

Mikroprocesorsko upravljanje energetskim pretvaračima

Projektovanje strujnog regulatora za
vektorsko upravljanje asinhronim
elektromotorom primenom IMC metode

Student: Milan Tomić

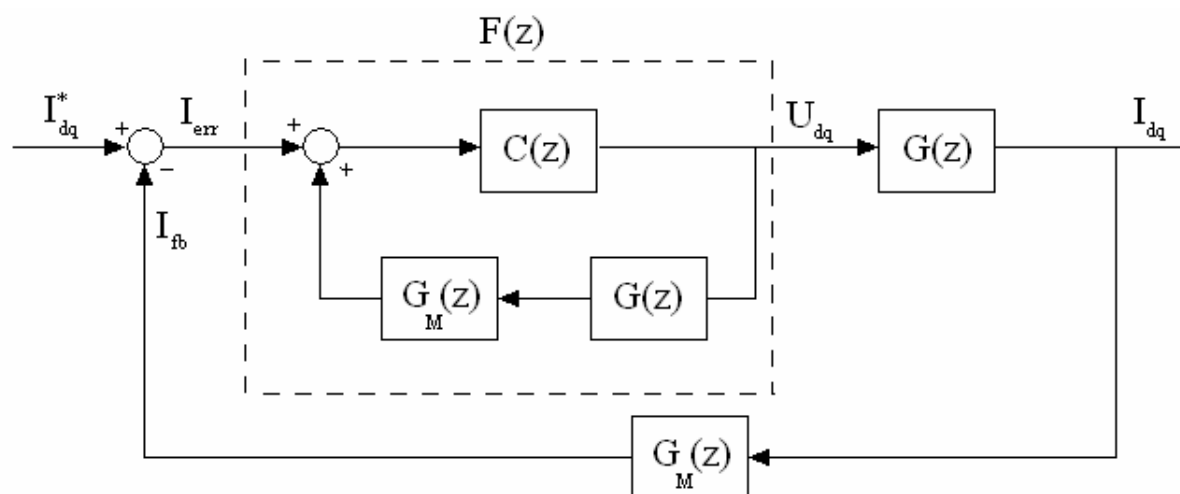
Broj indeksa: 53/04

Teorijska razmatranja	3
Internal model control regulator	3
Modelovanje objekata upravljanja – asinhronog elektromotora.....	4
Modelovanje procesa odabiranja	6
Sinteza regulatora	6
MatLab simulacija	7
Opis sistema.....	7
Odziv momenta	9
Decoupling d i q osa	10
Ostvarivost i stabilnost	12

Teorijska razmatranja

Internal model control regulator

Projektovanje stujnog regulatora klasičnom metodom (PI regulator) ne daje dobre rezultate jer postoji neželjena sprega između d i q osa regulatora. Da bi se taj problem rešio pribegava se projektovanju regulatora metodom unutrašnjeg modela (Internal Model Control). U tom slučaju regulator u sebi enkapsulira model objekta upravljanja – motora:



Na slici je isprekidanom linijom označen IMC regulator sa funkcijom prenosa $F(z)$. Pri tom je $G(z)$ funkcija prenosa motora, $G_M(z)$ funkcija prenosa odabirača, a $C(z)$ je pomoćna funkcija prenosa unutar regulatora.

Ako se usvoji da je $C(z) = L(z) * G^{-1}(z)$ pri čemu je $L(z)$ proizvoljna težinska funkcija, onda je funkcija spregnutog prenosa $W_{ss}(z) = I_{dq}(z) / I_{dq}^*(z) = L(z)$. Dokaz:

$$F(z) = \frac{G^{-1}(z)L(z)}{1 - G^{-1}(z)G(z)L(z)G_M(z)} = \frac{G^{-1}(z)L(z)}{1 - L(z)G_M(z)}, \text{ zatim je}$$

$$W_{ss}(z) = \frac{\frac{L(z)G^{-1}(z)}{1 - G_M(z)L(z)} G(z)}{1 + \frac{L(z)G_M(z)}{1 - G_M(z)L(z)}} = L(z)$$

Za funkciju $L(z)$ biramo $L(z) = \left(\frac{1-\alpha}{z-\alpha} \right)^n$. Parametar n treba da bude izabran tako da funkcija prenosa regulatora bude realizibilna. Kasnije ćemo videti daje potrebna da n bude najmanje 2. Parametar α biramo tako da nam propusni opseg

regulatora bude jednak željenom, po formuli $B=1/2\pi\tau$, gde je $\tau=-T_s/\ln(\alpha)$. Pri tom treba imati u vidu da je zahtev za velikim propusnim opsegom – malo alfa u realnom regulatoru, stvara problem jer dolazi do izražaja nemodelovana dinamika sistema.

