

Потреба за регулацијом струје

- Циљ: свести погон са асинхроним мотором на актуатор момента.
- Моментом се може управљати преко флукса или преко струје.

$$M_{em} \sim \Psi_R i_S$$

$$\Psi_R \sim \frac{1}{L_m} \int u_S(\tau) d\tau, \quad i_S \sim \frac{1}{L_{\gamma e}} \int u_S(\tau) d\tau$$

$$L_{\gamma e} = \frac{L_S L_R - L_m^2}{L_R} \ll L_m$$

- Промене момента су брже ако се управља струјом.
- Закључак: потребан је струјни регулатор који ће обезбедити праћење задате референце.

$$i_S = i_S^* + \text{векторско управљање} \Rightarrow M_{em} = M_{em}^*$$

Модел статорског кола

- Једначине напонске равнотеже статорског кола:

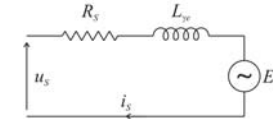
$$u_d = R_S i_d + L_{\gamma e} \frac{di_d}{dt} + \frac{L_m}{L_R} \frac{d\Psi_D}{dt} - \omega_s \underbrace{\left(L_{\gamma e} i_q + \frac{L_m}{L_R} \Psi_Q \right)}_{E_d}$$

$$u_q = R_S i_q + L_{\gamma e} \frac{di_q}{dt} + \frac{L_m}{L_R} \frac{d\Psi_Q}{dt} + \omega_s \underbrace{\left(L_{\gamma e} i_d + \frac{L_m}{L_R} \Psi_D \right)}_{E_q}$$

- Електромоторне силе E_d и E_q су спрегнуте са променљивима стања, али се довољно споро мењају, тако да их можемо третирати као спољне поремећаје.

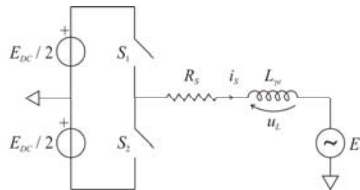
- Модел фазе статора у dq систему:

$$\frac{di_S}{dt} = \frac{1}{L_{\gamma e}} (u_S - R_S i_S - E)$$



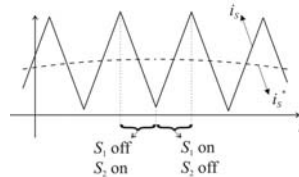
Остваривост струјне регулације

- Модел гране инверторског моста повезане на фазу мотора:



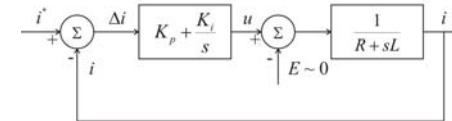
$$\frac{di_S}{dt} = \frac{1}{L_{\gamma e}} \left(\pm \frac{E_{DC}}{2} - R_S i_S - E \right) = \frac{u_L}{L_{\gamma e}}$$

- Претпоставка: E_{DC} је довољно велико, тако да знак напона u_L зависи само од стања прекидача S_1 и S_2 .



Избор структуре регулатора

- Најчешће се користи ПИ регулатор



$$W_{PP}(s) = \frac{K_p s + K_i}{s(R + sL)}, \quad W_{SS}(s) = \frac{W_{PP}(s)}{1 + W_{PP}(s)} = \frac{K_p s + K_i}{s^2 L + s(R + K_p) + K_i}$$

- Одзив на референцу типа одскочног сигнала:

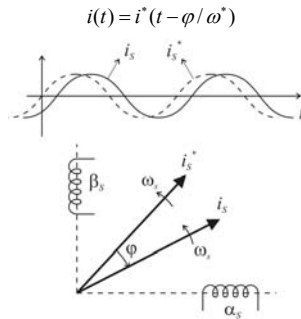
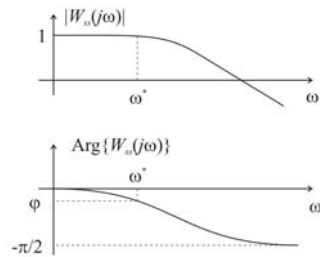
$$i^*(s) = \frac{I_{ref}}{s}, \quad i(s) = W_{SS}(s) \cdot i^*(s), \quad \lim_{t \rightarrow \infty} i(t) = \lim_{s \rightarrow 0} (s \cdot W_{SS}(s) \cdot i^*(s)) = I_{ref}$$

- Закључак: за улаз типа одскочног сигнала, грешка праћења у стационарном стању је 0.

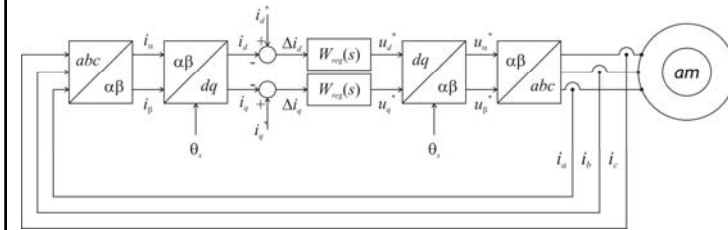
Струјна регулација у $\alpha\beta$ систему

- Проблем: референца *није* одскочни сигнал, већ синусоида на учестаности ω^* .
- Фреквенцијске карактеристике и временски одзив:

$$\text{Arg}\{W_{ss}(j\omega^*)\} = \varphi < 0$$



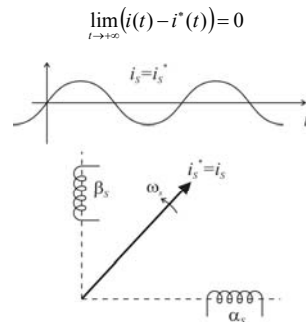
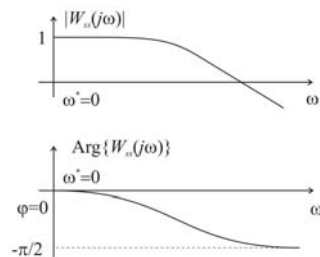
Струјна регулација у dq систему



Предност регулације у dq систему

- Предност: референца *јесте* одскочни сигнал, а i_d^* и i_q^* су у стационарном стању константни.
- Фреквенцијске карактеристике и временски одзив:

$$\text{Arg}\{W_{ss}(j0)\} = 0$$



Принцип унутрашњег модела

- Принцип унутрашњег модела (IMP - Internal Model Principle):
“Да би се отклонио поремећај или без грешке у стационарном стању пратио референцу типа $r(s)$, у функцији преноса регулатора мора постојати члан типа $r(s)$.”

