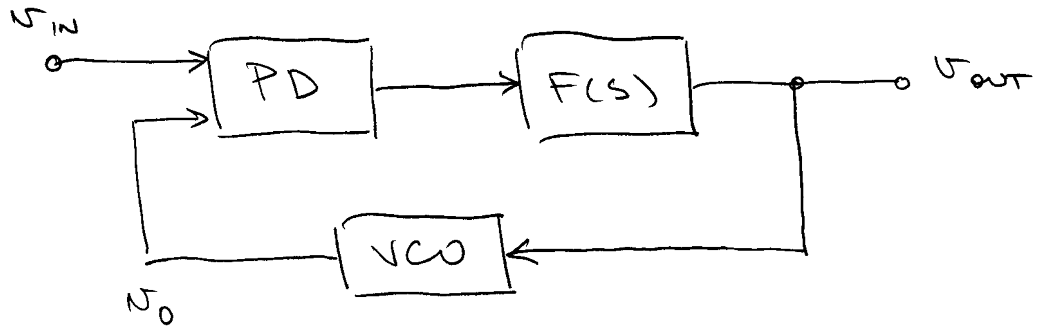
ЛИНЕАРНИ МОДЕЛ PLL-А

— ПРЕТПОСТАВКЕ

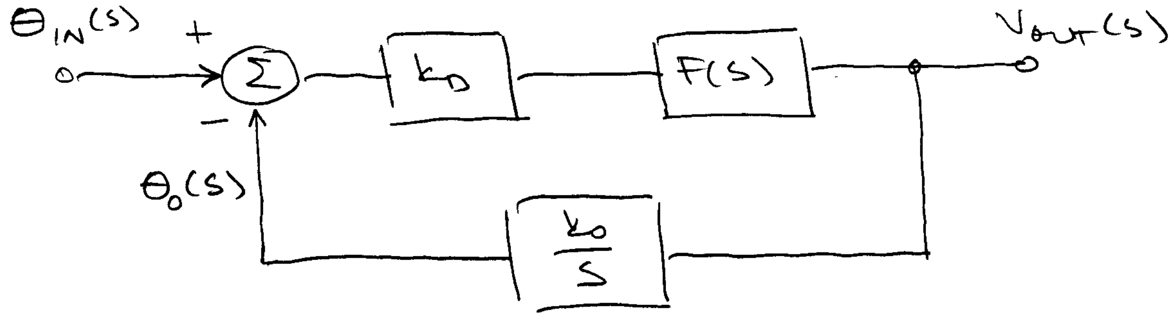
1) ПРЕШЛИ НА МАЛИ СИГНАЛ, ^ СЕ ПОДРАЗУМЕВА

2) ФАЗНИ ДЕТЕКТОР ЛИНЕАРИЗОВАН (И СВЕ ОСТАЛО)

3) RIPPLE FILTERED OUT (ХМ?)



СТРУКТУРНИ БЛОК ДИЈАГРАМ



— СВОЂЕЊЕ НА ПОЗНАТО:

$$\frac{V_{OUT}(s)}{\Theta_{IN}(s)} = \frac{A(s)}{1+\beta(s)A(s)}$$

$$A(s) = k_D F(s)$$

$$\beta(s) = \frac{k_0}{s}$$

- НИЈЕ ЛОШЕ ПРАТИТИ ШТА СЕ ДОГАЂА СА ФИЗИЧКИМ ДИМЕНЗИЈАМА:

k_D — $\frac{V}{rad}$

$F(s)$ — БЕЗ ДИМЕНЗИЈЕ

k_o — $\frac{rad}{V s}$

θ_{IN}, θ_o — rad

v_{OUT} — V

$$\frac{V_{OUT}(s)}{\theta_{IN}(s)} = \frac{k_D F(s)}{1 + \frac{k_o}{s} k_D F(s)} = \frac{s\, k_D F(s)}{s + k_o k_D F(s)}$$

$$\boxed{\frac{V_{OUT}(s)}{\theta_{IN}(s)} = \frac{s}{k_o} \frac{k_D F(s)}{\frac{s}{k_o} + k_D F(s)}}$$

ЦИЉ: v_{OUT} ПРОПОРЦИОНАЛНО $\frac{d\theta}{dt}$

$$V_{OUT}(s) = \underbrace{\frac{s}{k_o} \theta_{IN}(s)}_{\text{ОВО ХОЋУ}} \underbrace{\frac{k_D F(s)}{\frac{s}{k_o} + k_D F(s)}}_{}$$

