

САДРЖАЈ

1. Увод	1
1.1. Уводна разматрања и преглед литературе	1
1.2. Кратак садржај и организација рада	16
2. Математички модели асинхроног мотора и погонског претварача	18
2.1. Математички модел асинхроног мотора	18
2.2. Моделовање енергетског претварача	29
3. Распрегнуто управљање флуksom и моментом асинхроног мотора	35
3.1. Управљање оријентацијом у односу на просторни вектор флуksа ротора	36
3.2. Управљање оријентацијом у односу на просторни вектор флуksа статора	39
3.3. Одређивање просторног вектора флуksа	40
4. Реализација погона са асинхроним мотором и повратном спрегом по естимираној брзини и директна контрола момента	45
4.1. Директна метода естимације брзине	45
4.2. Естимација брзине применом фазно спрегнуте петље	52
4.3. Природна оријентација поља	62
4.4. Естимација брзине применом <i>MRAS</i> опсервера	68
4.5. Естимација брзине применом Луенбергеровог опсервера	75
4.6. Директна контрола момента	81
5. Утицај одступања параметара на естимацију брзине у погону са асинхроним мотором	96
5.1. Одступање отпорности статора и ротора у погону са векторским управљањем	96
5.2. Одступање отпорности статора и ротора у погону са директним контролом момента	143
6. Нове методе за векторско управљање асинхроним мотором	148
7. Закључак	161
8. Литература	163
9. Прилог	170

1. Увод

1.1. Уводна разматрања и преглед литературе

Развој савремених енергетских претвараача омогућио је у данашње време да векторско управљање све више замењује класично, скаларно (V/f) управљање у електромоторним погонима са наизменичним машинама. Током осамдесетих и деведесетих година протеклог века, векторско управљање је примењено у многим електромоторним погонима са наизменичним машинама, нарочито у погонима високих перформанси где се захтева прецизна регулација брзине и/или позиције вратила мотора [1]. Пре овог значајног напретка у примени машина наизменичне струје у областима где се захтева рад са променљивим брзинама, коришћене су машине једносмерне струје са својом могућношћу једноставног независног управљања флуksom и моментом преко струје побуде и струје арматуре. Типично је мотор једносмерне струје са независном побудом налазио неопходну примену у случају потребе за брзим и прецизним, четвороквадрантним радом у широком опсегу брзина. Међутим, машине једносмерне струје имају одређене недостатке, који су последица постојања комутатора и четкица, а то су: 1) захтевају периодично одржавање, 2) не могу да раде у експлозивним или корозивним срединама, 3) мале су оптеретљивости, 4) већих су димензија у односу на машине наизменичне струје исте снаге итд.

Машине наизменичне струје, за разлику од једносмерних, могу имати једноставну и поуздану конструкцију, могу издржати велика оптерећења и захтевају једноставно одржавање, а све то узрокује њихову малу цену. Стални развој у области енергетске електронике, употреба савремених високонапонских *IGBT* прекидача те развој нових компоненти (*IGCT*, *SIT*, *FCT*, *MCT*) [2, 3], могућност рада на високим прекидачким учестаностима те израда све јефтинијих енергетских претвараача дају предност наизменичним погонима и на чисто економским основама. Међу различитим погонима наизменичне струје они који садрже кавезни асинхрони мотор су посебно економски исплативи (погодни су за индустријску серијску производњу), вишеструко су оптеретљиви и не захтевају готово никакво одржавање. Асинхрони мотор је једноставне конструкције и један је од најјефтинијих машина које могу да се једнако производе и за мале и за велике снаге. Да би се искористиле предности асинхроних мотора и у областима где постоје велики захтеви по питању тачног управљања брзином или положајем вратила мотора, примењује се концепт векторског управљања које се заснива на независном (распрегнутом) управљању флуksom и моментом у мотору. Услед велике сложености за анализу и управљање, алгоритми за распрезање флуksа и момента асинхроног мотора садрже бројне математичке операције које се морају обрадити у реалном времену што се реализује уз помоћ микропроцесора и дигиталних сигналних процесора (*Digital Signal Processor – DSP*). У прошлости, такве компликоване управљачке технике није било могуће реализовати због сложености хардвера и софтвера који је морао бити употребљен за решавање управљачких задатака. Усавршавањем микропроцесора, брзим развојем микроелектронике и нових снажних прекидачких елемената а такође и претвараача енергетске електронике, погони са асинхроним

моторима постали су одлична замена погонима са моторима једносмерне струје, и по квалитету и по цени, те их нагло потискују у скоро свим применама [1, 4].

Постоје два основна типа векторског управљања односно контроле [5] и то су: 1) индиректна векторска контрола, и 2) директна векторска контрола. Код директне векторске контроле је потребно знати положај вектора флуksа статора (ротора) или флуksа магнећења у машини. Вектор флуksа магнећења се може директно мерити или естимирати из мерених сигнала напона и струја. Компоненте вектора флуksа статора (ротора) се могу директно прорачунати из статорских (роторских) величина. Овај начин управљања не захтева познавање брзине обртања ротора ради добијања информације о положају вектора поља. Индиректна векторска контрола, са друге стране, податак о положају вектора поља добија индиректно, преко збира измерене брзине обртања ротора и брзине (учестаности) клизања. Векторско управљање је широко распрострањено и велики број светских произвођача индустријске електронике има знатан број векторских контролера који се користе у различитим применама електромоторних погона (индустрији, електричној вучи, кућним апаратима, итд.) [6, 7].

Поред ова два основна постоји и још један концепт управљања флуksом и моментом под називом директна контрола момента код које је остварена директна и независна контрола амплитуде флуksа и електромагнетног момента, избором оптималне стратегије управљања инверторским прекидачима. Одлике овог начина управљања јесу брзи одзив момента, ниска прекидачка учестаност и мали хармонијски губици [4].

Изузетан пораст употребе електромоторних погона са регулисаном брзином (позицијом), комбинован са истовременим падом њихових цена, одражава консолидацију те технологије [7]. Ова консолидација представља озбиљан проблем за све оне који се баве истраживачким радом у том пољу, јер су тиме ограничене могућности за значајна техничка открића. Шира примена аутоматских електричних погона условљена је значајним умањењем броја сензора (давача) и намеће редуковане топологије погонских конвертора. Решење ових проблема лежи у развоју нових алгоритама управљања погоном који се могу реализовати употребом савремених дигиталних контролера.

Постојећи погони са асинхроним мотором су поуздани, ефикасни, флексибилни, брзог су одзива и за околину прихватљиви по питању електромагнетног, акустичног и топлотног загађења. Но и поред наведених предности и даље постоји одређен број проблема који захтевају адекватно решење, стога електрични погони са асинхроним мотором представљају изазов за велики број истраживача. Свакако тренутно најзначајнији проблем представља одређивање брзине и положаја ротора на основу информација о статорским напонима и струјама, чиме би се обезбедио рад погона без давача на вратилу мотора (*sensorless*).

Електрични погони користе даваче струје, температуре, брзине, положаја, напона као и даваче за мерење потребних погонских величина. Велики број уграђених сензора се негативно одражава на поузданост, сложеност инсталације, одржавање и цену електричног погона. Уградња давача на вратило асинхроног мотора чини мотор нестандартним а постоји и проблем недовољно поузданог спрезања осовине мотора и давача. Повезивање сензора са дигиталним контролером подразумева уградњу одговарајућих каблова и конектора. Прекид или оштећење каблова или сензора у току експлоатације доводи до отказа система, чиме се битно смањује укупна поузданост система и смањује просечно време између испада погона.

Наведени проблеми су довели до тога да у последње две деценије велики број стручњака интензивно ради на развоју управљачких структура које обезбеђују исправан рад погона са наизменичним машинама (поготово са асинхроним мотором) без давача брзине на вратилу мотора. Нека од решења оваквог погона нашла су примену у индустрији, али су перформансе *sensorless* погона још увек лошије од погона са давачем на вратилу мотора. Највећи број инсталисаних погона користи се у условима где употреба давача брзине на вратилу мотора није прихватљива из техничких и/или економских разлога.

У области малих брзина *sensorless* погон нема задовољавајућу контролу брзине и момента. Практично за учестаности статора које су веће од 5–10 % називне вредности могуће је успешно извршити процену брзине, уз интеграцију терминалних величина асинхроног мотора, са задовољавајућом контролом момента и брзине. Како би се омогућила задовољавајућа прецизност у оцени брзине ротора са адекватном динамиком и неосетљивошћу на варијацију параметара погона у току његовог рада, потребно је усавршити алгоритме за оцену стања погона без давача на вратилу мотора.

Већ су прве реализације погона без давача на вратилу показале да постављени задатак захтева релативно велики обим израчунавања које дигитални контролер мора обавити у кратком временском року и са великом дужином речи (24 – 32 бита). Нумерички интензивни алгоритми могу се применити захваљујући развоју дигиталних сигналних процесора велике брзине рада, чијим су увођењем створене претпоставке за реализацију поузданих електричних погона без давача на вратилу.

Различите методе управљања електромоторним погонима са наизменичним машинама без давача на вратилу могуће је, у ширем смислу, поделити у две категорије [5]: а) управљање у отвореној повратној спрези са компензацијом клизања, и б) управљање у затвореној повратној спрези са естимацијом брзине. У првом случају, управља се синхроним брзином мотора док се естимирана брзина клизања користи за компензацију промена оптерећења. У другом случају се процењује брзина обртања ротора на основу мерења терминалних напона и струја и та процена брзине се користи за затварање повратне спреге. Због великог значаја асинхроних машина и великог броја метода које се успешно примењују у управљању овом врстом наизменичних машина, у даљем тексту сва пажња ће бити посвећена асинхроним машинама.

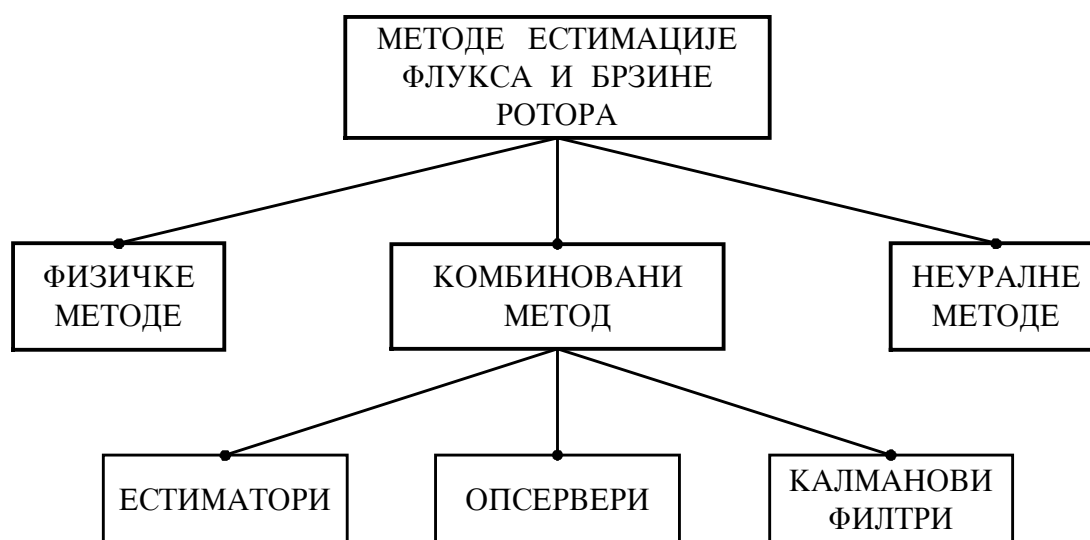
Последњих година значајни напори су уложени у развој метода реконструкције величина које дефинишу стање асинхроног мотора, као што су: вектори флуksа статора и ротора, брзина ротора, електромагнетни момент. Већина до сада развијених метода користи било физичке карактеристике самих асинхроних мотора, било различите методе које су детаљно представљене у теорији управљања. Све ове методе могле би се сврстати у три групе [8]:

- 1) Методе које користе несавршеност статора и ротора асинхроне машине;
- 2) Методе које користе директна или индиректна израчунавања и базиране су на математичком моделу асинхроне машине – комбиновани метод; и
- 3) Методе базиране на примени неуралних мрежа.

Свака од горе наведених метода има одређене предности и недостатке и није увек могућа истовремена естимација флуksа ротора и брзине обртања ротора. Методе из прве

групе користе несавршености ротора асинхроног мотора (несиметричност ротора, жлебне хармонике) и да би естимирали брзину, захтевају примену алгоритама брзе Фуријеове трансформације (*Fast Fourier Transform – FFT*). Ови алгоритми нису заживели у погонима у индустријској примени јер су захтевни у погледу потребног рачунарског времена за њихову реализацију.

У данашње време су најпопуларније методе из друге групе (комбиновани метод) и поред тога што су осетљиве на одступања параметара мотора и на немогућност прецизне процене величина од значаја на малим брзинама. Код ове групе метода, увек је потребна реконструкција роторског флуksа да би се естимирала брзина ротора и данас постоји велики број методологија за естимацију флуksа ротора, што је приказано на сл. 1.1. За примену комбинованог метода није потребно познавање никаквих конструкционих података асинхроног мотора (број жлебова статора и ротора), који су неопходни у примени прве групе метода.



Сл. 1.1. Методе естимације флуksа и брзине ротора

Естимација брзине обртања ротора и синхроне брзине је у [11, 12] реализована применом два независна естиматора роторског флуksа. Један естиматор роторског флуksа добијен је из математичког модела статора (напонски естиматор), а други естиматор из модела роторског кола (струјни естиматор). Тачност естимације брзине побољшана је након затварања повратне спреге у структури за естимацију брзине. Schauder је у [11] приказао структуре два опсервера брзине интерпретирајући их као фазно спрегнуте петље (*Phase Locked Loop – PLL*). Примењујући теорију хиперстабилности Попова у [11], Schauder је дао практичну препоруку за избор адаптивног механизма *MRAS* опсервера брзине (*Model Reference Adaptive System – MRAS*). Као грешку на основу које се генерише естимирана брзина обртања, односно синхрона брзина, у једном опсерверу је користио вредност q – компоненте флуksа ротора, а у другом опсерверу синус угла који граде вектори флуksа, естимираних применом независних естиматора флуksа.

Применом теорије *MRAS* могуће је реализовати и сам регулатор брзине чиме се повећава његова робусност и смањује број итерација у подешавању параметара регулатора, чак и у случају када су сви параметри погона познати.

Паралелно са естимацијом брзине обртања ротора, за реализацију погона векторски управљаног асинхроног мотора неопходно је извршити и реконструкцију просторног вектора флуksа машине. Постоји читав низ различитих шема које се баве реконструкцијом просторног вектора флуksа. Прве реализације векторског управљања, просторни вектор флуksа одређивале су постављањем сензора на бази Холовог (*Hall*) ефекта у саму асинхрону машину. Овај начин реконструкције није наишао на ширу примену због проблема који су се јавили у примени ових сензора. Применом Холовог сензора добија се локална информација о флуksу у машини. Сам сензор је термички осетљив, а јављају се и одређени механички проблеми у примени сензора. Асинхрона машина са овим сензором постаје нестандартна што додатно умањује разлоге за употребу таквог сензора.

Комбиновани метод користи естимацију и опсервацију просторног вектора флуksа као далеко прихватљивији начин од претходног поступка, али је овде присутан проблем параметарске осетљивости. Једну групу алгоритама чине естиматори флуksа који користе модел асинхроне машине и терминалне величине, без затварања додатних повратних петљи. Другу групу чине опсервери флуksа односно естиматори који поред математичког модела процеса, укључују и одговарајуће повратне петље којима се коригује грешка естимације. Опсервери флуksа ротора који се данас најчешће користе могу се сврстати у следеће скупине [8]:

- нелинеарни,
- линеарни,
- проширени (*extended*), и
- опсервери који раде у клизном моду (*sliding mode*).

Векторско управљање асинхроним мотором се заснива на претпоставци да се унапред познаје тачна вредност роторског флуksа, тако да робусност читавог контролера знатно зависи од прецизно одређеног интензитета и положаја вектора флуksа ротора. Линеарни опсервер флуksа, предложен у [13], користи напонски и струјни естиматор флуksа за одређивање вектора флуksа ротора, док се брзина обртања ротора добија на основу разлике излаза ова два естиматора. Проблем чисте интеграције је решен заменом интегратора, који је неопходан приликом естимације флуksа, ниско пропусним филтром. Осетљивост предложеног опсервера је велика у области малих брзина услед великог појачања у повратној спрези, које одговара фиксном положају полова. Поред тога, овај тип опсервера има ниску маргину шума мерених величина (нарочито у критичној области малих брзина) која је последица имплицитног постојања диференцијатора на излазу.

Побољшање у естимацији флуksа је постигнуто употребом линеарног опсервера флуksа код кога је могућа произвољна алокација полова [14] и који је у литератури познат под именом *Luenberger Observer – LO*. Применом овог опсервера се естимира флуks ротора и струја статора, а брзина обртања ротора се процењује из разлике командоване и естимиране струје статора и естимираног роторског флуksа. Овај опсервер је сличан *MRAS* опсерверу, ако се узме да је мотор референтни модел, а опсервер подесиви модел.

Естимација брзине уз помоћ LO је заправо естимација са затвореном повратном спрегом (естимирана струја се пореди са мереном) док $MRAS$ опсервер користи естиматоре у отвореној повратној спрези. Аутори су у [14] показали да LO може успешно да се примени у директној векторској контроли и при малим брзинама.

Проширени Луенбергеров опсервер (*Extended Luenberger Observer – ELO*) поред флуksа ротора и струје статора, у моделу простора стања као променљиве стања узима и брзину обртања ротора и момент оптерећења. У овом случају, да би се избегло решавање нелинеарног, временски променљивог система, претпоставља се да су брзина ротора и момент оптерећења константни или мало променљиви у времену. У [15] аутор је приказао јединствен адаптивни механизам било да се брзина естимира применом $MRAS$ опсервера, било применом ELO . Применом ELO , асинхрони мотор се користи као референтни модел, а ELO као подесиви модел. Аутор даје предност естимацији брзине применом ELO у односу на $MRAS$ опсервер. Yang у [16] предлаже употребу $MRAS$ опсервера брзине где је сам асинхрони мотор референтни модел, као у [15], а потпуни опсервер стања (*full-order observer*) је подесиви модел. Постигнута је истовремена естимација брзине и отпорности статора. Естимација брзине ротора постигнута је употребом вектора естимираног флуksа и вектора грешке између стварне струје мотора и естимиране вредности. При естимацији отпорности статора, уместо вектора естимираног флуksа користи се вектор естимиране струје. У [17] Song развија ELO смањеног реда (*Reduced-Order Extended Luenberger observer – ROELO*) за нелинеарне динамичке системе. У раду су представљене основне карактеристике предложеног опсервера и упоређене су са карактеристикама класичног ELO . Детаљно је описан начин смањења реда система применом поништавања познатих стања и метода распрезања полова која је примењена приликом избора коефицијената матрице појачања опсервера.

Основни проблем који се јавља у погонима без давача на вратилу, приликом употребе опсервера флуksа, је непознавање тачне вредности параметара. Зато би у опсервере требало укључити могућност квалитативног и квантитативног отклањања овог недостатка већ у фази њиховог пројектовања. То је и основни разлог зашто се у многим случајевима опсервери пројектују методом покушаја и грешке. Метода естимације роторског флуksа коришћењем *sliding mode* опсервера и покушај пројектовања опсервера робусног на поменуте поремећаје кватитативног типа те робусног на брзину конвергенције естимиране грешке, представљена је у [18]. Овај опсервер клизног типа веома је сличан опсерверу представљеном у [13] с тим што је робуснији у односу на грешке мерења величина од значаја. Jezernik у [19] предлаже употребу робусног *sliding mode* контролера флуksа који обезбеђује одговарајући напонски вектор, којим се напаја машина, уз компензацију грешке у статорском флуksу. Предложени алгоритам је намењен практичном решавању проблема управљања асинхроним мотором при великим и малим брзинама, укључујући нулту. Аутори тврде да је представљени алгоритам нарочито погодан у применама где је потребно мењати момент и роторски флуks током рада с циљем високе ефикасности асинхроног мотора (на пример код електричних возила).

Естиматори флуksа су знатно осетљиви на варијације параметара у односу на опсервере. Jansen у [20] покушава да успостави атрибуте тачности нелинеарног опсервера роторског флуksа у случају директне векторске оријентације. Формирао је фреквентну функцију преноса за $u_s - i_s$ (напонске) и $i_s - w$ (струјне) естиматоре, али и за неке опсервере.

Функција преноса му одговара да изучава утицај варијације параметара естиматора на амплитудну и фазну фреквентну карактеристику.

У [21] аутори су приказали поређење између директне векторске оријентације у односу на флукс статора и флукс ротора. Такође је дата и анализа за режим рада у области слабљења поља. Аутори су показали да је преоптерећење по моменту, код оријентације у односу на флукс статора, независно од непознавања параметара. За оријентацију у односу на флукс ротора установили су да преоптерећење, као и момент по јединици струје, зависи од тачног познавања индуктивности расипања и индуктивности магнећења. У области слабљења поља, индукована електромоторна сила у мотору достиже напонски лимит инвертора, стварајући тиме мању напонску маргину потребну за струјни регулатор. Асинхронни мотор ради у близини границе својих могућности при сниженом нивоу флукса и тада је погон нарочито осетљив на варијације параметара. Аутори су дали предност оријентацији у односу на просторни вектор флукса статора, као оријентацији која је робуснија и која омогућује већи момент по јединици струје.

Унапређењем карактеристика скаларног (V/f) погона са отвореном повратном спрегом и његовом модификацијом у циљу добијања што бољих перформанси, бавио се већи број аутора. У [22] се предлаже регулациона структура која поред брзинског ПИ регулатора поседује и регулаторе момента и флукса. Излази регулатора флукса и момента су референтни напони u_d^* и u_q^* , респективно, у синхронно ротирајућем координатном систему везаном за флукс статора. Реконструкција флукса, момента и брзине реализована је помоћу струје и напона једносмерног међукола, као и стања прекидача инвертора. Нелинеарни управљачки систем представљен у [23] се базира на вишескаларном моделу погона са асинхроним мотором. У раду су представљене структуре различитих естиматора брзине ротора који су погодни за нелинеарну контролу, те је приказан њихов рад у прелазним режимима и стационарном стању. Испитана је и конфигурација која естимира R_r и L_m , и извршено је поређење представљеног вишескаларног модела и модела електромоторног погона са векторским управљањем. Показало се да нелинеарна управљачка структура са постојећим естиматорима брзине не задовољава по питању стабилности на брзинама блиским нули, стога је предложен систем са новим опсервером брзине који осигурава стабилност у целом опсегу брзина, укључујући нулту.

Векторско управљање има у суштини геометријски принцип. Комплексни вектори за струје, напоне и флуксеве се користе за геометријску представу у комплексној равни. Ови вектори се не смеју поистовећивати са комплексним векторима који се користе као комплексни представници наизменичних величина. За потребе реализације алгоритма векторског контролера, резултат мерења се помоћу уређаја за инверзну векторску ротацију трансформише у синхронно ротирајући координатни систем. Познавање положаја синхроног координатног система омогућује да се генерише управљачки вектор који се затим помоћу векторске ротације поново враћа у координатни систем везан за статор.

Оригинална идеју изнео је Jonsson у патенту [24] где он предлаже да уместо мерења флукса у машини, сам регулациони систем генерише оптималну синхрону учестаност, помоћу које би се, у уређају за векторску ротацију (*vector rotator*), реализовала потребна трансформација координата. Оптимална синхрона учестаност је пропорционална са

процењеном индукованом електромоторном силом у грани магнећења мотора. Jonsson је показао да је ово за мотор оптималан радни режим и овакво векторско управљање назвао *Natural Field Orientation – NFO*. Предложена *sensorless* структура омогућује регулацију момента и при нултој брзини, али захтева познавање R_s и осетљива је на мртво време инвертора.

Брзину и параметре асинхроног мотора могуће је проценити и применом Калмановог филтра [25, 26]. За нелинеаран систем, какав је асинхрони мотор, мора се извршити линеаризација модела да би се применио Калманов филтер за естимацију параметара и стања погона, што се уобичајено означава као проширени Калманов филтер (*extended Kalman filter*). Kim у [26] наводи да су су деведесетим годинама микропроцесори омогућили естимацију параметара асинхроног или синхроног мотора Калмановим естиматором. У [26] за променљиве стања узете су струје мотора и флуксеви ротора, а брзина ротора је посматрана као параметар. Улазне величине су струје статора и напон једносмерног међукола. Естимирана брзина се користи како за затварање петље по брзини тако и за оријентацију векторског контролера. Уколико се као променљиве стања система узму струје статора, флукс ротора, положај флукса ротора, убрзање оптерећења и брзина обртања ротора добија се Калманов естиматор приказан у [27]. Основна разлика од естиматора приказаног у [26] се састоји у додатној естимацији момента оптерећења те у адаптивном механизму који укључује промене параметара мотора. У раду [27] је указано на знатно повећање перформанси система уз употребу информације о електромагнетном моменту, а и додатна побољшања су могућа ако се познаје зависност брзине од оптерећења.

Потпуно дигитализована векторска контрола погона са асинхроним мотором која користи *deadbeat* технику управљања, предложена је у [28]. Код *deadbeat* контроле, задате вредности управљаних величина достижу се у што је могуће мањем броју управљачких периода. У раду [28] је показано да на ову контролу практично не утичу промене у отпорности ротора. Прво је естимиран флукс статора а затим је одређена брзина обртања ротора уз малу осетљивост на варијације параметара. На основу естимираних брзине, опсервер са дискретном предикцијом стања естимира флукс ротора, при чему је осетљивост на промене параметара нижа у односу на класичну векторску контролу која користи прорачун клизања. Коначно, уз помоћ векторске контроле, *deadbeat* алгоритам се примењује у регулацији статорских струја што доводи до мале таласности (рипла, *ripple*) струје и оствареног електромагнетног момента, уз примењену малу прекидачку учестаност. О једноставности целог уређаја говори чињеница да су у систему управљања од сензора употребљени само струјни сензори.

Недостаци векторског управљања асинхроним мотором довели су до развоја нових метода управљања флуксом, брзином и моментом. Директна контрола момента (*Direct Torque Control – DTC*) има значајне предности у односу на векторско управљање пре свега због директног независног управљања моментом и флуксом са малим ограничењима у регулацији струје (велики је пропусни опсег регулације јер управљање није каскадно). Такође, нема потребе за обртним трансформацијама јер се управљање врши у стајаћем координатном систему.

У литератури постоје два основна концепта реализације директне контроле момента [4, 29 – 34]. Први концепт подразумева да се грешка момента и флуksа минимизира у оквиру задатог хистерезиса за момент и флуks, употребом само једног активног вектора током једног периода регулације [4, 32]. Добра страна овог концепта је једноставност, пошто нема потребе за трансформацијом координата и сложеним математичким прорачунима. Овај концепт се једноставно практично имплементира а произвођач погонских претварача *ABB* први је развио комерцијално доступан моментни контролер базиран на овом принципу [4].

Другим концептом директне моментне контроле се грешке момента и флуksа свде на нулу употребом класичне модулације просторног вектора напона статора [33]. Код ове методе, одступања момента и флуksа минимизују се и по знаку и по вредности при константној периоди комутације инвертора. Применом овог концепта, валовитост момента, флуksа и брзине су драстично смањени али је повећана сложеност управљачког система. Постоје и комбиноване методе које користе оба концепта, а и оригиналне идеје везане за конкретну примену, нарочито у електричној вучи [31, 34]. У [35] представљена је побољшана метода директне контроле момента која се базира на дискретној модулацији просторног вектора напона статора и скоро константној учестаности прекидања. Применом технике приказане у [35] могуће је употребити већи број напонских вектора у односу на број вектора који се постижу основним концептом *DTC*, док се за избор најповољнијег напонског вектора користи предиктивни алгоритам. На овај начин је реализована мала таласност момента, флуksа и струја у мотору током стационарног стања и прелазних режима.

Нови алгоритам за директну контролу момента представљен у [29] је једноставан, вектор напона статора којим се остварује манипулација моментом и флуksом је једнозначно одређен, а и валовитост момента и флуksа у стационарном стању и прелазним процесима је значајно смањена. Могућност значајног повећања константне прекидачке учестаности у инвертору, која не захтева повећање учестаности одабирања чиме је омогућено значајно смањење таласности момента и брзине, предлаже се у [30]. Hofmann и Sanders су у [36], ради остварења брзог одзива момента, применили теорију пертурбација при естимацији флуksа. Наведена теорија се заснива на природној раздвојености временских скала за електричне и механичке величине у асинхроној машини, и показало се да излаз примењеног линеарног опсервера конвергира ка жељеном стању у свим радним тачкама, осим у случају једносмерне побуде. Техника приказана у [36] је искоришћена за естимацију брзине ротора али аутори сматрају да исти поступак може да се примени и при естимацији споропроменљивих параметара асинхроне машине као што је R_s .

Shi у [37] користи неуралне мреже (*Artificial Neural Networks – ANN*) за реализацију директног управљања моментом у трофазном асинхроном мотору. Аутори истичу да су симулације на рачунару показале знатно мање време извршења предложеног алгоритма у односу на конвенционалну методу реализације директне контроле (уз помоћ дигиталног процесора сигнала). Ово скраћење времена природно утиче и на минимизацију грешака које настају услед временских кашњења у систему. Поређење основних метода директне контроле момента и флуksа асинхроног мотора са директном контролом у којој је примењена фази логика (*fuzzy logic*), дато је у [38]. Различити модели у простору стања, употребљени за директну контролу момента асинхроног мотора без сензора на вратилу, упоређени су у [39]. За естимацију променљивих стања искоришћен је проширени Калманов филтер који своју

функцију обавља уз помоћ два стандардна паралелно везана процесора, чиме је омогућено значајно смањење времена прорачунавања.

Алгоритми који користе интеграцију мерених величина су осетљиви на грешку услед dc – дрифта и грешку услед почетних услова. Да би се избегао проблем сатурације интегратора предлаже се замена интегратора филтром који има нулто појачање за једносмерну компоненту. Овакав начин интеграције непогодан је у области малих брзина, јер може условити нестабилност погона [12]. Ни у [40] предлаже три побољшана алгоритма за интеграцију у циљу елиминације проблема везаних за дрифт и почетне услове. Алгоритми су проверени на примеру напонског естиматора флуksа синхроног мотора са перманентним магнетима. На овај начин предложеном интеграцијом се може успешно одредити положај ротора при учестаности од свега 0,5 Hz.

Peng се у [12] определио за употребу електромоторне силе у адаптивном механизму за процену w , уместо флуksа. На тај начин је учинио овај *MRAS* опсервер неосетљивим на све проблеме који се могу јавити при интеграцији мерених величина, уз знатно повећање пропусног опсега регулационе контуре за брзину.

Да би се искористиле добре стране индиректне и директне векторске контроле Bose у [41] предлаже хибридную векторску контролу. При старту мотора погон се залеће са индиректном векторском контролом без информације о брзини ротора, а интеграл клизања даје положај флуksа статора. Наравно, грешка се чини чим брзина постане различита од нуле. Након достизања одређене вредности струје i_q , прелази се са индиректне векторске контроле на директну где се информација о положају просторног вектора флуksа добија из естиматора. При заустављању, када синхрона брзина падне испод брзине клизања, управљање мотором прелази са директног на индиректно до мировања. За естимацију вектора флуksа статора користи се напонски естиматор осетљив на варијацију R_s . За корекцију термички изазваних варијација R_s , Bose користи термисторе постављене у намотаје статора асинхроног мотора намењеног за електричну вучу. У погону постоји повратна спрега по флуksу статора и по струјама, у синхронно ротирајућем координатном систему, а момент се задаје у отвореној спрези што је уобичајено у електричној вучи.

De Doncker је у [42] код универзалног векторског контролера, такође предвидео могућност *on-line* промене оријентације векторског контролера (у односу на вектор флуksа ротора, статора или вектор флуksа магнећења) и могућност избора директне или индиректне векторске оријентације у циљу смањења осетљивости на варијације параметара мотора.

Добре перформансе погона, независно да ли је примењено скаларно или векторско управљање односно директна контрола момента, захтевају тачно познавање параметара асинхроног мотора будући да се информација о флуksу добија из модела асинхроне машине. Ово се нарочито односи на комбиновани метод за естимацију флуksа ротора у машини и естимацију брзине обртања ротора. На параметре машине, а тиме и на укупан рад погона, углавном утичу температура, ниво засићења машине и учестаност на којој она ради. Да би се одржао задовољавајући квалитет одзива у стационарном стању или током прелазног процеса, примењује се идентификација параметара мотора. Техничку литературу која се бави идентификацијом параметара могуће је сврстати у две групе. Прву групу чине технике које

користе проширени Калманов филтер за идентификацију параметара и процену стања [26]. Друга група техника користи *MRAS* структуру за процену параметара мотора [43].

У [14, 44] је предложен адаптивни опсервер који се користи за истовремену процену вектора флуksа ротора и w без употребе “чисте” интеграције мерених величина. Још је у раду [11] показано да непознавање тачне вредности T_r у погону без давача на вратилу има утицаја искључиво на естимирану брзину, али не и на оријентацију вектора флуksа. Зато Kubota у раду [44] предлаже истовремену естимацију w, R_s и R_r у циљу исправног функционисања погона. Да би се реализовала истовремена естимација w и R_r предложено је инјектовање наизменичног струјног тест сигнала заједно са i_d^* . Без тест сигнала није могуће у струји статора раздвојити информацију о брзини ротора и о евентуалној погрешној вредности T_r . Процена R_s и R_r , како је предложено у [44], могућа је само при постојању оптерећења на вратилу мотора.

У [43] је разматрана естимација роторске временске константе у погону са индиректним векторским управљањем и давачем брзине на вратилу. Предложена критеријумска функција не захтева познавање отпорности статора и неосетљива је на мртво време инвертора. У погону без давача брзине ова функција је неосетљива на одступање T_r у мотору и у моделу опсервера, међутим, критеријумска функција из [43] би се могла користити као референтни модел током естимације R_s .

MRAS опсервер брзине, због употребе напонског естиматора роторског флуksа, је осетљив на варијације R_s . Модификацијом *MRAS* опсервера коју је Peng предложио у [12], излазна величина референтног модела не зависи од вредности отпора статора. Као референтна величина у *MRAS* опсерверу коришћена је тренутна вредност реактивне снаге. Marwali је у [45] покушао да направи поређење између *MRAS* опсервера који користе роторски флуks [11] односно електромоторну силу [12]. У области малих брзина боље особине је показао *MRAS* опсервер електромоторне силе, у односу на *MRAS* опсервер са роторским флуksом. Подешавање параметара у *MRAS* опсерверу са електромоторном силом донело је знатно више потешкоћа због, како аутор наводи, веће нелинеарности између параметара адаптивног механизма (*due to the non-linear effect of adaptation gain constants*).

Нова *MRAS* шема за естимацију брзине у погону са асинхроним мотором са интегрисаним *on-line* механизмом за естимацију отпорности статора, представљена је у [46]. Да би се тачно проценила w у околини нулте вредности уз несмањене перформансе погона, извршена је паралелна естимација брзине и R_s која се мења услед пораста температуре. Идеја је да референтни и подесиви модел у оквиру *MRAS* мењају улоге у зависности од тога да ли се процењује w или R_s . Векторско управљање асинхроним мотором без сензора на вратилу уз примену класичних естиматора брзине и статорске отпорности, могуће је значајно унапредити [47]. То се постиже *on-line* подешавањем отпорности статора и ротора, те незнатном модификацијом алгоритма за естимацију брзине обртања. У [47] се истиче да је могуће успешно управљање и при нултој брзини без обзира на задато оптерећење, а нулта учестаност се достиже без губитка стабилности система. Међутим, није могућ дуготрајан рад на нултој учестаности.