- $\alpha\beta$ координатни систем:

$$r(s) = \mathcal{L}\{\sin(\omega t)\} = \frac{s}{s^2 + \omega^2} \Rightarrow W_{REG}(s) = \frac{s^2}{s^2 + \omega^2}$$

Полови регулатора $s_{1/2} = \pm j\omega$ су на имагинарној оси, што је **неприхватљиво**.

- dq координатни систем:

$$r(s) = \mathcal{L}\{h(t)\} = \frac{1}{s} \Rightarrow W_{REG}(s) = \frac{1}{s}$$

Пол регулатора је у координатном почетку \rightarrow стандардно интегрално дејство.

Проблем спреге међу осама

- Једначине напонске равнотеже статорског кола:

$$u_d = R_S i_d + L_{\sigma} \frac{di_d}{dt} + \frac{L_m}{L_R} \frac{d\Psi_D}{dt} - \omega_s \underbrace{\left(L_{\sigma} i_q + \frac{L_m}{L_R} \Psi_Q \right)}_{E_d}$$

$$u_q = R_S i_q + L_{\sigma} \frac{di_q}{dt} + \frac{L_m}{L_R} \frac{d\Psi_Q}{dt} + \omega_s \underbrace{\left(L_{\sigma} i_d + \frac{L_m}{L_R} \Psi_D \right)}_{E_q}$$

- Проблем: управљачком променљивом u_d не делујемо само на i_d , већ и на i_q . Слична нежељена спрега постоји и између u_q и i_d .
- Решење: треба изменити структуру регулатора, тако да се елиминише нежељена спрега међу напонима и струјама у ортогоналним осама.

Комплексни коефицијенти у ф-ји преноса

- Пример: синхронни мотор

$$u_d = R i_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega L i_q$$

$$u_q = R i_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega L i_d + \omega \Psi_R$$

- ω = брзина вратила = синхрона брзина;
- $\omega \Psi_R$ сматрамо за споропроменљиви спољашњи поремећај;
- Формализам комплексних бројева

$$\underline{u} = u_d + j u_q = R \underline{i} + L \frac{d\underline{i}}{dt} + j \omega L \underline{i}$$

- Функција преноса објекта:

$$\underline{W}_O(s) = \frac{\underline{i}(s)}{\underline{u}(s)} = \frac{1}{sL + R + j\omega L}$$

Комплексни коефицијенти у ф-ји преноса

- Тумачење коефицијената функције преноса:

$$\underline{u} = u_d + j0 \Rightarrow \underline{i} = \underline{W}_O(s) u_d = \underbrace{\operatorname{Re}\{\underline{W}_O(s)\}}_{i_d} u_d + j \underbrace{\operatorname{Im}\{\underline{W}_O(s)\}}_{i_q} u_d$$

$$\underline{u} = 0 + j u_q \Rightarrow \underline{i} = j \underline{W}_O(s) u_q = -\underbrace{\operatorname{Im}\{\underline{W}_O(s)\}}_{i_d} u_q + j \underbrace{\operatorname{Re}\{\underline{W}_O(s)\}}_{i_q} u_q$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \operatorname{Re}\{\underline{W}_O(s)\} & -\operatorname{Im}\{\underline{W}_O(s)\} \\ \operatorname{Im}\{\underline{W}_O(s)\} & \operatorname{Re}\{\underline{W}_O(s)\} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}$$

- Закључак: спрега међу осама описана је имагинарним делом функције преноса.

Жељени облик ф-је спрегнутог преноса

- Циљ: распрезање оса – промена референце i_d^* не треба да узрокује промену у струји i_q , и обратно.
- С обзиром да је спрега међу осама описана имагинарном делом ф-је спрегнутог преноса, њега треба свести на нулу:

$$\operatorname{Im}\{\underline{W}_{SS}(s)\} \equiv 0$$

- Идеална ф-ја спрегнутог преноса: $W_{SS}^*(s) = 1$
- Задовољавајућа ф-ја спрегнутог преноса: $W_{SS}^*(s) = 1/(\tau s + 1)$
- Потребан облик ф-је повратног преноса: $W_{PP}^*(s) = \alpha/s, \alpha = 1/\tau$
- Потребна ф-ја преноса регулатора:

$$W_{PP}^*(s) = W_{REG}^*(s) W_O(s) \Rightarrow W_{REG}^*(s) = \frac{\alpha}{s} W_O^{-1}(s)$$

Структура регулатора

- Потребна ф-ја преноса регулатора:

$$W_O(s) = \frac{1}{sL + R + j\omega L}, \quad W_{REG}^*(s) = \frac{\alpha}{s} W_O^{-1}(s)$$

$$W_{REG}^*(s) = \frac{\alpha R^*}{s} + j \frac{\alpha \omega L^*}{s} + \alpha L^*$$

- Формирање компоненти управљачке променљиве \underline{u}_S :

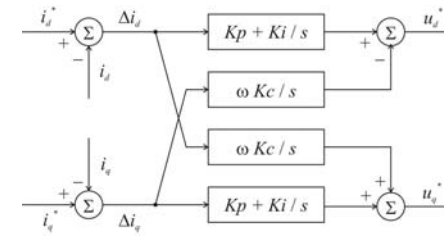
$$\underline{u}(s) = W_{REG}^*(s) \Delta \underline{i}(s) = W_{REG}^*(s) (\Delta i_d(s) + j \Delta i_q(s))$$

$$u_d(s) = \text{Re}\{\underline{u}(s)\} = \left(\frac{\alpha R^*}{s} + \alpha L^* \right) \Delta i_d(s) - \frac{\alpha \omega L^*}{s} \Delta i_q(s)$$

$$u_q(s) = \text{Im}\{\underline{u}(s)\} = \left(\frac{\alpha R^*}{s} + \alpha L^* \right) \Delta i_q(s) + \frac{\alpha \omega L^*}{s} \Delta i_d(s)$$

Структура регулатора

- Блок шема регулатора:



- Параметри регулатора:

$$K_p = K_c = \alpha L^*, \quad K_i = \alpha R^*$$

Докле смо стигли?