Modelovanje objekata upravljanja – asinhronog elektromotora

Pri modelovanju asinhronog motora polazimo od jednačina motora u dq koordinatnom sistemu:

$$\begin{aligned} U_d &= R_s I_d + \Psi_d' - W_{dq} \Psi_q \\ U_q &= R_s I_q + \Psi_q' + W_{dq} \Psi_d \end{aligned} \quad (*)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \\ \Psi_D \\ \Psi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_D \\ I_Q \end{bmatrix} \quad (**)$$

Malim slovima su obeležene statorske veličine a velikim rotorske. Iz (**) se dobija:

$$\begin{aligned} \Psi_d &= (L_m/L_r) \Psi_D + L_{\gamma e} I_d \\ \Psi_q &= (L_m/L_r) \Psi_Q + L_{\gamma e} I_q, \text{ zamenom ovih jednačina u (*) dobija se:} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} U_d &= R_s I_d + L_{\gamma e} (dI_d/dt) + (L_m/L_r) * (d\Psi_D/dt) - W_{dq} (L_m/L_r) \Psi_Q - W_{dq} L_{\gamma e} I_q \\ U_q &= R_s I_q + L_{\gamma e} (dI_q/dt) + (L_m/L_r) * (d\Psi_Q/dt) + W_{dq} (L_m/L_r) \Psi_D + W_{dq} L_{\gamma e} I_d \end{aligned}$$

Ako zanemarimo izvod rotorskog fluksa jer je vremenska konstanta njegove promene mnogo veća od vremenske konstante regulatora dobijamo:

$$\begin{aligned} U_d &= R_s I_d + L_{\gamma e} (dI_d/dt) - W_{dq} (L_m/L_r) \Psi_Q - W_{dq} L_{\gamma e} I_q \\ U_q &= R_s I_q + L_{\gamma e} (dI_q/dt) + W_{dq} (L_m/L_r) \Psi_D + W_{dq} L_{\gamma e} I_d \end{aligned}$$

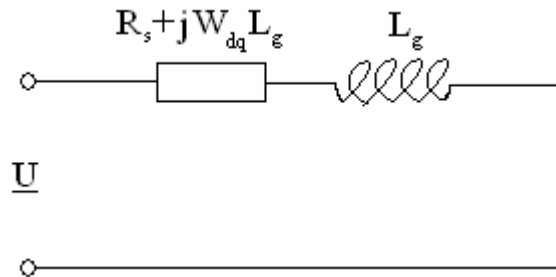
Članovi $W_{dq} (L_m/L_r) \Psi_{D,Q}$ predstavljaju elektromotorne sile čija je promena takođe spora u odnosu na promenu struja I_d i I_q pa se mogu smatrati sporopromenljivim poremećajima koje povratna sprega regulatora otklanja. Sada imamo:

$$\begin{aligned} U_d &= R_s I_d + L_{\gamma e} (dI_d/dt) - W_{dq} L_{\gamma e} I_q \\ U_q &= R_s I_q + L_{\gamma e} (dI_q/dt) + W_{dq} L_{\gamma e} I_d \end{aligned}$$

Ako ove dve jednačine spojimo u jednu polifazorsku ($\underline{U} = U_d + j * U_q$, $\underline{I} = I_d + j * I_q$) dobijamo:

$$\underline{U} = R_s \underline{I} + L_{\gamma e} \left(\frac{d\underline{I}}{dt} \right) + j W_{dq} L_{\gamma e} \underline{I}$$

Ovaj rezultat predstavlja jednačinu naponskog balansa kola na slici:



Odskočni odziv ovog kola biće $\underline{I} = \underline{I}(\infty) * [1 - e^{-t/\tau}]$. Vremenska konstanta $\tau = L_{\gamma e} / (R_s + j W_{dq} L_{\gamma e})$, a $\underline{I}(\infty) = \underline{U} / (R_s + j W_{dq} L_{\gamma e})$. S obzirom da je regulator koji se projektuje digitalan nama je bitan odziv u trenucima nT_s , gde je T_s perioda odabiranja. Ako je odbirak u trenutku nT_s $\underline{I}(nT_s)$ onda je:

$$\underline{I}((n+1)T_s) = \underline{I}(\infty) + [\underline{I}(nT_s) - \underline{I}(\infty)] e^{-T_s/\tau} \quad (***)$$

Član T_s/τ će u praksi biti jako mali jer je perioda odabiranja jako mala. Ako pomenuti član teži nuli onda jednačina (***) u graničnom procesu daje linearan odziv struje. Dakle imamo:

$$L_{\gamma} \left[\frac{I((n+1)T_s) - I(nT_s)}{T_s} \right] = U(nT_s) - R_s I(nT_s) - j W_{dq} I(nT_s)$$

Ako ovu polifazorsku jednačinu rastavimo na dve, imamo:

$$\begin{aligned} U_d(nT_s) &= R_s I_d(nT_s) + L_{\gamma e} (I_d((n+1)T_s) - I_d(nT_s)) / T_s - W_{dq} L_{\gamma e} I_q(nT_s) \\ U_q(nT_s) &= R_s I_q(nT_s) + L_{\gamma e} (I_q((n+1)T_s) - I_q(nT_s)) / T_s - W_{dq} L_{\gamma e} I_d(nT_s) \end{aligned}$$

Odavde **direktno dobijamo inverznu funkciju prenosa motora u z domenu:**

$$\underline{U}(z) = \begin{bmatrix} R_s + \frac{L_{\gamma}(z-1)}{T_s} & -W_{dq} L_{\gamma} \\ W_{dq} L_{\gamma} & R_s + \frac{L_{\gamma}(z-1)}{T_s} \end{bmatrix} * \underline{I}(z)$$

$$G^{-1}(z) = \begin{bmatrix} R_s + \frac{L_\gamma(z-1)}{T_s} & W_{dq} L_\gamma \\ W_{dq} L_\gamma & R_s + \frac{L_\gamma(z-1)}{T_s} \end{bmatrix}$$