И поред тога што је развијен велики број метода естимације флуksа и брзине обртања ротора, постоји релативно мали број радова који се баве упоредном анализом резултата естимације поменутих величина [8 – 10]. Преглед техника управљања без сензора брзине дат је у [9] где је разматрана естимација брзине уз помоћ директне методе естимације брзине (брзина ротора се добија прорачуном из естимираног флуksа статора или ротора), *MRAS* опсервера, Луенбергеровог опсервера, Калмановог филтра и, коначно, естимација брзине употребом таласности струја и напона изазваних присуством жлебова ротора асинхроне машине (*rotor slots ripple*). Успостављени су критеријуми за оцену квалитета испитаних метода, а посматрана је грешка у стационарном стању, динамика при малим и великим командованим брзинама, осетљивост на варијацију параметара, осетљивост на појаву шума, сложеност система управљања, те потребно време за извршење рачунарских операција. У раду [8] поређени су резултати детекције флуksа ротора линеарним опсерверима, док је брзина ротора естимирана директном методом и *MRAS* опсервером. Детаљно је приказан утицај одступања R_r на естимацију флуksа и брзине.

Ограничења у погледу тачности и робусности директног векторског управљања, које се базира на мереним напонима и струјама, прегледно је изнесено у [10]. Представљено је неколико типова опсервера флуksа и предложен је интегрисани опсервер флуksа те опсервер брзине који укључује модел целог механичког система. Детаљно је објашњено неколико различитих метода којима се остварује директна векторска оријентација.

Присуство хармоника у спектру струје статора услед ожлебљености или несавршености ротора (*eccentricity*), такође се користи за детекцију брзине ротора [48]. Ови хармоници су неосетљиви на варијацију параметара мотора и могу се детектовати при било којој брзини различитој од нуле. Развијено је више алгоритама (традиционални са *FFT*, и напредне технике параметарске естимације спектра) за процесирање сигнала струје статора који треба да ефикасно издвоје, уз минималне захтеве у времену и хардверу, компоненте спектра које носе информацију о брзини. Да би се одредила учестаност жлебног хармоника, а из ње брзина, мотор мора радити у стационарном стању. Када је одређена брзина ротора применом неке од техника за естимацију спектра, може се извршити преподешавање параметара у алгоритму који брзину естимира *on-line* (детекција величина асинхроног мотора зависних од брзине). Hurst у [48] наводи да за учестаност испод 1 Hz, ниво шума онемогућава да се успешно детектује учестаност жлебног хармоника и да је време одабирања обрнуто сразмерно са учестаношћу фундаменталне компоненте.

Естимација просторног вектора флуksа може се реализовати и праћењем (детекцијом) величина асинхроног мотора зависних од брзине или детекцијом магнетних истурености ротора које просторно модулишу лако приступачне величине статора (транзијентну индуктивност статора или уносе разлику у попречним и подужним улазним импедансама статора). Аутори у [49 – 57] дају предност методама заснованим на детекцији магнетних истурености јер су неосетљиве на варијацију параметара асинхроног мотора, као што су отпорности статора или ротора. Методе засноване на детекцији магнетних истурености могу се поделити у две групе у зависности да ли користе тест сигнал или не [57]. Методе које не користе тест сигнал имају потешкоћа у функционисању при малим брзинама. Применом тест сигнала, као што предлажу аутори у радовима [49, 50, 51], избегнути су проблеми око

амплитуде и учестаности фундаменталне компоненте напона, побољшана је тачност и ширина пропусног опсега (естимације).

На у [53, 58] инјектује тест сигнал у асинхрони мотор који ствара пулсирајуће а не обртно поље. Захваљујући инјектованом тест сигналу могуће је детектовати разлику импеданси у подужној и попречној оси. Ова разлика импеданси носи информацију о положају флукса ротора. Експерименталним путем је верификовано функционисање погона при 150 % номиналног момента и при нултој учестаности статорског напона.

Асиметрија спољашњег кавеза двокавезног асинхроног мотора постигнута употребом шипки различитих отпорности, искоришћена је у раду [55] за детекцију положаја ротора и за примену у брзинском погону при малим брзинама. Тест сигнал се инјектује током 10° (електричних) од периоде напона. Аутори наводе да се предложени механизам за естимацију положаја може користити за постављање ротора у жељени положај, при раду са нултом брзином и пуним оптерећењем. Примена овог алгоритма код једнокавезних као и код двокавезних мотора подразумева извесну интервенцију на ротору, дакле нестандардан ротор. Аутори у [59] предлажу једноставну методу детекције положаја флукса магнећења из трећег хармоника фазних напона статора. Описана метода се може корисити само код машина са статорским намотајима везаним у звезду, код којих се може приступити неутралној тачки (звездиште). Директно векторско управљање је реализовано употребом просторне хармонијске компоненте флукса магнећења на синхроној учестаности када машина ради у области засићења. Идеја за управљање се заснива на чињеници да, код машина са намотајима везаним у звезду, збир три фазна напона ствара напон у чијем спектру доминира трећи хармоник и компонента на високој учестаности која настаје услед ожлебљености ротора.

Магнетна истуреност ротора (као последица неравномерне дужине међугвожђа односно просторне расподеле магнетног отпора) може се успешно детектовати применом симетричног тест напона (учестаности 500 Hz до 2 kHz), уз употребу одговарајућег опсервера. На овај начин може се прецизно детектовати брзина или позиција ротора. Детекција брзине није параметарски осетљива и независна је од радне тачке (брзине ротора, оптерећења). Магнетна истуреност је својствена за релуктантне и синхроне моторе, али не и за асинхроне. Код асинхроних мотора малом интервенцијом на ротору може се постићи просторна модулација индуктивности расипања ротора уз минимално погоршање перформанси погона. Интервенција се састоји у периодичном варирању ширине отвора жлебова ротора. Жлебови са већим отвором формирају пут флуксу са већим магнетним отпором, односно мањом индуктивношћу расипања ротора. На овај начин постигнута је варијација ширине магнетног зазора. Потпуно затворени жлебови ротора су непожељни због магнетног засићења на путу расутог флукса. Расипне индуктивности ротора и статора на вишим учестаностима доминирају у улазној транзијентној импеданси статора. Ове расипне индуктивности одређују струју статора на учестаности тест сигнала. Ако се постигне да је просторна расподела индуктивности расипања ротора, као вид магнетне истурености ротора, непомична у односу на ротор, може се доста једноставно детектовати позиција ротора [49].

Jansen у [50] истражује детекцију просторног вектора флукса (положај и амплитуду) помоћу магнетних истурености, индукованих услед магнетног засићења у погону са векторски управљаним асинхроним мотором. За детекцију се користи инјектовани

високофреквентни напонски или струјни тест сигнал. Код асинхроног мотора може се говорити о магнетном засићењу на путу главног флуksа и на путу расутог флуksа. Магнетно засићење на путу главног флуksа изазвано је струјом магнетног и има глобални карактер у машини док засићење на путу расутог флуksа има локални карактер и приписује се жлебним компонентама флуksа. Магнетна истуреност ротора просторно модулише транзијентну индуктивност статора. Оба облика засићења могу просторно модулисати статорску транзијентну индуктивност [50]. Мерењем зависности расипне индуктивности од угла може се утврдити правац у коме је она минимална. Према Jansen-у, у детектованом правцу налази се просторни вектор флуksа статора. Предложена детекција положаја просторног вектора флуksа може се успешно користити у погону са моментним или брзинским модом рада и при нултој брзини ротора. На који начин статичко и динамичко понашање индукованих магнетних истурености са присуством секундарно паразитно индукованих хармоника утичу на рад *sensorless* погона са асинхроним мотором и струјним инјектованим сигналом, приказано је у [60]. Аутори су открили да је расипни флуks статора одговоран за већину хармоника индукованих услед магнетног засићења у машини, док утицај флуksа магнетног варира код различитих машина. Међусобна зависност естимираног положаја електромагнетног поља од положаја ротора, може представљати ограничавајући фактор при распрезању индукованих хармоника које је неопходно извршити да би се добила основна информација о положају поља.

Degner и Lorenz су у [51] развили опсервере и алгоритам за детекцију просторног вектора флуksа ротора који користи вишеструку магнетну истуреност код асинхроног мотора. Магнетна истуреност је узрокована варијацијом величине отвора жлебова ротора и услед самог ожлебљења ротора. Робусност и тачност естимације ове технике условљена је познавањем природе и облика магнетне истурености. Спектралном анализом индуковане електромоторне силе статора на основу несавршености ротора (магнетна истуреност, неуравнотеженост намотаја ротора) могуће је детектовати положај просторног вектора флуksа [56]. Синусна расподела флуksа у ваздушном зазору претпоставља синусну расподелу магнетопобудне силе и претпоставља се да је намотај распоређен континуално, а не у жлебовима, како заправо јесте. Услед ожлебљености статора и ротора као и услед варијације магнетне отпорности, јављају се хармоници флуksа у ваздушном зазору.

Просторна модулација флуksа услед ожлебљености ротора носи информацију о брзини која се може детектовати помоћу амплитуде, што је непрактичније, или помоћу учестаности одговарајућег хармоника индукованог напона у пробном намотају на статору [57]. Zinger је у [57] развио аналогни филтер који омогућава да се детектује брзина обртаја ротора из напона детектованог у пробном намотају статора. Сигнал напона из пробног намотаја је искоришћен у петљи која регулише флуks, док брзински контролер користи рипл у пробном намотају који је проузрокован кретањем жлебова ротора кроз индуковано електромагнетно поље. За технологију управљања асинхроним мотором без давача брзине која користи анизотропне особине ротора, Holtz у [52] тврди да су тек у повоју. Поменуте анизотропије могу бити представљене и употребљене као магнетне истурености које се периодично понављају. Инјекцијом високофреквентне струје у статорске намоте, могу се детектовати уграђене просторне анизотропије које изазивају појаву хармоника у струјама статора. Ови хармоници садрже фреквентне компоненте које зависе од положаја ротора.

Естимација брзине ротора асинхроног мотора без давача брзине на вратилу, може се реализовати и применом неуралних мрежа [61 – 66]. Алгоритам *back-propagation* је искоришћен у [61], тако да излаз из неуралног модела прати жељену трајекторију брзине. У предложеном алгоритму није неопходан корак обучавања мреже. Обучавање мреже се јавља на почетку саме естимације, што представља *on-line* обуку. Естимација брзине на овај начин користи сличан концепт као у *MRAS* опсерверу. Користе се два естиматора роторског флукса, напонски и струјни који представља неурални модел. Уместо уобичајено сретаног адаптивног механизма (ПИ регулатор) искоришћен је *back-propagation* алгоритам за процену брзине, заједно са неуралним моделом. Овај концепт процене брзине осетљив је исто као и *MRAS* опсервер. У раду [62] неуралне мреже су искоришћене за естимацију величина из повратне спреге (флукс, момент, брзина) у погону са асинхроним мотором и извршено је поређење рада таквог погона са радом погона који се базира на примени *DSP*. Мерене терминалне величине се уводе у неуралну мрежу која рачуна флукс, момент и синхрону учестаност који се затим користе за затварање повратне спреге у систему са директним векторским управљањем. Аутори су у [62] показали да естиматор заснован на неуралним мрежама има већу брзину одзива, већи имунитет у односу на хармонијска изобличења и већу толеранцију према грешкама у односу на естиматор који је заснован на *DSP*.

У [64] употребљене су две различите архитектуре неуралних мрежа за опсервацију брзине у погону са асинхроним мотором, док је додатна неурална структура искоришћена за апроксимације промена параметара у погону. Показало се да су грешке између мерене и естимирани брзине мање од 3 % током прелазног процеса, и мање од 1 % у стационарном стању, чак и при брзинама мањим од 1 % номиналне брзине. Употребом фази логике (*fuzzy logic*) у [65] је представљен посебан начин управљања брзином (*self-tuning adaptive speed control*) којим се постиже побољшано праћење стања система и тежи се оптималном управљању при променама брзинске референце и оптерећења. Уколико се уместо класичног ПИ регулатора употреби регулатор на бази фази логике, добијају се бољи резултати у случају примењеног скаларног управљања асинхроним мотором [66].

Идеја хибридне векторске контроле дата у [41], развијена је у [63] применом неуралних мрежа и фази логике. Аутори предлажу да се у решењу проблема реализације погона без давача на вратилу искористи флексибилност неуралне мреже и робусност фази структуре. Доношење одлуке о комутацији између индиректне и директне векторске управљачке структуре, на нелинеаран начин зависи од задате вредности момента и статорске учестаности. Предложена структура укључује *quasi – fuzzy* естиматор статорског отпора и алгоритам за минимизацију губитака заснован на неуралној мрежи. Осетљива интеграција електромоторне силе у директној векторској структури реализована је уз помоћ вишестепених прилагодивих филтара, чију пресечну учестаност треба мењати у функцији статорске учестаности.

1.2. Кратак садржај и организација рада

Предмет научне расправе у овом раду је упоредна анализа прелазног режима и стационарног стања погона са асинхроним мотором мале и средње снаге у конфигурацији без давача брзине. Брзина у погону је процењивана на различите начине: директним израчунавањем на основу естимираних вредности флукса статора и ротора, или помоћу различитих опсервера брзине. У раду је предложена и побољшана варијанта ефикасног управљања радом погона са асинхроним мотором, којом се постиже сигурније искоришћење добрих карактеристика индиректног и директног векторског управљања.

Рад се састоји из седам поглавља, списка литературе и прилога. У другом поглављу приказан је комплетан математички модел погона опште намене са асинхроним мотором без давача брзине на вратилу мотора. Математички модел асинхроног мотора, са уваженим магнетним засићењем машине, приказан је у делу 2.1. уз уобичајене идеализације које се уводе у општој теорији електричних машина. У делу 2.2. извршено је моделовање енергетског претварача, инвертора, у којем није узето у обзир мртво време прекидача, дакле усвојена је идеализована варијанта.

У поглављу 3. дати су основни принципи распрегнутог управљања по флуксу и моменту у погону са асинхроним мотором. Овде су објашњена два начина управљања оријентацијом вектора струје статора. У 3.1. је објашњено управљање оријентацијом вектора струје статора у односу на просторни вектор флукса ротора, док је у 3.2. приказано управљање у односу на просторни вектор флукса статора. Два естиматора роторског флукса, који се уобичајено користе у опсерверима брзине, те напредна интеграција флукса којом је могуће избећи проблеме са дрифтотом и почетном вредности интеграције, приказани су у делу 3.3.

У четвртном поглављу је реализован погон са асинхроним мотором без давача брзине у различитим конфигурацијама са обзиром на врсту управљања и начин естимације брзине у систему. Приказано је пет начина за процену брзине у погону и то: директним израчунавањем на основу естимираних вредности флукса ротора, применом фазно спрегнуте петље, употребом методе природне оријентације поља, применом *MRAS* опсервера и применом Луенбергеровог опсервера. Извршене су симулације рада векторски управљаних погона у којима је повратна спрега по брзини затварана по естимираној величини добијеној према наведеним методама, те је извршено поређење резултата. У овом поглављу детаљно су објашњена и два алгорита директног управљања моментом и флуksom асинхроног мотора, чије понашање је илустровано рачунарским симулацијама.

У петом поглављу је успостављен математички модел за стационарно стање погона опште намене са асинхроним мотором без давача на вратилу. Успостављени модел представља скуп нелинеарних алгебарских једначина чије се решење може приказати само у графичком облику. У овом поглављу је истраживан и упоређиван утицај одступања отпорности статора и ротора на стационарно стање векторски управљаног погона са примењеним различитим методама естимације брзине, описаним у поглављу 4. Такође је приказан и утицај одступања наведених параметара при директном управљању моментом и флуksom у погону са асинхроним мотором. Показано је да одступање отпорности статора

узрокује како грешку у процењеној брзини, тако и грешку у оријентацији просторног вектора флукса, док одступање отпорности ротора има утицаја искључиво на процењену брзину.

Шесто поглавље говори о новим методама векторског управљања асинхроним мотором без давача на вратилу. У њему је дат предлог побољшаног управљања погоном где се искоришћавају добре стране обе врсте векторског управљања, директног и индиректног.

Седмо поглавље представља закључак у коме су сумирани постигнути резултати и предложени могући перспективни правци даљих истраживања те развоја нових метода и уређаја.

Осмо поглавље садржи списак референтне литературе.

У прилогу су дати параметри асинхроних мотора искоришћених приликом свих истраживања представљених у овом раду.

2. Математички модели асинхроног мотора и погонског претварача

2.1. Математички модел асинхроног мотора

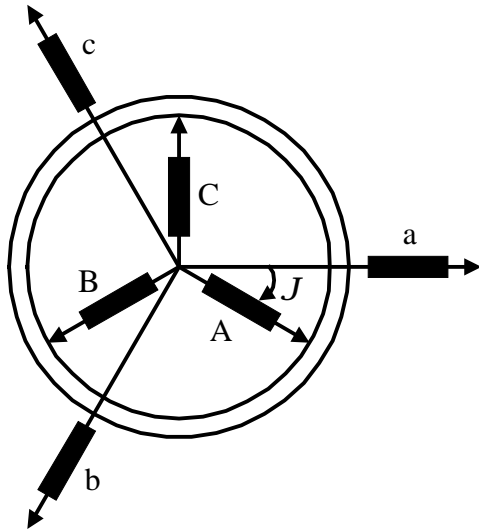
Математички модел асинхроног мотора представља скуп математичких релација (диференцијалних и алгебарских једначина) које описују релевантне аспекте динамичког понашања асинхроног мотора. Модел мора бити у довољној мери сагласан са реалним појавама у машини да би био од користи у одговарајућим симулацијама рада погона који се проучава. За симулацију на рачунару и анализу, диференцијалне једначине се најчешће представљају у облику једначина стања. Променљиве стања могу бити флуksеви и брзина, чиме се добија флуksни модел, или струје и брзина, што чини струјни модел, а понекад се користи и комбиновани модел који за променљиве стања има неке струје и неке флуksеве. Обично се изводи флуksни модел машине, који се након тога може трансформисати у струјни модел, да би се уважила магнетна нелинеарност.

Посматра се трофазни асинхронни мотор са три идентична фазна намотаја на статору (и на ротору) који су просторно померени за 120° електричних. При моделовању асинхроне машине стандардне конструкције, усвајају се следеће претпоставке [67]:

1. Појаве у електричној машини се довољно тачно описују применом концентрисаних параметара.
2. Занемарују се капацитивне појаве у машини.
3. Губици у магнетном колу машине могу се занемарити.
4. Међусобна зависност струје и флуksа је линеарна.
5. Расподела магнетопобудне силе по ободу зазора је синусна.
6. Омске отпорности се усвајају као константе.
7. Занемарује се утицај зубаца статора и ротора.

Четврта идеализација је најмање оправдана, али се уводи ради извођења линеарних трансформација модела. Магнетна нелинеарност се уважава тек после одређених трансформација, кориговањем трансформисаног модела. Такође, ни шеста идеализација није оправдана, јер током рада мотора долази до промене отпорности намотаја са температуром. Ова промена може се компензовати применом различитих метода естимације отпора машине.

На сл. 2.1. шематски је приказана трофазна асинхрона машина у оригиналном (фазном) подручју. Кавезни намотај ротора је еквивалентиран одговарајућим трофазним намотајем. Електрични угао J је функција времена и њиме је дефинисан тренутни положај између магнетне осе намотаја “а” статора и намотаја “А” ротора.



Уважавајући наведене претпоставке, могуће је написати једначине напонске равнотеже намотаја статора и намотаја ротора у матричном облику у домену фазних величина:

$$\underline{U} = \mathbf{R} \cdot \underline{i} + \frac{d\underline{\Psi}}{dt}; \quad (2.1)$$

$$\underline{\Psi} = \mathbf{L}(J) \cdot \underline{i}. \quad (2.2)$$

Сл. 2.1. Шематски приказ трофазне асинхроне машине

Једначина механичке равнотеже (Њутнова једначина) је:

$$\frac{dw}{dt} = \frac{P}{J} \left(m_e - m_m - \frac{k_{tr}}{P} w \right). \quad (2.3)$$

Електромагнетни момент је:

$$m_e = \frac{P}{2} \underline{i}^T \frac{d\mathbf{L}(J)}{dJ} \underline{i}; \quad (2.4)$$

где су:

- $\underline{U}, \underline{i}, \underline{\Psi}$ - вектор напона, струја и флуксева статора и ротора,
- \mathbf{R} - матрица отпорности намотаја статора и ротора,
- $\mathbf{L}(J)$ - матрица индуктивности,
- J - угао између осе "a" намотаја статора и осе "A" намотаја ротора,
- m_e - електромагнетни момент,
- m_m - механички момент оптерећења,
- P - број пари полова,
- J - момент инерције,
- w - електрична угаона брзина ротора,
- k_{tr} - коефицијент трења.

Веза између брзине обртања вратила мотора и електричне угаоне брзине ротора је:

$$w_m = \frac{W}{P}; \quad (2.5)$$

гдје је w_m брзина обртања вратила мотора.

Електрична угаона брзина ротора једнака је изводу угла између осе статора и одговарајуће осе ротора:

$$w = \frac{dJ}{dt}. \quad (2.6)$$

Матрице и вектори у изразима (2.1) – (2.4), могу се приказати у развијеном облику:

$$\underline{\mathbf{U}} = [u_a \ u_b \ u_c \ u_A \ u_B \ u_C]^T; \quad (2.7a)$$

$$\underline{\mathbf{i}} = [i_a \ i_b \ i_c \ i_A \ i_B \ i_C]^T; \quad (2.7b)$$

$$\underline{\mathbf{Y}} = [Y_a \ Y_b \ Y_c \ Y_A \ Y_B \ Y_C]^T; \quad (2.7b)$$

$$\mathbf{R} = \text{diag}\{R_s \ R_s \ R_s \ R_r \ R_r \ R_r\}; \quad (2.7г)$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}_{sr} \\ \mathbf{L}_{sr}^T & \mathbf{L}_r \end{bmatrix}. \quad (2.7д)$$

где су субматрице \mathbf{L}_s , \mathbf{L}_r и \mathbf{L}_{sr} :

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{L}_r = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix}; \quad (2.8; 2.9)$$

$$\mathbf{L}_{sr} = L_{aA} \begin{bmatrix} \cos J & \cos\left(J + \frac{2p}{3}\right) & \cos\left(J - \frac{2p}{3}\right) \\ \cos\left(J - \frac{2p}{3}\right) & \cos J & \cos\left(J + \frac{2p}{3}\right) \\ \cos\left(J + \frac{2p}{3}\right) & \cos\left(J - \frac{2p}{3}\right) & \cos J \end{bmatrix}; \quad (2.10)$$

где су:

- u_a, u_b, u_c - фазни напони намотаја статора,
- u_A, u_B, u_C - фазни напони намотаја ротора,
- i_a, i_b, i_c - фазне струје намотаја статора,
- i_A, i_B, i_C - фазне струје намотаја ротора,
- Y_a, Y_b, Y_c - флуksни обухвати намотаја статора,

Y_A, Y_B, Y_C	- флуксни обухвати намотаја ротора,
$R_s (R_r)$	- омски отпор намотаја статора (ротора),
L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}	- сопствене индуктивности намотаја статора,
L_{ab}, L_{bc}, L_{ca}	- међусобне индуктивности намотаја статора,
L_{AA}, L_{BB}, L_{CC}	- сопствене индуктивности намотаја ротора,
L_{AB}, L_{BC}, L_{CA}	- међусобне индуктивности намотаја ротора,
L_{aA}	- међусобна индуктивност намотаја фазе “а” на статору и намотаја фазе “А” на ротору, у складу са сл. 2.1.

Једначине (2.1) – (2.2) представљају математички модел трофазне асинхроне машине у домену фазних величина. При напонском напајању познати су вектори напона статора и ротора, а при струјном напајању струје статора и ротора. Матрица индуктивности је квадратна, димензија 6×6 и функција је тренутног положаја ротора. Диференцијалне једначине су нелинеарне са временски променљивим коефицијентима, јер су неки од елемената матрице индуктивности функција угла J , односно времена. Због тога је математички модел у домену фазних величина непогодан за анализу и мора се трансформисати. Применом одговарајућих трансформација врши се претварање оригиналних величина у нове и такав трансформисани модел се решава на знатно једноставнији начин и за краће време, а потом је могуће вратити се у оригинално подручје помоћу инверзних трансформација.

Да би се модел асинхроне машине упростио, извршиће се комплексна трансформација распрезања [67, 68], чиме се трофазни намотаји статора (a, b, c) и ротора (A, B, C) еквивалентирају одговарајућим фиктивним двофазним намотајима (a, b). Нулте компоненте се избацују, пошто не утичу на процес електромеханичке конверзије. Захваљујући померају фиктивних намотаја од 90° , нестају електромагнетне спреге између фазних намотаја и трансформисана матрица индуктивности је дијагонална. Ова трансформација назива се Кларкова трансформација.

Применом ове трансформације простопериодичне величине (напони, струје и флуксеви) представљају се просторним векторима (полифазорима). Они се могу једноставно превести из комплексног у реално подручје применом погодне трансформационе матрице. У раду се користе и реални и комплексни модели, зато ће у наставку бити изведен модел машине у оба подручја.

Применом комплексне трансформације распрезања (Кларкова трансформација) на трофазне величине добија се:

$$\underline{f}_s = k \left[f_a + a f_b + a^2 f_c \right]; \quad \underline{f}_r = k \left[f_A + a f_B + a^2 f_C \right]; \quad a = e^{j \frac{2p}{3}} \quad (2.11; 2.12)$$

где је \underline{f} вектор одговарајуће величине (i, Y, u) статора или ротора, а k коефицијент којим се дефинише инваријантност одређених величина из фазног и трансформисаног система. Коефицијент k узима једну од три следеће вредности:

1. $k = 1$, чиме се постиже инваријантност броја намотаја по фази двофазне и трофазне машине;
2. $k = \frac{2}{3}$, чиме се постиже инваријантност амплитуда свих величина двофазне и трофазне машине;
3. $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$, чиме се постиже инваријантност по снази двофазне и трофазне машине.

У овом раду је узето $k = \frac{2}{3}$.

Коначно се добија једна комплексна диференцијална једначина напонске равнотеже статора, и једна комплексна диференцијална једначина напонске равнотеже ротора, уместо одговарајућих полазних матричних диференцијалних једначина. Друга добијена комплексна једначина за статор (односно за ротор) је конјуговано комплексна првој, па се конјуговано комплексне једначине могу изоставити из разматрања.

Сваки вектор се може изразити у поларној форми:

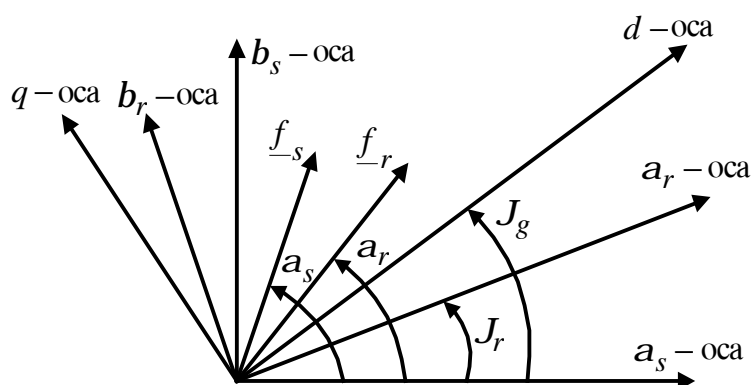
$$\underline{f}_s = |\underline{f}_s| e^{ja_s}; \quad (2.13)$$

$$\underline{f}_r = |\underline{f}_r| e^{ja_r}; \quad (2.14)$$

и графички представити у комплексној равни у виду вектора који полази из координатног почетка и заклапа угао a_s , односно a_r , са позитивним делом одговарајуће реалне референтне осе, а има дужину пропорционалну његовом модулу, што је приказано на сл. 2.2.

На сл. 2.2. приказана су три координатна система при чему је координатни систем $a_s - b_s$ везан за статор, координатни систем $a_r - b_r$ је везан за ротор, док се координатни систем $d - q$ обрће брзином w_g , и представља тзв. генерализовани координатни систем:

$$w_g = \frac{dJ_g}{dt} \quad (2.15)$$



Сл. 2.2. Илустрација просторних вектора у различитим координатним системима

Применом Кларкове трансформације оригинални трофазни систем је еквивалентан двофазном систему. На овај систем може се применити трансформација кретања (Паркова трансформација).

Трансформација кретања је замена једне референтне осе другом, при чему се избор трансформације кретања своди на избор референтне осе новог система. У генерализованом координатном систему, који ротира брзином w_g , трансформисани вектори статорских и роторских величина биће [67]:

$$\underline{f}_{sg} = \underline{f}_s e^{-jJ_g} = \left| \underline{f}_s \right| e^{j(a_s - J_g)}; \quad (2.16)$$

$$\underline{f}_{rg} = \underline{f}_r e^{-j(J_g - J_r)} = \left| \underline{f}_r \right| e^{ja_r} e^{-j(J_g - J_r)}; \quad (2.17)$$

Применом једначина (2.11), (2.12), (2.16) и (2.17) на једначине (2.1) и (2.2) и применом навојне трансформације [67], добијају се једначине напонске равнотеже и флуksних обухвата у комплексном домену у генерализованом координатном систему:

$$\underline{u}_{sg} = R_s \cdot \underline{i}_{sg} + \frac{d\underline{Y}_{sg}}{dt} + jw_g \underline{Y}_{sg}; \quad (2.18)$$

$$\underline{u}_{rg} = 0 = R_r \cdot \underline{i}_{rg} + \frac{d\underline{Y}_{rg}}{dt} + j(w_g - w) \underline{Y}_{rg}; \quad (2.19)$$

$$\underline{Y}_{sg} = L_s \underline{i}_{sg} + L_m \underline{i}_{rg}; \quad (2.20)$$

$$\underline{Y}_{rg} = L_r \underline{i}_{rg} + L_m \underline{i}_{sg}. \quad (2.21)$$

Електромагнетни момент у овој представи гласи:

$$m_e = \frac{3}{2} P(\underline{Y}_s \times \underline{i}_s). \quad (2.22)$$

Једначине (2.18 – 2.22), укључујући и Њутнову једначину (2.3) представљају математички модел асинхроне машине у комплексном домену.

Вектор \underline{f}_g може се представити преко свог реалног и имагинарног дела:

$$\underline{f}_g = f_d + j f_q; \quad (2.23)$$

где су:

\underline{f}_g - вектор струје, флуksа или напона у генерализованом координатном систему,

f_d, f_q - пројекције вектора на d- и q- осу,

j - имагинарна јединица.

Када се одговарајући вектори представе помоћу једначине (2.23) и уврсте у једначине математичког модела асинхроне машине у комплексном домену (2.18 – 2.22), те се затим изврши раздвајање реалних и имагинарних делова, добија се реални модел асинхроне машине у $B_g T_s$ подручју [67] приказан једначинама стања (2.3), (2.24 – 2.26):

$$\begin{aligned} \frac{dY_d}{dt} &= u_d - R_s i_d + w_g Y_q; & \frac{dY_q}{dt} &= u_q - R_s i_q - w_g Y_d; \\ \frac{dY_D}{dt} &= u_D - R_r i_D + (w_g - w) Y_Q; & \frac{dY_Q}{dt} &= u_Q - R_r i_Q - (w_g - w) Y_D; \end{aligned} \quad (2.24)$$

$$\begin{aligned} Y_d &= L_s i_d + L_m i_D; & Y_D &= L_r i_D + L_m i_d; \\ Y_q &= L_s i_q + L_m i_Q; & Y_Q &= L_r i_Q + L_m i_q; \end{aligned} \quad (2.25)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{P}{J} \left(m_e - m_m - \frac{k_{tr}}{P} w \right); \quad (2.3)$$

$$m_e = \frac{3}{2} P (Y_d i_q - Y_q i_d); \quad (2.26)$$

где су:

- L_s - сопствена индуктивност намотаја статора,
- L_m - међусобна индуктивност намотаја статора и намотаја ротора,
- L_r - сопствена индуктивност намотаја ротора (сведена на статор),
- f - u, i, Y_s ,
- f_d, f_q - величине d и q намотаја на статору
- f_D, f_Q - величине D и Q намотаја на ротору (сведене на статор),
- w_g - брзина обртања координатног система.

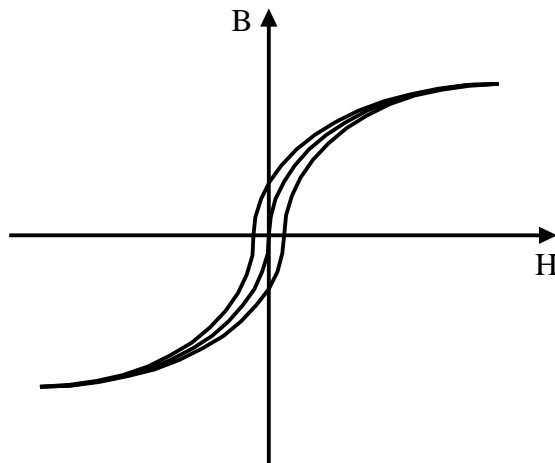
Код асинхроне машине постоји слобода у избору брзине обртања референтног координатног система. Најчешће се користе следеће три варијанте [67, 68]:

- $w_g = 0$, добија се модел везан за статор, у тзв. стојећем систему оса ($a - b$);
- $w_g = w_e = 2p f_s$, где је f_s учестаност напона напајања статора што одговара синхронно ротирајућем координатном систему оса ($d - q$) (Парков модел);
- $w_g = w$, добија се модел са референтним осама које ротирају електричном брзином ротора (брзина обртања вратила мотора сведена на један пар полова).

Пошто се ради о стандардном асинхронном мотору, роторски намотај је кавезни, те је $u_D = 0$ и $u_Q = 0$.

- Уважавање магнетног засићења машине

За квалитетну анализу појава у електричној машини неопходно је размотрити и утицај магнетног засићења. Магнетно коло асинхроне машине начињено је од меког феромагнетика, који има уску хистерезисну криву. На сл. 2.3. приказана је хистерезисна крива једног магнетно меког материјала. Крива која пролази кроз координатни почетак представља криву првог магнећења



Сл. 2.3. Хистерезисна крива са кривом првог магнећења меког магнетног материјала

Магнетни отпор на путу заједничког флукса статора и ротора се састоји од отпора при проласку кроз ваздушни зазор машине и отпора у феромагнетику. Магнетни отпор у ваздушном зазору је константан док је карактеристика магнећења феромагнетика нелинеарна те се струја магнећења може разложити на компоненту пропорционалну флуксу и компоненту нелинеарно зависну од флукса.

Дакле, у циљу даљег извођења потребно је флуксе по d- и q- осе статора и ротора (2.20, 2.21 или 2.25) раставити на расипне флуксе и компоненте флукса магнећења. Тада се добија:

$$Y_d = L_s i_d + L_m i_D = (L_{gs} + L_m) i_d + L_m i_D = L_{gs} i_d + Y_{dm}; \quad (2.27)$$

$$Y_q = L_s i_q + L_m i_Q = (L_{gs} + L_m) i_q + L_m i_Q = L_{gs} i_q + Y_{qm}; \quad (2.28)$$

$$Y_D = L_r i_D + L_m i_d = (L_{gr} + L_m) i_D + L_m i_d = L_{gr} i_D + Y_{dm}; \quad (2.29)$$

$$Y_Q = L_r i_Q + L_m i_q = (L_{gr} + L_m) i_Q + L_m i_q = L_{gr} i_Q + Y_{qm}; \quad (2.30)$$

Ознаке коришћене у изразима (2.27 – 2.30) су исте као и раније, при чему су индуктивности статора и ротора представљене као збир расипне индуктивности и индуктивности магнећења:

$$L_s = L_{gs} + L_m; \quad (2.31)$$

$$L_r = L_{gr} + L_m; \quad (2.32)$$

где су L_{gs} и L_{gr} индуктивности расипања статора и ротора, респективно.