- До сада су одређени:

1. модел објекта управљања у континуалном домену:

$$W_O(s) = i(s)/u(s) = 1/(sL + R)$$

2. структура регулатора која обезбеђује распрезање оса

- Преостало је још да се одреде:

1. модел објекта управљања у дискретном домену:

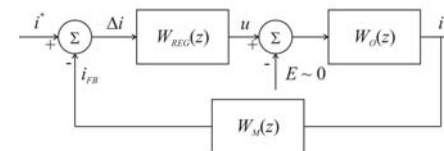
$$W_O(z) = i(z)/u(z)$$

2. модел мерног система:

$$W_M(z) = i_{FB}(z)/i(z)$$

3. оптималне вредности параметара регулатора

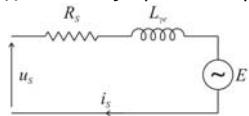
Блок шема струјне регулације



- W_O - објекат управљања (фазни намотај статора мотора)
- W_{REG} - струјни регулатор
- W_M - мерни систем
- i^* - референтна вредност струје
- i - струја у фазном намотају
- i_{FB} - сигнал повратне спреге
- Δi - струјна грешка
- u - управљачка променљива (фазни напон)
- E - спољни поремећај (индукована ЕМС)

Моделирање објекта управљања

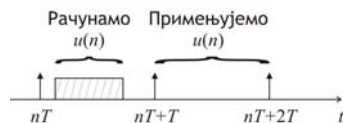
- Модел намотаја фазе статора



Иако спрегнута са променљивима стања, ЕМС се довољно споро мења, тако да је можемо третирати као спољни поремећај.

- Претпоставке:

1. током периоде $[nT, nT+T]$ примењени напон u једнак је својој средњој вредности на том интервалу;
2. потребни напон израчунат након прекида у тренутку nT примењује се тек у следећој периоди



$$i_{n+2} = i_{n+1} \cdot e^{-T/\tau} + (1 - e^{-T/\tau}) \cdot u_n / R$$

$$\tau = L/R$$

Линеаризација ϕ -је преноса $W_O(z)$

- Проблем: једначина

$$i_{n+2} = i_{n+1} \cdot e^{-T/\tau} + \frac{u_n}{R} (1 - e^{-T/\tau}), \quad \tau = \frac{L}{R}$$

резултује нелинеарном функцијом преноса.

- Решење: апроксимирање експонента развојем првог реда

$$e^{-T/\tau} \approx 1 - \frac{T}{\tau}$$

- Оправданост апроксимације:

$$T \sim 50 \mu\text{sec}, L_\sigma \sim 20 \div 40 \text{ mH}, R_s \sim 1 \Omega \Rightarrow T/\tau \sim 10^{-3}$$

- Коначан облик функције преноса објекта управљања:

$$i_{n+2} \approx i_{n+1} \cdot a + u_n \cdot \frac{1-a}{R}, \quad a = 1 - \frac{T}{\tau} \Rightarrow W_O(z) = \frac{i(z)}{u(z)} = \frac{1-a}{R} \cdot \frac{1}{z(z-a)}$$

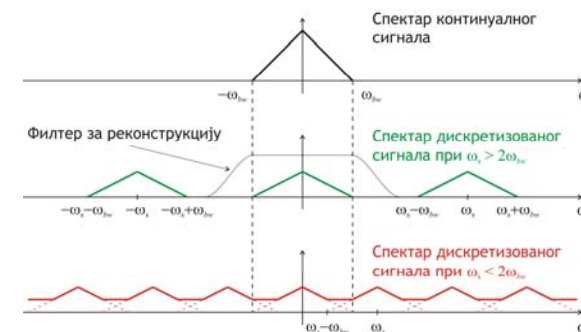
Мерење струје



- Пре увођења у $\mu\text{P}/\text{DSP}/\mu\text{C}$, податак о струји се дискретизује
 1. по амплитуди (типично 10-обитна резолуција)
 2. у времену (типично је $T_s \sim 50 \mu\text{sec}$)
- Проблеми услед дискретизације
 1. квантациони шум
 2. теорема одабирања

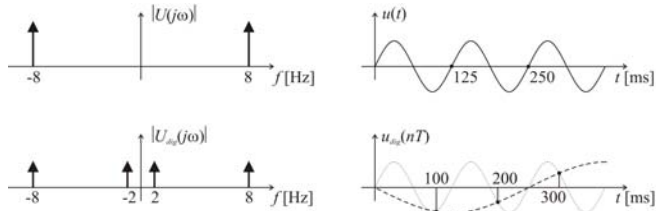
Теорема одабирања

- Учестаност одабирања f_s мора бити бар двоструко већа од највише учестаности f_{bw} у спектру сигнала који се одабира.



Последице неправилног избора T_s

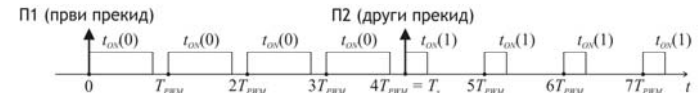
- Пример: учестаношћу $f_s = 10$ Hz дискретизујемо синусоидалан сигнал $u(t) = \sin(2\pi \cdot 8 \cdot t)$.



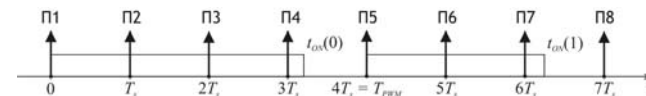
- $f_s = 10$ Hz није веће од $2f_{bw} = 16$ Hz, тако да реконструкцијом добијемо синусоиду на учестаности $f_s - f_{bw} = 2$ Hz. Добијена спектрална компонента назива се лажним ликом (енгл. alias).

Избор периоде одабирања

- T_s - периода одабирања, T_{PWM} - периода ИШМ.
- За $T_s > T_{PWM}$ израчунато управљање t_{ON} примењујемо у неколико узастопних периода ИШМ.



- За $T_s < T_{PWM}$ управљање t_{ON} рачунамо чешће него што можемо да га применимо.

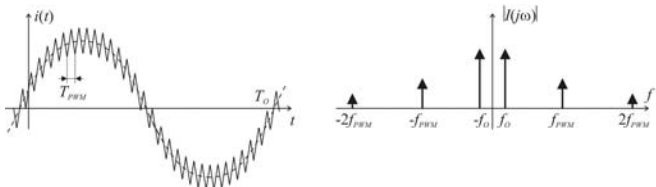


- Закључак: логичан избор за периоду одабирања је

$$T_s = T_{PWM}$$

Утицај валовитости струје

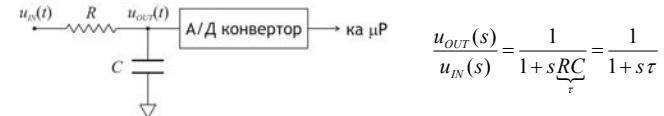
- Проблем: струја има валовитост (енгл. ripple) на учестаности f_{PWM} , а како је $f_s = f_{PWM} < 2f_{PWM}$, нису задовољени услови теореме одабирања.



- Закључак: пре одабирача, тј. А/Д конвертора, мора се уградити филтер како би се из спектра све компоненте на учестаностима вишим од f_{PWM} уклониле, односно потиснуле испод нивоа који одговара једном LSB конвертора.