Modelovanje procesa odabiranja

Da bi se ostvarilo kvalitetno merenje struja motora potrebno je da se vrši „oversampling“ odabiranje. Odabiranje se vrši sa učestanošću 8, 16 ili više puta većom od učestanosti na kojoj radi sistem, a zatim se uzima srednja vrednost odbiraka. Dobijena vrednost na kraju periode može se aproksimirati kao srednja vrednost odbiraka između dve susedne periode. Dakle:

$$G_M(z) = \frac{z+1}{2z}$$

Sinteza regulatora

Formula za funkciju prenosa regulatora dobijena u prvoj sekciji ovog dokumenta glasi:

$$F(z) = \frac{G^{-1}(z)L(z)}{1-L(z)G_M(z)} \quad (****)$$

Da bi funkcija bila realizibilna potrebno je da red polinoma u imeniocu funkcije prenosa bude veći od reda polinoma u brojiocu tj. da nema predikcije, ako bi imali beskonačno brz procesor mogli bi da realizujemo i funkciju prenosa u kojoj su redovi polinoma brojiocai i imenioca isti. Ako bi smo usvojili da je

$L(z) = \frac{1-\alpha}{z-\alpha}$ konačna funkcija prenosa $F(z)$ bi imala jednak red polinoma u brojiocu i imeniocu te bi bila nerealizibilna (semirealizibilna). Zato ćemo

usvojiti $L(z) = \left(\frac{1-\alpha}{z-\alpha} \right)^2$.

$$F(z) = \frac{G^{-1}(z)L(z)}{1-L(z)G_M(z)} = G^{-1}(z)T(z)$$

$$T(z) = \frac{L(z)}{1-L(z)G_M(z)} = \frac{\left(\frac{1-\alpha}{z-\alpha}\right)^2}{1 - \left(\frac{z+1}{2z}\right)\left(\frac{1-\alpha}{z-\alpha}\right)^2} = \frac{2z(1-\alpha)^2}{2z(z-\alpha)^2 - (z+1)(1-\alpha)^2} =$$

$$T(z) = \frac{2z(1-\alpha)^2}{2z^3 - 4\alpha z^2 + 2\alpha^2 z - (1-\alpha)^2 z - (1-\alpha)^2}$$

Konačno dobijamo:

$$F(z) = T(z) * G^{-1}(z) =$$

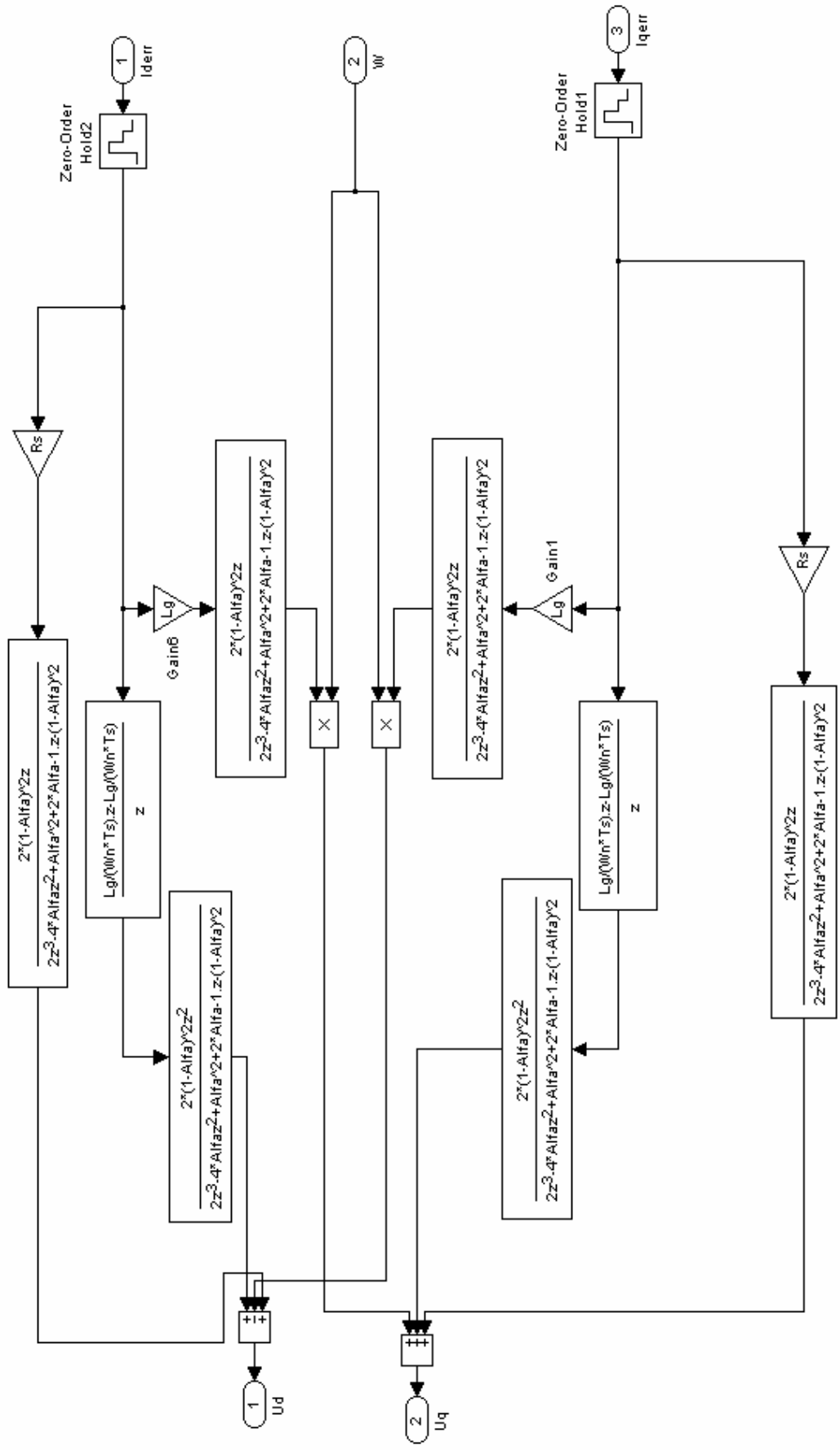
$$F(z) = \frac{2z(1-\alpha)^2}{2z^3 - 4\alpha z^2 + 2\alpha^2 z - (1-\alpha)^2 z - (1-\alpha)^2} * \begin{bmatrix} R_s + \frac{L_\gamma(z-1)}{T_s} & -W_{dq}L_\gamma \\ W_{dq}L_\gamma & R_s + \frac{L_\gamma(z-1)}{T_s} \end{bmatrix}$$