ОВО КВАРИ ОДЗИВ; ПОСТОЈИ ДА УКЛОНИ ХАРМОНИКЕ ИЗ ФАЗНОГ ДЕТЕКТОРА, ЗАТО ПОСТОЈИ $F(s)$

НФ ФИЛТЕР

$$k_D F(s) >> \frac{s}{k_o}$$

ВРЛО ВФ ФИЛТЕР, $\frac{d}{dt}$

У ФРЕКВЕНЦИЈСКОМ ОПСЕГУ ОД ИНТЕРЕСА;

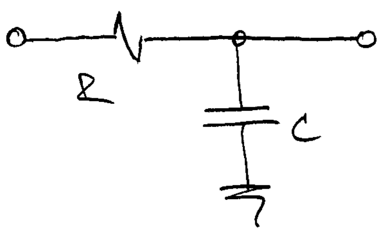
УЗ ТО, $F(s)$ ЈЕ НФ ФИЛТЕР, УКЛАЊА ОКО $2\omega_o$;

ЗАХТЕВ ИЗГЛЕДА МАЛО КОНТРАДИКТОРНО? КОМПРОМИС!

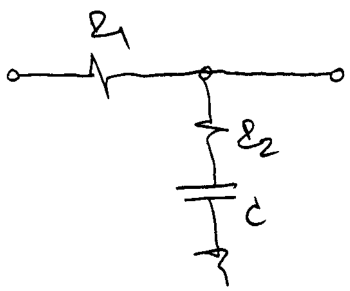
ФИЛТЕР

– У суштини, ово је проблем; потребно је оптимално дизајнирати филтер, ако знате шта значи "оптимално"; колико људи, толико оптимума, можда чак који % више.

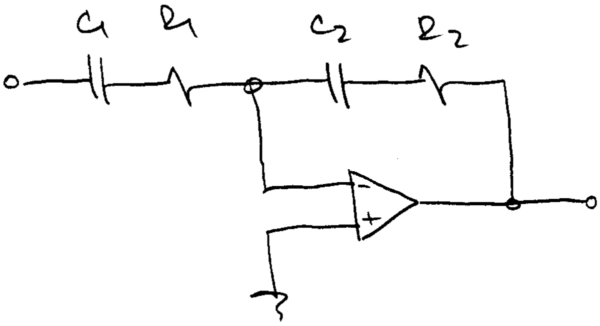
– Типични $F(s)$ првог реда

① 

$$F_1(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \qquad \omega_p = \frac{1}{RC}$$

② 

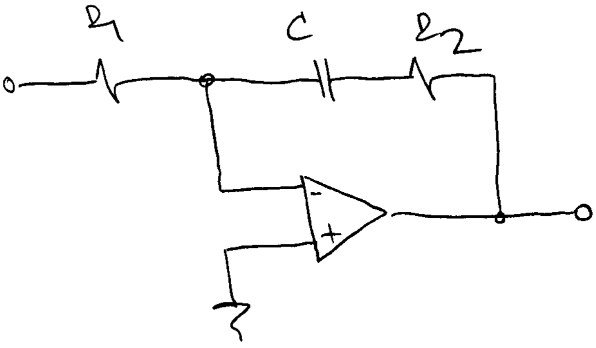
$$F_2(s) = \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \qquad \omega_z = \frac{1}{R_2 C} \qquad \omega_p = \frac{1}{(R_1 + R_2) C}$$

③ 

$$F_3(s) = k_F \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{\omega_p}}$$

$$k_F = -\frac{C_1}{C_2}$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_2 C_2}, \quad \omega_p = \frac{1}{R_1 C_1}$$

④ 

$$F_4(s) = k_F \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{\frac{s}{\omega_p}}$$

$$k_F = -1$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_2 C}, \quad \omega_p = \frac{1}{R_1 C}$$

ово је добро познати PI регулатор, што сте свакако учили и користили у пракси

– САДА МАЛО ПРОГРАМСКИХ ЈЕЗИКА, ОПШТИ ОБЛИК ИЛИ КАНОНИЧКА ФОРМА ЗА F_1, F_2, F_3 И F_4

$$F(s) = k_F \frac{1 + \frac{s}{\omega_0}}{a + \frac{s}{\omega_p}}$$

	a	k_F	ω_0	ω_p
F_1	1	1	∞	$\frac{1}{RC}$
F_2	1	1	$\frac{1}{CR_2}$	$\frac{1}{C(R_1+R_2)}$
F_3	1	$-\frac{C}{C_2}$	$\frac{1}{C_2R_2}$	$\frac{1}{CR_1}$
F_4	0	-1	$\frac{1}{CR_2}$	$\frac{1}{CR_1}$