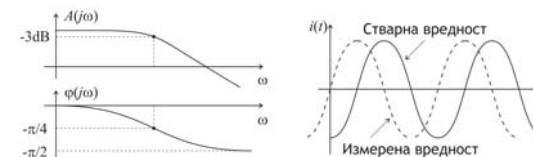
Филтрирање сигнала

- Најчешће се користи RC филтер.



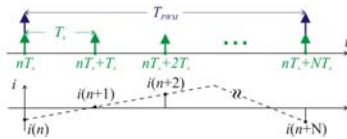
- Селективност RC филтра је свега -20 dB/dec. Да би се нежељене компоненте потиснуле у довољној мери, гранична учестаност мора бити релативно ниска.

- Проблем: утицај филтера на фазу сигнала је неприхватљив.

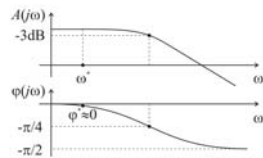


Oversampling

- Циљ: из спектра дискретизованог сигнала треба елиминисати лажне ликове који се јављају услед валовитости струје, при чему се не сме битније утицати фазу корисног сигнала.
- Решење: повећање учестаности одабирања (енгл. oversampling).

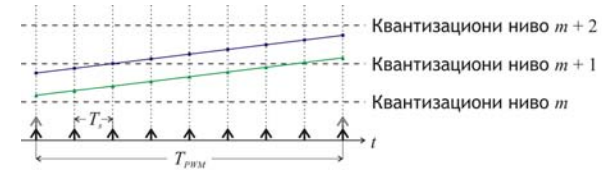


$$i_{FB}(n) = \frac{1}{N+1} \sum_{k=n-N}^n i(k)$$



- Oversampling елиминисаје утицај валовитости струје, тако да се пропусни опсег RC филтра може померити ка вишим учестностима.

Повећање резолуције услед oversampling-a



- За $T_s = T_{PWM}$ одбирци сигнала s_1 и s_2 су идентични:

$$s_1(nT_{PWM}) = s_2(nT_{PWM})$$

$$s_1(nT_{PWM} + T_{PWM}) = s_2(nT_{PWM} + T_{PWM})$$

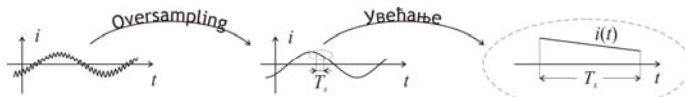
- За $T_s < T_{PWM}$ у стању смо да разликујемо сигнале s_1 и s_2 :

$$\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N s_1(nT_{PWM} + kT_s) > \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N s_2(nT_{PWM} + kT_s)$$

- Ефективна резолуција конвертора повећава се $\log N$ пута.

Функција преноса мерног система

- Периода извршавања алгоритма управљања остаје једнака периоди ИШМ, иако сигнал са струјног сензора одабирамо N (најчешће $16 \div 32$) пута чешће. У наставку сматрамо да је $T_s = T_{PWM}$, имајући на уму да је измерена вредност добијена oversampling-ом.
- Oversampling уклања утицај валовитости струје, тако да можемо сматрати да је измерени сигнал "чиста" синусоида, а његова промена у току једне периоде управљања линеарна.



$$i_{FB}(n+1) \approx \frac{1}{T_s} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} i(t) dt \approx \frac{i(n+1) + i(n)}{2} \Rightarrow \frac{i_{FB}(z)}{i(z)} = \frac{z+1}{2z}$$

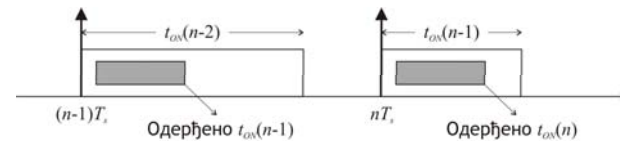
Функција преноса регулатора

- Регулатор има пропорционално и интегрално дејство.

$$u(n) = u(n-1) + K_i \Delta i(n) + K_p [\Delta i(n) - \Delta i(n-1)]$$

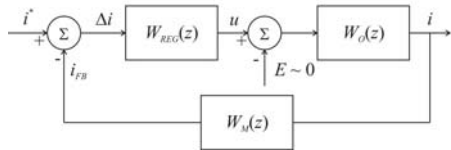
$$W_{REG}(z) = \frac{K_i}{1-z^{-1}} + K_p$$

- Вредност управљачке променљиве (дужина трајања импулса t_{ON}) израчуната након прекида у тренутку $(n-1)T_s$ може се применити тек у току наредне периоде $[nT_s, (n+1)T_s]$.



Структура система

- Мерни систем: $W_M(z) = \frac{i_{FB}(z)}{i(z)} = \frac{z+1}{2z}$
- Објекат: $W_O(z) = \frac{i(z)}{u(z)} = \frac{1-a}{R_s} \cdot \frac{1}{z(z-a)}$
- Регулатор: $W_{REG}(z) = \frac{K_i}{1-z^{-1}} + K_p$



- Задатак: подешавање параметара ПИ регулатора K_p и K_i .

Анализа карактеристичног полинома

- Функција повратног преноса: $W_{PP}(z) = W_{REG}(z) \cdot W_O(z)$
- Функција спрегнутог преноса: $W_{SS}(z) = \frac{W_{PP}(z)}{1 + W_M \cdot W_{PP}(z)}$
- Карактеристични полином

$$f(z) = z^4 - (1+a)z^3 + (p+i+a)z^2 + iz - p$$

$$p = K_p \frac{1-a}{2R_s}, \quad i = K_i \frac{1-a}{2R_s}$$

- Проблеми:
 - треба подесити 4 пола посредством само 2 параметра
 - не могу се сва 4 пола сместити у интервал $[0, 1)$, што се види из Вијетовог правила:

$$p_1 \cdot p_2 \cdot p_3 \cdot p_4 = -p < 0$$

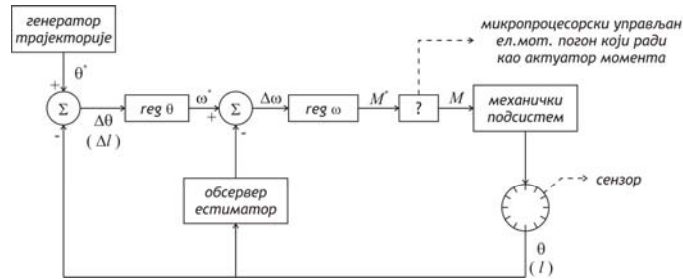
Оптимизација параметара регулатора

- Процедура:
 1. формирамо i - p раван, у којој свака тачка представља један пар вредности појачања регулатора
 2. раван делимо на елементарне површине, израчунавајући у свакој тачки полове функције спрегнутог преноса и одговарајућу вредност критеријумске функције перформансе, која се одређује према положају полова:
 - полови изван јединичног круга се одбацују,
 - избегавају се полови на негативном делу реалне осе,
 - избегавају се полови блиски јединичном кругу,
 - избегавају се недовољно пригушени полови.