MatLab simulacija

Opis sistema

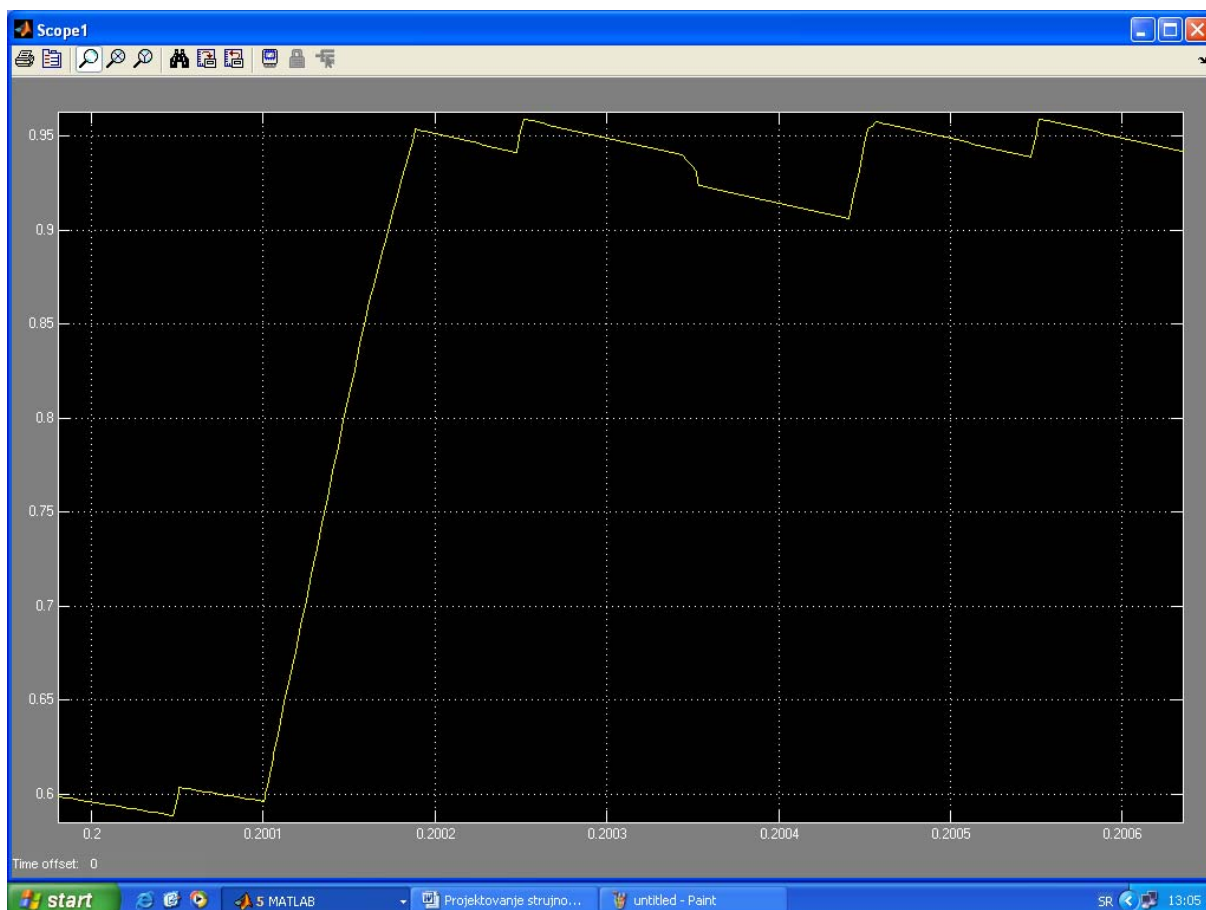
Za simulaciju rada regulatora i vektorskog upravljanja uopšte korišćena je simulacija iz diplomskog rada B. Kovačeva. Originalni histerezisni regulator zamenjen digitalnim IMC regulatorom. Dodat je blok za dq->abc transformaciju kao i PWM modulator (običan – sa rampom).