Флуксеви магнећења по d- и q- оси, Y_{dm} и Y_{qm} , су дефинисани изразима:

$$Y_{dm} = L_m(i_d + i_D) = L_m i_{dm}; \quad (2.33)$$

$$Y_{qm} = L_m(i_q + i_Q) = L_m i_{qm}; \quad (2.34)$$

а укупни флукс магнећења је:

$$Y_m = \sqrt{Y_{dm}^2 + Y_{qm}^2}. \quad (2.35)$$

Струја магнећења по d- и q- оси је:

$$i_{dm} = i_d + i_D; \quad (2.36)$$

$$i_{qm} = i_q + i_Q; \quad (2.37)$$

а укупна струја магнећења је:

$$i_m = \sqrt{i_{dm}^2 + i_{qm}^2}. \quad (2.38)$$

Уколико је побуда простопериодична током једне периоде магнетопобудне силе, електромагнетна индукција у машини описује комплетну хистерезисну криву. Променом амплитуде магнетопобудне силе мења се и облик хистерезисне криве. За различите магнетопобудне силе добијају се фамилије хистерезисних кривих, које се налазе једне унутар других. Сви врхови хистерезисних кривих налазе се на кривој првог магнећења, раније поменутој и представљеној на сл. 2.3.

Зависност индукције (флукса) и магнетопобудне силе (струје) машине није функција, пошто за исту вредност струје постоје две вредности флукса у машини (доњи и горњи сегмент хистерезисне криве). Тачно одређивање тренутне вредности флукса у машини на основу познате струје је веома сложен проблем. Потребно је познавати хистерезисну криву за дату побуду, претходну вредност флукса, и градијент струје да би се могло одредити да ли се ради о горњем или доњем сегменту криве. Посебан проблем представља прелазак са једне криве на другу при наглој промени амплитуде струје.

Уважавање магнетне нелинеарности проучавано је у низу радова [1, 4, 67, 68]. Већина аутора наводи да се за магнетно меке материјале, код којих је хистерезисна крива уска, фамилија хистерезисних кривих може апроксимирати кривом првог магнећења јер на њој леже врхови свих хистерезисних кривих. Крива првог магнећења је једнозначна и може се једноставно представити функцијом, а фамилија хистерезисних кривих се тада апроксимира математичком функцијом криве првог магнећења.

У литератури је наведено више различитих функција којима се крива првог магнећења апроксимира [1, 67, 68]. Најчешће су то полиноми или експоненцијалне функције чији се коефицијенти одређују интерполацијом тачака флукса магнећења и струје празног хода (Y_m, i_{PH}) , снимљених на основу експеримента празног хода.

У овом раду функционална зависност флукса и струје асинхроног мотора биће апроксимирана следећом функцијом [1]:

$$\left(\frac{i_m}{i_{mn}}\right) = b \left(\frac{Y_m}{Y_{mn}}\right) + (1-b) \left(\frac{Y_m}{Y_{mn}}\right)^s; \quad (2.39)$$

где су i_{mn} и Y_{mn} номиналне вредности струје и флукса магнећења, док коефицијенти b и s узимају вредности дате у табели 2.1.

Табела 2.1. Коефицијенти b и s

	Стандардни мотори	Мотори са високим степеном корисног дејства
b	0.7	0.92
s	9	6.9

- Проширени математички модел асинхроног мотора

Да би се у математичком моделу асинхроног мотора уважила нелинеарност, потребно је изведени модел трансформисати. Све индуктивности у изразима (2.27 – 2.30) су нелинеарне. Током рада мотора долази до засићења и флукса магнећења и расипних флуксева. Међутим, засићење расипних флуксева може се занемарити [1, 4], те се расипне индуктивности L_{gs} и L_{gr} сматрају константним. Тиме се магнетна нелинеарност магнетног кола посматра искључиво преко засићења индуктивности магнећења:

$$L_m = Y_m / i_m; \quad (2.40)$$

$$L_m = f(i_m); \quad (2.41)$$

Нелинеарност индуктивности магнећења L_m , дата изразима (2.40) и (2.41), у овом раду је уважена помоћу нелинеарне функције (2.39) из које се види да су струја и флукс

магнећења у фази. Потребно је из флуксева машине, датим са (2.24) и (2.25), пронаћи флукс магнећења, те затим помоћу нелинеарне функције (2.39) одредити струју магнећења. Након тога се из познате струје магнећења и помоћу (2.24) и (2.25) једноставно одређују струје статора и ротора. Флуксни модел асинхроне машине (2.24) и (2.25) има флуксе статора и ротора Y_d , Y_q , Y_D и Y_Q као променљиве стања. Сматрајући ове флуксе познатим, потребно је одредити струје статора и ротора, уважавајући нелинеарност (2.40) и (2.41).

Сабирањем једначина (2.27) и (2.29), односно (2.28) и (2.30) добија се:

$$Y_{dm} = \frac{1}{2}(Y_d + Y_D) - \frac{1}{2}(L_{gs}i_d + L_{gr}i_D); \quad (2.42)$$

$$Y_{qm} = \frac{1}{2}(Y_q + Y_Q) - \frac{1}{2}(L_{gs}i_q + L_{gr}i_Q); \quad (2.43)$$

На овај начин су компоненте флукса магнећења (2.42) и (2.43) одређене преко познатих флуксева статора и ротора и претходно одређених вредности струја статора и ротора. Амплитуда флукса магнећења дефинисана је једначином (2.35), док је фазни угао флукса:

$$J_Y = \arctg \frac{Y_{qm}}{Y_{dm}}. \quad (2.44)$$

Користећи чињеницу да је флукс магнећења у фази са струјом магнећења, из једначине (2.39) може се на основу познате амплитуде флукса магнећења Y_m одредити амплитуда струје магнећења i_m . Тада су компоненте струје магнећења:

$$i_{dm} = i_m \cos J_Y; \quad (2.45)$$

$$i_{qm} = i_m \sin J_Y; \quad (2.46)$$

Када су на основу криве првог магнећења одређене компоненте струје магнећења, i_{dm} и i_{qm} , могу се израчунати струје статора и ротора. Одузимањем једначине (2.29) од (2.27), односно (2.30) од (2.28), добија се:

$$i_d = \frac{Y_d - Y_D}{L_{gs} + L_{gr}} + \frac{L_{gr}}{L_{gs} + L_{gr}} i_{dm}; \quad (2.47)$$

$$i_q = \frac{Y_q - Y_Q}{L_{gs} + L_{gr}} + \frac{L_{gr}}{L_{gs} + L_{gr}} i_{qm}. \quad (2.48)$$

Познавајући компоненте струја статора и ротора, као и струју магнећења, могу се израчунати компоненте струје ротора:

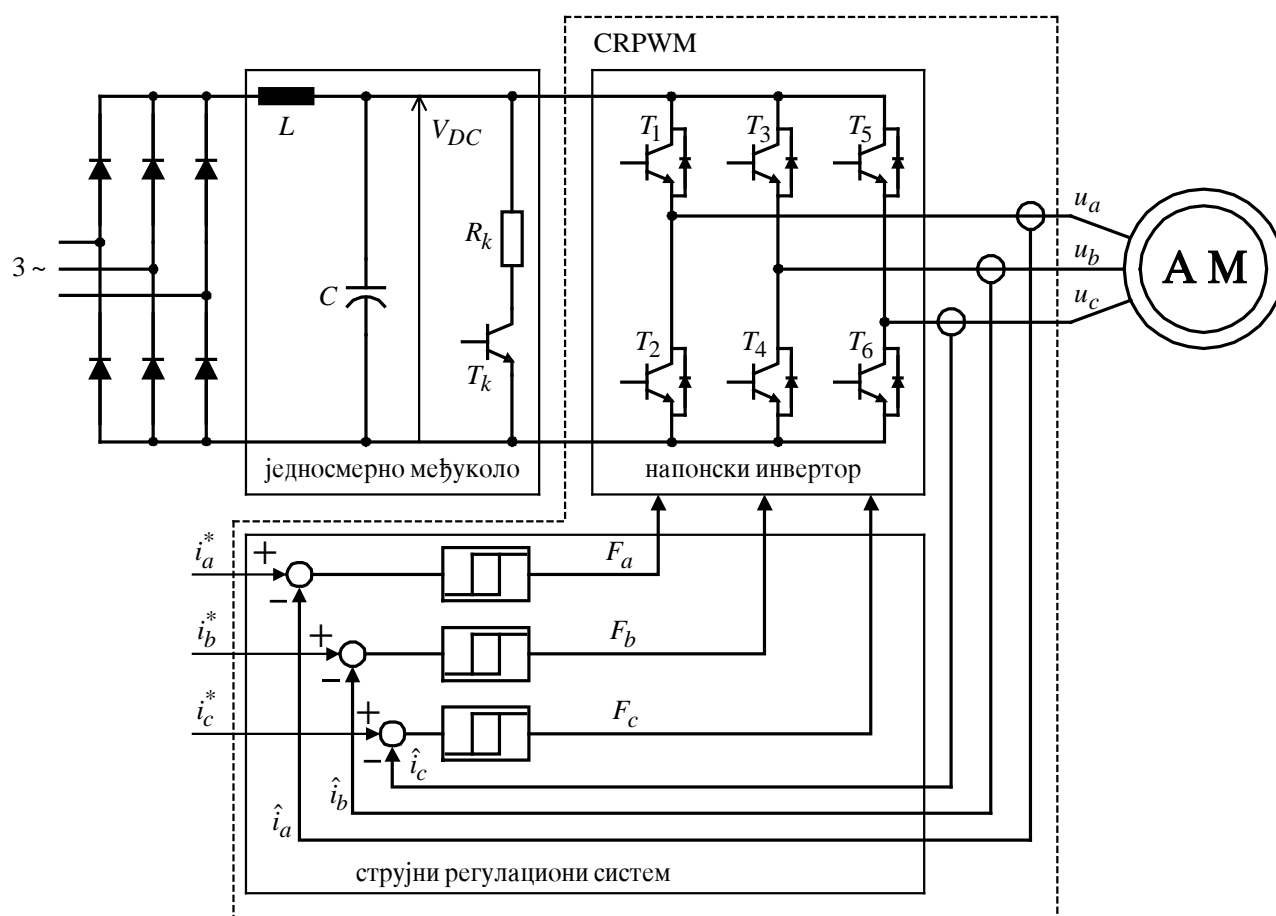
$$i_D = i_{dm} - i_d ; \quad (2.49)$$

$$i_Q = i_{qm} - i_q . \quad (2.50)$$

На овај начин су на основу познатих вредности флукса статора и ротора одређене струје статора и ротора уз уважену нелинеарност магнетног кола асинхроне машине. У свим рачунарским симулацијама динамике рада електромоторних погона, користиће се модел асинхроне машине у коме је уважена појава магнетне нелинеарности.

2.2. Моделовање енергетског претварача

Трофазни асинхрони мотор напаја се из трофазног погонског претварача – инвертора. Генерално, инвертори могу бити напонски (*Voltage Source Inverter – VSI*) и струјни (*Current Source Inverter – CSI*) у зависности од начина њиховог напајања. Са друге стране, управљање инверторима може бити напонима или струјама тако да постоје напонски и струјно контролисани инвертори. Блок шема трофазног напонског инвертора са струјном регулацијом, приказана је на сл. 2.4.



Сл. 2.4. Шематски приказ асинхроног погона напајаног из CRPWM VSI

Погонски претварач састоји се из диодног исправљача, једносмерног међукола и инверторског моста. Трофазни инверторски мост напаја се из извора једносмерног напона. Једносмерни напон се најчешће обезбеђује из диодног мрежно комутованог исправљача. Напон једносмерног међукола филтрира се помоћу кондензатора велике капацитивности C .

Инверторски мост се састоји из шест прекидача. Прекидачи су обично или снажни биполарни транзистори, снажни *MOSFET* транзистори, или *IGBT* транзистори. У наредним излагањима претпоставља се да се транзистори могу укључити и искључити у било ком тренутку, односно посматрају се као идеални прекидачи. Сигнали за укључивање транзистора (на сл. 2.4. су означени са F_a , F_b и F_c) долазе из струјне регулационе петље. Појава индукованих напона, насталих прекидом индуктивног кола мотора, елиминише се замајним диодама које се везују антипаралелно са прекидачким транзисторима.

Када струја на излазу из инвертора мења знак (мотор ради у генераторском режиму), енергија кочења не може се вратити назад у мрежу, јер диодни исправљач не дозвољава негативан смер струје једносмерног међукола. У том случају, напон једносмерних сабирница V_{DC} расте, те се мора укључити транзистор за кочење T_K , који на отпорнику R_K дисипира енергију кочења.

Управљање трофазним инвертором обавља се довођењем прекидачких сигнала на управљачка кола транзистора у гранама a , b и c . Као што је раније напоменуто, управљање прекидачима инверторског моста може бити преко напона и струја те је потребно одабрати одговарајућу стратегију управљања.

Струјно регулисани напонски инвертор са импулсно ширинском модулацијом (*Current Regulated Pulse Width Modulation VSI – CRPWM VSI*) има струјну регулациону петљу, као што је то приказано на сл. 2.4. Ако се користе инвертори са снажним прекидачима велике учестаности, могуће је веома брзо подешавати амплитуду и фазу излазних струја инвертора, односно статорских струја асинхроног мотора. Ови инвертори су идеални за векторско управљање у серво погонима високих перформанси јер имају веома добар динамички одзив, скоро синусоидалне излазне струје (осим виших хармоника који се јављају на прекидачкој учестаности), компензацију утицаја промене статорске отпорности и расипне индуктивности на момент и флукс мотора, те малу валовитост струје и момента у целом опсегу регулације брзине.

Приликом имплементације струјно регулисаних инвертора потребно је изабрати одговарајућу методу регулације струја. Основне реализације струјних регулатора су:

- линеарни регулатори,
- хистерезисни регулатори,
- хистерезисни регулатори са константном прекидачком учестаности,
- предиктивни регулатори са алгоритмом или константне или минималне прекидачке учестаности.

У овом раду су искоришћена три независна хистерезисна регулатора, по један за сваку фазу трофазног напонског инвертора. Принцип рада регулатора је једноставан и илустрован је на сл. 2.4. Када струја мотора (излазна струја инвертора) у фази a постане већа (или мања)

од референтне вредности струје за вредност хистерезиса, $\pm H$, укључује се горњи (доњи) прекидач у a грани инвертора. У случају да је звездиште спојено са средњом тачком међукола, хистерезисни регулатори гарантују тачну контролу валовитости струје и тачан лимит тренутне вредности струје. Међутим, средња тачка међукола је најчешће неприступачна, звездиште мотора је изоловано, па тренутна вредност струјне грешке може достићи двоструку вредност хистерезиса. Мане *CRPWM* инвертора са хистерезисном регулацијом је променљива прекидачка учестаност (зависи од V_{DC} , контра електромоторне силе, валовитости струје, расипне реактансе) и засићење (јавља се при великим брзинама уколико није довољно велики V_{DC}).

Уколико се разматра напонски инвертор и напонско управљање, углавном се примењују стратегије базиране на импулсно ширинској модулацији са применом носећег сигнала тестерастог или троугаоног облика, а у новије време се веома често користи управљање импулсно ширинском модулацијом просторног вектора напона (*Space Vector Pulse Width Modulation – SVPWM*). У делу који следи биће детаљније објашњен овај начин управљања инвертором јер је коришћен при рачунарским симулацијама извршеним у овом раду.

Метода модулације просторног вектора напона је једна од најпопуларнијих техника *PWM* јер даје за 15 % већи однос конверзије једносмерног у наизменични напон и 33 % мање комутација по периоди у односу на класичну *PWM* [69]. Такође, веома је погодна за дигиталну имплементацију. Шематски приказ погона са асинхроним мотором напајаним из овог инвертора је приказан већим делом на сл. 2.4. само што се уместо струјног регулатора постави регулатор који реализује модулацију просторног вектора напона. Дакле, разлика је само у начину управљања прекидачима у инверторском мосту.

Ова модулациона техника се заснива на концепту просторних вектора напона [69]. Суштина је у одређивању прекидачких функција тако да средња вредност просторног вектора излазног напона, \dot{V} , буде једнака просторном вектору референтног напона, \dot{V}^* , у току периоде одабирања односно прекидачког циклуса, T_s . При стањима инвертора S_0 до S_7 просторни вектори напона \dot{V}_0 до \dot{V}_7 деле раван на шест сектора и заузимају положаје у $a - b$ стојећем систему оса, који су приказани на сл. 2.5., тако да њихови крајеви формирају правилан шестоугао. Нулти вектори \dot{V}_0 и \dot{V}_7 се налазе у координатном почетку док осталих шест не нултих вектора $\dot{V}_1 - \dot{V}_6$ образују секторе, при чему сваки сектор обухвата угао од $p/3$. Унутрашњи пречник поменутог шестоугла је $d = V_{DC} \sin(2p/3)$, а спољашњи $D = V_{DC}$.

У овом случају једноставније је усвојити трансформациону матрицу тако да амплитуде величина у $a - b$ подручју буду 1,5 пута веће од амплитуда одговарајућих величина у фазном $a - b - c$ подручју. Тада се a - оса стајаћег координатног система поклапа са осом фазе a мотора, док је b - оса нормална на њу. Сходно томе, $a - b$ компоненте напона се рачунају на следећи начин:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos 0 & \cos \frac{2p}{3} & \cos \frac{4p}{3} \\ \sin 0 & \sin \frac{2p}{3} & \sin \frac{4p}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = V_{DC} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} F^T; \quad (2.51)$$

где је $F = [F_a \ F_b \ F_c]$ - прекидачка (логичка) функција инверторског моста, а F_a, F_b, F_c - прекидачке функције одговарајућих грана (фаза). Вредности фазних напона и $a - b$ компоненти напона за свих осам стања инвертора, односно за све комбинације прекидачке функције F , дати су у табели 2.2.

Табела 2.2. Просторни вектори напона инвертора, стања прекидача, прекидачке функције, те $a - b - c$ и $a - b$ компоненте напона

Вектор	Угао [rad]	Стање	F_a	F_b	F_c	u_a	u_b	u_c	u_a	u_b
\dot{V}_0	-	S_0	0	0	0	0	0	0	0	0
\dot{V}_1	0	S_4	1	0	0	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	V_{DC}	0
\dot{V}_2	$\frac{p}{3}$	S_6	1	1	0	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{2}V_{DC}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}V_{DC}$
\dot{V}_3	$\frac{2p}{3}$	S_2	0	1	0	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{2}V_{DC}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}V_{DC}$
\dot{V}_4	p	S_3	0	1	1	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-V_{DC}$	0
\dot{V}_5	$\frac{4p}{3}$	S_1	0	0	1	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{2}V_{DC}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}V_{DC}$
\dot{V}_6	$\frac{5p}{3}$	S_5	1	0	1	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{2}V_{DC}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}V_{DC}$
\dot{V}_7	-	S_7	1	1	1	0	0	0	0	0

Изазни дискретни напони могу се представити у комплексном облику изразом:

$$\underline{u}_{ab} = \begin{cases} V_{DC} \cdot e^{j(k-1)\frac{p}{3}} & k = 1 \mathbf{K} 6 \\ 0 & k = 0, 7 \end{cases} \quad (2.52)$$

где k представља редни број излазног фазног напонског вектора.

У току периоде модулације просторног вектора напона, вектор референтног напона \mathbf{r}^* \dot{V}^* , смештен унутар шестоугла и дефинисан амплитудом и референтним углом, сматра се константним и апроксимира се временски усредњеним суседним векторима. У случају да се референтни вектор налази у другом сектору, као на сл. 2.5., представља се помоћу суседних не нултих вектора \dot{V}_2 и \dot{V}_3 , и једним или оба нулта вектора, \dot{V}_0 и \dot{V}_7 . Трајање укључења

појединих вектора се одређује на основу израза (2.53), који представља математички запис претходно изречених закључака:

$$\mathbf{r}^* = \frac{T_2}{T_s} \mathbf{r} V_2 + \frac{T_3}{T_s} \mathbf{r} V_3 + \frac{T_0}{T_s} \mathbf{r} V_0 = d_2 \mathbf{r} V_2 + d_3 \mathbf{r} V_3 + d_0 \mathbf{r} V_0; \quad (2.53)$$

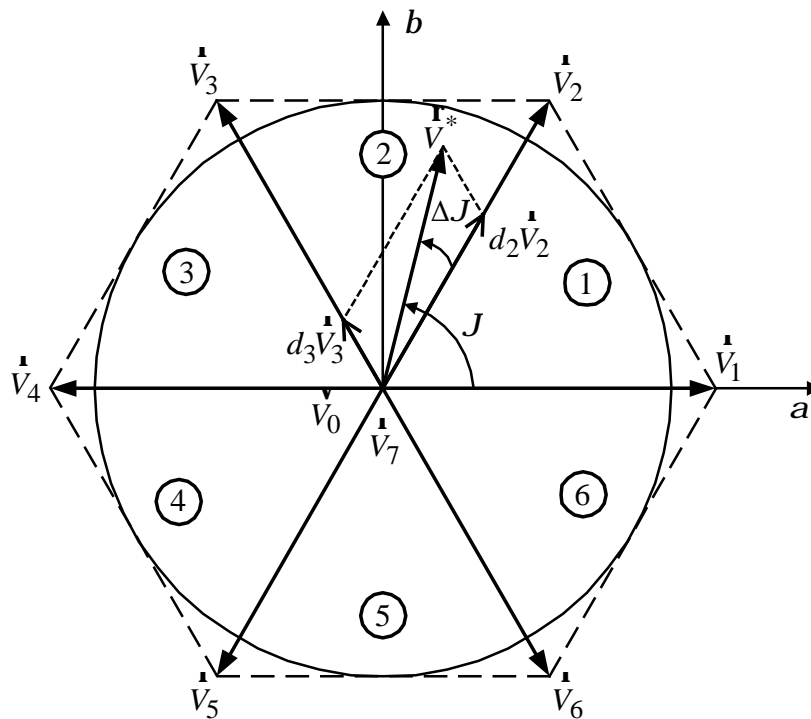
односно:

$$V^* \begin{bmatrix} \cos \Delta J \\ \sin \Delta J \end{bmatrix} = \frac{T_2}{T_s} V_{DC} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{T_3}{T_s} V_{DC} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{T_0}{T_s} \cdot 0; \quad (2.54)$$

где су: T_2, T_3 - времена трајања не нултих вектора; T_0 - трајање нултог вектора;

$\Delta J = J - (N-1) \frac{p}{3}$, J - угао између a - осе и референтног вектора \mathbf{r}^* (у конкретном случају

важи $\frac{p}{3} \leq J \leq \frac{2p}{3}$).



Сл. 2.5. Просторни вектори напона инвертора у стајаћем $a - b$ систему оса

Из једначине (2.54) добијају се времена трајања укључености појединих суседних вектора напона, која су дата следећим изразима:

$$T_2 = T_s \cdot m_a \cdot \sin \left(\frac{p}{3} - \Delta J \right); \quad (2.55)$$

$$T_3 = T_s \cdot m_a \cdot \sin \Delta J; \quad (2.56)$$

$$T_0 = T_s - T_2 - T_3. \quad (2.57)$$

Овде је индекс амплитудске модулације, m_a , дефинисан као однос амплитуде вектора референтног напона и амплитуде вектора напона у $a - b$ подручју, односно:

$$m_a = \frac{V^*}{\left| \underline{u}_{ab} \right|_{\max}} = \frac{V^*}{V_{DC} \sin(p/3)} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V^*}{V_{DC}}; \quad (2.58)$$

јер максимални напон који се може добити, уз неизобличен излазни напон, износи $\left| \underline{u}_{ab} \right|_{\max} = V_{DC} \sin(p/3)$, а постоји када вектор напона \underline{u}_{ab} ротира унутар шестоугла (видети сл. 2.5.).

Значи, сваки референтни вектор унутар шестоугла се може добити када се одговарајућим избором прекидачке секвенце укључе само два суседна вектора и нулти вектор. Критеријуми за оптимизацију валовитости струје, комутационих губитака и хармонијског спектра излазних напона и струја директно утичу на избор прекидачке секвенце. Постоје практично две реализације [69].

Прва стратегија је стратегија директног распореда код које се користи стање S_7 за генерисање нултог вектора $\overset{\bullet}{V}_7$ у првом, трећем и петом сектору, а стање S_0 за генерисање нултог вектора $\overset{\bullet}{V}_0$ у другом, четвртном и шестом сектору. Прекидачка секвенца се не мења у једном истом сектору, само се мењају времена трајања укључености појединих вектора и израчунавају се за сваку периоду. На пример, у првом сектору секвенца је 100 – 110 – 111, 100 – 110 – 111, итд. Због тога ова стратегија захтева четири комутације у току једног прекидачког циклуса.

Друга стратегија је стратегија инверзног распореда код које се редувантност два нулта вектора, стања S_0 и S_7 , користи за смањење броја комутација у току једног прекидачког циклуса. Прекидачка секвенца се мења, у једном истом сектору, након истека времена трајања било ког нултог вектора. На пример, у првом сектору секвенца је 100 – 110 – 111, 110 – 100 – 000, итд. Основна предност ове стратегије су само три комутације у току једног прекидачког циклуса. Међутим, у овом случају у свакој другој периоди је иста секвенца у истом сектору, што има за последицу појаву доминантних хармонијских компоненти на половини прекидачке учестаности у спектру излазног напона, а самим тим и већу валовитост струје у односу на секвенцу директног распореда код које се доминантни хармоници појављују на прекидачкој учестаности.

3. Распрегнуто управљање флуksom и моментом асинхроног мотора

Независно управљање флуksom и моментом је могуће остварити код мотора једносмерне струје са независном побудом. У асинхроном мотору учестаност и напон на мотору одређују како флуks у мотору тако и момент који мотор развија, тако да није могуће једноставно постићи поменуто независно управљање.

Независно управљање флуksom и моментом асинхроног мотора може се остварити векторским управљањем односно контролом амплитуде вектора статорске струје и његове оријентације у односу на просторни вектор флуksа машине. Оријентација може бити у односу на флуks ротора, флуks статора и флуks магнећења, при чему се мотор може напајати из напонског или из струјног извора. У ова три случаја оријентације, d- оса синхроно ротирајућег координатног система постављена је у правац одговарајућег флуksа. Упоредне анализе [10, 20, 42] различитих типова оријентације показују основни разлог претежне примене оријентације у односу на флуks ротора са напајањем из струјног извора. Методе управљања са оријентацијом вектора струје према флуksу статора или флуksу магнећења захтевају постојање распрежућих кола ради постизања распрегнутог управљања по флуksу и моменту асинхроне машине, независно да ли се машина напаја из струјног или напонског извора. Слично важи и за напонски напајан асинхрони мотор са оријентацијом према флуksу ротора. Ретко се срећу реализације векторског управљања у односу на вектор флуksа магнећења због извесних проблема са стабилношћу.

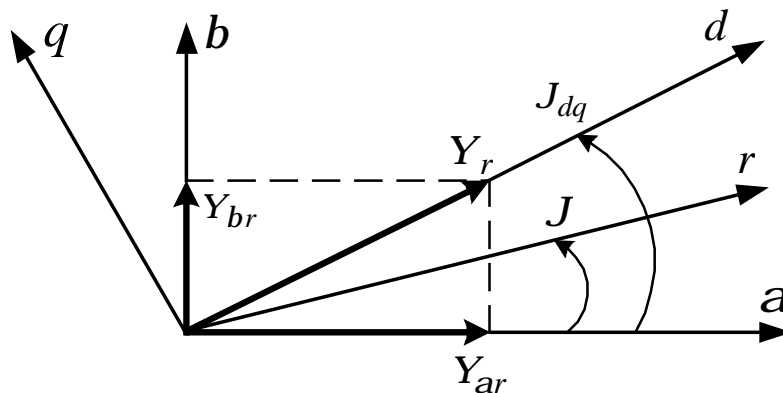
Према начину одређивања просторног вектора флуksа, векторско управљање може бити директно и индиректно. Код обе варијанте векторске контроле независно управљање моментом и флуksom се постиже манипулацијом статорске струје или напона, тако да се независно контролишу компонента магнетопобудне силе статора нормална на флуks и компонента паралелна са флуksom. У случају оријентације према роторском флуksу, амплитуда флуksа је једнозначно одређена паралелном компонентом, а момент нормалном. Код оријентације према статорском флуksу или флуksу магнећења, између ових величина постоји спрега па се морају додатно распрезати, у зависности од параметара машине.

- 1) Код директног управљања положај и амплитуда флуksа се одређују мерењем у ваздушном зазору машине. Првобитан метод одређивања флуksа у зазору био је уметањем Холових (*Hall*) сонди. Међутим, како оне врше локално мерење, резултујући сигнал садржи пулсације (услед жлебних хармоника поља) које стварају пулсације момента при векторској контроли базираној на оваквом мерењу флуksа. Данас, устаљена метода детекције флуksа је путем мерења и интеграције терминалних напона и струја у асинхроној машини. При већим брзинама обртања ротора машине ова метода даје добре резултате. Међутим, векторска контрола базирана на оваквој интеграцији индукваног напона има слабе перформансе при малим брзинама и не омогућује развијање момента при брзинама блиским нули.
- 2) Под индиректним управљањем подразумева се одређивање просторног вектора флуksа обрадом сигнала струје и механичке брзине ротора у моделу роторског кола машине.

Овакво управљање користи се у погонима високих перформанси који захтевају поуздан рад при малим брзинама. Међутим, неопходно је познавати параметре машине који фигуришу у моделу роторског кола, нарочито тачну вредност роторске временске константе. Грешке у моделу доводе до зависности струје магнећења од оптерећења и нежељених осцилација момента у прелазним режимима. Индиректно векторско управљање је, због постојања давача на вратилу, скупље и осетљиво је на утицаје вибрација, прашине, влаге и др.

3.1. Управљање оријентацијом у односу на просторни вектор флукса ротора

У делу 2.1. детаљно је изведен математички модел асинхроног мотора. Једначине (2.3) и (2.18 – 2.21) представљају математички модел асинхроног мотора у комплексном домену. Нека је систем референтних оса чврсто везан за просторни вектор флукса ротора и то тако да је d - оса (реална оса) заједничког координатног система колинеарна са просторним вектором флукса ротора. Тада је $\underline{Y}_r = Y_D$ а $Y_Q \equiv 0$, $J_g = J_{dq}$ и $w_g = w_{dq}$. Положај просторних вектора у систему оса везаном за вектор роторског флукса илустрован је на сл. 3.1.



Сл. 3.1. Положај просторних вектора

Уважавајући наведени положај синхронно ротирајућег координатног система, математички модел асинхроног мотора у систему оса везаних за флукс ротора гласи:

$$u_d = R_s i_d + s L_s \frac{di_d}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{dY_D}{dt} - w_{dq} s L_s i_q; \quad (3.1)$$

$$u_q = R_s i_q + s L_s \frac{di_q}{dt} + w_{dq} \frac{L_m}{L_r} Y_D + w_{dq} s L_s i_d; \quad (3.2)$$

$$L_m i_d = Y_D + T_r \frac{dY_D}{dt}; \quad (3.3)$$

$$L_m i_q = T_r (w_{dq} - w) Y_D; \quad (3.4)$$

$$m_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} Y_D i_q. \quad (3.5)$$

где су:

$$s = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad \text{- коефицијент укупног расипања,}$$

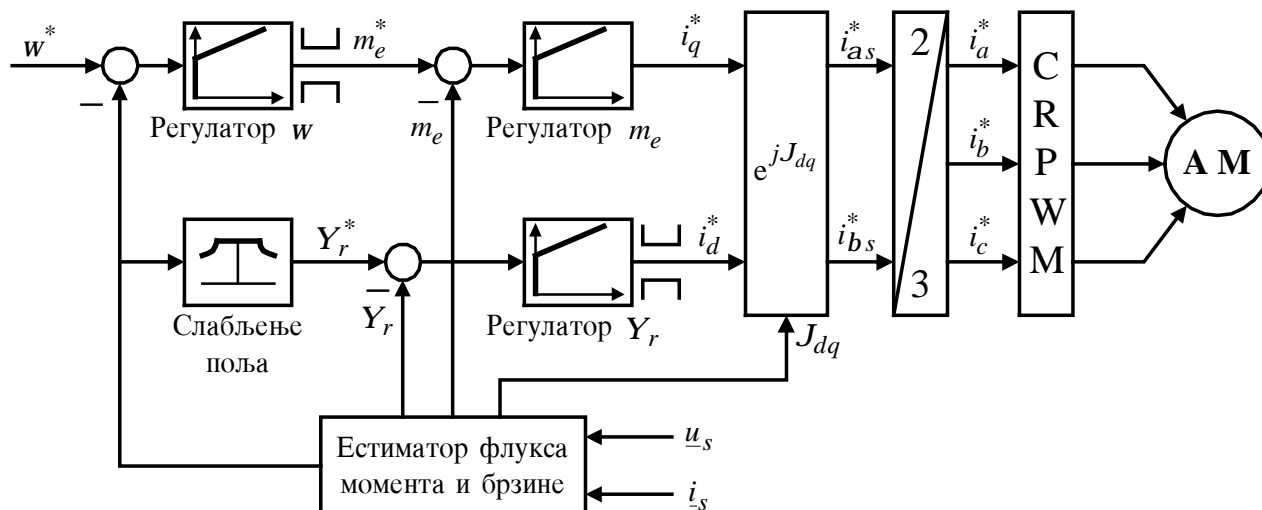
$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \text{- роторска временска константа.}$$

Једначина (2.3) није промењена овим избором координатног система. Ако је напајање асинхроног мотора из струјног извора, статорске једначине (3.1) – (3.2) се могу изоставити из даљег разматрања. Једначина (3.5) је истог облика као и моментна једначина код једносмерних машина и показује да ако се може одржавати флуks ротора на константној вредности, тада се може остварити тренутна контрола момента помоћу q – компоненте струје статора.

Једначина (3.3) показује да се у координатном систему везаном за вектор флуksа ротора ниво роторског флуksа може контролисати d – компонентом струје статора и да је роторски флуks у машини константан ако је i_d константно. Према (3.4) угаона учестаност клизања $w_{kl} = w_{dq} - w$ је при константном флуksу ротора линеарно сразмерна са q – компонентом струје статора, тако да је и момент (3.5) линеарно сразмеран са учестаности клизања. Момент је могуће тренутно променити ако се може реализовати тренутна промена q – компоненте струје статора, односно при идеалном струјном напајању могуће је распрегнуто управљање по флуksу и моменту асинхроног мотора.

Математички модел струјно напајаног и векторски управљаног асинхроног мотора представљају једначине (2.3), (3.3) – (3.5). Шематски приказ струјно напајане асинхроне машине управљане оријентацијом према вектору флуksа ротора, приказан је на сл. 3.2. За регулациону структуру погона без давача на вратилу мотора (са сл. 3.2.), поред брзине обртања ротора, потребно је располагати и подацима о амплитуди флуksа и његовој просторној оријентацији у ваздушном зазору, те величини електромагнетног момента. Потребна стања мотора се могу проценити на основу терминалних величина: напона и струја мотора. Податак о флуksу је у терминалним величинама садржан у облику електромоторне силе, пропорционалне са амплитудом флуksа и брзином обртања. Варијација параметара мотора, као и релативно мала вредност електромоторне силе индуковане у статорским намотајима у области малих брзина, отежавају задатак оцене стања мотора.