MS5DPP

- MS5DPP

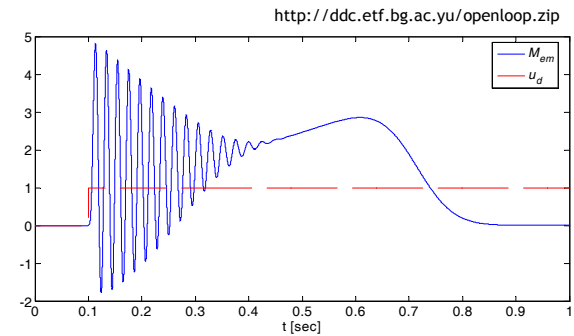
Каскадна структура регулације



• Пропусни опсези регулационих петљи:

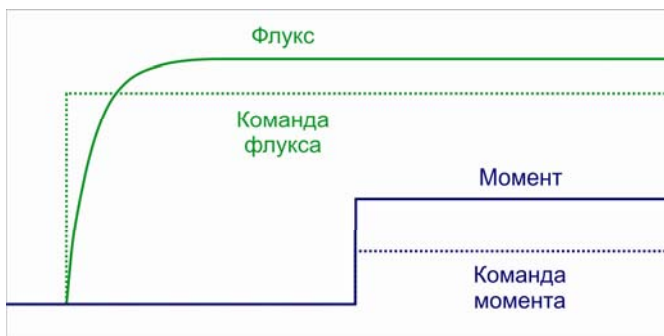
- Момент (струја)..... 1 kHz
- Брзина..... 100 Hz
- Позиција..... 10 Hz

Зашто је неопходна регулација?



Одзив момента **НЕРЕГУЛИСАНОГ** погона са асинхроним мотором на скоковиту промену управљачке променљиве

Одзив регулисаног погона



Типичан прихватљив одзив **РЕГУЛИСАНОГ** погона са асинхроним мотором на скоковиту промену управљачке променљиве

Избор управљане променљиве

• Задатак: управљање моментом

$$M_{em} \sim \Psi \times i$$

• Одзиви струје и флукса на промене напона:

$$i \sim \frac{1}{L_{\gamma e}} \int u(t) \cdot dt \quad \Psi \sim \frac{1}{L_m} \int u(t) \cdot dt$$

• Типично је $L_m \approx 20 L_{\gamma e}$.

• Закључак: струју смо у стању много брже да мењамо.

Избор променљивих стања

- Напон u - управљачка променљива
- Струја i - регулисана (управљана) променљива

$$i_S \equiv i_S^*$$

- Кандидати за променљиве стања: статорски и роторски флукс
- Роторски флукс Ψ_r се спорије мења, тако да његове компоненте Ψ_D и Ψ_Q узимамо за променљиве стања.
- Циљ: извести модел АМ у коме фигуришу само u_S , $i_S \equiv i_S^*$ и Ψ_r .

Модел асинхроног мотора

- Полазна тачка - модел АМ у синхронном координатном систему:

$$u_d = R_S i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega_s \Psi_q \quad 0 = R_R i_D + \frac{d\Psi_D}{dt} - \omega_k \Psi_Q$$

$$u_q = R_S i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega_s \Psi_d \quad 0 = R_R i_Q + \frac{d\Psi_Q}{dt} + \omega_k \Psi_D$$

Модел асинхроног мотора

- Елиминација компоненти роторске струје:

$$\Psi_D = L_R i_D + L_m i_d \quad \Rightarrow \quad i_D = \frac{1}{L_R} \Psi_D - \frac{L_m}{L_R} i_d$$

$$\Psi_Q = L_R i_Q + L_m i_q \quad \Rightarrow \quad i_Q = \frac{1}{L_R} \Psi_Q - \frac{L_m}{L_R} i_q$$

- Елиминација компоненти статорског флукса:

$$\Psi_d = L_S i_d + L_m i_D = L_{\gamma} i_d + \frac{L_m}{L_R} \Psi_D$$

$$\Psi_q = L_S i_q + L_m i_Q = L_{\gamma} i_q + \frac{L_m}{L_R} \Psi_Q$$

$$L_{\gamma} = (L_S L_R - L_m^2) / L_R$$

Модел асинхроног мотора

- Финални модел:

$$u_d = R_S i_d + L_{\gamma} \frac{di_d}{dt} + \frac{L_m}{L_R} \frac{d\Psi_D}{dt} - \underbrace{\omega_s \left(L_{\gamma} i_q + \frac{L_m}{L_R} \Psi_Q \right)}_{E_d}$$

$$u_q = R_S i_q + L_{\gamma} \frac{di_q}{dt} + \frac{L_m}{L_R} \frac{d\Psi_Q}{dt} + \underbrace{\omega_s \left(L_{\gamma} i_d + \frac{L_m}{L_R} \Psi_D \right)}_{E_q}$$

$$0 = \frac{R_R}{L_R} \Psi_D - \frac{R_R}{L_R} L_m i_d + \frac{d\Psi_D}{dt} - \omega_k \Psi_Q$$

$$0 = \frac{R_R}{L_R} \Psi_Q - \frac{R_R}{L_R} L_m i_q + \frac{d\Psi_Q}{dt} + \omega_k \Psi_D$$

Анализа модела АМ

- Модуо роторског флукса је најчешће константан:

$$d\Psi_R/dt = 0$$

- Синхрона брзина ω_s је споропроменљива, јер зависи од брзине вратила ω_m чије су промене ограничене инерцијом вратила и оптерећења.
- Електромоторне силе E_d и E_q се могу сматрати споропроменљивим спољашњим поремећајима, иако зависе од променљивих стања.

$$u_d = R_S i_d + L_{\gamma e} \frac{di_d}{dt} + E_d$$

$$u_q = R_S i_q + L_{\gamma e} \frac{di_q}{dt} + E_q$$

Анализа модела АМ

- Једначине напонске равнотеже роторског кола:

$$0 = \frac{\Psi_D}{T_R} - \frac{L_m}{T_R} i_d + \frac{d\Psi_D}{dt} - \omega_k \Psi_Q$$

$$0 = \frac{\Psi_Q}{T_R} - \frac{L_m}{T_R} i_q + \frac{d\Psi_Q}{dt} + \omega_k \Psi_D$$

$$T_R = \frac{L_R}{R_R}$$

- Модел у простору стања, под претпоставком да је $i_s \equiv i_s^*$:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_D \\ \Psi_Q \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -1/T_R & \omega_k \\ -\omega_k & -1/T_R \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} \Psi_D \\ \Psi_Q \end{bmatrix} + \underbrace{\frac{L_m}{T_R}}_B \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix}$$