Sam regulator dat je na slici na sledećoj strani. Sa jedne strane dolaze strujne greške I_{derr} i I_{qerr} kao i W ($=W_{dq}$), brzina obrtanja dq koordinatnog sistema), a na drugoj su izlazi U_d i U_q . Regulator ima ukupno šest grana, dve su direktne u d osi, dve direktne u q osi a dve su ukrštene d->q i q->d. Svaka grana ima dve funkcije prenosa: jedna je od člana $T(z)$ a druga od $G^{-1}(z)$. Tako je urađeno iz razloga preglednosti. Funkcije prenosa dobijene od $G^{-1}(z)$ su za ukrštene grane L_γ , za jedan par direktnih grana su R_s . Drugi par direktnih grana ima pomešane funkcije $G^{-1}(z)$ i $T(z)$ zato što bi član u toj grani koji bi proizašao iz $G^{-1}(z)$ bio nerealizibilan pa mu se „pozajmljuje“ jedno z^{-1} iz $T(z)$.



Odziv momenta

Odziv je teoretski najbrži kad se parametar α postavi na 0 (dead bit regulator). Međutim u tom slučaju do izražaja dolazi nemodelovana dinamika sistema. U slučaju simulacije neće biti problema, ali u slučaju realnog sistema gde postoji dinamika koja nije modelovana, šumovi, a dužina digitalne reči je konačna pitanje je dali takav regulator uopšte može da radi.



Grafik 1 Oskočni odziv momenta $\alpha=0$ u trenutku $t=0.2$

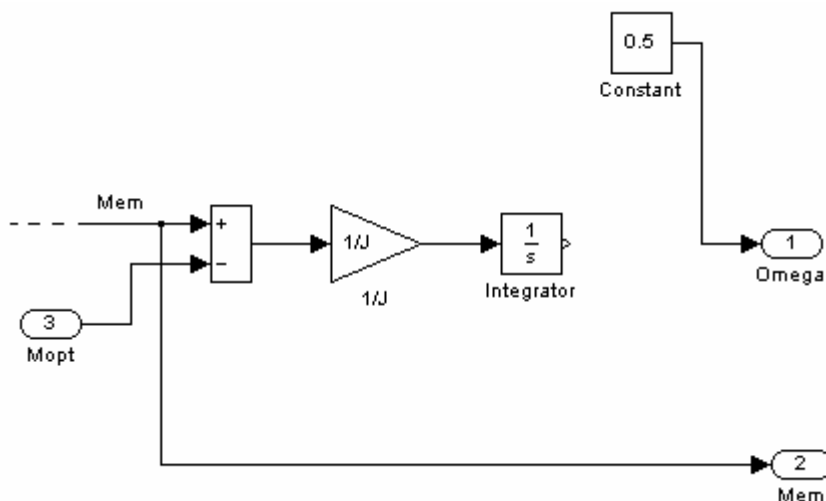
Za parametar α usvojićemo vrednost 0.3. Teorijski bi vremenska konstanta odziva sada trebalo da bude $\tau=80\mu\text{s}$, a propusni opseg regulatora $B=2\text{KHz}$ (po formulama iz prve sekcije ovog rada). Na slici je prikazan odziv momenta na odskočnu promenu I_q sa 0.5 na 0.8 u trenutku 0.2, pri tom je I_d konstantno. Vidi se da postoji kašnjenje od jedne periode odabiranja, to je posledica proračuna koji se moraju izvršavati u svakoj periodi odabiranja i oduzimaju vreme.



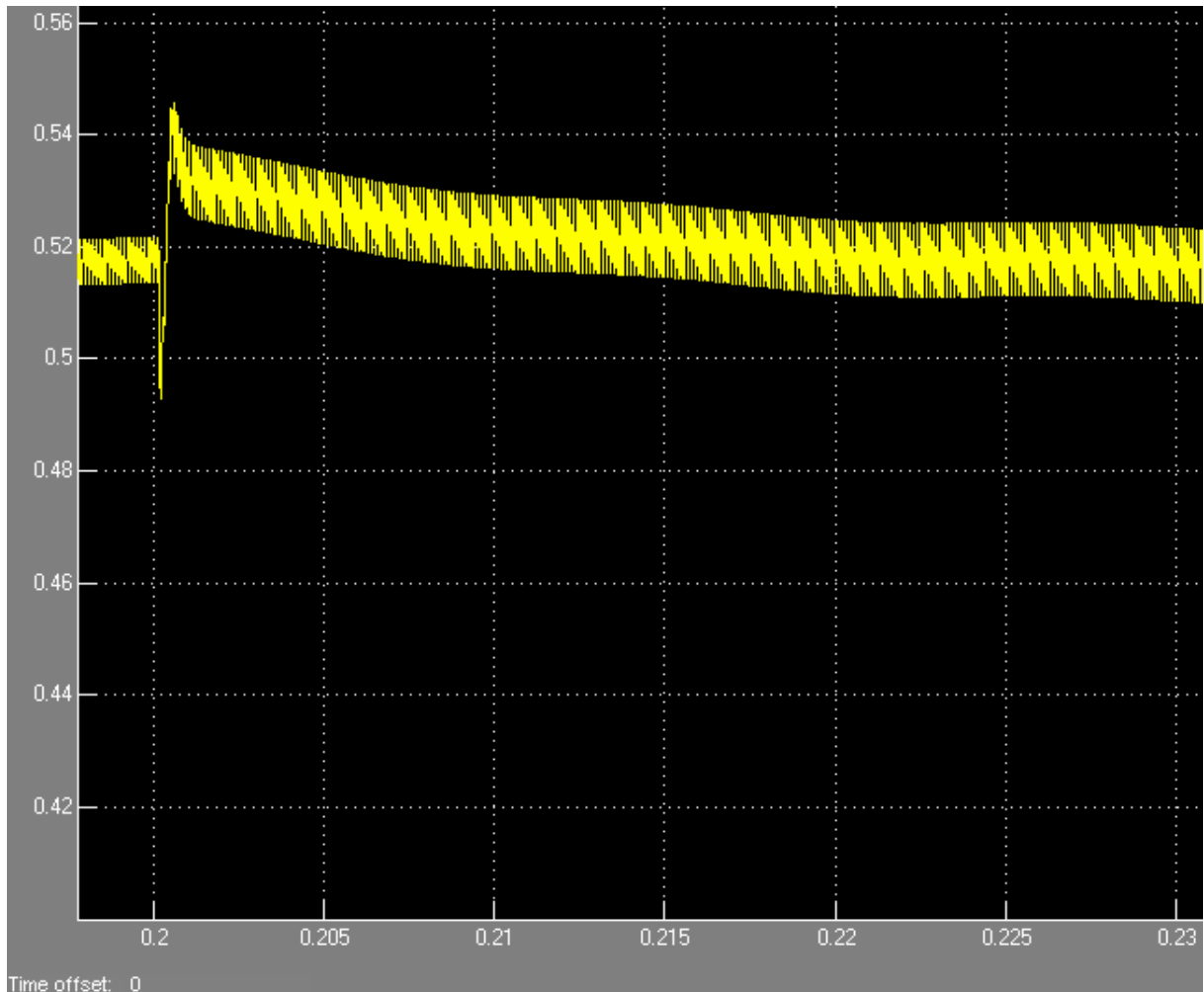
Grafik 2 Odskočni odziv momenta $\alpha=0.3$ u trenutku $t=0.2$