Блок *CRPWM*, као и раније, означава струјно регулисани *PWM* инвертор; приказан је брзински погон и укључен је блок за рад у области слабљења поља. За реализацију рада у области слабљења поља уобичајено се претпоставља промена референтне вредности флуksа обрнуто пропорционална брзини. Променом флуksа на овај начин постиже се оптимална искоришћеност момента који мотор развија при оријентацији у односу на вектор флуksа статора, али не и при оријентацији у односу на вектор флуksа ротора [21]. Приказани погон припада категорији директне оријентације. Структура естиматора вектора флуksа ротора као и начини за одређивање брзине детаљније се анализирају у наредним поглављима.



Сл. 3.2. Струјно напајани векторски управљани асинхрони мотор

Струјни регулатори имају снажан утицај на динамику одзива погона са векторски управљаним асинхроним мотором. Регулациона структура са сл. 3.2. подразумева аналогну имплементацију струјне петље са фазним или a, b - величинама. Референце флуksа и момента се преко ПИ регулатора преводе у референце струје статора по d- и q- осе, респективно, које се након примене обртне трансформације уводе у струјно регулисани напонски инвертор. Нелинеарно управљан инвертор генерише такав напон на мотору који у намотајима мотора успоставља потребне струје за добијање траженог флуksа и момента. Каскадна веза ПИ регулатора и струјно регулисаног напонског инвертора смањује пропусни опсег флуksа и момента. Овај проблем посебно је изражен у области великих брзина, када је напон једносмерног међукола инвертора потпуно искоришћен. Линеарни струјни регулатори реализују се са ПИ регулаторима у координатном систему везаном за статор или у синхронно ротирајућем координатном систему везаном за просторни вектор флуksа. Струјна регулација помоћу ПИ регулатора у координатном систему везаном за статор, може имати проблема са стабилношћу. Проблеми са стабилношћу се јављају услед спреге фаза [70]. Сталан напредак микроконтролера и појава дигиталних сигналних процесора омогућила је реализацију дигиталне струјне петље у синхронно ротирајућем координатном систему где су струје статора једносмерне величине. Регулатор струје мора бити изузетно брз, да би динамика погона била практично независна од динамике успостављања струја у намотима статора. Регулација струје у синхронно ротирајућем координатном систему је практичнија од регулације у $a - b$ координатном систему због могућности да се регулишу наизменичне величине у широком фреквентном опсегу без грешке стационарног стања. За разлику од нелинеарних струјних регулатора, где је стање прекидача инвертора директно контролисано, код линеарних струјних регулатора референца напона заједно са PWM модулатором одређује стање прекидача.

3.2. Управљање оријентацијом у односу на просторни вектор флукса статора

Уколико се реконструкција просторног вектора флукса врши на основу мерења напона и струје асинхроног мотора тада је, с обзиром на неминовност варијације параметара у машини, могуће тачније одредити флукс статора него флукс ротора.

Постављањем синхронно ротирајућег координатног система тако да је d- оса колинеарна са просторним вектором флукса статора, постиже се управљање оријентацијом у односу на вектор флукса статора. Тада је $\underline{Y}_s = Y_d$, $Y_q \equiv 0$, $J_g = J_{dq}$ и $w_g = w_{dq}$.

Уважавајући наведени положај синхронно ротирајућег координатног система математички модел асинхроног мотора у систему оса везаних за просторни вектор флукса статора гласи:

$$u_d = R_s i_d + \frac{dY_d}{dt}; \quad (3.6)$$

$$u_q = R_s i_q + w_{dq} Y_d; \quad (3.7)$$

$$Y_d + T_r \frac{dY_d}{dt} = L_s \left(i_d + s T_r \frac{di_d}{dt} \right) - s L_s T_r w_{kl} i_q; \quad (3.8)$$

$$i_q + s T_r \frac{di_q}{dt} = \frac{T_r}{L_s} w_{kl} (Y_d - s L_s i_d); \quad (3.9)$$

$$m_e = \frac{3}{2} P Y_d i_q; \quad (3.10)$$

Уколико се асинхронни мотор напаја из напонског извора неопходно је узети у обзир и једначине (3.6) и (3.7), док је при струјном напајању оправдано изоставити те исте једначине. У овом раду се изучава варијанта струјног напајања. Једначина (3.8) показује да без увођења распрежућег кола није могуће реализовати распрегнута управљање по флуксу и моменту. При константној d – компоненти струје статора, промена q – компоненте струје статора изазива промену флукса статора због чега је онемогућена тренутна контрола момента, уколико се распрежућим колом не елиминише нежељени члан у једначини (3.8). У једначини (3.9) постоји нежељени члан са временским изводом компоненте струје по q- оси.

Инхерентна распрегнутост између флукса и момента постоји искључиво код оријентације у односу флукс ротора. Постојање превалног момента последица је постојања нераспрегнутости између флукса и момента код оријентације у односу на просторни вектор флукса статора и флукса магнећења. Исправним димензионисањем ограничења референтне вредности момента и применом распрежућег кола могуће је избећи статичку нестабилност изазвану превалним моментом. За независно управљање флуksom и моментом, на референтну вредност струје по d- оси, i_d^* , неопходно је додати компоненту која гласи:

$$i_{dq} = -sT_r \frac{di_d}{dt} + sT_r w_{kl} i_q. \quad (3.11)$$

Тада једначина (3.8) поприма облик:

$$Y_d + T_r \frac{dY_d}{dt} = L_s i_d^{**}; \quad (3.12)$$

где је: $i_d^{**} = i_d^* + i_{dq}$.

У једначини (3.11) потребно је израчунати извод струје i_d по времену и познавати знатан број параметара асинхроног мотора. Изостављањем распрежуће компоненте струје i_{dq} у (3.12), регулатор флукса преузима делимично улогу распрежућег кола. Спрегнутост оса се сада појављује као поремећај за регулатор, чијим се дизајнирањем настоји минимизирати утицај спрегнутости оса.

Једначина (3.9) омогућава израчунавање учестаности клизања. Векторски управљан погон са асинхроним мотором има управљачку контуру по брзини и по струји. Регулациона контура по струји је знатно бржа од регулационе контуре по брзини. Према томе, временски извод φ – компоненте струје у (3.9) се може изоставити при прорачуну клизања без значајне грешке. Учестаност клизања се може рачунати према следећој релацији.

$$w_{kl} = \frac{L_s}{T_r} \frac{i_q}{Y_d - sL_s i_d}. \quad (3.13)$$

Исправно подешено распрежуће коло описано са (3.11) и (3.13) [42], обезбеђује константан флукс статора при промени оптерећења и током прелазне појаве. Уважавањем распрежућег кола, могуће је при струјном напајању и векторском управљању у односу на вектор флукса статора постићи исти квалитет одзива као и при векторском управљању у односу на вектор флукса ротора. У разматраној литератури за погоне опште намене предлаже се изостављање распрежућег кола. Предложена оријентација у односу на вектор флукса статора често је сретана у погонима опште намене [72].

У [42] је показано да модели са оријентацијом у односу на просторни вектор флукса магнећења односно статора, имају идентичну структуру, али се параметарски разликују.

3.3. Одређивање просторног вектора флукса

За реализацију распрегнутог управљања по флуксу и моменту асинхроног мотора неопходно је располагати информацијама о тренутној вредности амплитуде и просторног положаја вектора флукса ротора. Процена просторног вектора флукса врши се на основу

мерења одговарајућих величина, уз употребу адекватних математичких модела асинхроног мотора који се базирају на класичној општој теорији електричних машина [67].

Главни проблем у реализацији погона са асинхроним мотором без сензора брзине и положаја, је одређивање електромоторне силе индуковане у статорским намотајима и њена интеграција у циљу естимације просторног вектора флуksа. На основу мерења одговарајућих варијабли асинхроне машине (терминалних напона и струја, флуksа магнећења и положаја ротора) или на основу референтних вредности, естиматор просторног вектора флуksа треба да процени амплитуду и његов положај, односно положај синхронно ротирајућег координатног система, J_{dq} . Естимирани флуks (статора или ротора), уз познавање струје мотора, омогућује да се процени момент, како би се затворила одговарајућа повратна спрега по моменту.

У зависности од избора, који математички модел мотора и које терминалне променљиве величине асинхроног мотора су искоришћене за естимацију, постоји више различитих естиматора флуksа.

У овом раду су коришћена два естиматора флуksа у машини: а) напонски ($u_s - i_s$) и б) струјни ($i_s - w$) естиматор. Напонски естиматор користи напон на асинхронном мотору и струју статора, али не и брзину, за процену флуksа статора односно ротора. Ова врста естиматора флуksа се често користи у имплементацији директног векторског управљања, за погоне опште намене код којих се жели остварити што бољи квалитет регулације без давача на вратилу мотора. За имплементацију погона са директним векторским управљањем и за потребе естимације флуksа најједноставније је користити координатни систем везан за статор. Тада једначина (2.18) уз уважавање да је $w_g = 0$ омогућује да се естимира флуks статора:

$$\hat{\underline{E}}_{sV} = \frac{d\hat{\underline{Y}}_{sV}}{dt} = \underline{u}_s - R_s \underline{i}_s. \quad (3.14)$$

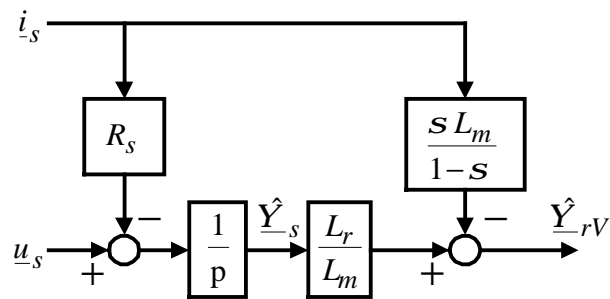
Флуks ротора се може израчунати као:

$$\hat{\underline{Y}}_{rV} = \frac{L_r}{L_m} \hat{\underline{Y}}_{sV} - \frac{s}{1-s} L_m \underline{i}_s; \quad (3.15)$$

односно као:

$$\frac{d\hat{\underline{Y}}_{rV}}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \left[\underline{u}_s - \left(R_s \underline{i}_s + s L_s \frac{d\underline{i}_s}{dt} \right) \right]. \quad (3.15a)$$

У једначинама (3.15) и (3.15a) индекс “V” означава да је флуks естимиран напонским естиматором, доњи индекси “s” и “r”, означавају статорску и роторску величину, респективно, а “^” означава естимирану величину. Блок дијаграм напонског естиматора роторског флуksа приказан је на сл. 3.3.



Сл. 3.3. Напонски естиматор флукса

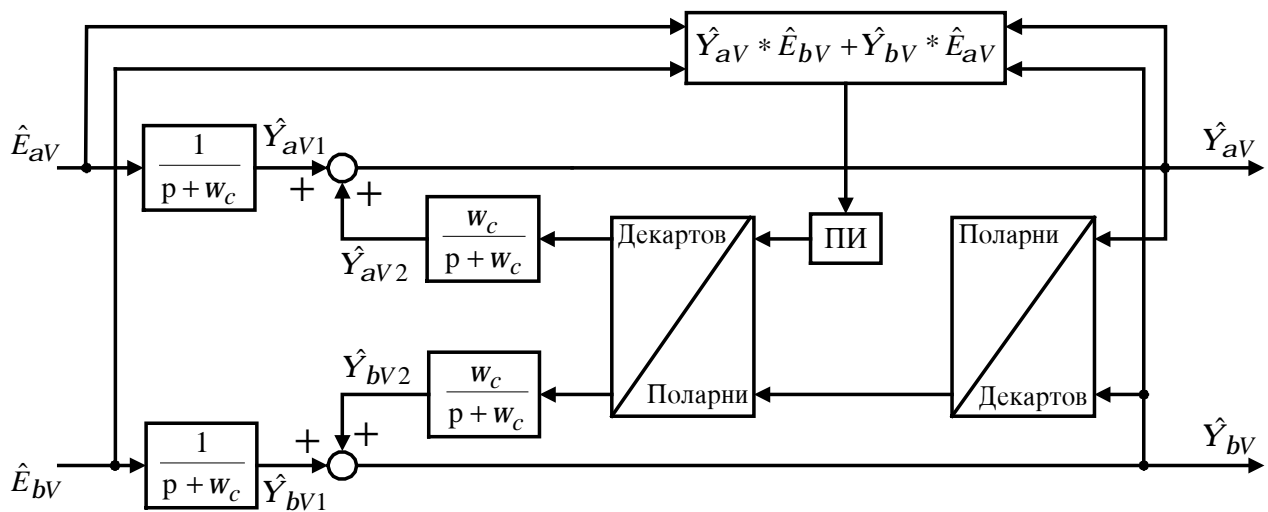
Статорски напон се готово никада не мери. Уградња додатних давача напона и обрада ових сигнала (захтева се брза А/Д конверзија [43]) додатно би поскупели погон. Статорски напон се генерише на основу поворке ширински модулисаних импулса које сам дигитални контролер генерише у сврху управљања прекидачима снаге и управљања погона. Пад напона на полупроводничким прекидачима, коначно време промене стања, неопходно мртво време проузрокују разлике између актуелне и процењене вредности статорског напона. Одступања су нарочито велика у области малих брзина.

Проблем представља и одређивање флукса из процењене електромоторне силе. Недостатак напонског естиматора, према (3.14), је потреба за директном интеграцијом мерених величина, због чега се он не користи у погонима који захтевају рад са нултом брзином. Напонски модел естиматора флукса садржи чисту интеграцију без инхерентне повратне петље те је осетљив на грешку услед dc – дрифта и почетних вредности [20, 40]. Присуство и најмање вредности dc – дрифта у естимираној електромоторној сили (коју може унети мреже струје) довешће чисте интеграторе у засићење. Проблем око почетних вредности манифестује се на следећи начин. Када се на интегратор доводи синусни сигнал (електромоторна сила) тада се очекује да је резултат интеграције косинусни сигнал (флукс). Ово ће бити тачно само ако се постигне да на интегратор доведени сигнал у почетном тренутку има максималну или минималну вредност. У свим осталим случајевима ће постојати нека једносмерна компонента (офсет, од енг.: offset – померај, раздешеност) флукса у износу почетне вредности, која заправо не постоји у мотору. При наглој промени улазног сигнала може се такође јавити офсет. Ови проблеми су присутни независно од актуелне брзине мотора. Да би се избегли наведени проблеми, уобичајено се чист интегратор, $1/p$, замењује филтром првог реда, $1/(w_c + p)$, уносећи при томе грешку у амплитуду и фазу флукса. За учестаности напајања које су мање од пресечне (w_c) овај начин интеграције се не може користити.

У радовима [41, 63] Vose предлаже да се дигитална интеграција замени филтрацијом помоћу два редно везана нископропусна филтра првог реда са променљивим параметрима. Пресечну учестаност је потребно мењати у функцији радног режима, тако да укупан фазни помак буде 90° .

У раду [40] су приказана три различита естиматора роторског флуksа којима се успешно решава проблем чисте интеграције у широком дијапазону брзина (1:100), како при раду у области константног флуksа, тако и условима рада са променљивим флуksом.

Наведени проблеми при чистој интеграцији успешно се елиминишу напредном интеграцијом која је приказана на сл. 3.4. За естимацију флуksа помоћу шеме са ове слике, искоришћена је чињеница да су електромоторна сила и естимирани флуks управни. На улаз ПИ регулатора доводи се сигнал грешке који представља скаларни производ електромоторне силе и естимираног флуksа. Услед постојања dc – дрифта или услед почетних услова биће нарушена ортогоналност флуksа и електромоторне силе. Излаз ПИ регулатора представља амплитуду компоненте \hat{Y}_{v2} којом се реализује корекција и обезбеђује довођење флуksа и електромоторне силе у међусобно управан положај. Аутори у [40] при учестаности напајања од 0,5 Hz, успешно процењују положај ротора синхроног мотора са перманентним магнетима, користећи се алгоритмом са сл. 3.4, а за пресечну учестаност користе $w_c = 20$ rad/s.



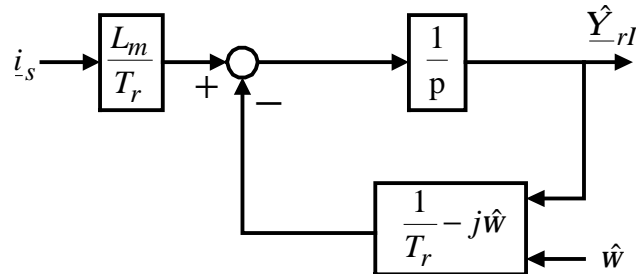
Сл. 3.4. Напредна интеграција флуksа ротора

Напонски естиматор флуksа неосетљив је на варијацију отпора ротора, али је осетљив на варијацију отпора статора. Ова осетљивост нарочито долази до изражаја при малим брзинама када омски пад напона на отпору статора представља знатан удео укупног напона статора. Напонски естиматор се не може успешно користити за естимацију при учестаностима мањим од 3 Hz. За реализацију напонског естиматора није неопходно мерити напон статора, већ је при употреби инвертора могуће реконструисати напон на основу управљачких сигнала прекидачких елемената инвертора.

Флуks ротора могуће је естимирати знајући струју статора и брзину ротора без познавања напона на мотору. Ако се струја ротора у (2.19) изрази преко струја статора и флуksа ротора те уважи да је $w_g = 0$, добија се модел струјног ($i_s - w$) естиматора:

$$\frac{d\hat{Y}_{rI}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_s - \left(\frac{1}{T_r} - j\hat{\omega} \right) \hat{Y}_{rI} . \quad (3.16)$$

Ознаке у (3.16) су исте као и у (3.14), уз напомену да је индексом “ r ” означено да се флуks ротора естимира струјним естиматором. Блок дијаграм струјног естиматора приказан је на сл. 3.5.



Сл. 3.5. Струјни естиматор флуksа

Према сл. 3.5. и једначини (3.16) струјни естиматор поседује инхерентну повратну спрегу по естимираној величини (роторском флуksу), тако да нема проблема који су присутни код напонског естиматора. За реализацију естимације флуksа потребно је познавати брзину обртања ротора. У погону без давача брзине то је естимирана брзина.

Процена флуksа у мотору напонским или струјним естиматором, уз познавање струје статора, омогућује да се естимира момент који мотор развија. Једначине које омогућују да се естимира момент, у циљу затварања повратне спреге по моменту у управљачкој структури приказаној на сл. 3.2., гласе:

$$m_e = \frac{3}{2} P (Y_{as} i_{bs} - Y_{bs} i_{as}), \text{ и} \quad (3.17a)$$

$$m_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (i_{bs} Y_{ar} - i_{as} Y_{br}). \quad (3.17b)$$

4. Реализација погона са асинхроним мотором и повратном спрегом по естимираној брзини и директна контрола момента

У овом делу разматраће се начини за одређивање положаја синхронно ротирајућег координатног система (синхронизацију) те естимацију брзине у погону са векторски управљаним асинхроним мотором.

Процена положаја синхронно ротирајућег координатног система, као и просторног вектора флуksа, врши се на основу мерења одговарајућих величина, уз употребу адекватних математичких модела асинхроног мотора који се базирају на класичној теорији електричних машина. Једна од основних претпоставки опште теорије је непроменљивост свих електричних параметара што у реалности није задовољено. Непознавање параметара погона (отпорности статора и ротора и индуктивности мотора) и њихова промена услед промене температуре или засићења, условљавају погрешно одређивање положаја координатног система у коме се реализује управљачки алгоритам.

Последњих деценија развијене су многобројне методе естимације брзине обртања ротора електромотора мерењем само струја и напона, дакле без сензора (давача) на осовини [6, 72]. Алгоритам за овакво индиректно одређивање брзине обртања који би потребну информацију обезбедио у свим радним режимима погона још увек не постоји. Практични значај уклањања давача на осовини чини да велики број истраживача широм света испитује различите приступе издвајању сигнала брзине из терминалних величина – статорских напона и струја.

4.1. Директна метода естимације брзине

Једначине (2.3) и (2.24) – (2.26) омогућавају да се одреди брзина обртања уз познавање параметара асинхроног мотора, као и напона и струја мотора. Положај синхронно ротирајућег координатног система J_{dq} (видети сл. 3.1.) дефинисан је као:

$$J_{dq} = \arctg \frac{Y_{br}}{Y_{ar}}. \quad (4.1)$$

Синхрона брзина обртања референтног координатног система добија се диференцирањем горње једначине:

$$w_{dq} = \frac{dJ_{dq}}{dt} = \frac{Y_{ar} \frac{dY_{br}}{dt} - Y_{br} \frac{dY_{ar}}{dt}}{Y_{ar}^2 + Y_{br}^2}. \quad (4.2)$$

Флукс ротора је потребно изразити преко флукса статора, који се може релативно једноставно добити ако се познају струја и напон статора.

$$\underline{Y}_r = \frac{L_r}{L_m} \underline{Y}_s - s \frac{L_s L_r}{L_m} \dot{i}_s = Y_{ar} + j Y_{br}; \quad (4.3)$$

$$\underline{Y}_s = \int (\underline{u}_s - R_s \dot{i}_s) dt = Y_{as} + j Y_{bs}; \quad (4.4)$$

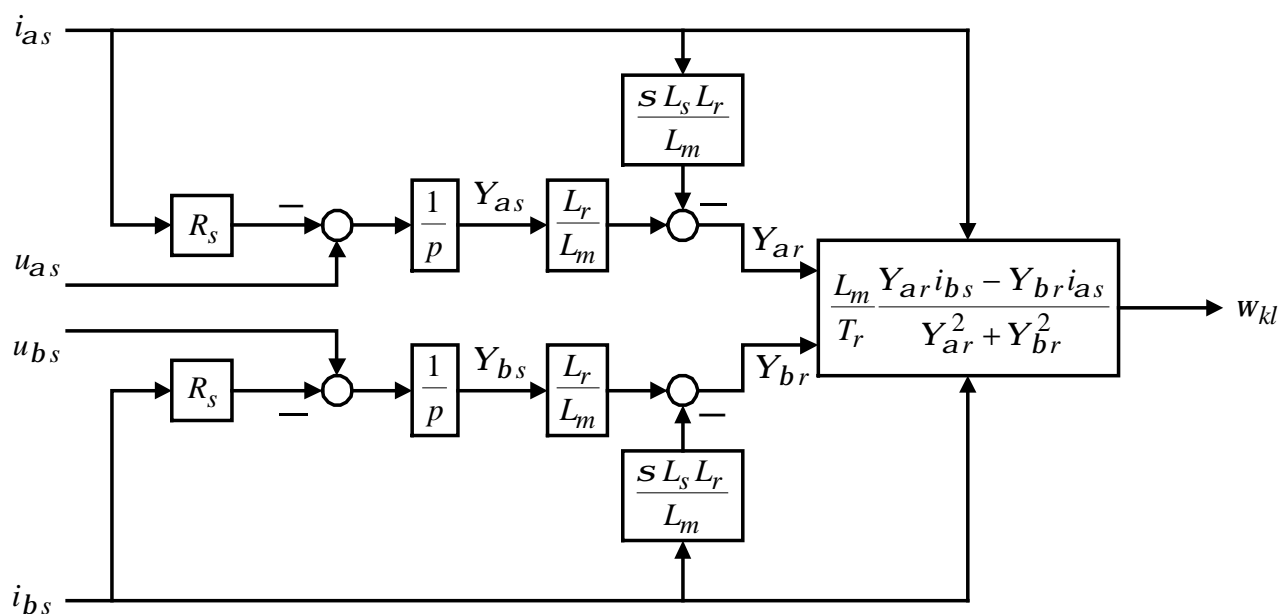
Брзина синхронно ротирајућег координатног система као и брзина клизања, уважавајући (3.16):

$$\frac{d\underline{Y}_r}{dt} = \frac{L_m}{T_r} \dot{i}_s - \left(\frac{1}{T_r} - j\omega \right) \underline{Y}_r; \quad (3.16)$$

и (4.2) може се естимирати као:

$$w_{dq} = \frac{dJ_{dq}}{dt} = \omega + w_{kl}; \quad w_{kl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{Y_{ar} i_{bs} - Y_{br} i_{as}}{Y_{ar}^2 + Y_{br}^2}. \quad (4.5)$$

На сл. 4.1. приказана је естимација клизања у стојећем координатном систему помоћу једначина (4.3 – 4.5).



Сл. 4.1. Естимација клизања у стојећем координатном систему

Естимација клизања и брзине синхронно ротирајућег координатног система помоћу једначина (4.1 – 4.5) реализована је у координатном систему везаном за статор. За овако предложен начин естимације неопходно је познавање следећих параметара асинхронног мотора: отпорности намота статора и ротора, индуктивности магнећења, као и индуктивности расипања ротора. Промена отпорности статора са променом температуре онемогућава прецизну естимацију клизања на овај начин.

Учестаност клизања је могуће естимирати и у синхронно ротирајућем координатном систему. Једначину за процену клизања (4.5) могуће је написати у следећем облику:

$$w_{kl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{\underline{\Psi}_r^T \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \dot{\mathbf{i}}_s}{\underline{\Psi}_r^T \cdot \underline{\Psi}_r} ; \quad \underline{\Psi}_r^T = [Y_{ar} \quad Y_{br}] ; \quad \dot{\mathbf{i}}_s^T = [i_{as} \quad i_{bs}] ; \quad (4.6)$$

где је:

$$\underline{\Psi}_r^T \cdot \underline{\Psi}_r = [Y_D \quad Y_Q] \cdot \mathbf{D}^T \cdot \mathbf{D} \cdot \begin{bmatrix} Y_D \\ Y_Q \end{bmatrix} = Y_D^2 + Y_Q^2 ; \quad (4.7)$$

$$\underline{\Psi}_r^T \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \dot{\mathbf{i}}_s = [Y_D \quad Y_Q] \cdot \mathbf{D}^T \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{D} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = Y_D i_q - Y_Q i_d. \quad (4.8)$$

Матрица трансформације обртања је означена са \mathbf{D} и гласи:

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} \cos J_{dq} & -\sin J_{dq} \\ \sin J_{dq} & \cos J_{dq} \end{bmatrix}. \quad (4.9)$$

Уважавајући једначине (4.6) – (4.9), учестаност клизања је могуће проценити у синхронно ротирајућем координатном систему као:

$$w_{kl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{Y_D i_q - Y_Q i_d}{Y_D^2 + Y_Q^2}. \quad (4.10)$$

Постављањем d- осе синхронно ротирајућег координатног система у правац флукса ротора тј. обезбеђујући да је $Y_Q \equiv 0$ учестаност клизања је могуће проценити као:

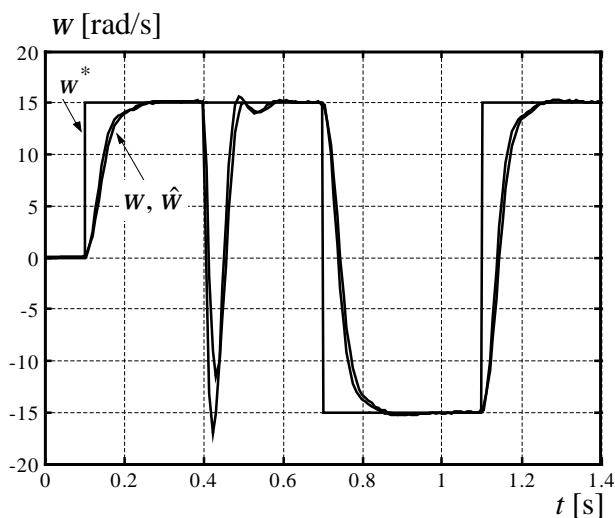
$$w_{kl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_q}{Y_D}. \quad (4.11)$$

Процена клизања применом једначина (4.5) и (4.10) даје исти резултат. Резултати симулација при естимацији клизања применом једначине (4.11) у погону са реализованим векторским управљањем у односу на вектор флукса ротора, показују потпуно слагање са резултатима добијеним применом једначине (4.5) или (4.10). Практично занемарљива одступања постоје само током прелазних појава у флуксу Y_Q . Брзина обртања ротора може се естимирати као разлика између синхроне брзине обртања и процењеног клизања. На овај начин, према сл. 4.1., реализована је естимација брзине у отвореној повратној спрези тј. не уважава се никаква могућност корекције естимиране брзине, односно клизања.

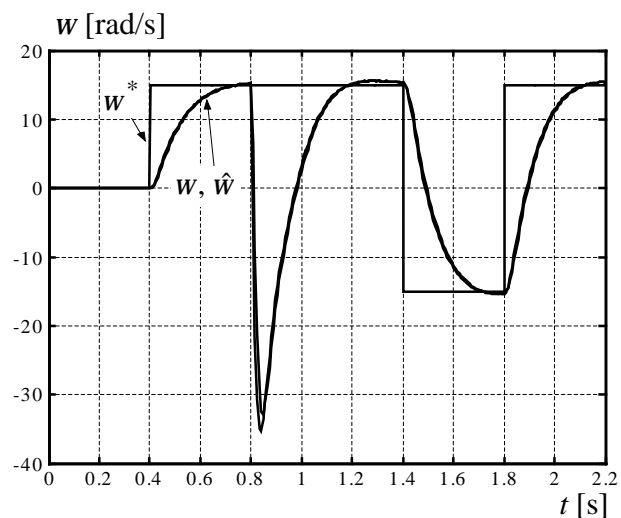
На наредним дијаграмима приказани су резултати симулација за погон са регулационом структуром са сл. 3.2. (флукс ротора у повратној спреси се одређује струјним естиматором) и директном естимацијом брзине. Резултати су упоредо дати за два асинхрона мотора ZK 80 M-4 и ZK 180 M-4 производње “Север” из Суботице, чије су карактеристике дате у прилогу, на крају овог рада. Моделовање целог погона и резултати предстојећих и свих наредних симулација су реализовани употребом програмског пакета **MATLAB® 6** и његовог *toolbox-a Simulink® 4* [78].

На сликама 4.2а–и. приказани су резултати симулације прелазне појаве где се асинхроним моторима задаје референтна брзина од 15 rad/s у тренутку 0,1 s за мотор мање снаге (ознака “m1”), и у тренутку 0,4 s за мотор веће снаге (ознака “m2”). У 0,4 s се мотор m1 оптерећује номиналним моментом од 5,1 Nm. Мотор m2 се у 0,8 s оптерећује номиналним моментом од 121 Nm. Реверс се за мотор m1 и мотор m2 дешава у 0,7 s и 1,4 s , респективно. Поновни реверс се дешава у 1,1 s односно у 1,8 s.

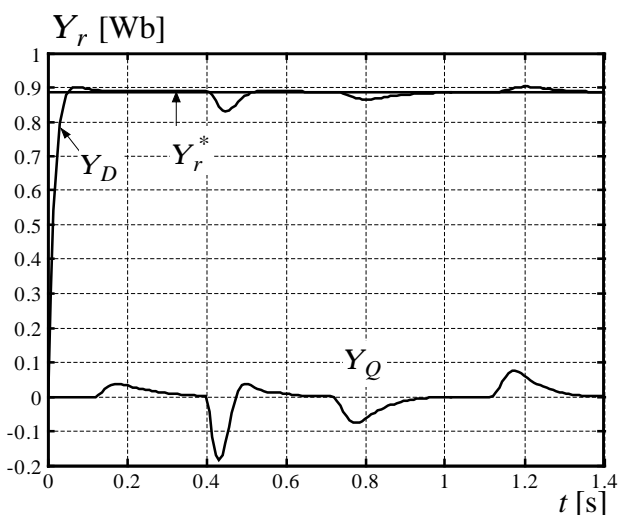
На слици 4.2б. може се уочити да се референтна вредност у стационарном стању достиже са малим прескоком те да је одзив мотора m2, који је веће снаге од мотора m1, на одскочни референтни сигнал брзине нешто лошији него у случају мотора m1.