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

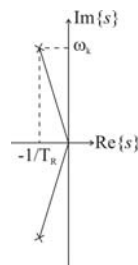
Анализа модела АМ

- Карактеристична једначина:

$$f(s) = \det(sI - A) = 0$$

- Полови система:

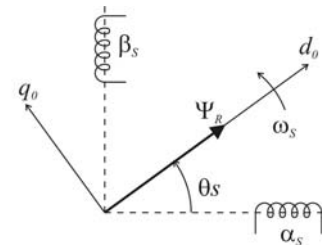
$$s_{1,2} = -\frac{1}{T_R} \pm j\omega_k$$



- Пример: $L_R = 500$ mH, $R_R = 1$ Ω , $\omega_k \approx \omega_s = 314$ rad/sec (при залетању).
 - Полови система: $s_{1,2} = -2 \pm j314$.
 - Коефицијент пригушења: $\xi = 0,0064$.

Концепт векторског управљања

- Проблем: при произвољној оријентацији dq система, полови су слабо пригушени.
- Циљ: оријентисати систем тако да се поједноставе једначине модела.



$$\Psi_D \equiv |\vec{\Psi}_R|$$

$$\Psi_Q \equiv 0$$

$$\vec{\Psi}_R = \Psi_D \cdot \vec{d}_0 + 0 \cdot \vec{q}_0$$

Концепт векторског управљања

- Једначине напонске равнотеже роторског кола, при $\Psi_Q = 0$:

$$(1) \quad 0 = \frac{\Psi_D}{T_R} - \frac{L_m}{T_R} i_d + \frac{d\Psi_D}{dt}$$

$$(2) \quad 0 = \frac{L_m}{T_R} i_q - \omega_s \Psi_D$$

- Функција преноса од струје i_d до флукса Ψ_D :

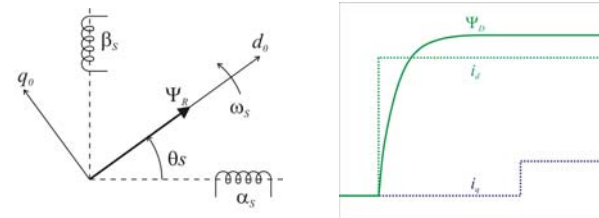
$$(1) \Rightarrow \frac{d\Psi_D}{dt} = -\frac{1}{T_R} \Psi_D + \frac{L_m}{T_R} i_d \Rightarrow \Psi_D(s) = \frac{L_m}{sT_R + 1} i_d(s)$$

- Клизање (брзина којом d оса треба да предњачи у односу на вратило, да би била колинеарна са вектором роторског флукса):

$$(2) \Rightarrow \omega_s = \frac{L_m}{T_R} \frac{1}{\Psi_D} i_q$$

Концепт векторског управљања

- Закључак: ако dq систем оријентишемо према положају роторског флукса, имамо апериодичан одзив флукса, при чему његова амплитуда не зависи од активне компоненте статорске струје i_q .



- Предуслови:

1. Познавање положаја роторског флукса
2. (Идеалан) струјни регулатор

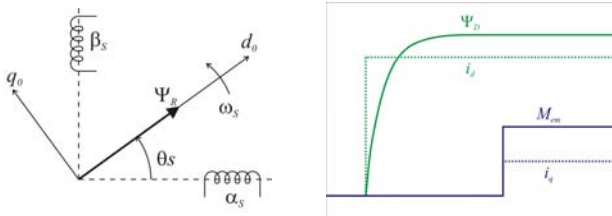
Концепт векторског управљања

- Одзив момента, при $\Psi_Q = 0$:

$$M_{em} = \Psi_D i_q - \underbrace{\Psi_Q}_{=0} i_d = \Psi_D i_q$$

- За $\Psi_D = const.$ имамо тренутан одзив момента:

$$M_{em} \sim i_q$$



Услови векторског управљања

- Струјни регулатор: $i_s \equiv i_s^*$

- Познавање положаја вектора роторског флукса:

- мерење \Leftrightarrow \$\$\$ \Leftrightarrow ⊗

- естимација

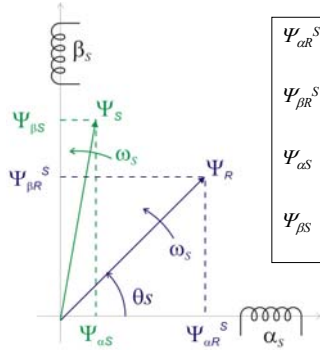
1. са давачем на вратилу

$$\theta_s = f(\theta_m, i_s) \rightarrow \text{ИВУ}$$

2. без давача на ватилу

$$\theta_s = f(u_s, i_s) \rightarrow \text{ДВУ}$$

Пројекције вектора флуksа



$\Psi_{\alpha R}^S$ - пројекција роторског флуksа на α осу статорског к.с.

$\Psi_{\beta R}^S$ - пројекција роторског флуksа на β осу статорског к.с.

$\Psi_{\alpha S}^S$ - пројекција статорског флуksа на α осу статорског к.с.

$\Psi_{\beta S}^S$ - пројекција статорског флуksа на β осу статорског к.с.

Директно векторско управљање

• Доступна мерења:

1. терминални напони $u_{\alpha S}$ и $u_{\beta S}$
2. статорске струје $i_{\alpha S}$ и $i_{\beta S}$

• Проблеми:

1. естимација положаја роторског флуksа

$$\theta_s = \arctan \frac{\Psi_{\beta R}^S}{\Psi_{\alpha R}^S}$$

$\Psi_{\alpha R}^S$ и $\Psi_{\beta R}^S$ естимирати из $\Psi_{\alpha S}^S, \Psi_{\beta S}^S, i_{\alpha S}, i_{\beta S}$
 $\Psi_{\alpha S}^S$ и $\Psi_{\beta S}^S$ естимирати из $u_{\alpha S}, u_{\beta S}, i_{\alpha S}, i_{\beta S}$

2. естимација брзине обртања вратила

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\arctan \frac{\Psi_{\beta R}^S}{\Psi_{\alpha R}^S} \right) = f \left(\Psi_{\alpha R}^S, \Psi_{\beta R}^S, \frac{d\Psi_{\alpha R}^S}{dt}, \frac{d\Psi_{\beta R}^S}{dt} \right)$$