Decoupling d i q osa

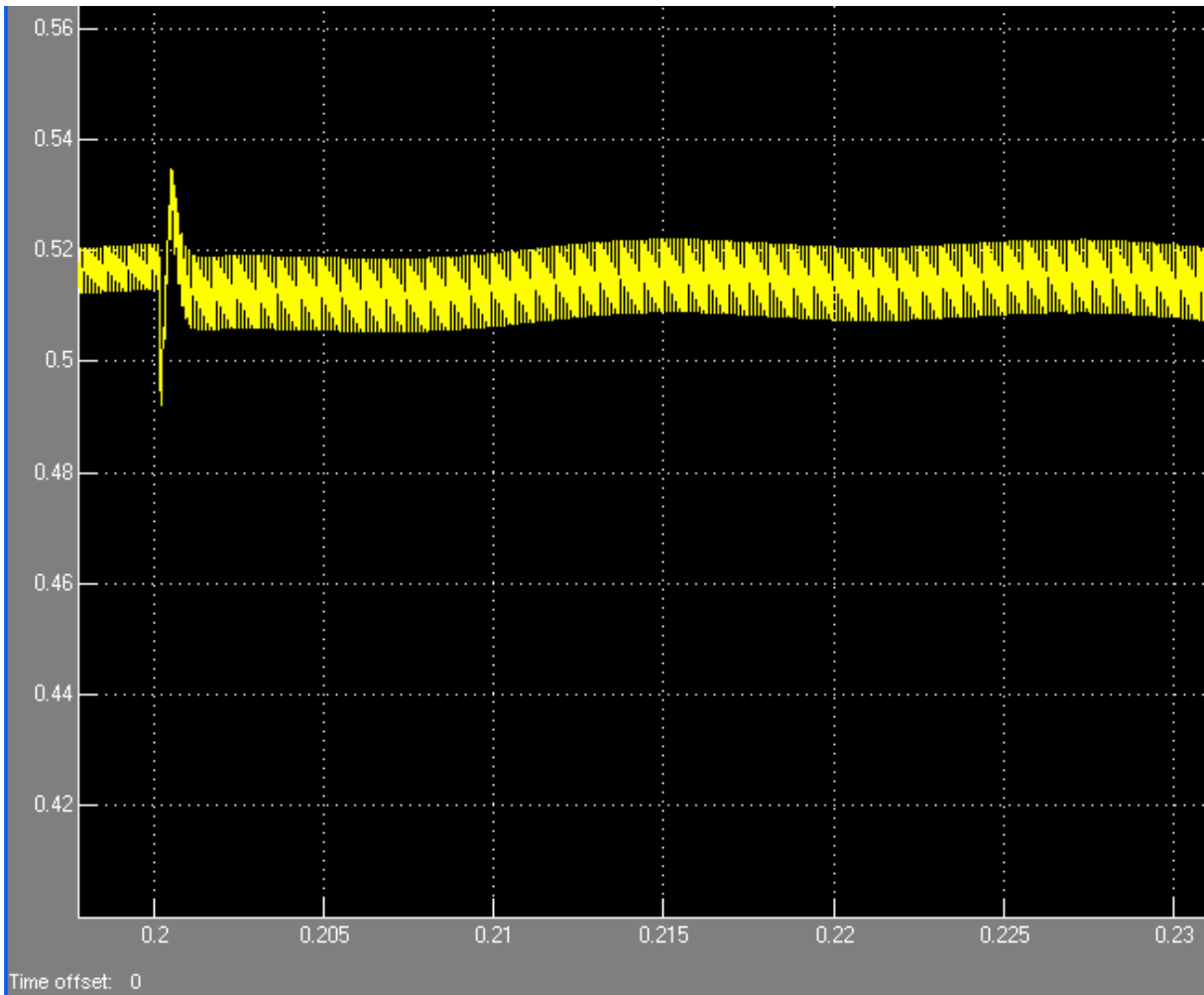
Prvobitni razlog zbog koga se projektuje IMC regulator je otklanjanje uticaja između d i q osa (coupling). Uticaj je utoliko veći ukoliko je brzina okretanja motora veća. Zbog toga ćemo u ovoj simulaciji zanemariti uticaj mehaničkog podsistema i simulirati brzinu motora kao polovinu nominalne brzine:



Posmatračemo odziv struje I_d pri promeni reference I_q za slučaj da regulator radi bez ukrštenih grana (običan regulator) i za slučaj da regulator radi normalno (IMC regulator). Pri tom parametar α ostaje 0.3, a skok reference I_q je u trenutku $t=0.2$ s. Početna vrednost reference za I_q je 0.5 r.j. a krajnja 0.8 r.j.