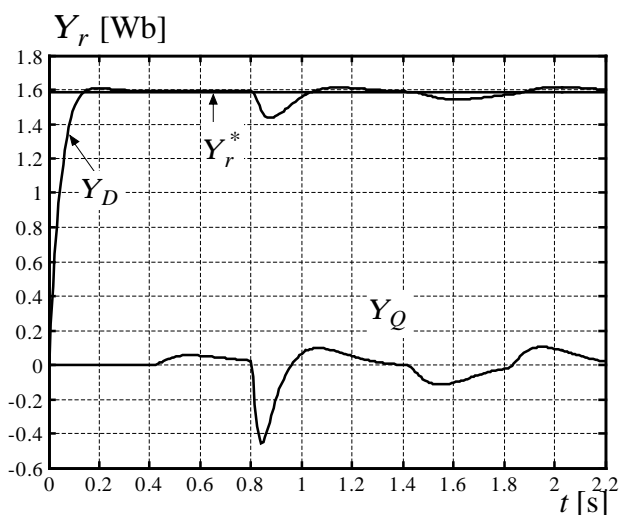
Сл. 4.2а. Брзине – m1



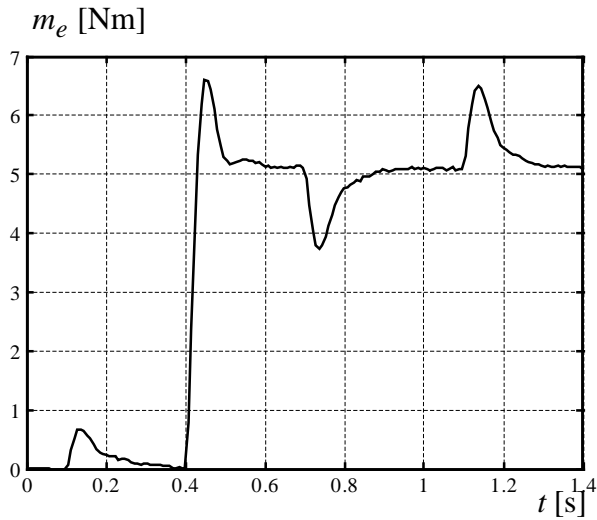
Сл. 4.2б. Брзине – m2



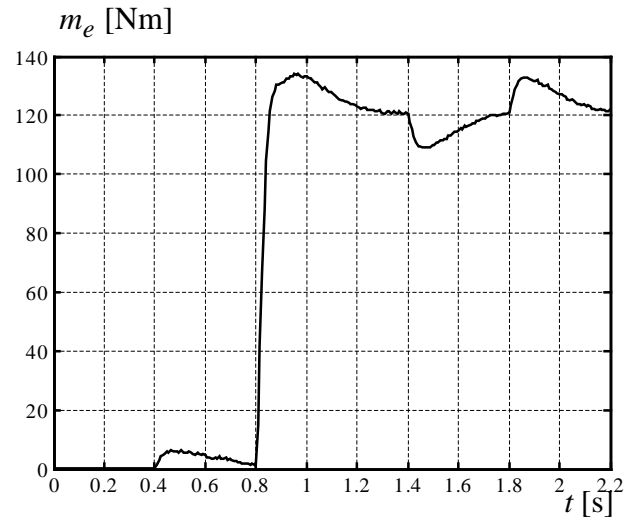
Сл. 4.2в. Флуксеви – m1



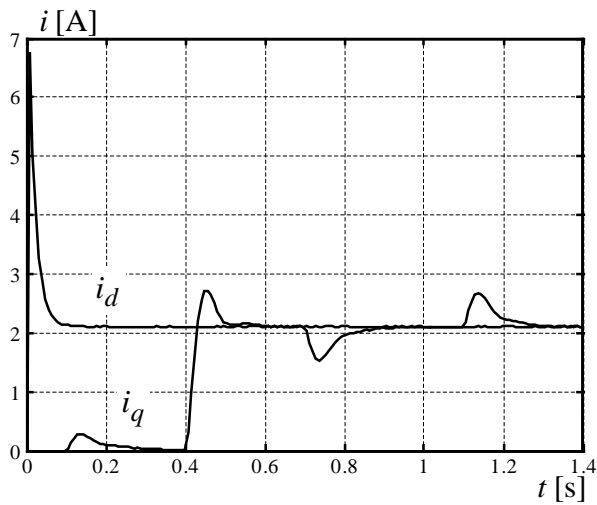
Сл. 4.2г. Флуксеви – m2



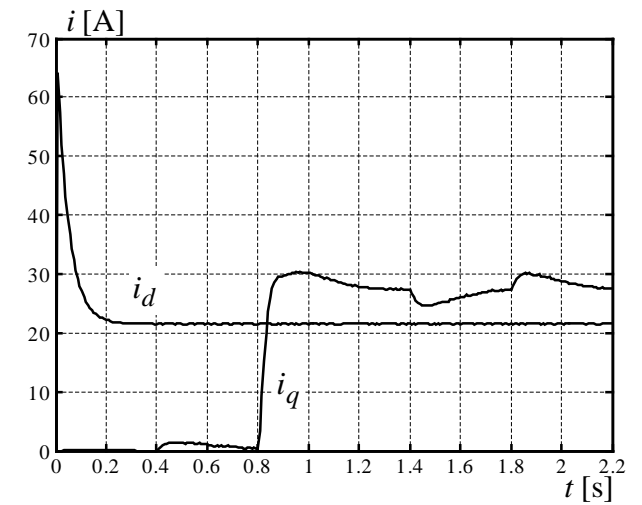
Сл. 4.2д. Естимирани момент – м1



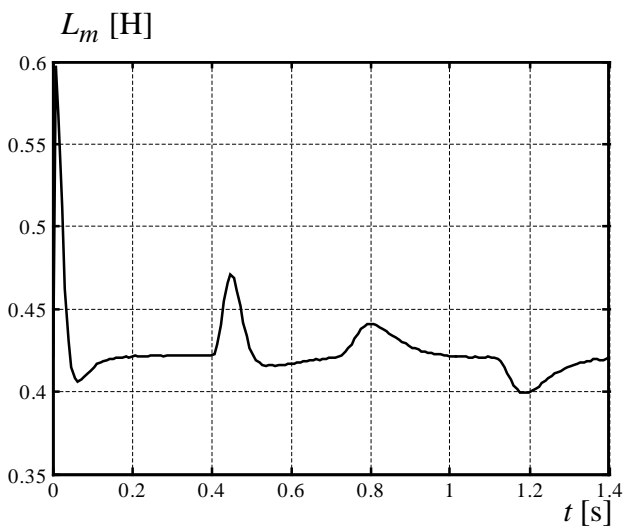
Сл. 4.2ђ. Естимирани момент – м2



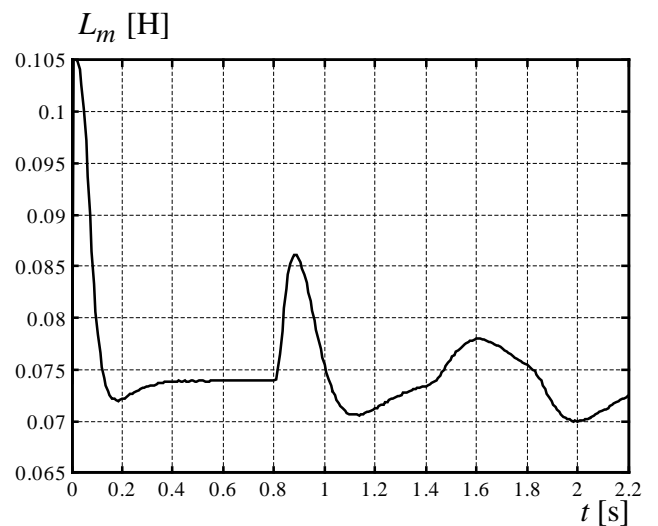
Сл. 4.2е. Струје мотора м1 - i_d , i_q



Сл. 4.2ж. Струје мотора м2 - i_d , i_q



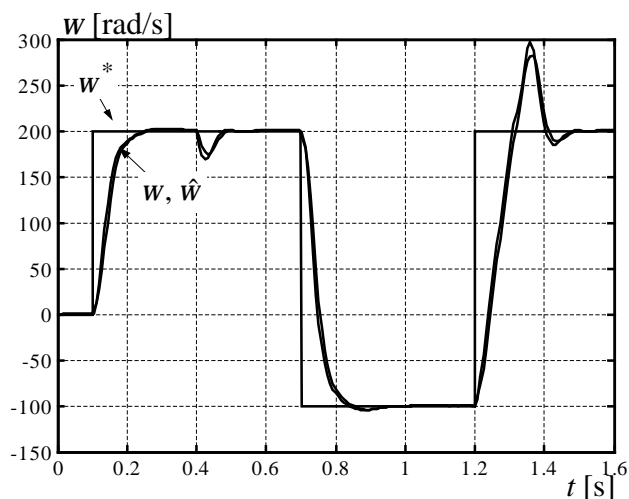
Сл. 4.2з. Индуктивност магнећења – м1



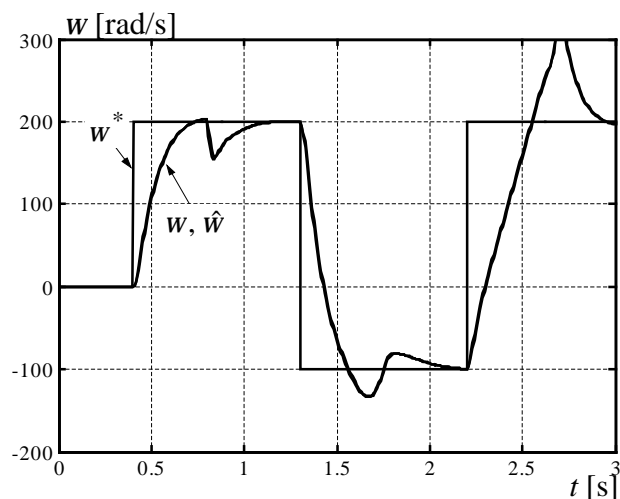
Сл. 4.2и. Индуктивност магнећења – м2

При већим брзинама, блиским номиналној, добијају се следећи дијаграми. На сликама 4.3а–и. приказани су резултати симулације прелазне појаве где се асинхроним моторима задаје референтна брзина од 200 rad/s у тренутку 0,1 s за мотор м1, и у тренутку 0,4 s за мотор м2. У 0,4 s се мотор м1 оптерећује номиналним моментом од 5,1 Nm. Мотор м2 се у 0,8 s оптерећује номиналним моментом од 121 Nm. Реверс се за мотор м1 и мотор м2 дешава у 0,7 s и 1,4 s , респективно, а брзина која треба да се достигне је 100 rad/s. Поновни реверс до референце од 200 rad/s се дешава у 1,2 s односно у 2,2 s.

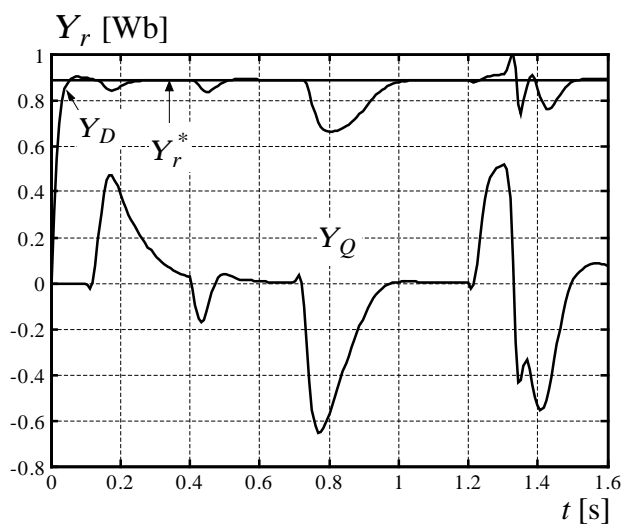
Слика 4.3а. показује да се приликом другог реверса јавља знатан прескок задате референце брзине. Слично се може уочити и на сл. 4.3б. с тим да други мотор показује осцилације и при достизању брзине од 100 rad/s. Очигледно је да ни један ни други мотор не могу да прате задату брзину на задовољавајући начин када се повратна спрега затвори по брзини која се естимира сагласно изразу (4.5).



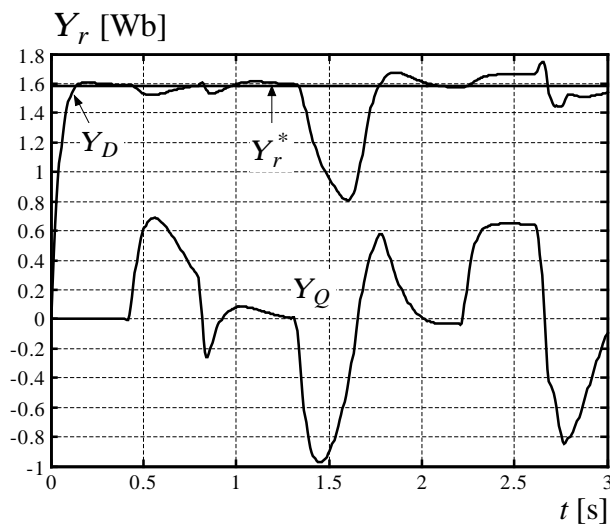
Сл 4.3а. Брзине – м1



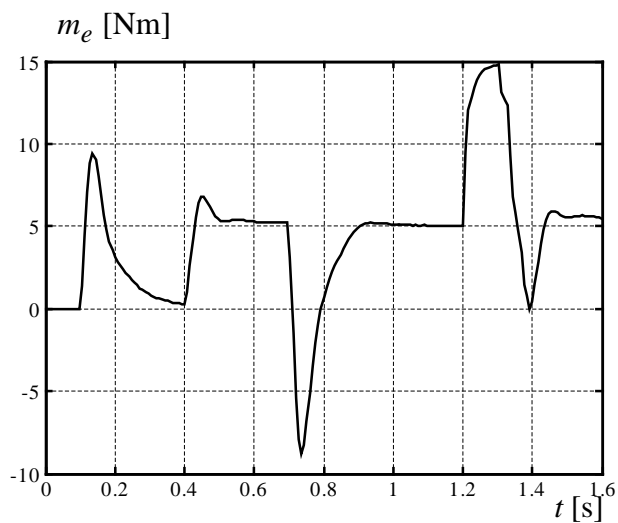
Сл. 4.3б. Брзине – м2



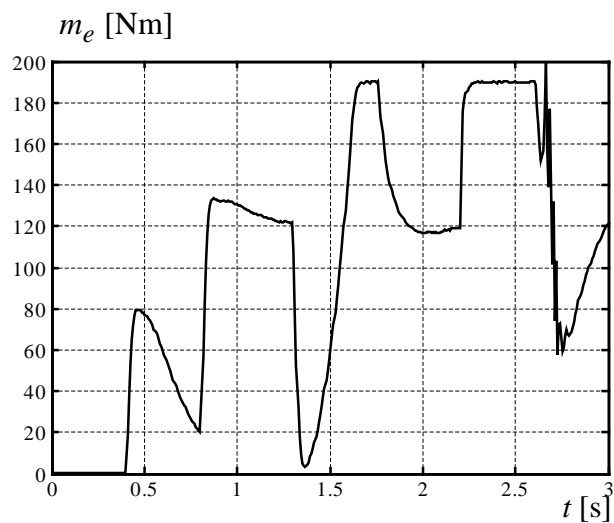
Сл. 4.3в. Флуксеви – м1



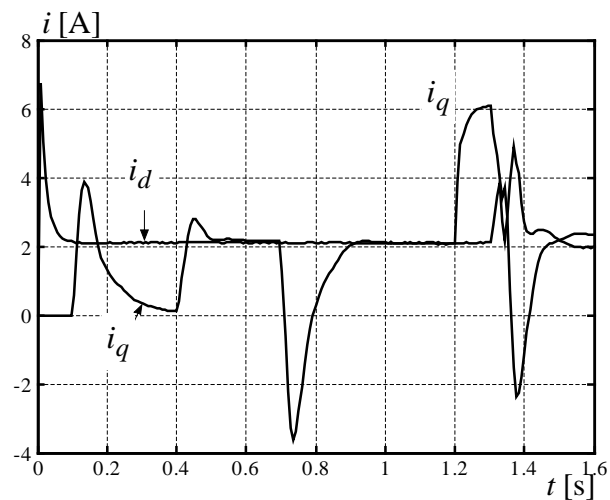
Сл. 4.3г. Флуксеви – м2



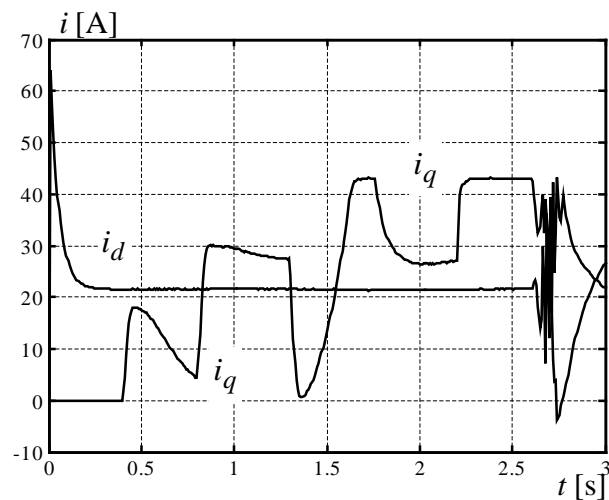
Сл 4.3д. Естимирани момент – $m1$



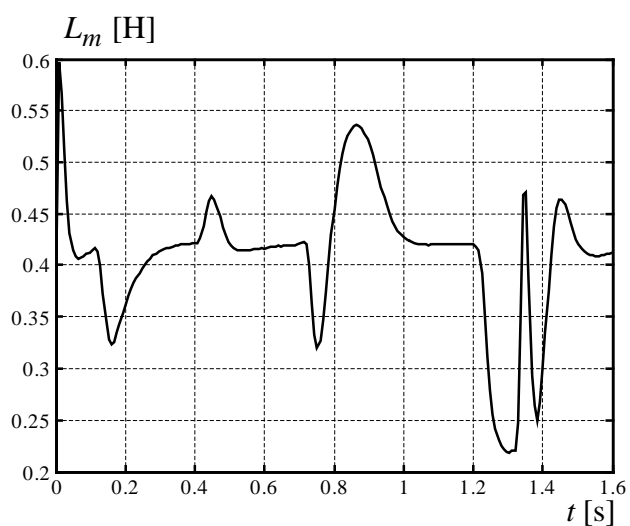
Сл. 4.3ђ. Естимирани момент – $m2$



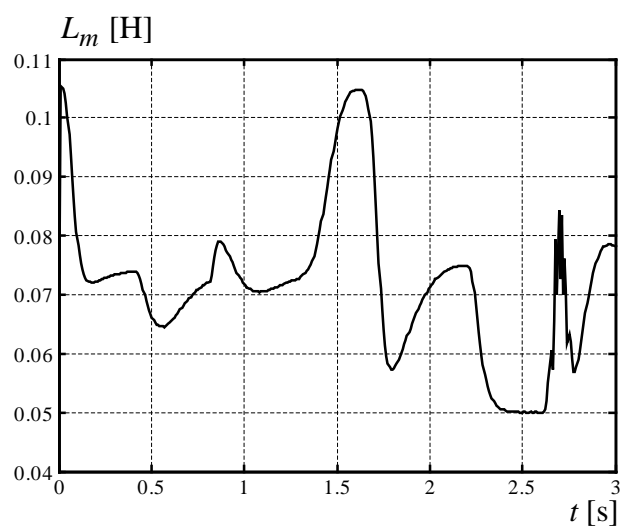
Сл. 4.3е. Струје мотора $m1$ - i_d , i_q



Сл. 4.3ж. Струје мотора $m2$ - i_d , i_q



Сл. 4.3з. Индуктивност магнећења – $m1$

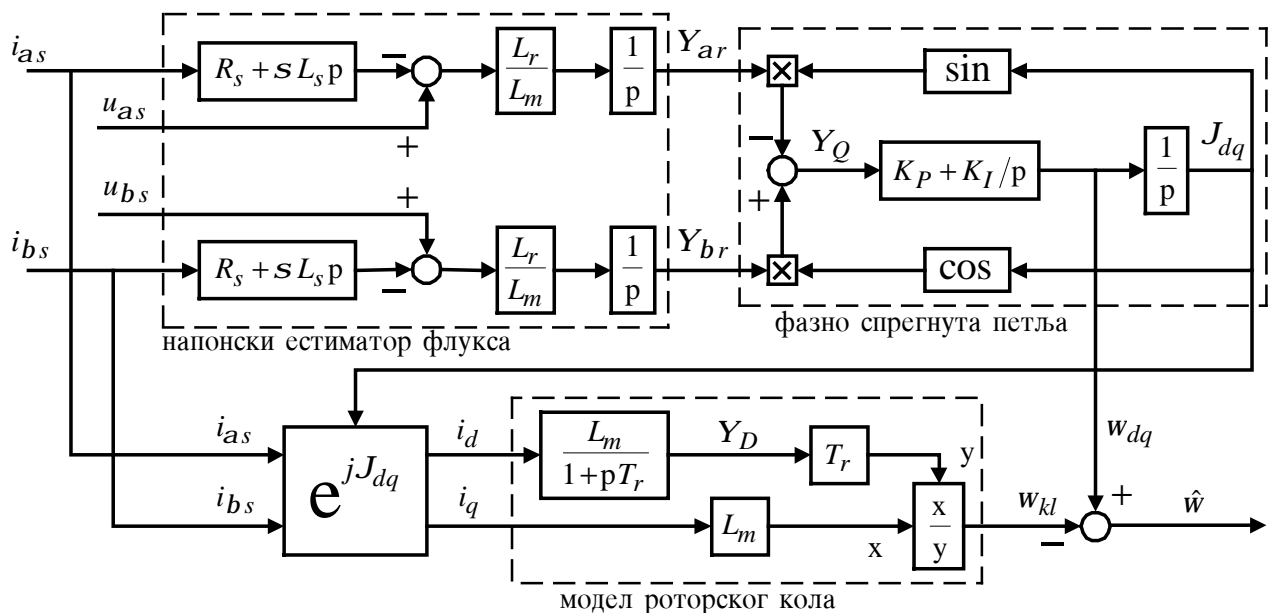


Сл. 4.3и. Индуктивност магнећења – $m2$

4.2. Естимација брзине применом фазно спрегнуте петље

Брзина се може естимирати и применом затворене повратне петље по величини која је изабрана за грешку [11]. Постојање флуksа у попречној оси (Y_Q) или разлике између референтне и стварне компоненте струје у попречној оси ($i_q^* - i_q$), могуће је искористити за корекцију естимираног положаја синхроно ротирајућег координатног система, J_{dq} , односно синхроне брзине, w_{dq} .

Слика 4.4. илуструје одређивање положаја синхроно ротирајућег координатног система на основу флуksа Y_Q . Позиција синхроно ротирајућег координатног система J_{dq} је одређена применом фазно спрегнуте петље (*Phase Locked Loop – PLL*), при чему се флуks ротора естимира из статорске напонске једначине уз познавање напона и струја статора.



Сл. 4.4. Синхронизација по грешци q – компоненте флуksа ротора применом PLL

$$p \underline{Y}_r = \frac{L_r}{L_m} [\underline{u}_s - (R_s + s L_s p) \underline{i}_s]. \quad (4.12)$$

Постојање q – компоненте флуksа ротора условљава промену стања ПИ регулатора чији излаз представља брзину w_{dq} . Интеграцијом брзине w_{dq} добија се положај вектора флуksа ротора J_{dq} . Када се координатни систем постави у правац вектора флуksа ротора, тада више не постоји q – компонента флуksа ротора и обављена је самосинхронизација тј. одређен је положај вектора флуksа ротора, односно положај синхроно ротирајућег координатног система. Код овог начина синхронизације, координатни систем у коме се реализује управљачки алгоритам векторског контролера, поставља се у правац вектора флуksа ротора.

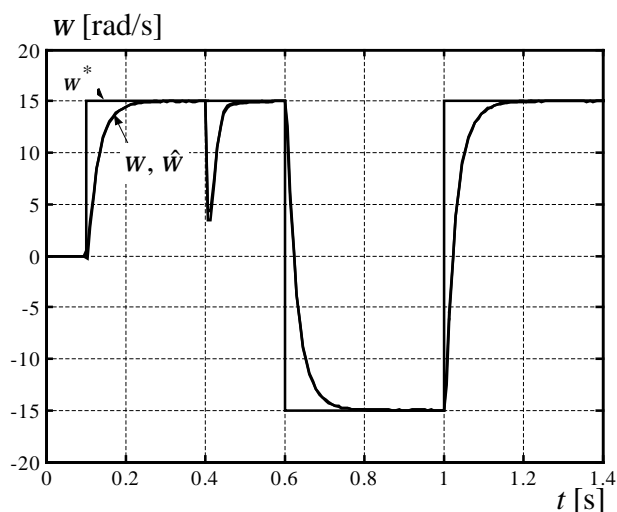
Брзина обртања ротора, када је позната синхрона брзина, може се естимирати помоћу једначине (4.13):

$$\hat{w} = w_{dq} - w_{kl}; \tag{4.13}$$

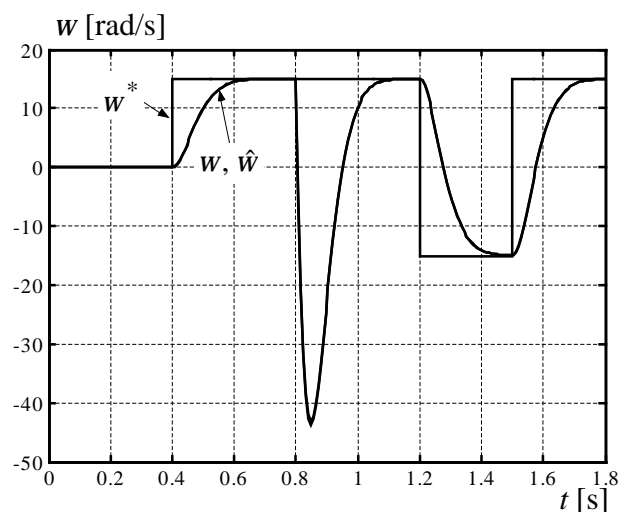
док се клизање естимира помоћу једначине (4.11).

Слично као и раније, на наредним дијаграмима приказани су резултати симулација за погон са регулационом структуром приказаном на сл. 3.2., естимацијом брзине применом фазно спрегнуте петље и синхронизације са слике 4.4. Употребљени су исти мотори као и у претходном експерименту.

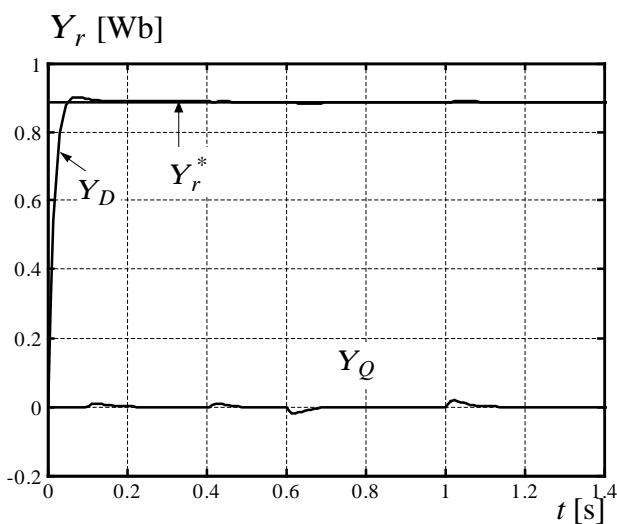
На сликама 4.5а–и. приказани су резултати симулације прелазне појаве где се асинхроним моторима задаје референтна брзина од 15 rad/s у тренутку 0,1 s за мотор м1, и у тренутку 0,4 s за м2. У 0,4 s се мотор м1 оптерећује номиналним моментом од 5,1 Nm. Мотор м2 се у 0,8 s оптерећује номиналним моментом од 121 Nm. Реверс се за мотор м1 и мотор м2 дешава у 0,6 s и 1,2 s, респективно. Поновни реверс се дешава у 1 s односно у 1,5 s. Критично аperiодичан одзив на одскочну побуду лако је уочљив на сл. 4.5а. и сл. 4.5б. и то важи за достизање референце у оба смера обртања ротора.



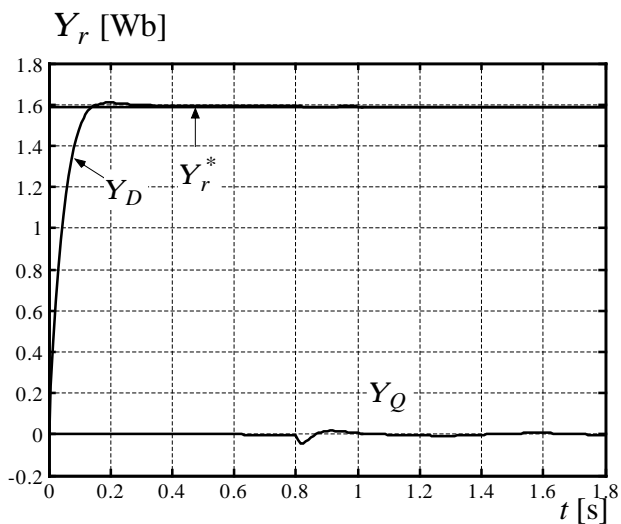
Сл. 4.5а. Брзине – м1



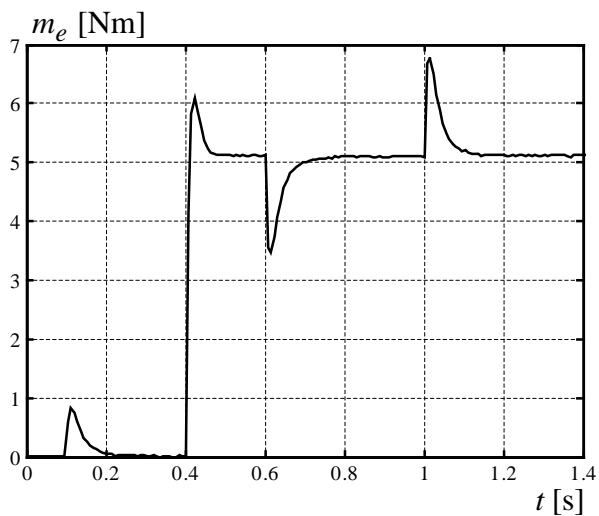
Сл. 4.5б. Брзине – м2



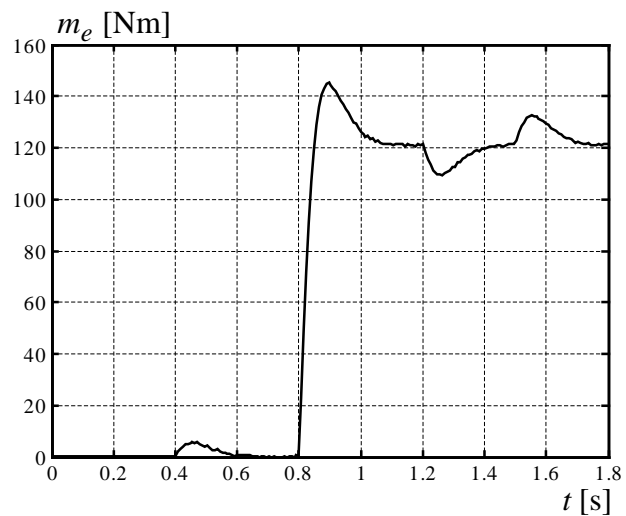
Сл. 4.5в. Флуксеви – м1



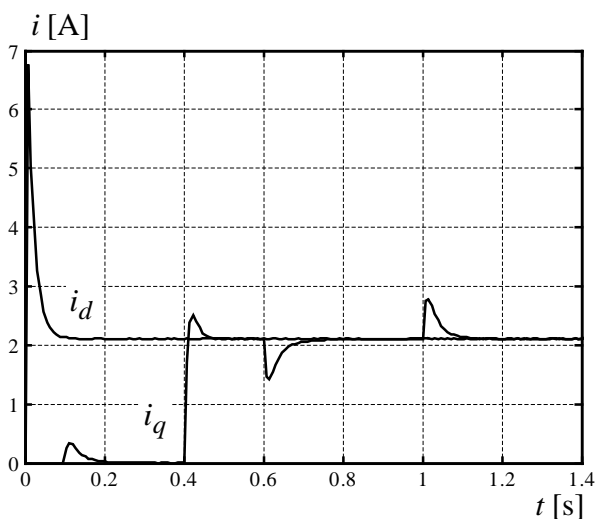
Сл. 4.5г. Флуксеви – м2



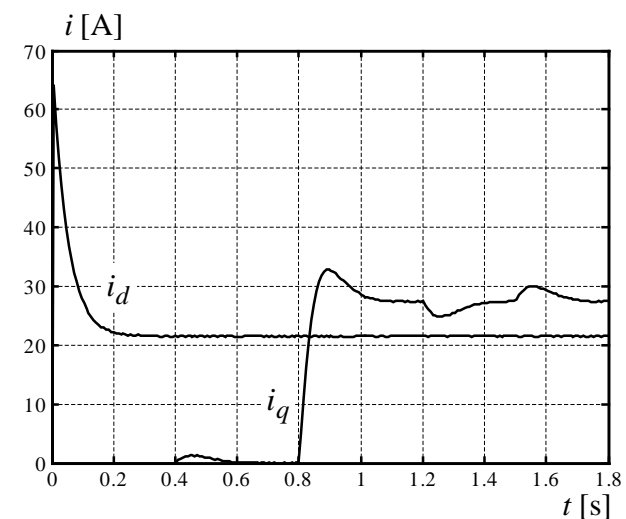
Сл. 4.5д. Естимирани момент – $m1$



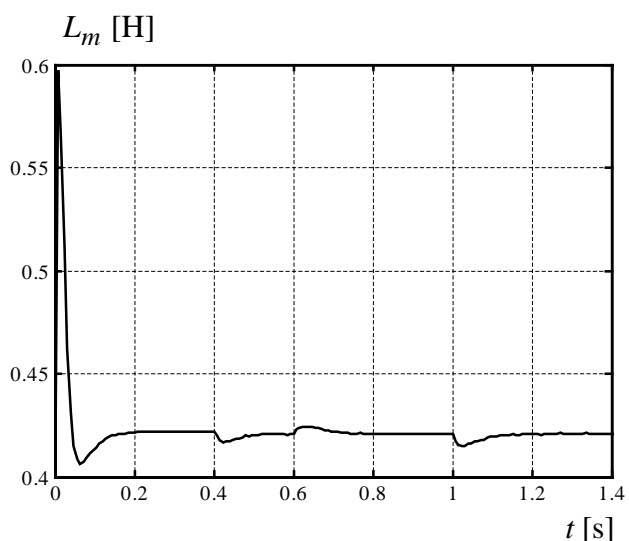
Сл. 4.5ђ. Естимирани момент – $m2$



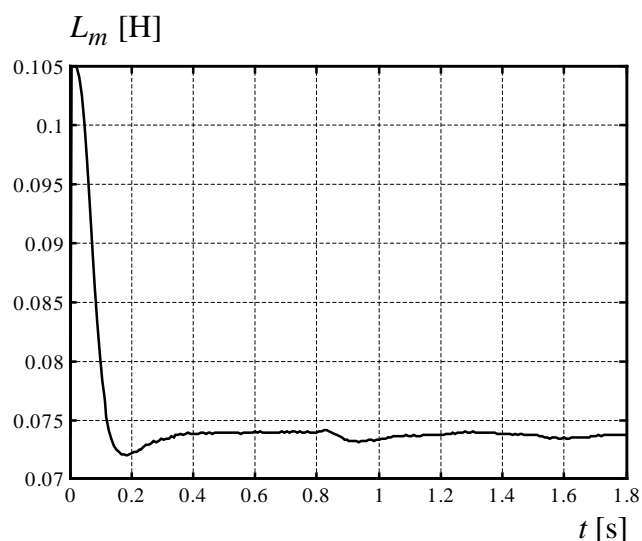
Сл. 4.5е. Струје мотора $m1$ - i_d , i_q



Сл. 4.5ж. Струје мотора $m2$ - i_d , i_q



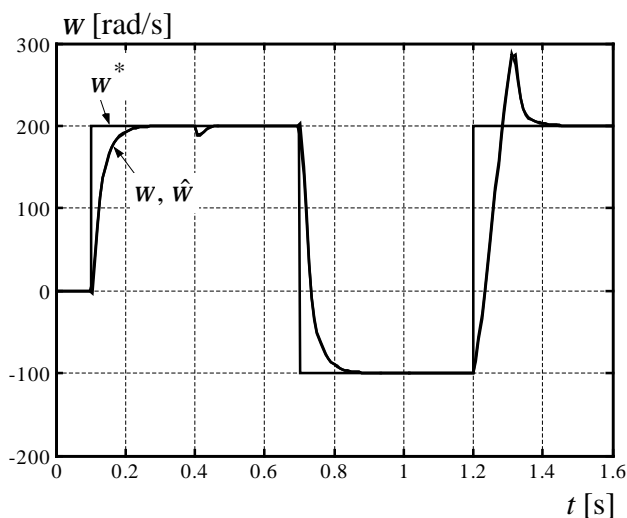
Сл. 4.5з. Индуктивност магнећења – $m1$



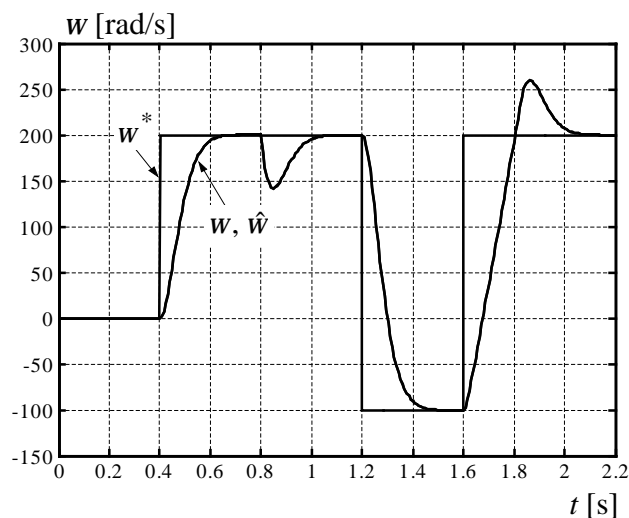
Сл. 4.5и. Индуктивност магнећења- $m2$

При већим брзинама, блиским номиналној, добијају се следећи дијаграми. На сликама 4.6а–и. приказани су резултати симулације прелазне појаве где се асинхроним моторима задаје референтна брзина од 200 rad/s у тренутку 0,1 s за мотор м1, и у тренутку 0,4 s за мотор м2. У 0,4 s се мотор м1 оптерећује номиналним моментом од 5,1 Nm. Мотор м2 се у 0,8 s оптерећује номиналним моментом од 121 Nm. Реверс се за мотор м1 и мотор м2 дешава у 0,7 s и 1,2 s, респективно, а брзина која треба да се достигне је 100 rad/s. Поновни реверс до референце од 200 rad/s се дешава у 1,2 s односно у 1,6 s.