$(\Psi_{\alpha R}^S)'$ и $(\Psi_{\beta R}^S)'$ можемо изразити преко i_s, Ψ_R^S, ω_m

Директно векторско управљање

• Естимација положаја роторског флуksа

$$\Psi_{\alpha S}^S(t) = \int_{-\infty}^t (u_{\alpha S}(\tau) - R_S i_{\alpha S}(\tau)) d\tau, \quad \Psi_{\beta S}^S(t) = \int_{-\infty}^t (u_{\beta S}(\tau) - R_S i_{\beta S}(\tau)) d\tau$$

$$\Psi_{\alpha S}^S = L_S i_{\alpha S} + L_m i_{\alpha R}^S \Rightarrow i_{\alpha R}^S = \frac{\Psi_{\alpha S}^S}{L_m} + \frac{L_S}{L_m} i_{\alpha S}$$

$$\Psi_{\beta S}^S = L_S i_{\beta S} + L_m i_{\beta R}^S \Rightarrow i_{\beta R}^S = \frac{\Psi_{\beta S}^S}{L_m} + \frac{L_S}{L_m} i_{\beta S}$$

$$\Psi_{\alpha R}^S = L_R i_{\alpha R}^S + L_m i_{\alpha S} = \frac{L_R}{L_m} \Psi_{\alpha S}^S - L_{\sigma} i_{\alpha S}, \quad \Psi_{\beta R}^S = L_R i_{\beta R}^S + L_m i_{\beta S} = \frac{L_R}{L_m} \Psi_{\beta S}^S - L_{\sigma} i_{\beta S}$$

$$\theta_s = \arctan \frac{\Psi_{\beta R}^S}{\Psi_{\alpha R}^S}$$

Директно векторско управљање

• Естимација брзине обртања вратила

$$\omega_m = \omega_s - \omega_k$$

$$\omega_k = \frac{L_m}{T_R} \frac{i_q}{\Psi_D}, \quad T_R = \frac{L_m}{R_R}, \quad M_{em} = \Psi_D i_q, \quad \Psi_R \equiv \Psi_D \Rightarrow \omega_k = \frac{R_R M_{em}}{\Psi_R^2}$$

$$\omega_m = \omega_s - \frac{R_R}{\Psi_R^2} M_{em}$$

• Естимација момента

$$\hat{M}_{em} = \hat{\Psi}_{\alpha S}^S i_{\beta S} - \hat{\Psi}_{\beta S}^S i_{\alpha S}$$

$$\hat{\Psi}_{\alpha S}^S(t) = \int_{-\infty}^t (u_{\alpha S}(\tau) - \hat{R}_S i_{\alpha S}(\tau)) d\tau, \quad \hat{\Psi}_{\beta S}^S(t) = \int_{-\infty}^t (u_{\beta S}(\tau) - \hat{R}_S i_{\beta S}(\tau)) d\tau$$

Директно векторско управљање

• Кораци у имплементацији:

1. прорачун референци струјних компоненти

$$\hat{i}_d^* = \frac{\Psi_R^*}{L_m}, \quad \hat{i}_q^* = \frac{2}{3p} \frac{M_{em}^*}{\Psi_R^*}$$

2. естимација положаја вектора роторског флукса

3. Кларкина и Паркова трансформација

$$\hat{i}_a, \hat{i}_b, \hat{i}_c \rightarrow \hat{i}_d, \hat{i}_q$$

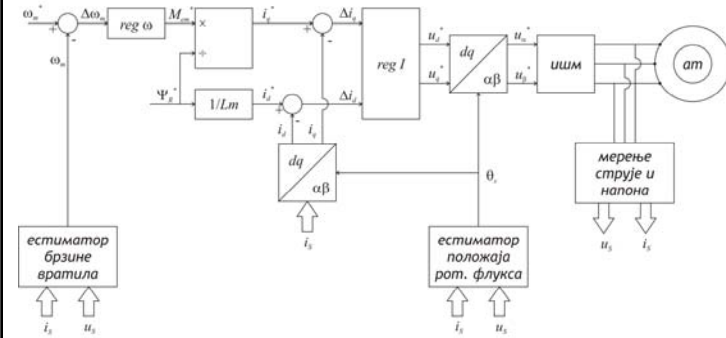
4. струјна регулација у синхронном координатном систему

5. инверзна Паркова и инверзна Кларкина трансформација

$$u_d, u_q \rightarrow u_a, u_b, u_c$$

6. импулсно-ширинска модулација

Директно векторско управљање



Директно векторско управљање

• Недостатак: осетљивост на грешке у естимацији статорске отпорности.

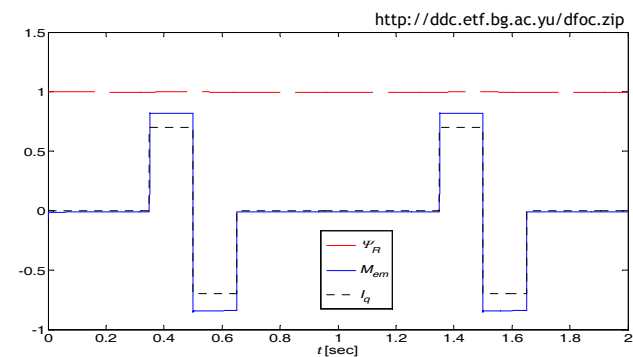
$$\hat{\Psi}_{as}(t) = \int_{-\infty}^t (u_{as}(\tau) - \hat{R}_s i_{as}(\tau)) d\tau, \quad \Psi_{as}(t) = \int_{-\infty}^t (u_{as}(\tau) - R_s i_{as}(\tau)) d\tau$$

$$\hat{R}_s = R_s + \Delta R_s, \quad i_{as}(t) = I_m \sin(\omega_s t)$$

$$\hat{\Psi}_{as}(t) = \Psi_{as}(t) - \frac{\Delta R_s}{\omega_s} I_m \cos(\omega_s t)$$

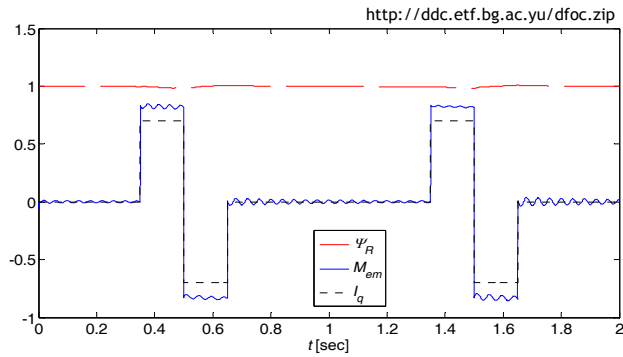
• Практична последица: тешкоће у примени ДВУ при ниским брзинама.