Grafik 3 Odziv struje I_d pri skoku reference I_q , bez ukrštenog dejstva – običan regulator



Grafik 4 Odziv struje I_d pri skoku reference I_q , bez ukrštenog dejstva – IMC regulator

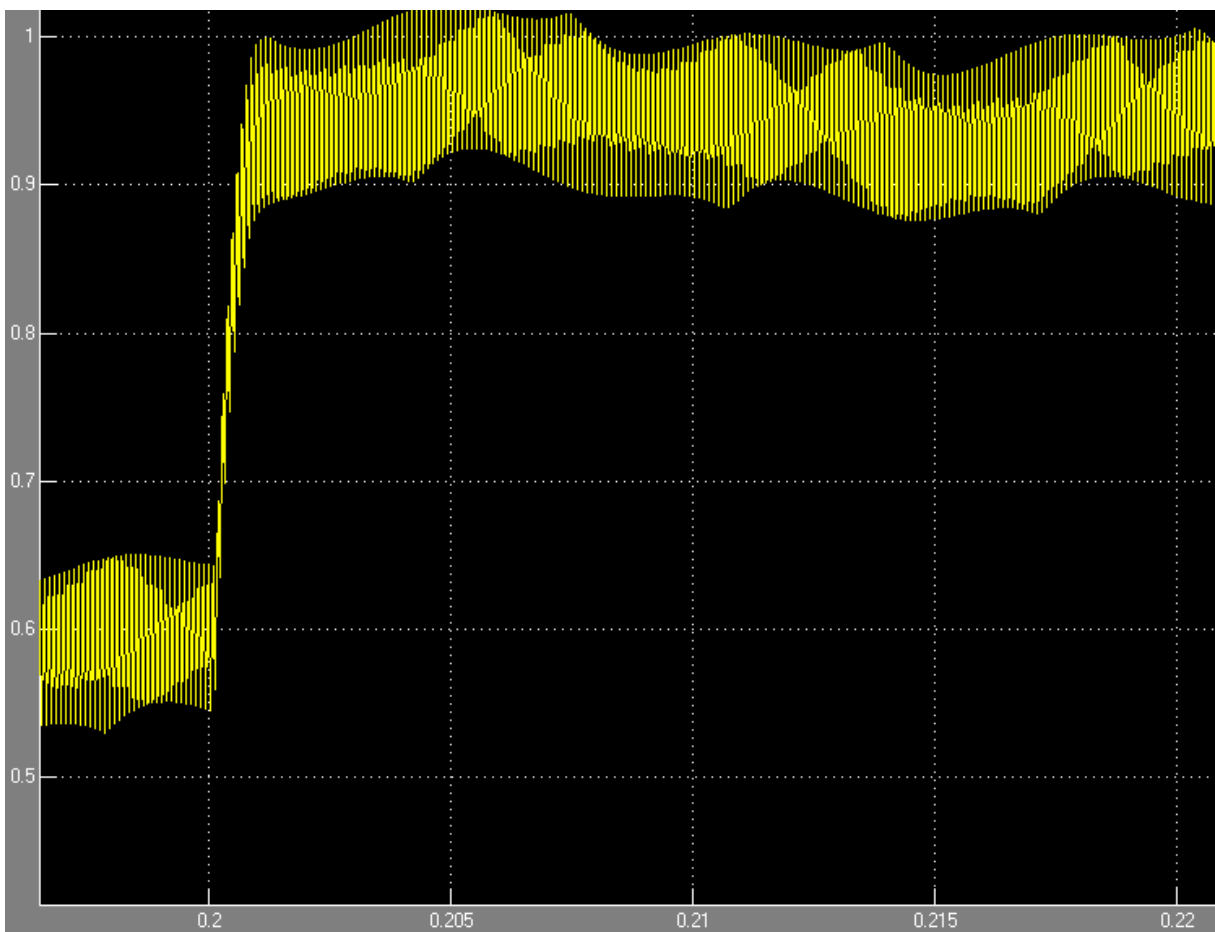
Sa prethodnih grafika se vidi da kapling postoji u oba slučaja, i za običan regulator i za IMC s tim što je kod IMC regulatora vreme smirenja poremećaja mnogo manje. Decoupling ne može biti idealan jer se ne može idealno invertovati funkcija prenosa koja sadrži vremenska kašnjenja jer bi ta kašnjenja u invertovanoj funkciji prenosa bila predstavljena vremenskim prednjačenjima koja nisu ostvariva. Decoupling bi se eventualno mogao još smanjiti na račun smanjenja propusnog opsega regulatora.