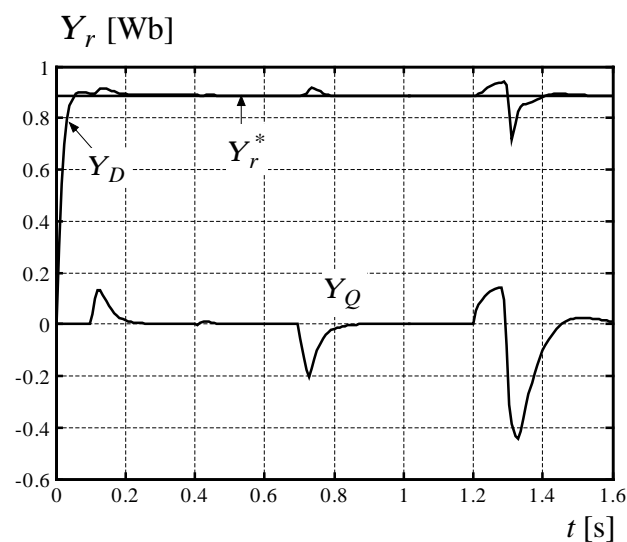
Слике 4.6а,б. показују да се приликом другог реверса јавља знатан прескок задате референце брзине, сличан оном са сл. 4.3а. и сл. 4.3б. Достицање задатих референци код оба мотора је одлично осим достизања након другог реверса а и оно није осцилаторно као што је то био случај на сл. 4.3а,б. Дакле, потребно је отклонити нежељени прескок јер ни један ни други мотор немају у потпуности задовољавајући одзив када се брзина регулише овим PLL алгоритмом.



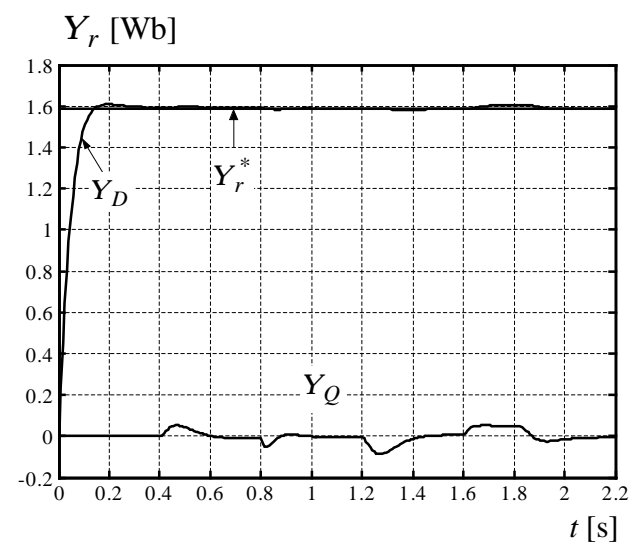
Сл. 4.6а. Брзине – м1



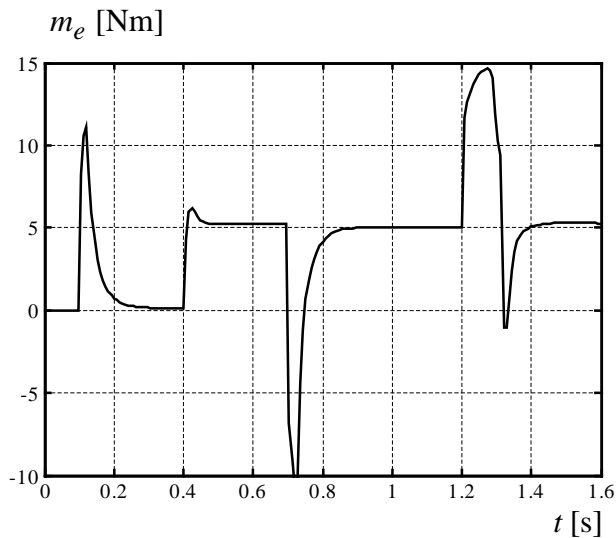
Сл. 4.6б. Брзине – м2



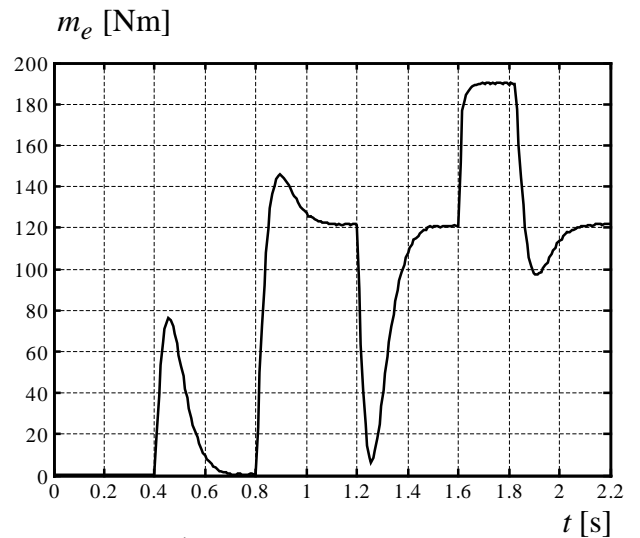
Сл. 4.6в. Флуксеви – м1



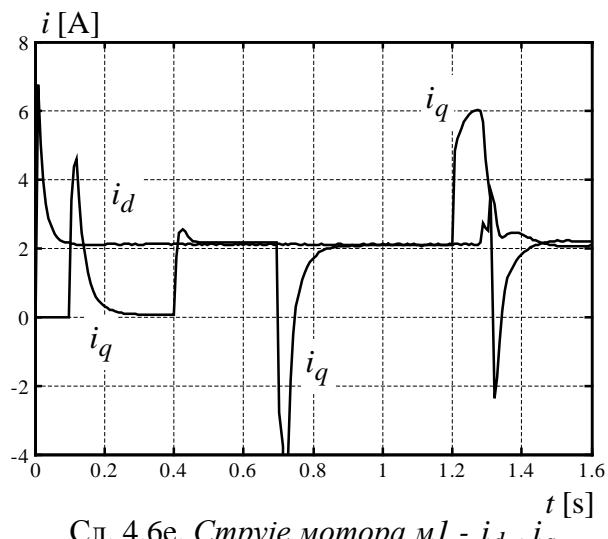
Сл. 4.6г. Флуксеви – м2



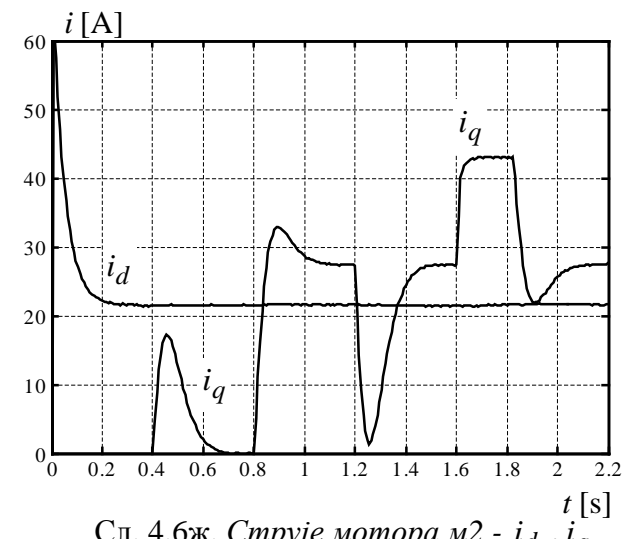
Сл. 4.6д. Естимирани момент – $m1$



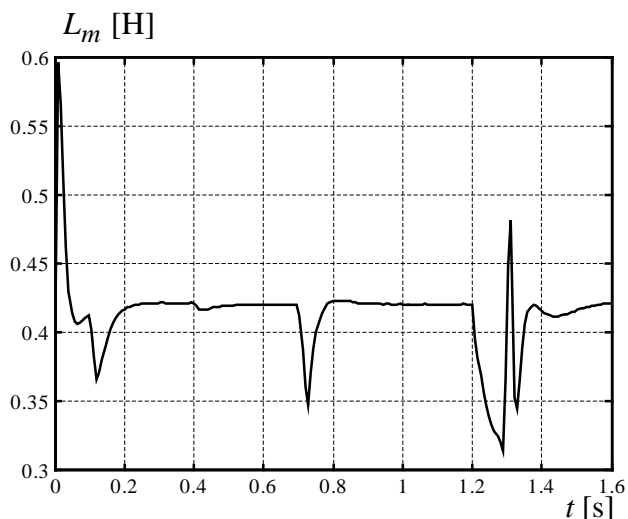
Сл. 4.6ђ. Естимирани момент – $m2$



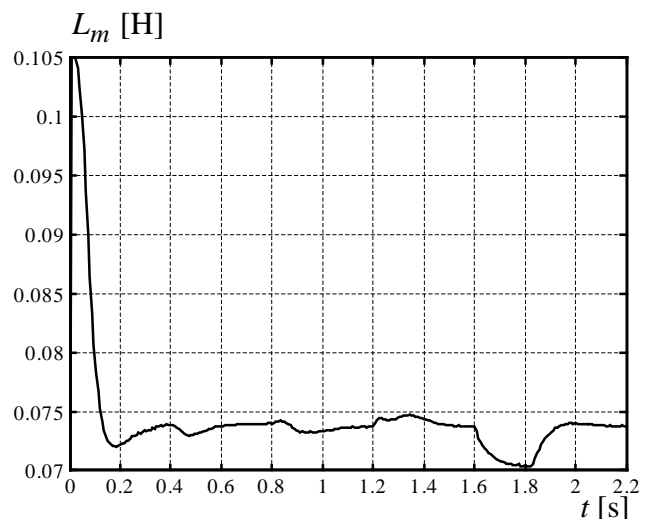
Сл. 4.6е. Струје мотора $m1$ - i_d, i_q



Сл. 4.6ж. Струје мотора $m2$ - i_d, i_q



Сл. 4.6з. Индуктивност магнећења – $m1$



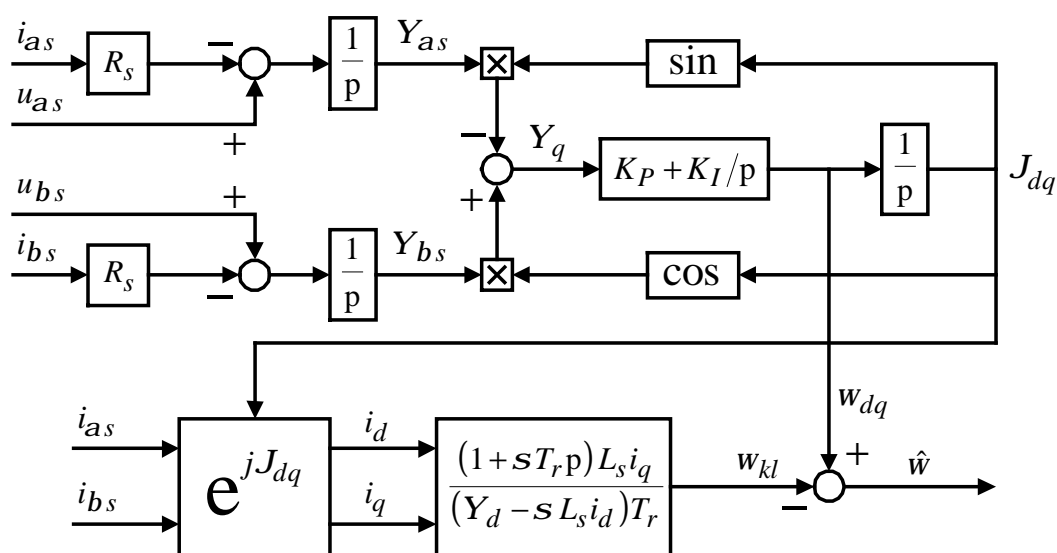
Сл. 4.6и. Индуктивност магнећења – $m2$

Самосинхронизација векторског контролера према вектору флуksа статора може се реализовати на сличан начин. Флуks статора могуће је естимирати из статорске напонске једначине када су познати напон и струја статора као:

$$p\underline{Y}_s = \underline{u}_s - R_s \underline{i}_s. \quad (4.14)$$

На сл. 4.7. приказана је самосинхронизација векторског контролера према вектору флуksа статора. Учестаност клизања се израчунава помоћу једначине (4.15).

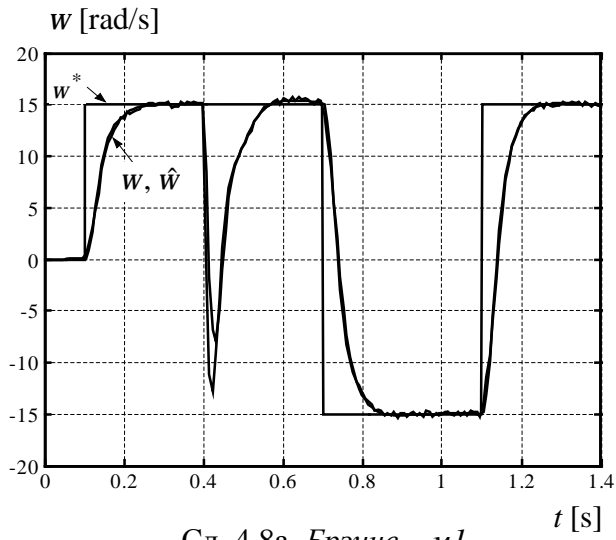
$$w_{kl} = \frac{(1 + sT_r p)L_s i_q}{(Y_d - L_s s i_d)T_r}. \quad (4.15)$$



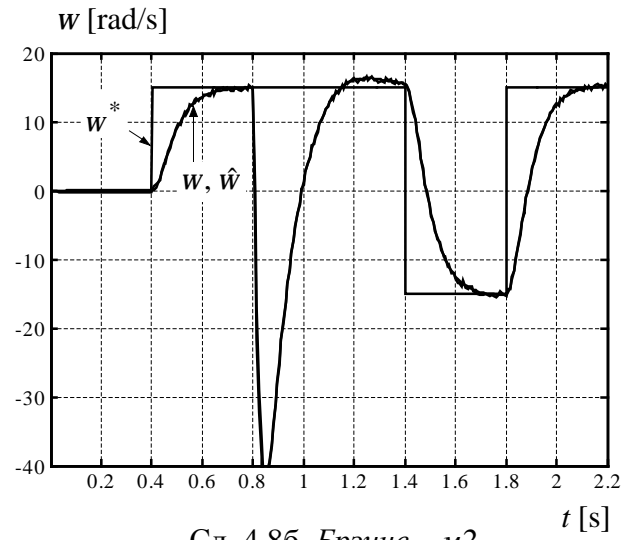
Сл. 4.7. Самосинхронизација векторског контролера у односу на вектор флуksа статора применом PLL

На сл. 4.8. приказане су прелазне појаве са примењеном оријентацијом у односу на просторни вектор флуksа статора. Примењена је управљачка структура приказана на сл. 3.2. са уваженом струјом распрезања, и реализована је самосинхронизација према сл. 4.7.

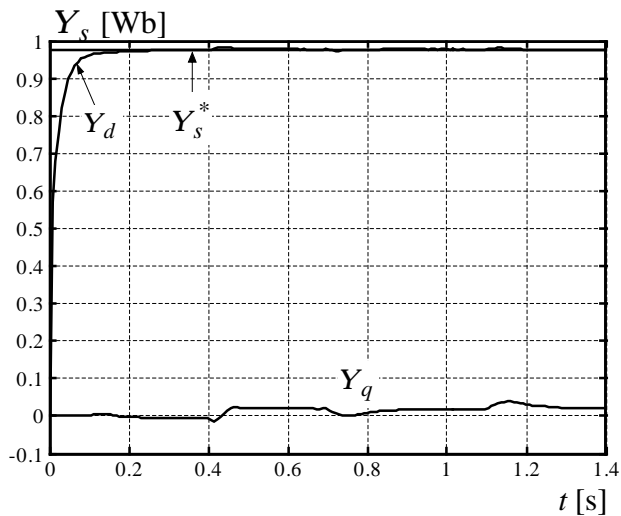
Са сл. 4.8а,б. може се запазити да се референтна брзина спорије достиже уз постојање прескока те да одзив не поседује квалитет као код синхронизације са сл. 4.4. Асинхроним моторима се задаје референтна брзина од 15 rad/s у тренутку 0,1 s за мотор м1, и у тренутку 0,4 s за м2. У 0,4 s се мотор м1 оптерећује номиналним моментом од 5,1 Nm. Мотор м2 се у 0,8 s оптерећује номиналним моментом од 121 Nm. Реверс се за мотор м1 и мотор м2 дешава у 0,7 s и 1,4 s, респективно. Поновни реверс се дешава у 1,1 s односно у 1,8 s.



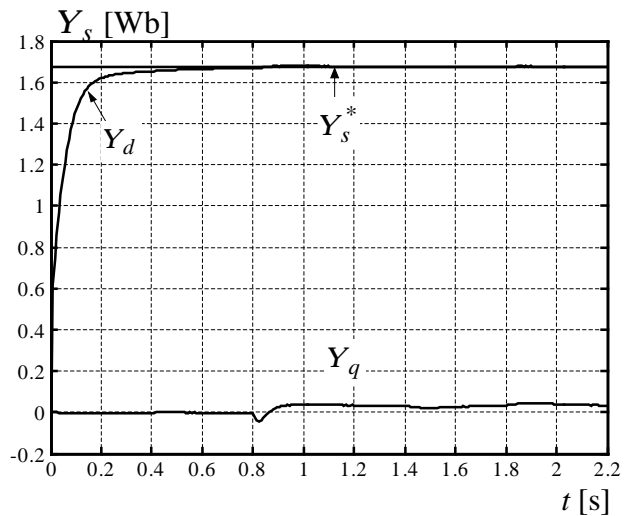
Сл. 4.8а. Брзине – м1



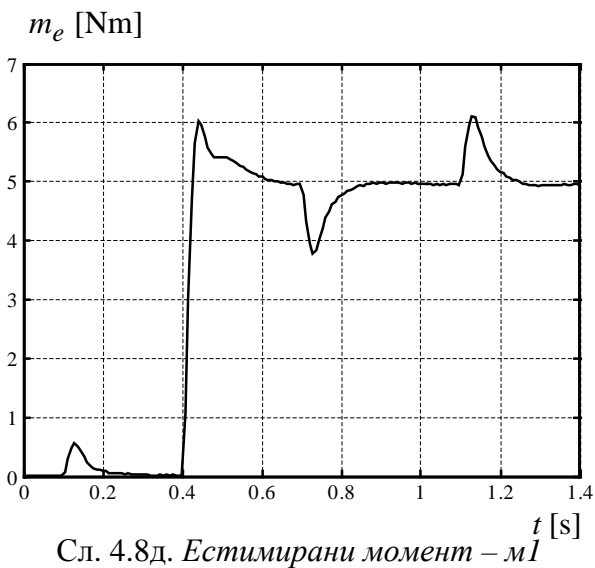
Сл. 4.8б. Брзине – м2



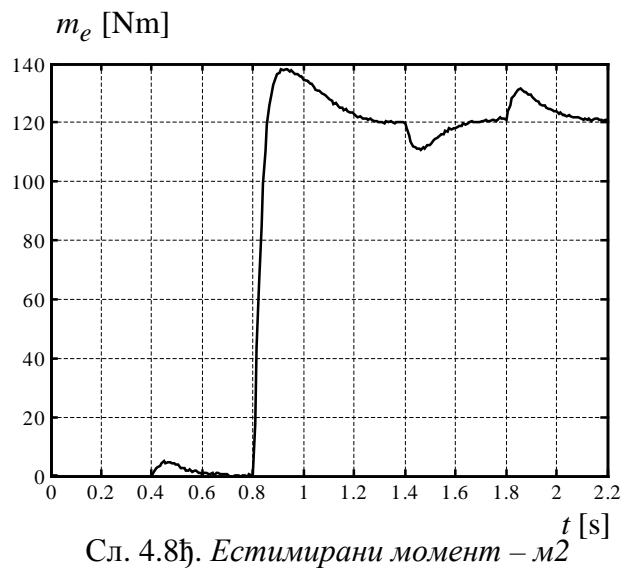
Сл. 4.8в. Флуксеви – м1



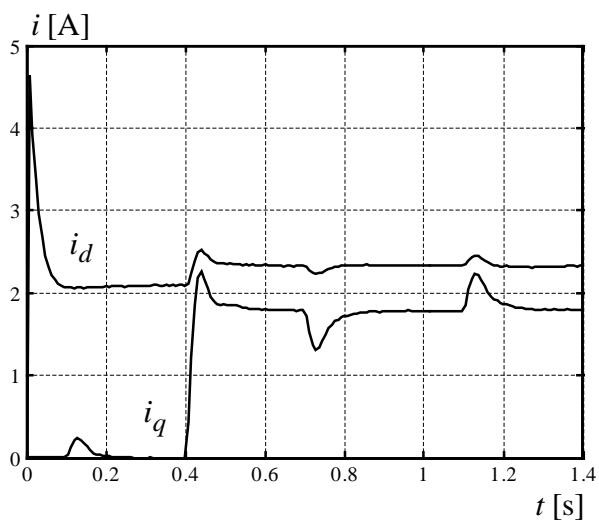
Сл. 4.8г. Флуксеви – м2



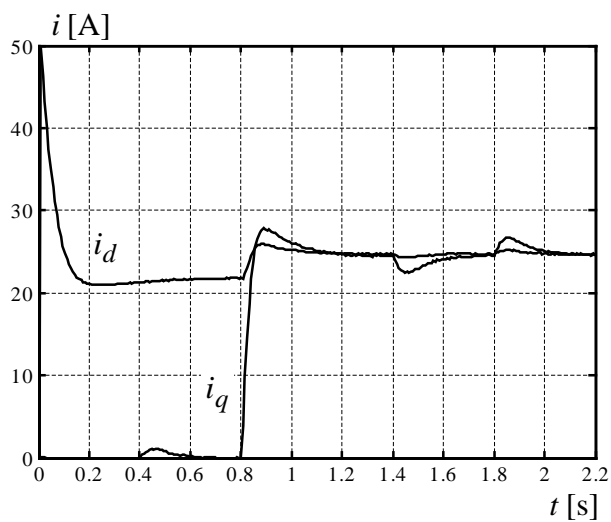
Сл. 4.8д. Естимирани момент – м1



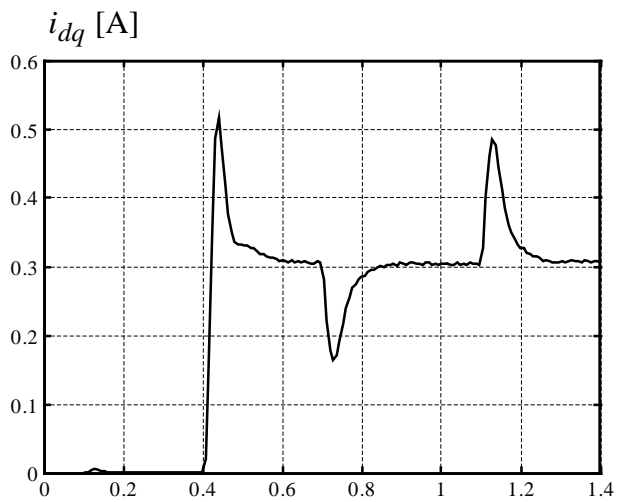
Сл. 4.8ђ. Естимирани момент – м2



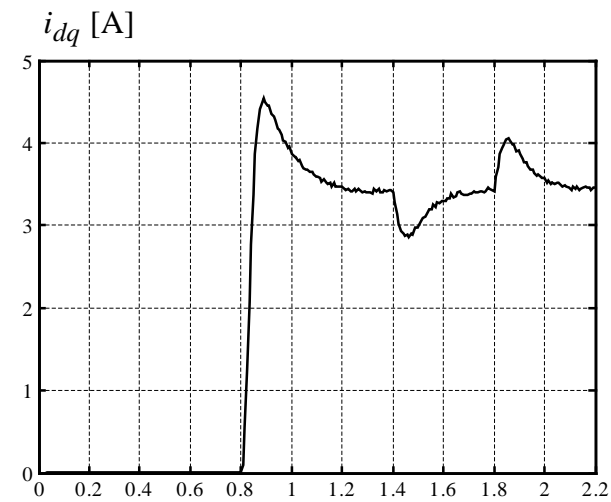
Сл. 4.8е. Струје мотора $m1$ - i_d, i_q



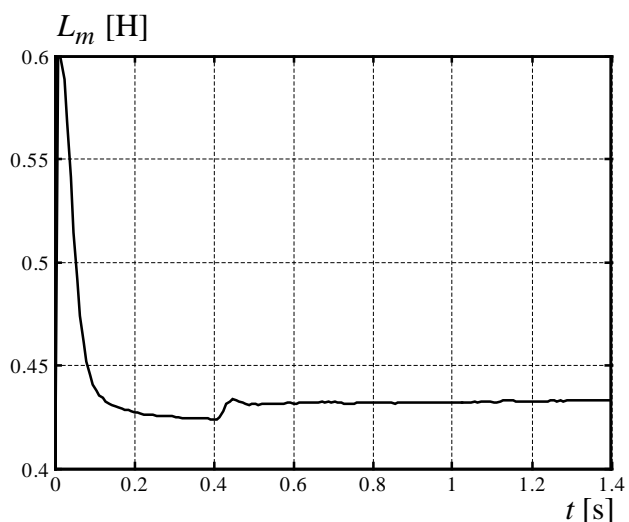
Сл. 4.8ж. Струје мотора $m2$ - i_d, i_q



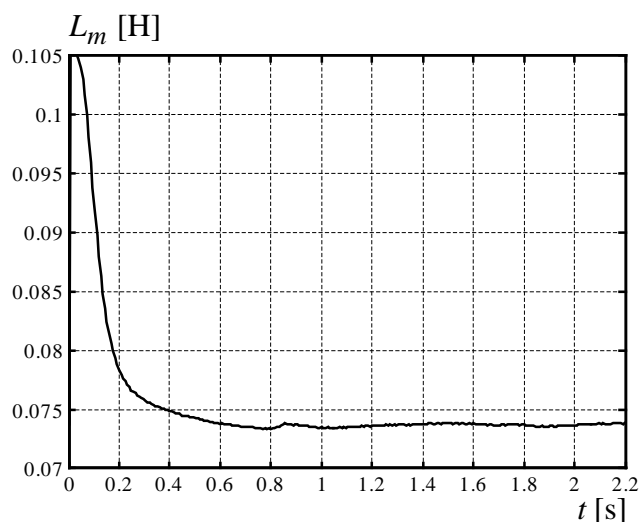
Сл. 4.8з. Струја распрезања $m1$ - i_{dq}



Сл. 4.8и. Струја распрезања $m2$ - i_{dq}



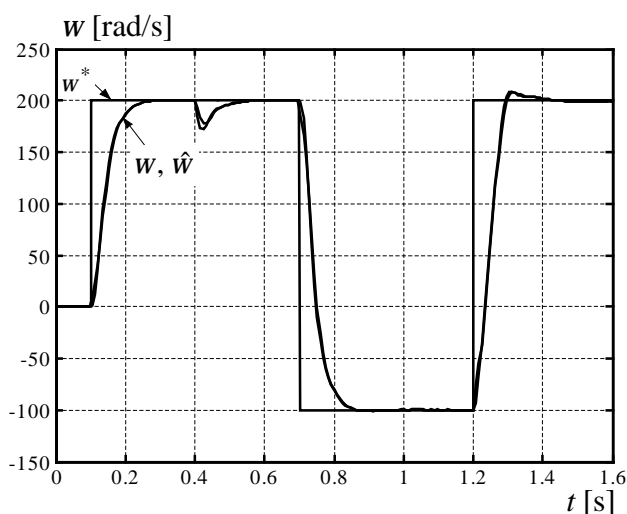
Сл. 4.8ј. Индуктивност магнећења - $m1$



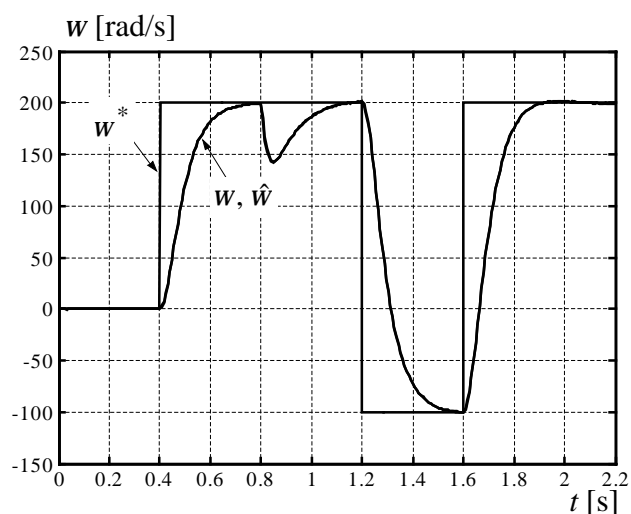
Сл. 4.8к. Индуктивност магнећења - $m2$

Вршењем експеримента при већим брзинама, блиским номиналној, добијају се дијаграми на сл. 4.9. Референце брзине су непромењене и референтна брзина од 200 rad/s се задаје у тренутку 0,1 s за мотор м1, и у тренутку 0,4 s за мотор м2. У 0,4 s се мотор м1 оптерећује номиналним моментом од 5,1 Nm. Мотор м2 се у 0,8 s оптерећује номиналним моментом од 121 Nm. Реверс се за мотор м1 и мотор м2 дешава у 0,7 s и 1,2 s, респективно. Поновни реверс до референце од 200 rad/s се дешава у 1,2 s односно у 1,6 s.

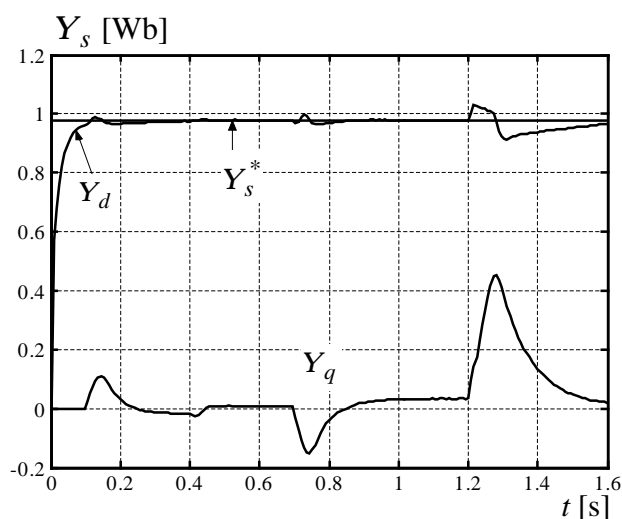
Видљиво је побољшање одзива након другог реверса брзине на сл. 4.9а,б. Достижање задатих референци код оба мотора је одлично, нарочито код мотора м2. Ваља напоменути да је при симулацијама примењено распрежуће коло описано са (3.11) и (3.12), а струја распрезања је дата на сл. 4.9з. и сл. 4.9и.