Директно векторско управљање



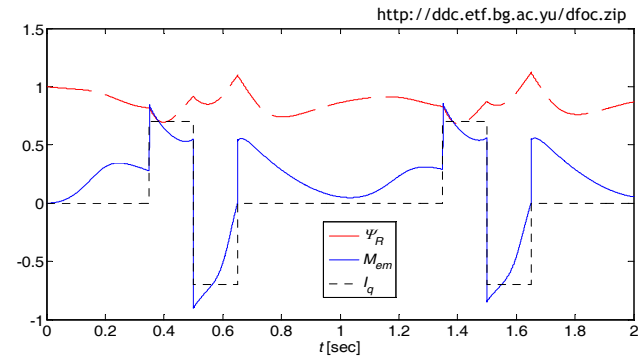
Одзив момента на промену референце i_q^* ,
при $\omega_m = 0.5 \omega_{nom}$, $i_d^* = I_{d nom}$ и $\Delta R_s = 0$

Директно векторско управљање



Одзив момента на промену референце i_q^* ,
при $\omega_m = 0.5\omega_{nom}$, $i_d^* = I_{dnom}$ и $\Delta R_S = 0.5R_S$

Директно векторско управљање



Одзив момента на промену референце i_q^* ,
при $\omega_m = 0.02\omega_{nom}$, $i_d^* = I_{dnom}$ и $\Delta R_S = 0.5R_S$

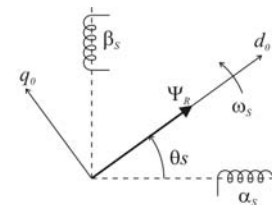
Индијектно векторско управљање

- Доступна мерења:
 1. статорске струје $i_{\alpha S}$ и $i_{\beta S}$
 2. позиција вратила мотора θ_m
- Проблем: естимација положаја роторског флукса
клизање естимирамо из компоненти статорске струје

$$\theta_s(t) = \theta_m(t) + \int_{-\infty}^t \hat{\omega}_k(\tau) d\tau$$

Индијектно векторско управљање

- Естимација положаја роторског флукса, под претпоставком да вектор роторског флукса лежи на d оси синхроног координатног система.



$$\omega_s = \omega_m + \omega_k$$

$$|\bar{\Psi}_R| \equiv \Psi_D, \quad \Psi_Q \equiv 0$$

$$L_R i_Q + L_m i_q = \Psi_Q = 0 \Rightarrow i_Q = -\frac{L_m}{L_R} i_q$$

$$u_Q = 0 = R_R \frac{i_Q}{-\frac{L_m}{L_R} i_q} + \frac{d\Psi_Q}{dt} + \omega_k \Psi_D$$

$$\omega_k = \frac{L_m}{T_R} \frac{i_q}{\Psi_D}$$

$$\Psi_D = const. = L_m i_d \Rightarrow \omega_k = \frac{1}{T_R} \frac{i_q}{i_d}$$

Индиректно векторско управљање

• Кораци у имплементацији:

1. прорачун референци струјних компоненти

$$i_d^* = \frac{\Psi_R^*}{L_m}, \quad i_q^* = \frac{2}{3p} \frac{M_{em}^*}{\Psi_R^*}$$

2. естимација клизања

$$\omega_k = \frac{L_m}{T_R} \frac{i_q^*}{\Psi_D^*}, \quad \omega_s = \omega_m + \omega_k$$

3. Кларкина и Паркова трансформација: $i_a, i_b, i_c \rightarrow i_d, i_q$

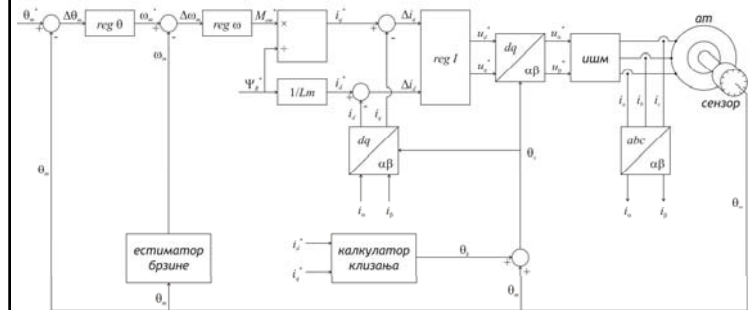
4. струјна регулација у синхронном координатном систему

5. инверзна Паркова и инверзна Кларкина трансформација

$$u_d, u_q \rightarrow u_a, u_b, u_c$$

6. импулсно-ширинска модулација

Индиректно векторско управљање

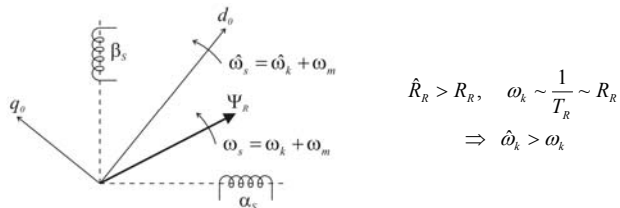


Индиректно векторско управљање

• Недостатак: осетљивост на грешке у естимацији роторске временске константе

$$\omega_k = \frac{L_m}{T_R} \frac{i_q^*}{\Psi_D^*}, \quad T_R = \frac{L_R}{R_R}$$

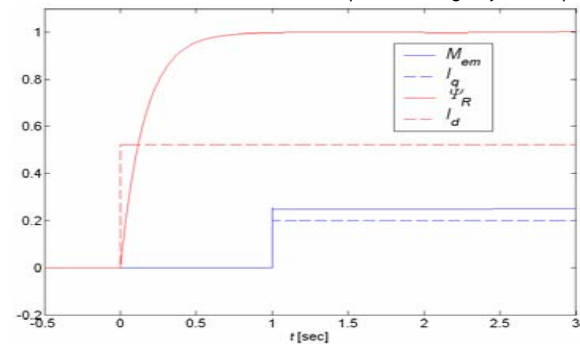
• Пример ефекта грешке у естимацији роторске отпорности:



• Практична последица: неопходно је имплементирати механизам за естимацију роторског отпора.

Индиректно векторско управљање

<http://ddc.etf.bg.ac.yu/ifoc.zip>



Одзиви момента и флукса на промене референци i_d^* и i_q^* , при $\Delta R_R = 0$.

Индиректно векторско управљање