Ostvarivost i stabilnost

Ranije je u ovom radu napomenuto da je projektovana funkcija prenosa drugog stepena da bi sistem bio ostvariv. Što se tiče simulacije sistem je mogao da bude i prvog reda i onda bio radio i sa manjim coupling-om ali ne bi bio fizički ostvariv, naime morali bi da imamo beskonačno brz procesor. Model drugog reda kakav je ovde projektovan zato može biti baza za projektovanje sistema koji bi radio u realnom vremenu.

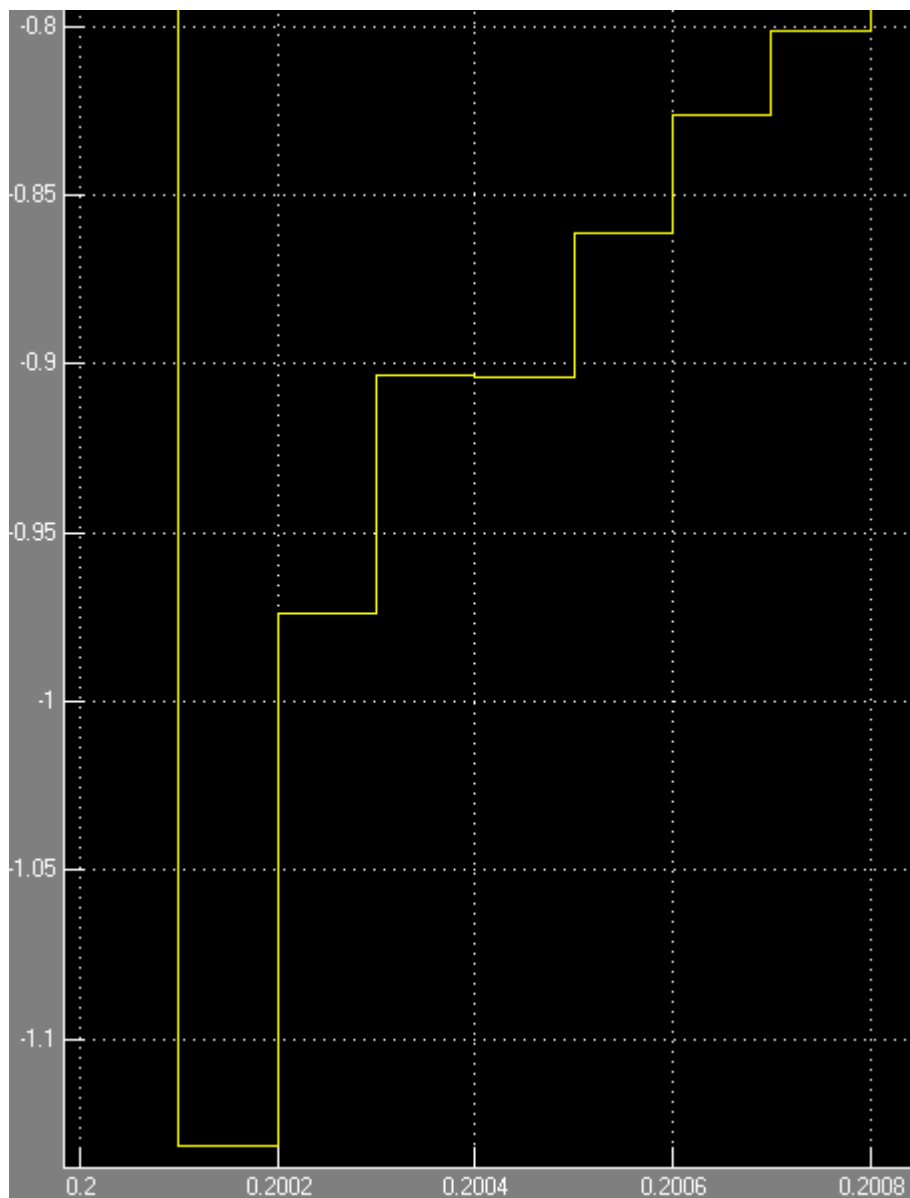
Sistem ima stabilnu funkciju prenosa i stabilno će se ponašati dok god je linearan. Nestabilnost se može teoretski pojaviti samo ako sistem izgubi linearne uslove rada tj. ako regulator zahteva veći napon od maksimalnog koji pretvarač može da da. Ovaj slučaj najčešće nastupa kada se obrtanju motora velikom brzinom (bliskom nominalnoj) sa nominalnim fluksom promeni referenca momenta. Regulator tada u težnji za brzim dostizanjem referentne vrednosti izdaje modulatoru zahtev koji ovaj ne može da isprati. U ovom slučaju ipak neće doći do nestabilnosti a kao pokriće ovoj tvrdnji urađena je simulacija u kojoj je napon ograničen.

Na sledeća dva grafika prikazani su respektivno odziv momenta i jedan o tri napona koji se daje kao zahteve modulatoru. Simulacija je rađena pri nominalnoj brzini sa ograničenjem napona na 0.8 r.j.



Grafik 5 Odziv momenta pri ograničenom naponu

Ripl momenta je malo uvećan i pojavljuje se malo aperiodično odstupanje koga nema u slučaju neograničenog napona, ali je sistem i dalje stabilan. Na sledećem grafiku prikazana je vrednost napona U_c koju regulator zahteva od modulatora u prelaznom procesu (oblici U_a i U_b su slični). Sve vrednosti ispod -0.8 zamenjene su sa -0.8 .



Grafik 5 Napon Uc zahtevan od strane regulatora