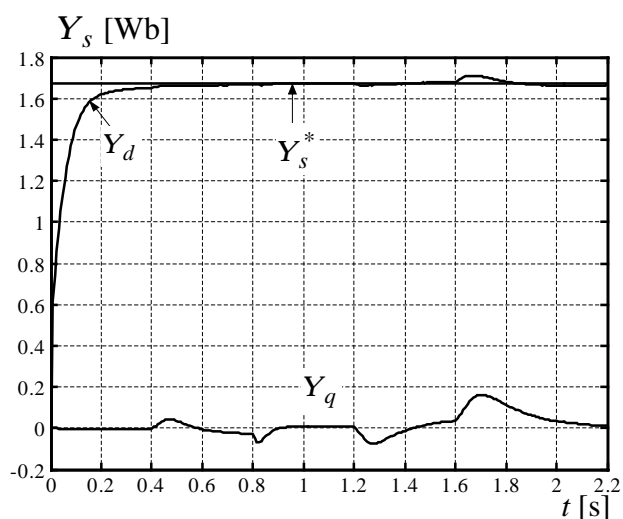
Сл. 4.9а. Брзине – м1



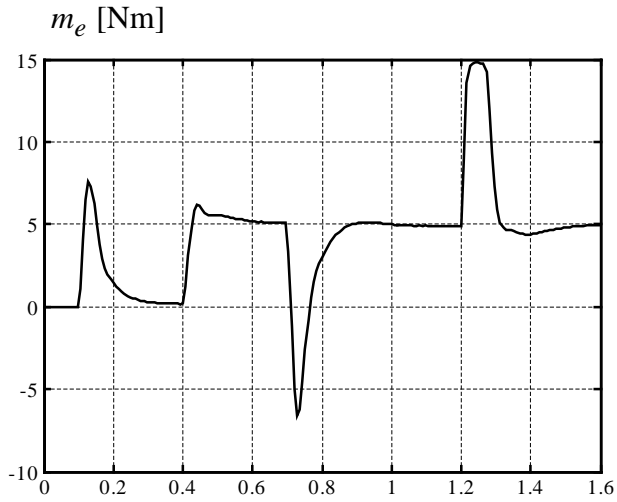
Сл. 4.9б. Брзине – м2



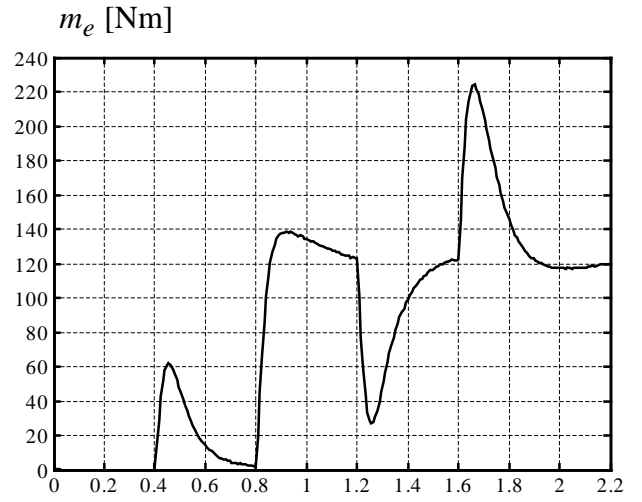
Сл. 4.9в. Флуksеви – м1



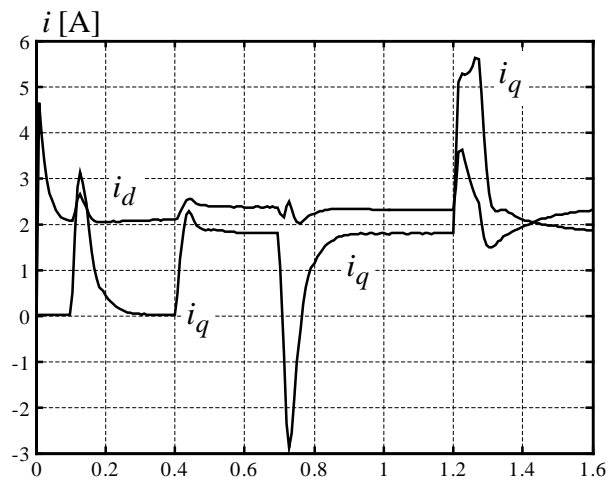
Сл. 4.9г. Флуksеви – м2



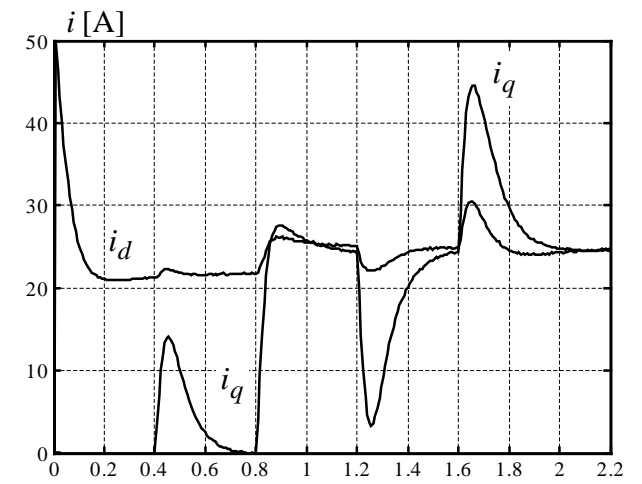
Сл. 4.9д. Естимирани момент – m_1



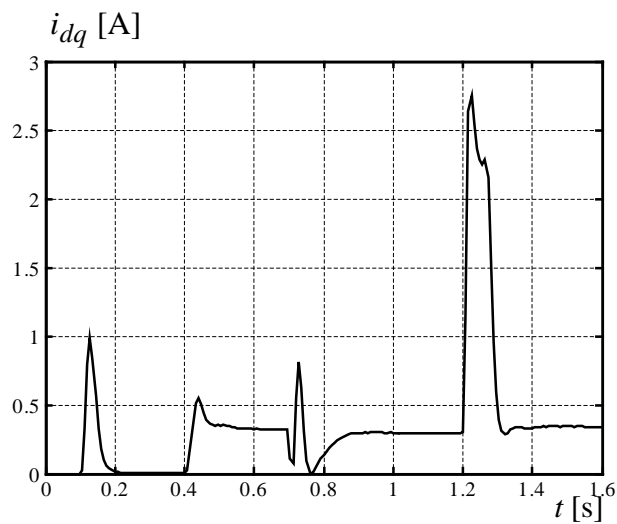
Сл. 4.9ђ. Естимирани момент – m_2



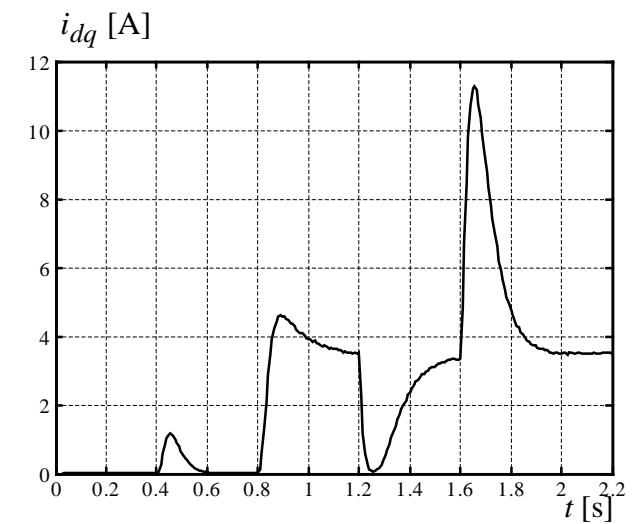
Сл. 4.9е. Струје мотора m_1 - i_d, i_q



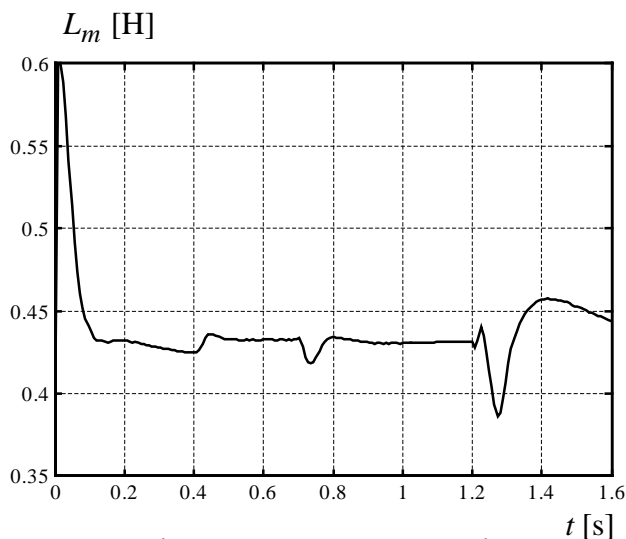
Сл. 4.9ж. Струје мотора m_2 - i_d, i_q



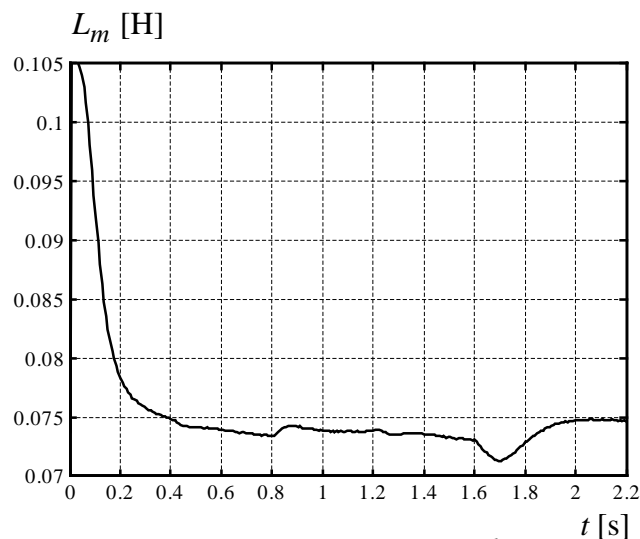
Сл. 4.9з. Струја распрезања m_1 - i_{dq}



Сл.4.9и. Струја распрезања m_2 - i_{dq}



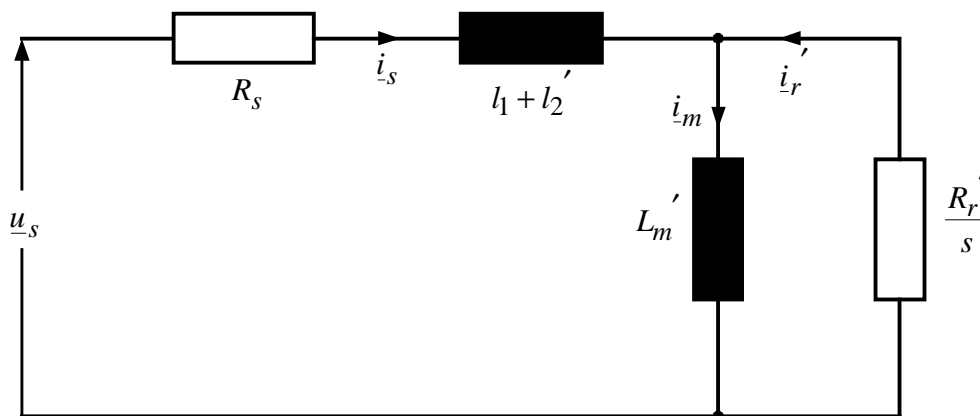
Сл. 4.9ј. Индуктивност магнећења – м1



Сл. 4.9к. Индуктивност магнећења – м2

4.3. Природна оријентација поља

Природна оријентација поља (*Natural Field Orientation – NFO*) је следећи приступ у одређивању положаја синхроно ротирајућег координатног система који се заснива на индиректном мерењу индуковане електромоторне силе на основу расположивих напона и струја статора [24, 74]. Индукована електромоторна сила има централну улогу у генерисању синхроне учестаности односно положаја синхроно ротирајућег координатног система. На сл. 4.10. приказана је једна од могућих еквивалентних шема асинхроног мотора.



Сл. 4.10. Еквивалентна шема асинхроног мотора

где су: $L'_m = \frac{L_m^2}{L_r}$; $l'_2 = \frac{L_{gr} L_m}{L_r}$; $R'_r = R_r \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2$; $L_1 = l_1 + l'_2 + L_m = l + L'_m$;

$l_1 = L_{gs}$ - индуктивност расипања статора; L_{gr} - индуктивност расипања ротора.

Уважавајући еквивалентну шему са сл. 4.10., може се написати следећи израз за индуковану електромоторну силу (*air gap voltage*):

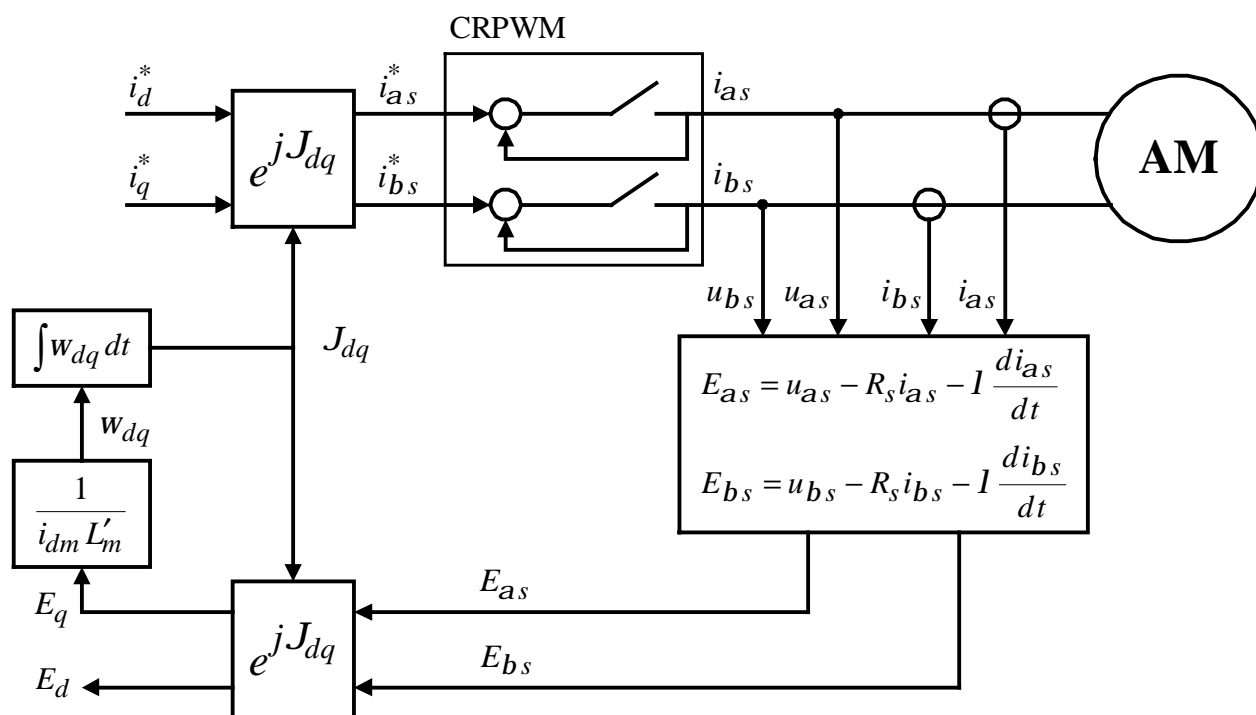
$$\underline{E}_{ag} = E_{as} + jE_{bs} = \frac{d\underline{Y}_r}{dt} = L'_m \frac{di_m}{dt}; \quad (4.16)$$

$$\underline{E}_{ag} = \frac{d\underline{Y}_s}{dt} - l \frac{di_s}{dt} = \underline{u}_s - R_s \underline{i}_s - l \frac{di_s}{dt}; \quad (4.17)$$

$$\underline{E}_{ag}^e = e^{-jJ_{dq}} \underline{E}_{ag} = E_d + jE_q. \quad (4.18)$$

Електромоторна сила одређена једначином (4.17) је у координатном систему везаном за статор, а електромоторна сила у једначини (4.18), са суперскриптом “e”, је у синхронотирајућем координатном систему. Синхронотирање се генерише тако да је сразмерна са електромоторном силом, обезбеђујући тиме да је струја магнетнења константна што представља неопходан услов за реализацију *NFO*. Стационарна вредност E_q се може одредити из (4.17) ако се формално “ d/dt ” замени са “ jw_{dq} ”. Знајући E_q , може се одредити w_{dq} и J_{dq} :

$$w_{dq} = \frac{E_q}{(i_d + i'_D) L'_m}. \quad (4.19)$$



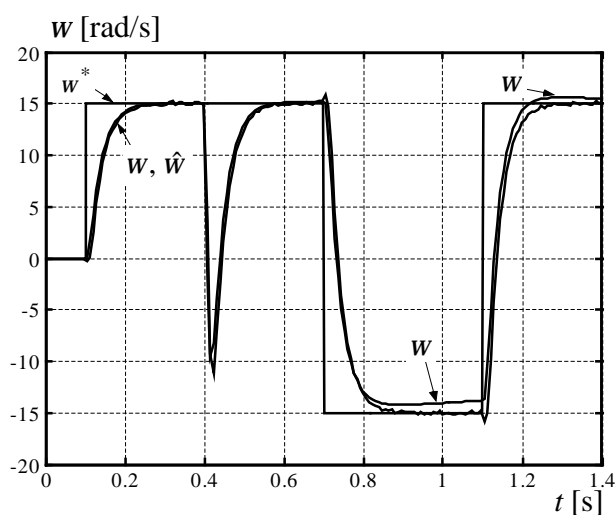
Сл. 4.11. Синхронизација применом природне оријентације поља

Избором синхроне учестаности према (4.19) обезбеђена је непроменљивост струје магнећења. Струја ротора (i'_D) одређена је искључиво оптерећењем на вратилу мотора. Према приказаном начину за одређивање положаја координатног система не појављује се потреба за познавањем отпорности ротора тако да је овај начин за одређивање положаја координатног система неосетљив на непознавање тачне вредности R_r . Непознавање R_r , условиће погрешну процену w .

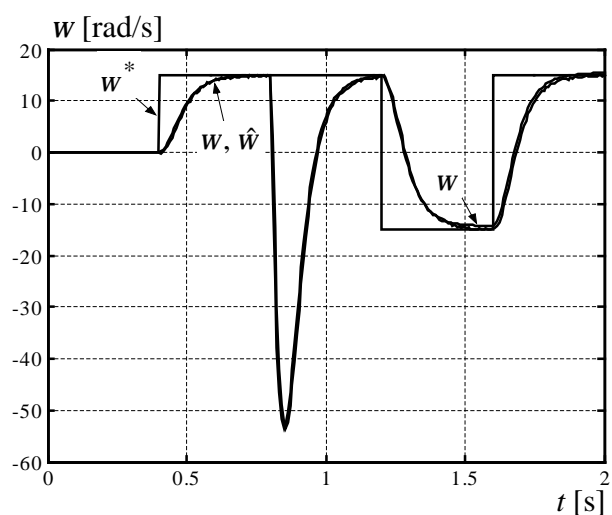
На сл. 4.11. приказана је принципијелна шема помоћу које се реализује *NFO*. Управљачки сигнали i_d^* и i_q^* генерисани су као излази надређених регулатора флуksа и брзине (момента).

На дијаграмима који следе приказани су резултати симулација за погон са регулационом петљом са сл. 3.2. и естимацијом брзине применом *NFO*. Асинхроним моторима се задаје референтна брзина од 15 rad/s у тренутку 0,1 s за мотор м1, и у тренутку 0,4 s за мотор м2. У 0,4 s се мотор м1 оптерећује номиналним моментом од 5,1 Nm. Мотор м2 се у 0,8 s оптерећује номиналним моментом од 121 Nm. Реверс се за мотор м1 и мотор м2 дешава у 0,7 s и 1,2 s, респективно. Поновни реверс се дешава у 1,1 s односно у 1,6 s.

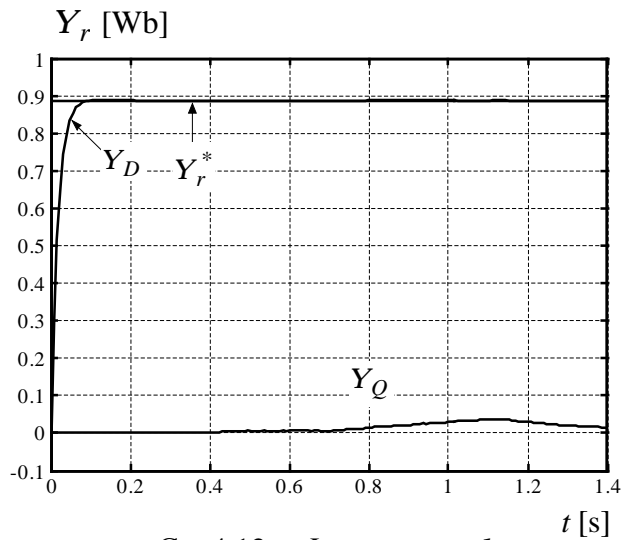
Са сл. 4.12а,б. може се запазити да мотори не достижу референцу од -15 rad/s и да постоји тежња ка нултој вредности брзине. Након другог реверса, постоји пребачај код оба мотора али је видљивији код првог. Са друге стране, одзив флуksева је изузетан што очито показују графици на сл. 4.12в. и сл. 4.12г.



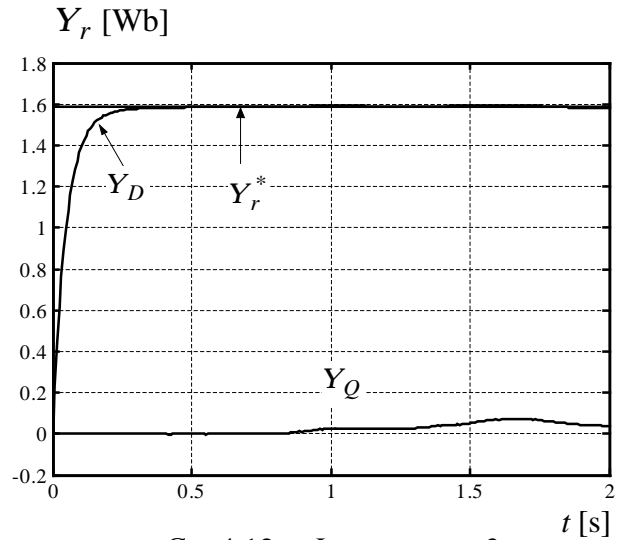
Сл. 4.12а. Брзине – м1



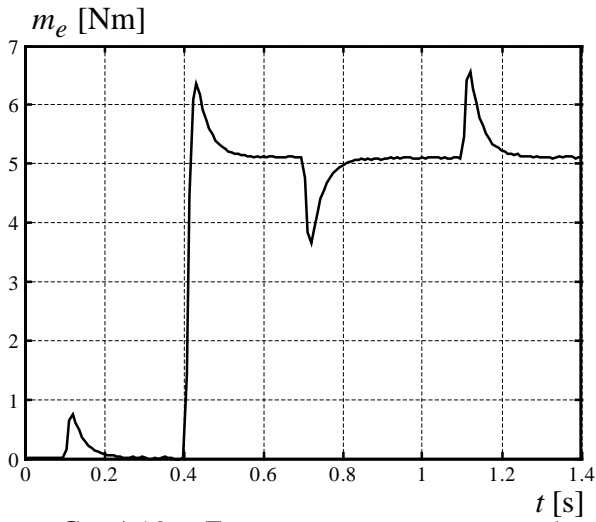
Сл. 4.12б. Брзине – м2



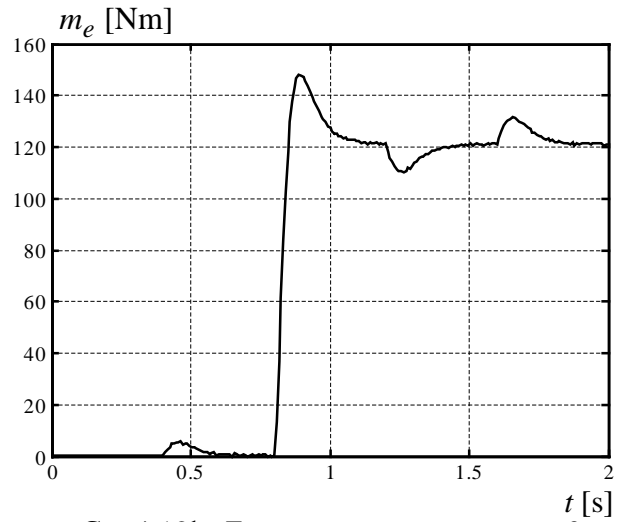
Сл. 4.12в. Флуксеви – м1



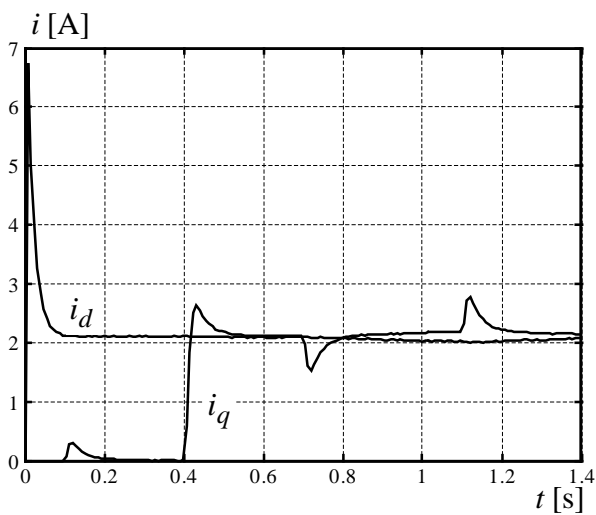
Сл. 4.12г. Флуксеви – м2



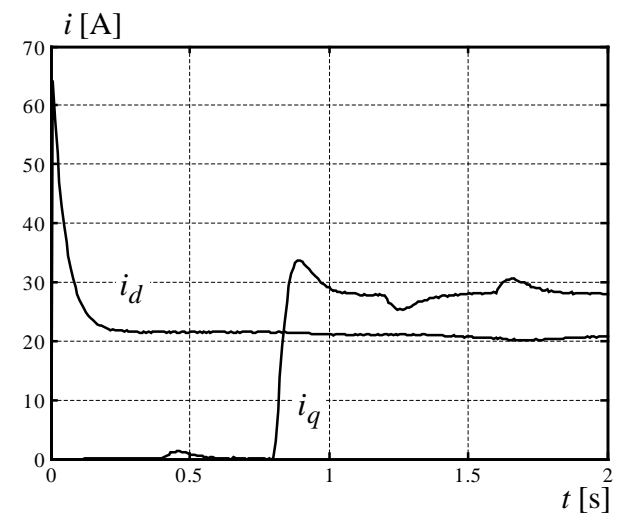
Сл. 4.12д. Естимирани момент – м1



Сл. 4.12ђ. Естимирани момент – м2



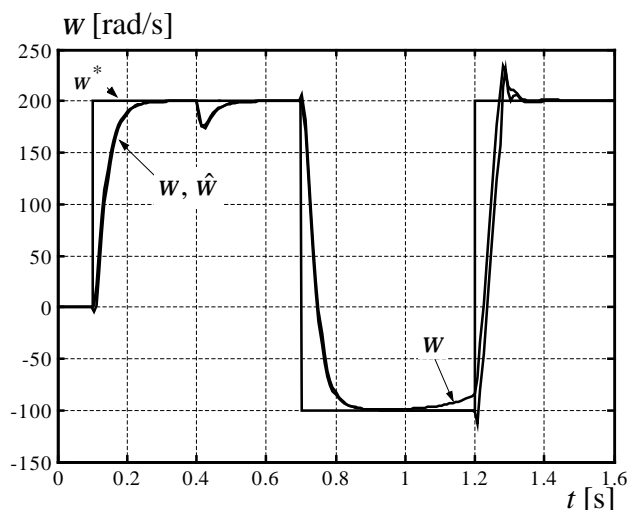
Сл. 4.12е. Струје мотора м1 - i_d , i_q



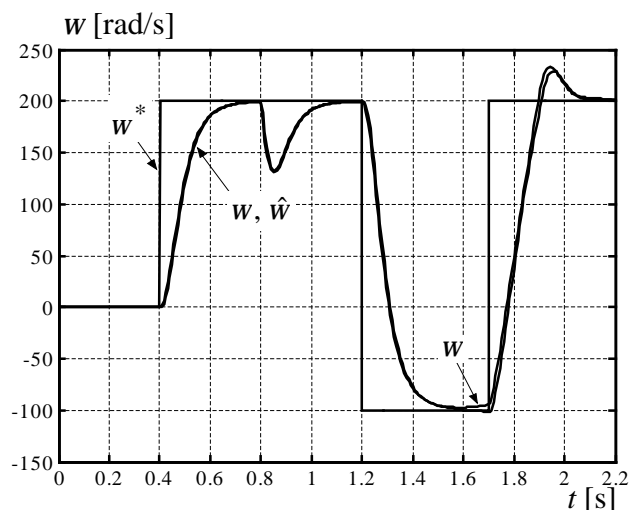
Сл. 4.12ж. Струје мотора м2 - i_d , i_q

Понашање система са природном оријентацијом поља за велике брзине које су блиске номиналној је слично понашању система са фазно спрегнутом петљом и синхронизацијом по грешци флукса ротора. Позната референца од 200 rad/s се задаје у тренутку 0,1 s за мотор м1, и у тренутку 0,4 s за мотор м2. У 0,4 s се мотор м1 оптерећује номиналним моментом од 5,1 Nm. Мотор м2 се у 0,8 s оптерећује номиналним моментом од 121 Nm. Реверс до брзине од 100 rad/s се за мотор м1 и мотор м2 дешава у 0,7 s и 1,2 s, респективно. Поновни реверс до референце од 200 rad/s се дешава у 1,2 s односно у 1,7 s.

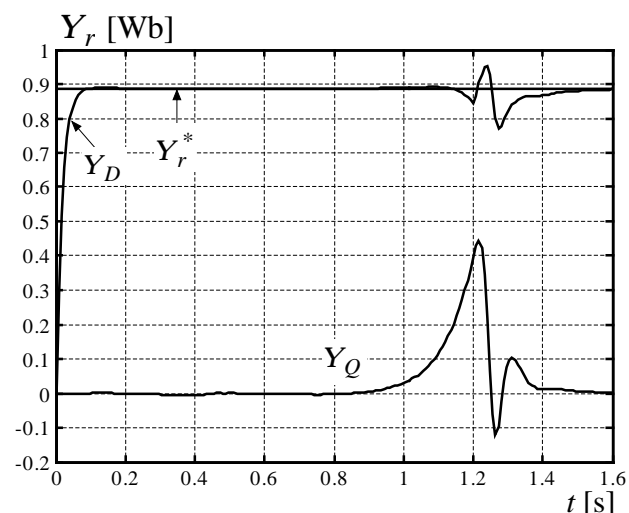
Тенденција ка нултој брзини је јасно видљива на сл. 4.13а. након што је достигнута задата брзина од 100 rad/s. И на сл. 4.13б., код другог мотора, је могуће запазити ову немогућност одржања постигнуте брзине код погона са примењеном *NFO*. Пребачај пре достизања референце након другог реверса постоји и овде и изгледа да је то одлика свих система који имају затворену повратну спрегу по роторском, а не по статорском флуксу (видети део 4.2.).



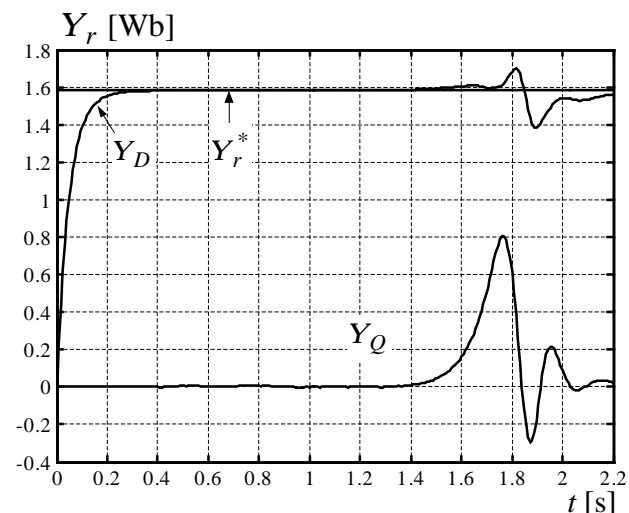
Сл. 4.13а. Брзине – м1



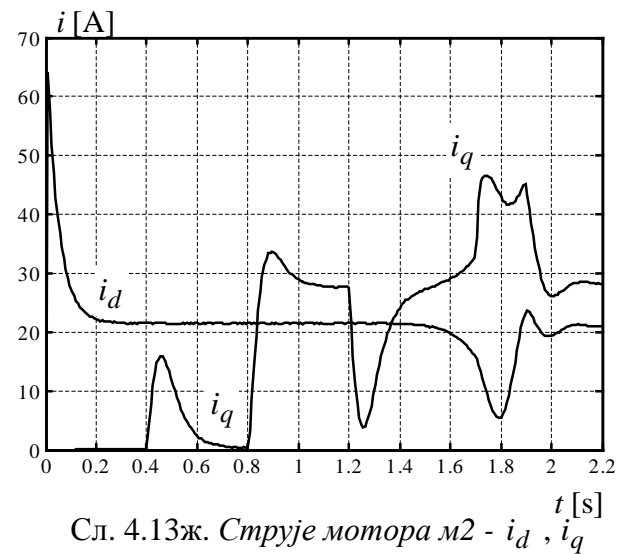
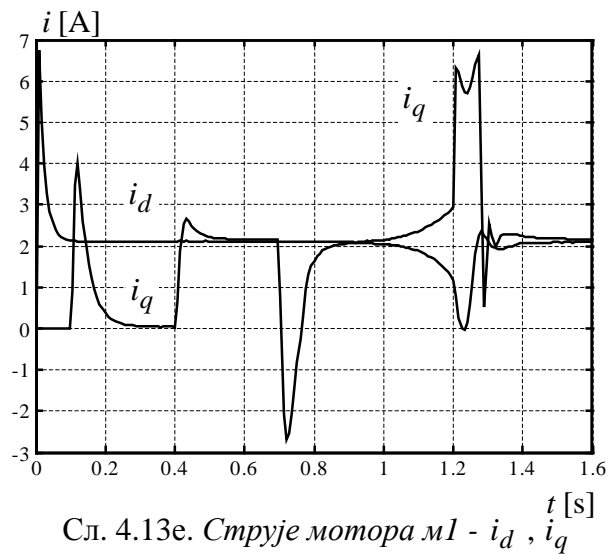
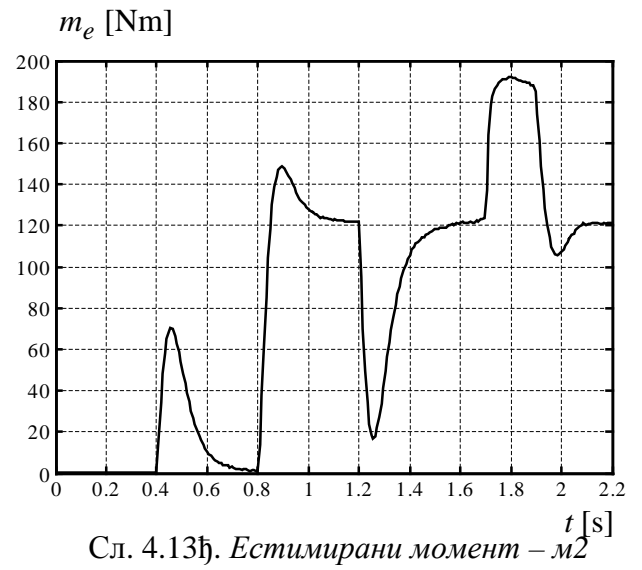
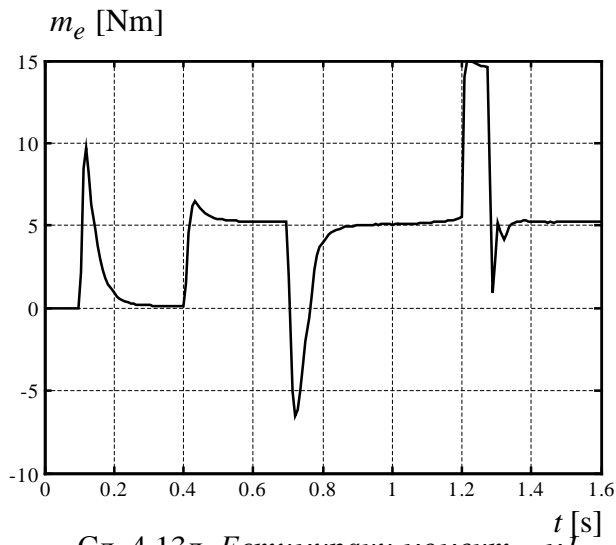
Сл. 4.13б. Брзине – м2



Сл. 4.13в. Флуксиви – м1



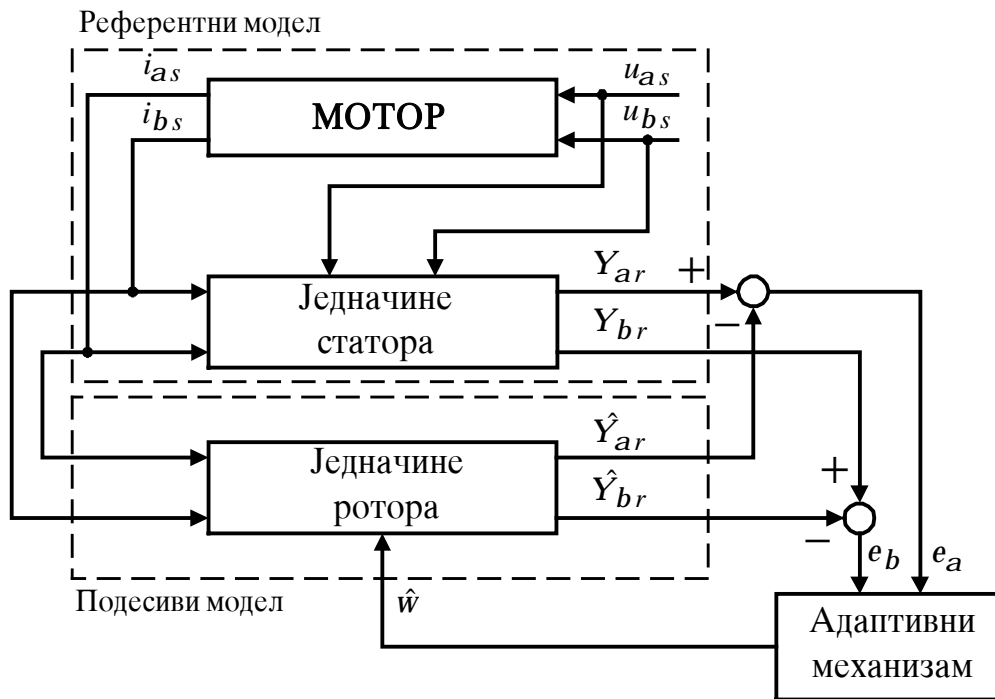
Сл. 4.13г. Флуксиви – м2



Приликом симулација погона са асинхроним моторима и примењеном природном оријентацијом поља, коришћен је модел асинхроног мотора без уважавања магнетног zasiћења тако да је L_m било константно.

4.4. Естимација брзине применом *MRAS* опсервера

У овом делу биће приказана примена *MRAS* опсервера (*Model Reference Adaptive System*) за естимацију брзине обртања ротора асинхроног мотора на основу мерења струје и напона статора. Естимирана брзина се користи као информација о стварној брзини, за затварање неопходних повратних петљи у регулационој структури векторски управљаног електромоторног погона. Развијен је већи број различитих метода за естимацију брзине обртања ротора применом наведеног опсервера [11, 12]. На сл. 4.14. приказана је принципијелна шема која омогућава естимацију брзине применом *MRAS* опсервера.