– ВАЖНЕ ПРЕНОСНЕ ФУНКЦИЈЕ

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{\theta_{IN}(s)} = \frac{s}{k_0} \frac{k_D F(s)}{\frac{s}{k_0} + k_D F(s)}$$ ← СА СТРАНЕ 8.16

$$G(s) = \frac{\theta_0(s)}{\theta_{IN}(s)} = \frac{k_0}{s} H(s) = \frac{k_D F(s)}{\frac{s}{k_0} + k_D F(s)}$$

– ОПШТИ СЛУЧАЈ

$$G(s) = \frac{k_0 k_D k_F \frac{1+\frac{s}{\omega_0}}{a+\frac{s}{\omega_p}}}{s + k_0 k_D k_F \frac{1+\frac{s}{\omega_0}}{a+\frac{s}{\omega_p}}} \rightarrow$$

ДА СЕ ПОДСЕТИМО:

k_0 – $\frac{rad}{sV}$

k_D – $\frac{V}{rad}$

k_F – 1, БЕЗ ДИМЕНЗИЈЕ

$k_0 k_D k_F$ – $\frac{rad}{sV}\frac{V}{rad} = \frac{1}{s} = \frac{rad}{s}$

$$G(s) = \frac{\frac{1+s/\omega_0}{1+s/\omega_p}}{\frac{s}{\omega_x} + \frac{1+s/\omega_0}{a+s/\omega_p}}$$ ← ДЕФИНИШЕМ ω_x

$\omega_x \triangleq k_0 k_D k_F$

$$G(s) = \frac{1+\frac{s}{\omega_0}}{\frac{s}{\omega_x}\left(a+\frac{s}{\omega_p}\right)+1+\frac{s}{\omega_0}}$$

$$\boxed{G(s) = \frac{1+\frac{s}{\omega_0}}{1+\left(\frac{a}{\omega_x}+\frac{1}{\omega_0}\right)s+\frac{s^2}{\omega_p\omega_x}}}$$

↑ ОДАВДЕ СЕ МОГУ АНАЛИЗИРАТИ КЛАСИЧНЕ ТЕМЕ: ПРОПУСНИ ОПСЕГ, СТАБИЛНОСТ, ...

– МАЊЕ КЛАСИЧНА ТЕМА – ГРЕШКА ФАЗЕ

$$\theta_e(s) \triangleq \theta_0(s) - \theta_{IN}(s) =$$

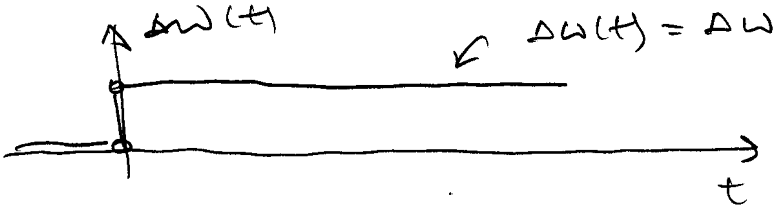
$$= G(s)\,\theta_{IN}(s) - \theta_{IN}(s) =$$

$$= (G(s)-1)\,\theta_{IN}(s)$$

$$\theta_e(s) = \left(\frac{1+\frac{s}{\omega_0}}{1+\left(\frac{a}{\omega_x}+\frac{1}{\omega_0}\right)s+\frac{s^2}{\omega_p\omega_x}} - 1\right)\theta_{IN}(s)$$

$$\theta_e(s) = -\frac{\frac{a}{\omega_x}s+\frac{s^2}{\omega_p\omega_x}}{1+\left(\frac{a}{\omega_x}+\frac{1}{\omega_0}\right)s+\frac{s^2}{\omega_p\omega_x}}\,\theta_{IN}(s)$$

– А САДА ДА ВИДИМО ШТА СЕ ДОГАЂА КАДА СЕ ω СКОКОВИТО МЕЊА:



$\Delta\omega(t) = \Delta\omega\, h(t)$

— у комплексном домену

$$\Delta\omega(s) = \frac{\Delta\omega}{s}$$

$$\theta_{IN}(s) = \frac{1}{s}\Delta\omega(s) = \frac{\Delta\omega}{s^2}$$

па је у овом случају

$$\theta_e(s) = -\frac{\frac{a}{\omega_x}s + \frac{s^2}{\omega_p\omega_x}}{1+\left(\frac{a}{\omega_x}+\frac{1}{\omega_0}\right)s + \frac{s^2}{\omega_p\omega_x}}\,\frac{\Delta\omega}{s^2}$$

— кад прође транзијент, теорема о финалној вредности Лапласове трансформације, сетите је се радо и често

$$\theta_e(\infty) = \lim_{s\to 0^+} s\,\theta_e(s)$$

$$\theta_e(\infty) = \lim_{s\to 0^+}\left(-\frac{\frac{a}{\omega_x} + \frac{s}{\omega_p\omega_x}}{1+\left(\frac{a}{\omega_x}+\frac{1}{\omega_0}\right)s + \frac{s^2}{\omega_p\omega_x}}\,\Delta\omega\right)$$

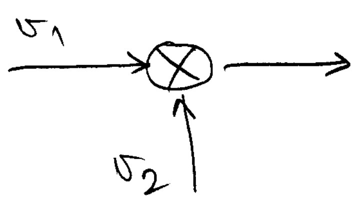
$$\boxed{\theta_e(\infty) = -a\,\frac{\Delta\omega}{\omega_x}}$$ ← грешка стационарног стања

— једино PI регулатор има $a=0$, па самим тим и грешку стационарног стања $=0$; пол $F(s)$ у нули имплицира овакву ситуацију, то сте свакако већ учили

— $\theta_e(\infty)$ се често појављује на испиту у крајње поједностављеној форми

ОПСЕГ ХВАТАЊА

- До сада је подразумевано да $\omega_{IN} = \frac{d\theta_{IN}}{dt} = \omega_{VCO}$ тј. да је PLL синхронизован
- Шта ако није? Под којим условима и када ће се сам од себе синхронизовати тако да $\omega_{VCO} = \omega_{IN}$?
- Претпоставимо аналогни фазни детектор



$$v_{PD} = \frac{1}{V_M} v_1 v_2$$

- Нека је $v_1 = V_{m1} \sin \omega_1 t$ и $v_2 = V_{m2} \cos \omega_2 t$
- Тада је

$$v_{PD} = \frac{v_1 v_2}{V_m} = \frac{V_{m1} V_{m2}}{V_m} \sin \omega_1 t \cos \omega_2 t$$

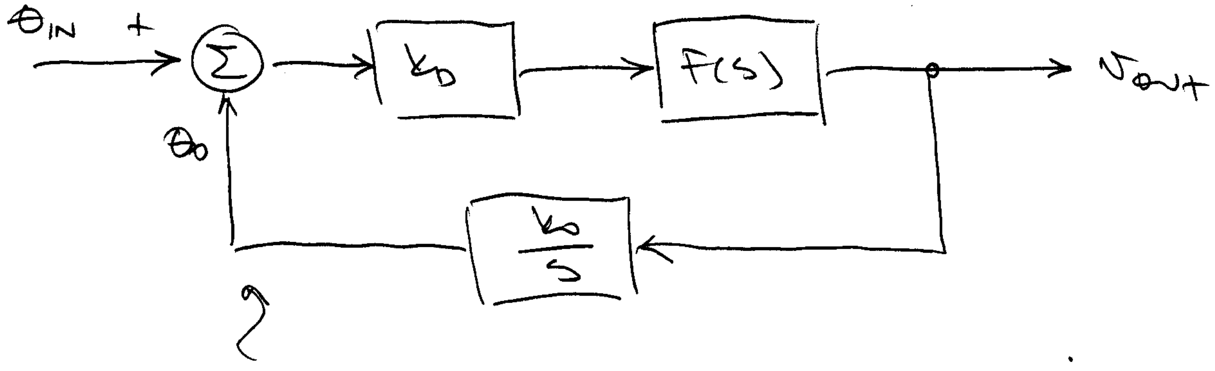
$$v_{PD} = \underbrace{\frac{V_{m1} V_{m2}}{2 V_m}}_{\text{ово је } k_D} \Big(\underbrace{\sin((\omega_2 - \omega_1) t)}_{\text{ово ће како-тако проћи кроз } F(s) \text{ на } F(j(\omega_2-\omega_1))} + \underbrace{\sin((\omega_2 + \omega_1) t)}_{\text{ово скоро уопште неће проћи кроз } F(s)} \Big)$$

- Амплитуда наизменичне компоненте v_{OUT}

$$V_{OUTm} = k_D |F(j(\omega_2 - \omega_1))| = k_D |F(j \Delta\omega_h)|$$

$$\Delta\omega_h \triangleq \omega_2 - \omega_1$$

— Да се сетите структурног блок дијаграма:



овде је варијација фреквенције једнака $k_0 k_D |F(j\Delta\omega_H)|$

— ω_0 — free running frequency

— опсег хватања: $\boxed{\omega_0 - \omega_H < \omega_{IN} < \omega_0 + \omega_H}$

— $\boxed{\omega_H = k_0 k_D |F(j\Delta\omega_H)|}$

стоји ω_{IN} ω_{VCO} мења се, треба да се "пресече" са ω_{IN}

↳ да би се изједначили $\frac{d\theta_{IN}}{dt}$ и $\frac{d\theta_0}{dt}$

— У противном нема хватања синхронизације са улазним сигналом, $\frac{d\theta_0}{dt}$ никада неће бити једнако $\frac{d\theta_{IN}}{dt}$, неће се ω_{IN} и ω_{VCO} срести

— Важно је <u>разумети</u> ову анализу, <u>не</u> треба памтити формуле, убацивати их и копирати

— По књигама се ово даље развија, али ми овде стајемо. Штета.

ОПСЕГ ДРЖАЊА

- ОПЕТ претпостављам аналогни фазни детектор
- да би задржали тип повратне спреге, а тиме и синхронизацију

$$-\frac{\pi}{2} < \theta_e < \frac{\pi}{2}, \qquad |\theta_e| < \frac{\pi}{2}$$

- опсег држања се дефинише за споро променљиву фреквенцију $\omega_{IN} = \frac{d\theta_{IN}}{dt}$
- тада је

$$\theta_e = -a\frac{\Delta\omega}{\omega_x} = -a\frac{\Delta\omega}{k_0 k_D k_F}$$

← са стране 8.20 (θ_e) и 8.18 (ω_x)

- опсег држања

$$\boxed{\omega_0 - \omega_D < \omega_{IN} < \omega_0 + \omega_D}$$

где је

$$\frac{\pi}{2} = \theta_e = \left| a\frac{\omega_D}{k_0 k_D k_F} \right|$$

$$\boxed{\omega_D = \left| \frac{\pi}{2} \frac{k_0 k_D k_F}{a} \right|}$$

теоретски, да; however, VCO има своја нелинеарна ограничења

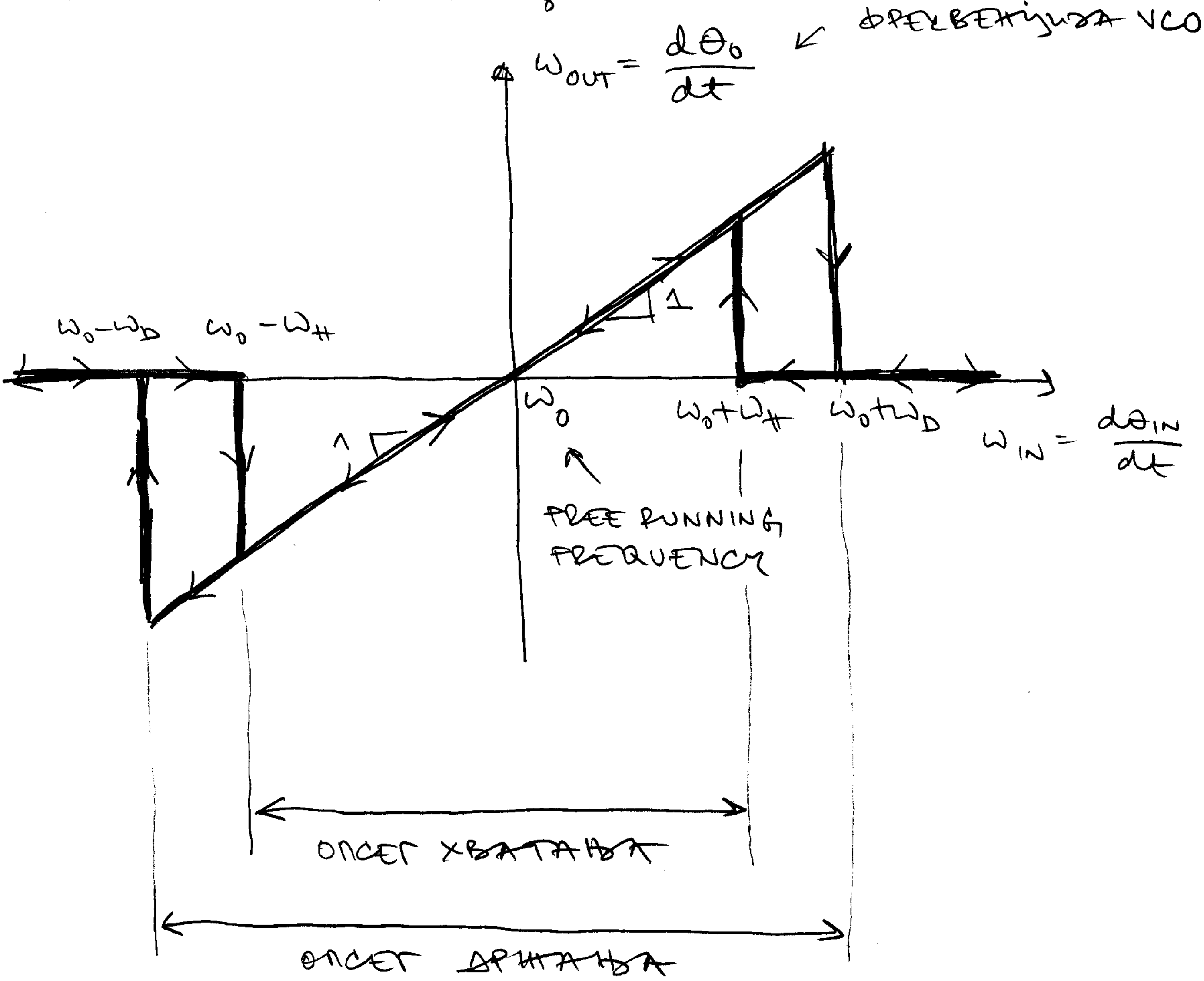
$$\omega_D = \frac{\pi}{2}\frac{\omega_x}{a}$$

← бесконачно ω_D за PI регулатор, за $F_4(s)$, када $a=0$

- Опсег држања је увек шири од опсега хватања, $\omega_D > \omega_H$; доказ ?

- Ипак, ови опсези се најчешће експериментално провере када се реализује прототип, због нелинеарних ефеката

- Типична илустрација

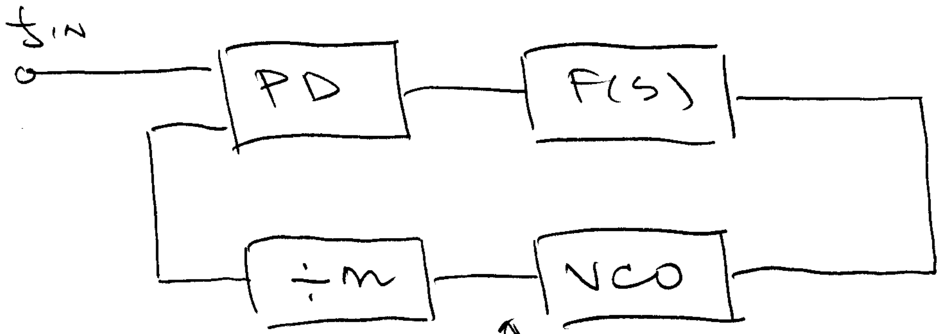


- ОВДЕ МОРАМО ДА СТАНЕМО; ИМА ЈОШ МНОГО СЈАЈНИХ ТЕОРИЈСКИХ РЕЗУЛТАТА И ЈОШ ВИШЕ ПРАКТИЧНИХ ПРОБЛЕМА

- ENCOURAGED СТЕ ДА ДАЉЕ ТРАЖИТЕ САМИ, EDWIN HOWARD ARMSTRONG, H. de BELLESCIEZE, ...

- ПРИМЕНЕ БРОЈНЕ, FM ДЕМОДУЛАЦИЈА, ...

- НПР. МНОЖЕЊЕ ФРЕКВЕНЦИЈЕ:



БРОЈАЧ, ДЕЛИ ФРЕКВЕНЦИЈУ СА m

$f_{VCO} = m f_{IN}$

КАДА ЈЕ PLL СИНХРОНИЗОВАН

- ИАКО НИСТЕ ВЕРОВАЛИ ДА ЋЕ СЕ ТО ИКАДА ДЕСИТИ, ДОШАО ЈЕ

— КРАЈ —