Сл. 4.14. Принципијелна шема за естимацију брзине применом *MRAS* опсервера

За примену *MRAS* опсервера, према принципској шеми са сл. 4.14., уочавају се три целине: референтни модел, подесиви модел и адаптивни механизам. Референтни модел представља математички модел објекта који је, у овом случају, асинхрони мотор и треба што верније да одсликава стање објекта. У математичком моделу који представља референтни модел не очекује се да фигурише величина која се естимира *MRAS* опсервером тј. брзина обртања ротора. Подесиви модел представља целину која даје могућност увида у ваљаност естимираних величина. У математичком моделу подесивог модела очекује се да фигурише естимирана величина *MRAS* опсервера. Адаптивни механизам према задатој функцији успоставља естимирану вредност брзине на основу разлике у вредностима изабране величине у референтном и подесивом моделу. Естимација брзине применом *MRAS* опсервера разликује се према томе која је величина у референтном и подесивом моделу изабрана за поређење. Најчешће се као величина за поређење користи роторски флуks, статорски флуks, индукована електромоторна сила, активна и реактивна снага [12].

За реализацију естимације брзине на сл. 4.14. користе се два независна естиматора роторског флуksа асинхроног мотора, означеног блоком “МОТОР”. Естиматори роторског флуksа користе статорску и роторску напонску једначину и на сл. 4.14. приказани су блоковима “Једначине статора” и “Једначине ротора”, респективно.

Математички модел напонског естиматора “Једначине статора” гласи:

$$p\hat{\underline{Y}}_{rV} = \frac{L_r}{L_m} [\underline{u}_s - (R_s + sL_s p) \underline{i}_s]. \quad (4.20)$$

У естиматору роторског флуksа према једначини (4.20) не фигурише брзина обртања ротора, а ни синхрона брзина, тако да се овај естиматор може искористити као референтни модел асинхроног мотора. Естимирани роторски флуks помоћу ове једначине поседује додатни индекс “V”. Овај естиматор се често означава и као напонски естиматор.

Математички модел струјног естиматора “Једначине ротора” гласи:

$$p\hat{\underline{Y}}_{rI} = \frac{L_m}{T_r} \underline{i}_s - \left(\frac{1}{T_r} - j\hat{w} \right) \hat{\underline{Y}}_{rI}. \quad (4.21)$$

У естиматору роторског флуksа према једначини (4.21) фигурише брзина обртања ротора w . Овај естиматор се може искористити као подесиви модел. У овом моделу не фигурише напон статора већ искључиво струја. Због тога се у индексу роторског флуksа естимираног према (4.21) појављује ознака “I”. Овај естиматор се често означава и као струјни естиматор. Грешка између стања ова два естиматора погони одговарајући адаптивни механизам који генерише естимирану брзину \hat{w} у подесивом моделу.

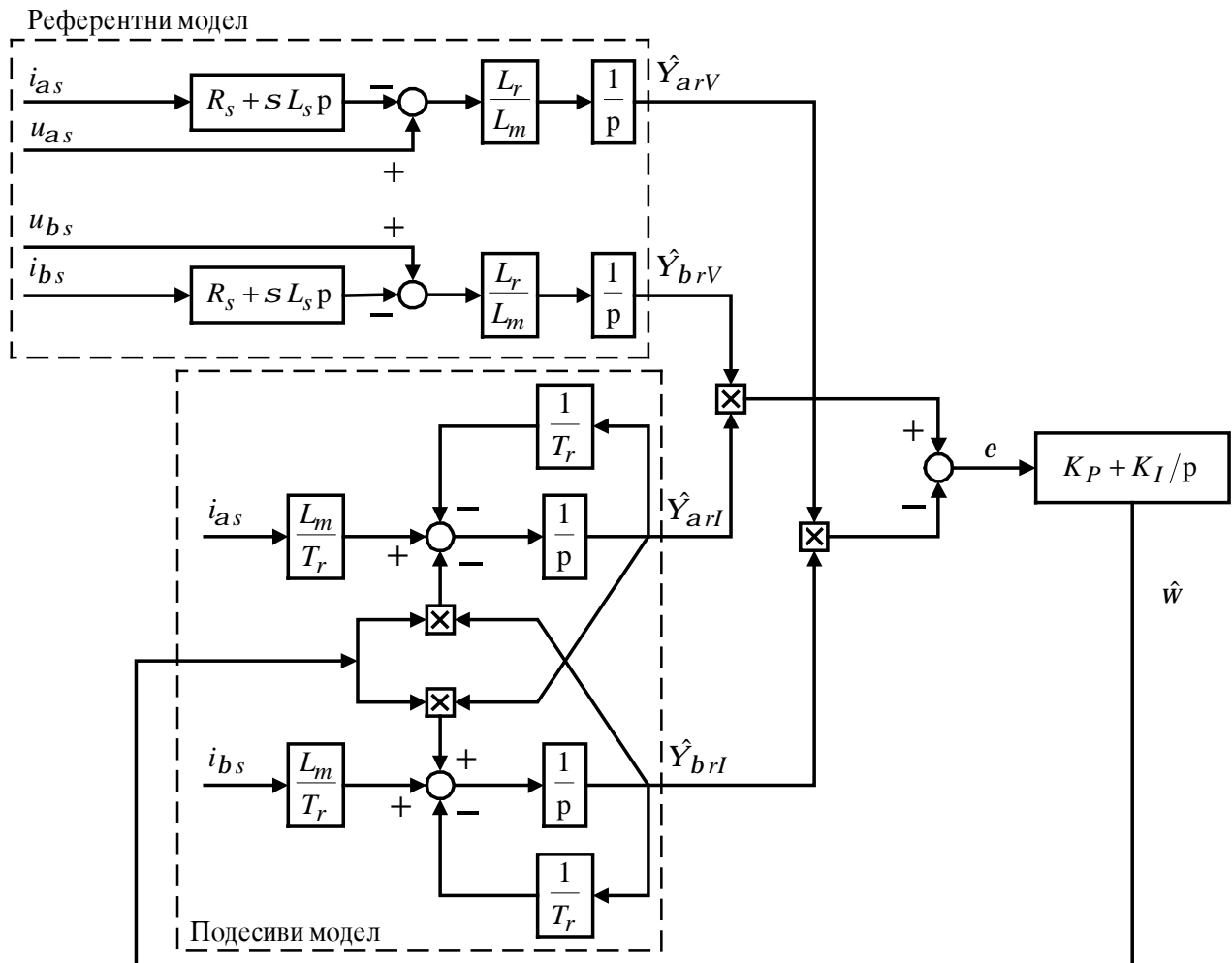
Процена брзине обртања ротора се може извршити према једноставном ПИ механизму који гласи:

$$\hat{w} = \left(K_P + \frac{K_I}{p} \right) e; \quad (4.22)$$

$$e = \hat{\underline{Y}}_{rI} \times \hat{\underline{Y}}_{rV} = \hat{Y}_{arI} \hat{Y}_{brV} - \hat{Y}_{brI} \hat{Y}_{arV}; \quad (4.23)$$

$$\hat{\underline{Y}}_{rV} = \hat{Y}_{arV} + j\hat{Y}_{brV}; \quad \hat{\underline{Y}}_{rI} = \hat{Y}_{arI} + j\hat{Y}_{brI}. \quad (4.24)$$

Постојање интегралног дејства у ПИ механизму естимације брзине, једначина (4.22), обезбеђује да је стационарна вредност величине e једнака нули. Овај услов обезбеђује да су вектори естимираног роторског флуksа напонским и струјним естиматором колинеарни, односно да је $J_{dqI} = J_{dqV}$. Међутим, естиматор брзине према (4.22) не захтева да су амплитуде ова два вектора флуksа ротора исте. На наредној слици приказан је блок дијаграм за естимацију брзине применом MRAS опсервера.



Сл. 4.15. Естимација брзине обртања ротора применом MRAS опсервера

Синхронизација векторског контролера у односу на просторни вектор флукса ротора може се једноставно реализовати према следећој једначини:

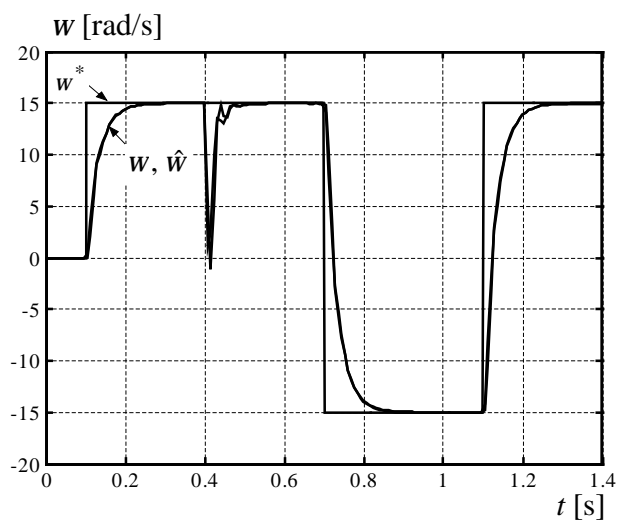
$$w_{dq} = \hat{w} + w_{kl}; \quad (4.25)$$

где је са \hat{w} означена естимирана брзина према сл. 4.15.

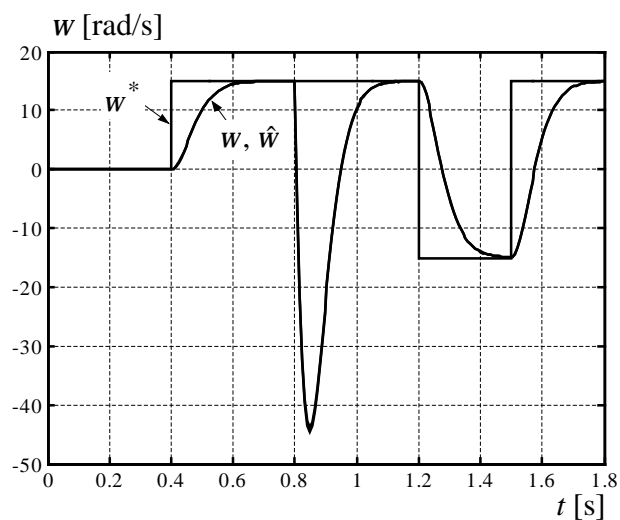
Адаптивни механизам и комплетан MRAS опсервер на сл. 4.15. може се посматрати и као фазно спрегнута петља у којој је излазни вектор референтног модела референтни вектор, а подесиви модел се понаша као померач фазе (*phase shifter*), контролисан естимираном брзином. Грешка e , према једначини (4.23), је пропорционална са синусом угла који граде излазни вектори референтног модела и подесивог модела, што је у складу са природом PLL.

На наредним дијаграмима приказани су одзиви погона добијени применом MRAS опсервера за естимацију брзине обртања ротора. Примењена је регулациона структура са сл. 3.2. Сл. 4.16а–и. показују резултате симулације прелазне појаве где се асинхроним моторима задаје референтна брзина од 15 rad/s у тренутку 0,1 s за мотор м1, и у тренутку 0,4 s за м2. У

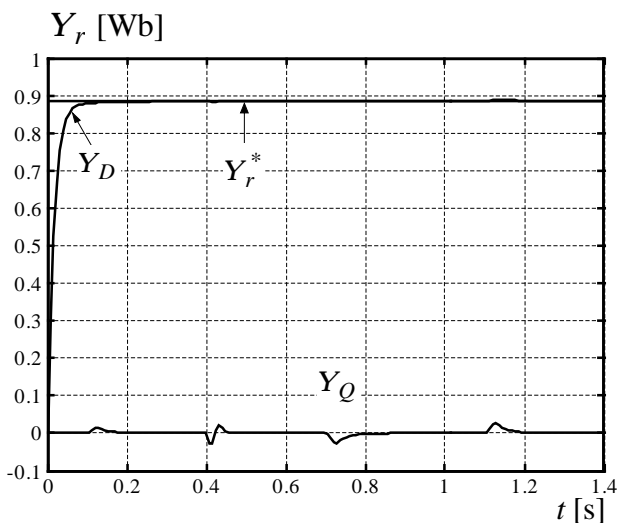
0,4 s се мотор $m1$ оптерећује номиналним моментом од 5,1 Nm. Мотор $m2$ се у 0,8 s оптерећује номиналним моментом од 121 Nm. Реверси за мотор $m1$ и мотор $m2$ се дешавају у 0,7 s и 1,2 s, респективно. Повратак на прву командовану брзину се дешава у 1,1 s односно у 1,5 s. Критично апериодичан одзив на одскочну побуду лако је уочљив на сл. 4.16а. и сл. 4.16б. и то важи за достизање референце у оба смера обртања ротора. Због оваквог квалитета одзива, референтна брзина се достиже жељеном брзином и може се закључити да је одзив система са $MRAS$ опсервером на малим брзинама изузетан.



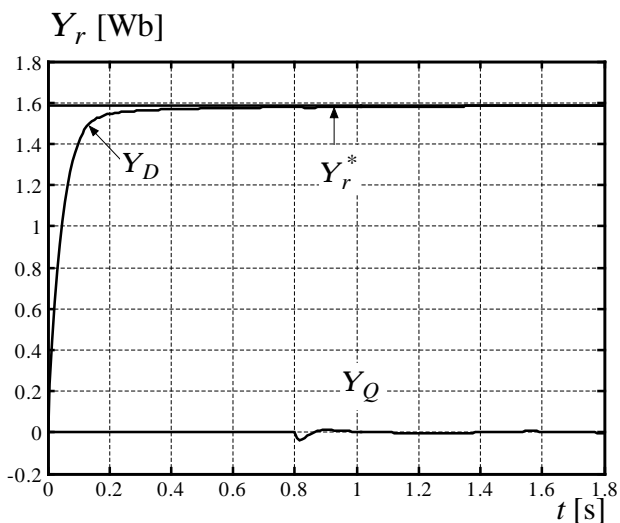
Сл. 4.16а. Брзине – $m1$



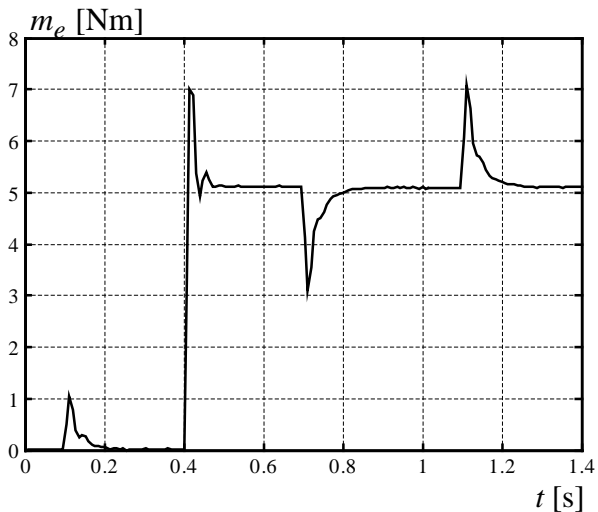
Сл. 4.16б. Брзине – $m2$



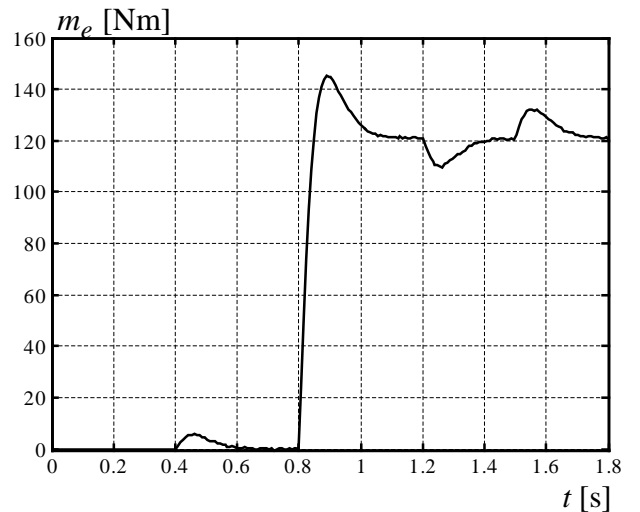
Сл. 4.16в. Флуксеви – $m1$



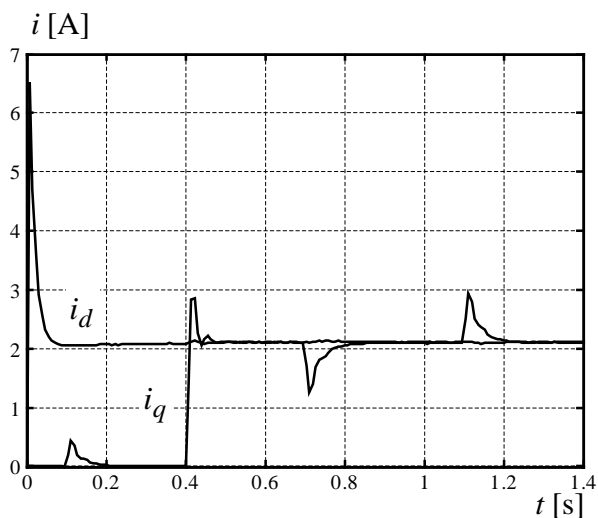
Сл. 4.16г. Флуксеви – $m2$



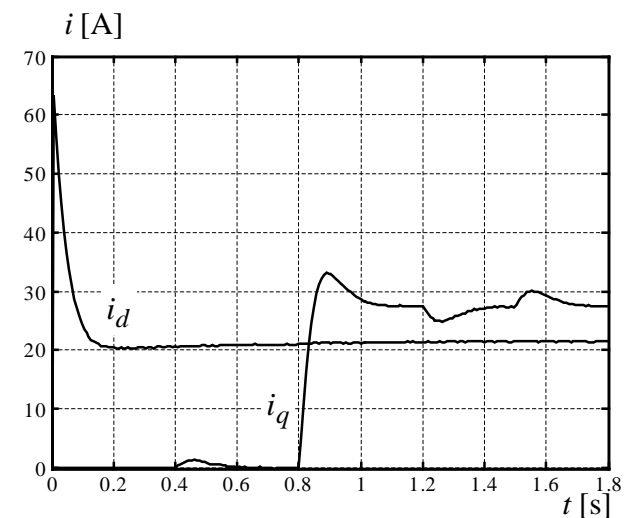
Сл. 4.16д. Естимирани момент – m_1



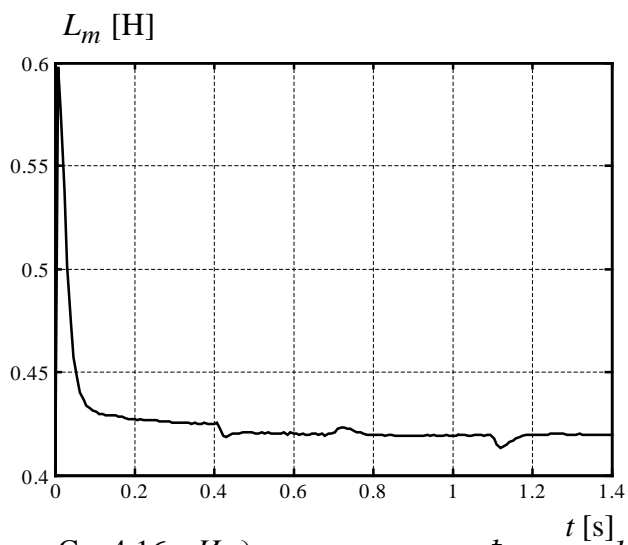
Сл. 4.16ђ. Естимирани момент – m_2



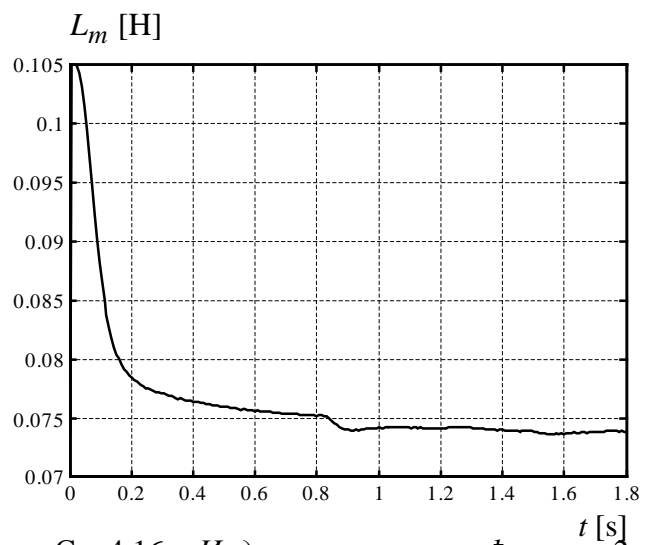
Сл. 4.16е. Струје мотора m_1 - i_d , i_q



Сл. 4.16ж. Струје мотора m_2 - i_d , i_q



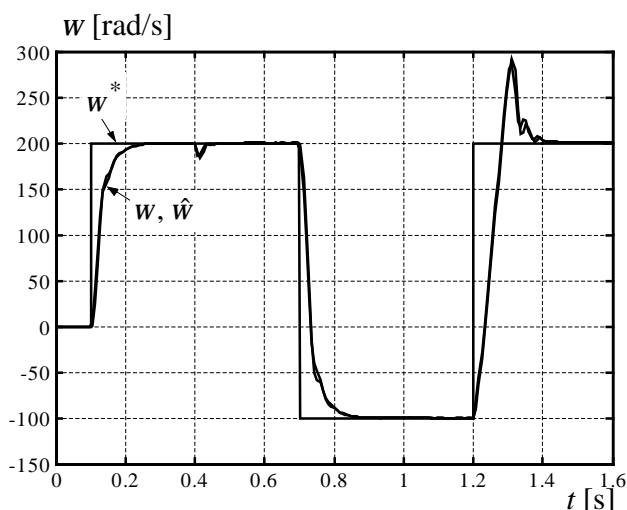
Сл. 4.16з. Индуктивност магнећења – m_1



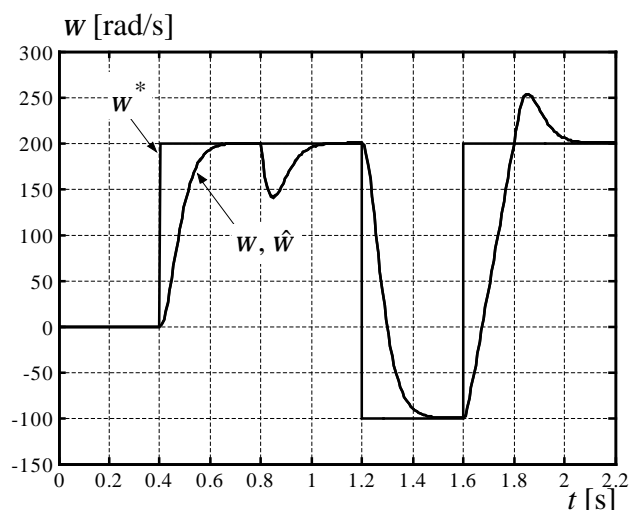
Сл. 4.16и. Индуктивност магнећења – m_2

При брзинама блиским номиналној, запажају се одлични резултати али поново постоји пребачај при другом достизању команде од 200 rad/s. На сликама 4.17а–и. приказани су резултати симулација при којим се асинхроним моторима задаје референтна брзина од 200 rad/s у тренутку 0,1 s за мотор м1, и у тренутку 0,4 s за мотор м2. У 0,4 s се мотор м1 оптерећује номиналним моментом од 5,1 Nm. Мотор м2 се у 0,8 s оптерећује номиналним моментом од 121 Nm. Реверс се за мотор м1 и мотор м2 дешава у 0,7 s и 1,2 s, респективно, а брзина која треба да се достигне је 100 rad/s. Поновни реверс до референце од 200 rad/s се дешава у 1,2 s односно у 1,6 s.

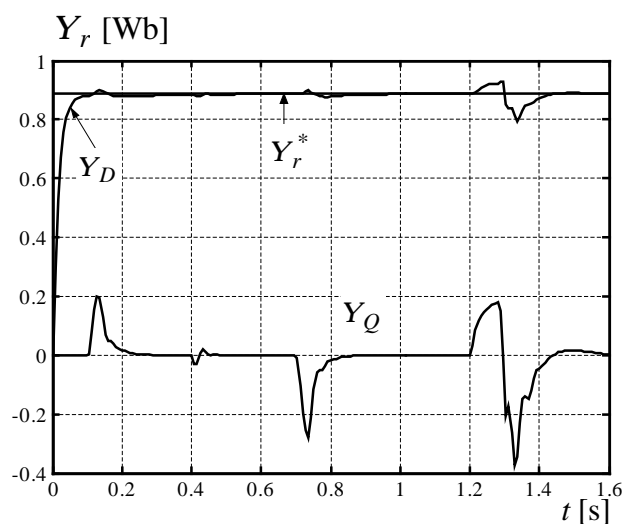
У примењеној конфигурацији погона са MRAS опсервером као величина за поређење у референтном и подесивом моделу, је употребљен роторски флуks. Нежељени пребачаји би могли бити елиминисани избором неке друге поредбене величине а пре свега статорског флуksа (видети део 4.2.). Даља истраживања би показала која величина даје оптималне резултате за динамику погона.



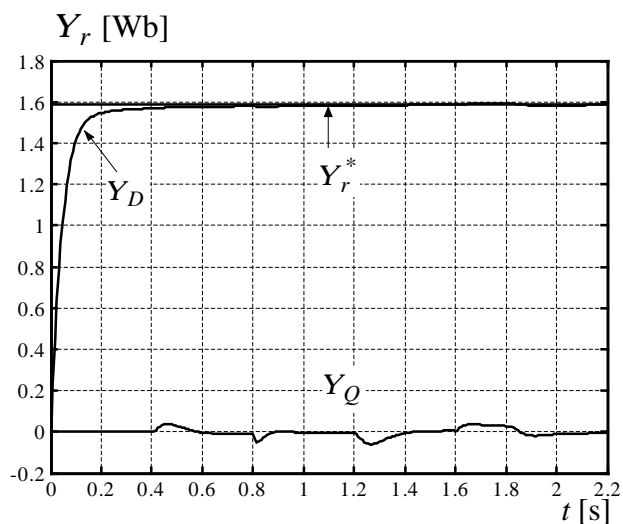
Сл. 4.17.а. Брзине – м1



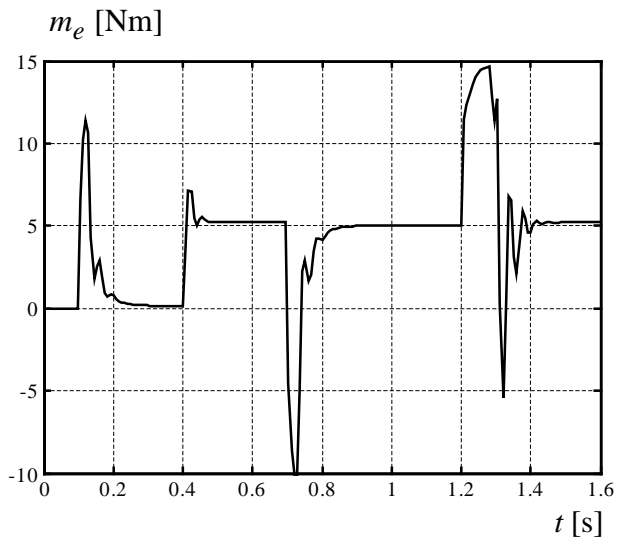
Сл. 4.17б. Брзине – м2



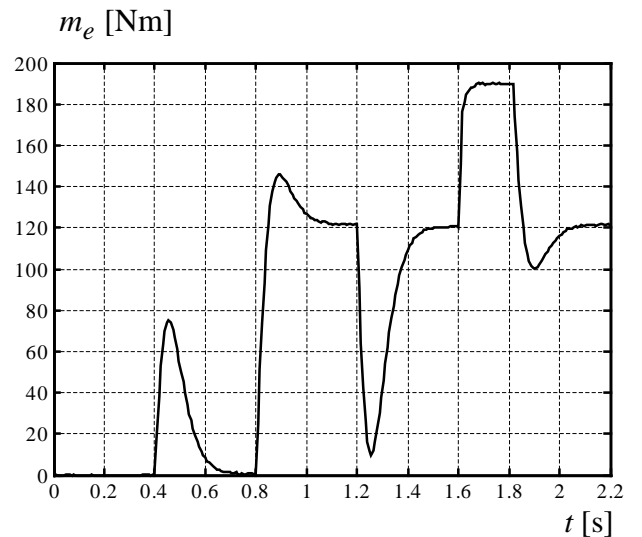
Сл. 4.17в. Флуksеви – м1



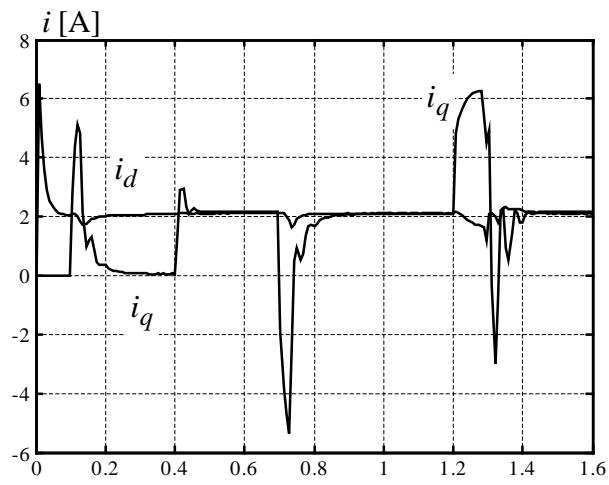
Сл. 4.17г. Флуksеви – м2



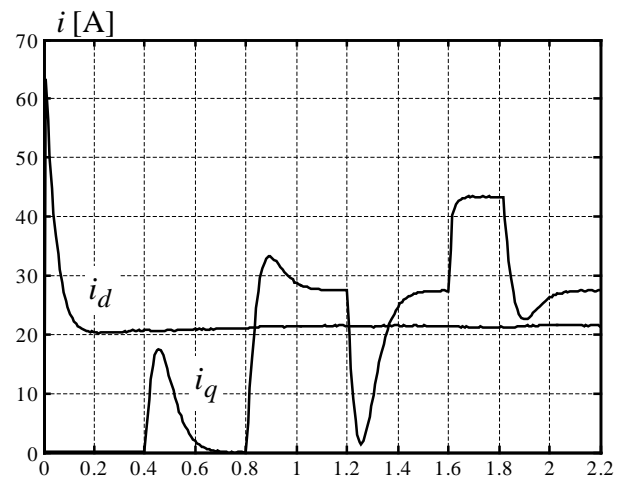
Сл. 4.17.д. Естимирани момент – m_1



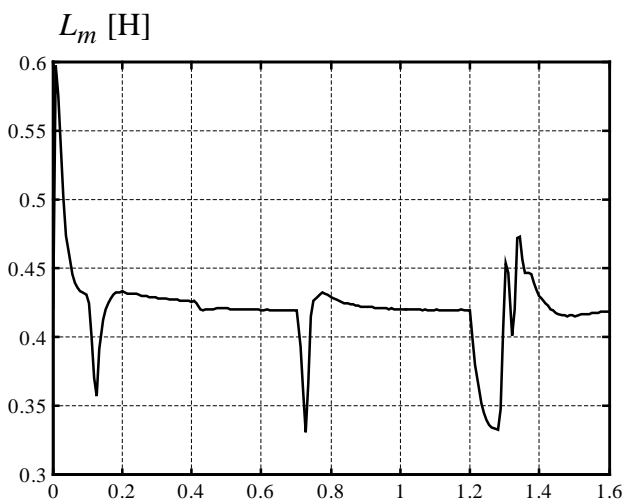
Сл. 4.17.ђ. Естимирани момент – m_2



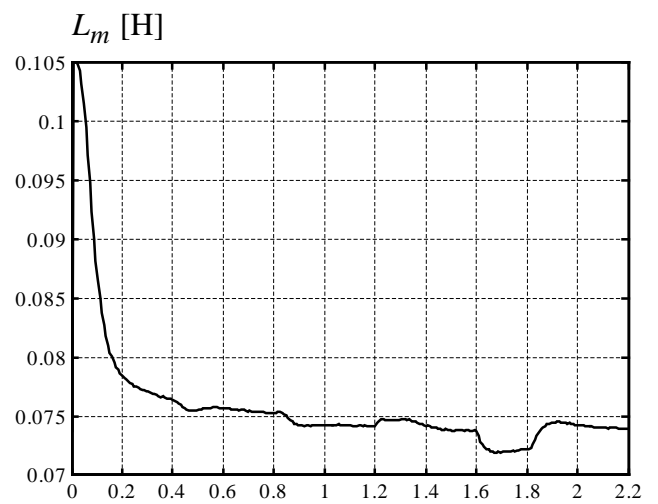
Сл. 4.17.е. Струје мотора m_1 - i_d , i_q



Сл. 4.17.ж. Струје мотора m_2 - i_d , i_q



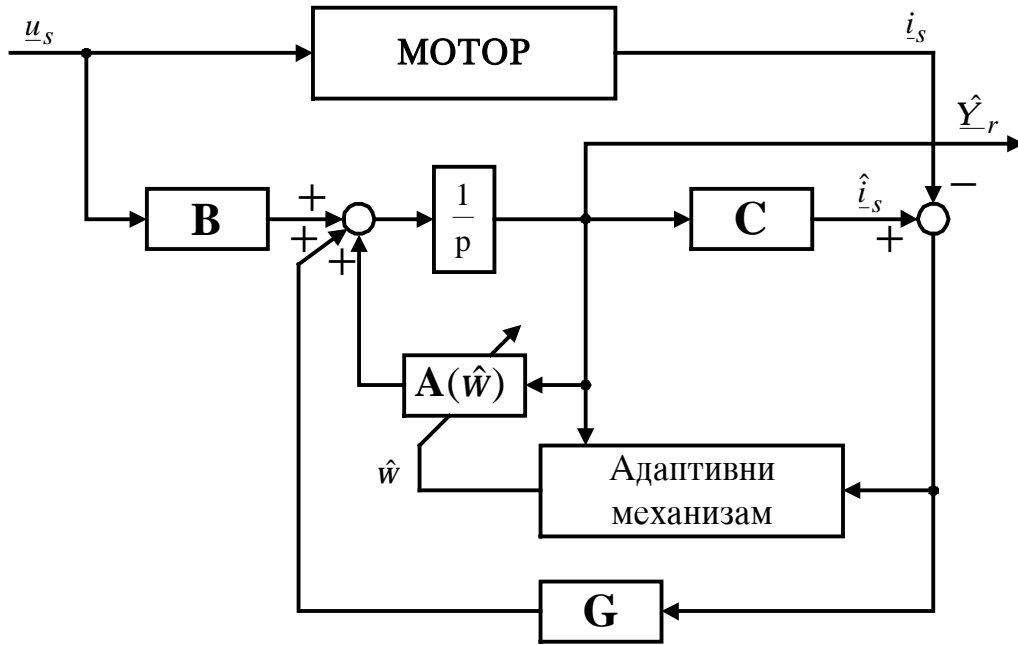
Сл.4.17.з. Индуктивност магнећења – m_1



Сл. 4.17.и. Индуктивност магнећења – m_2

4.5. Естимација брзине применом Луенбергеровог опсервера

Естиматор брзине код кога је примењен опсервер стања који може подешавати полове на произвољан начин је приказан у [14]. Блок дијаграм адаптивног опсервера је дат на сл. 4.18. и представља линеарни опсервер стања пуног реда (*full-order state observer*) који је у литератури познат и под именом Луенбергеров опсервер стања (*Luenberger State Observer – LSO*).



Сл. 4.18. Блок дијаграм Луенбергеровог опсервера

Асинхрони мотор се може описати следећим једначинама стања у стојећем координатном систему:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \underline{i}_s \\ \underline{\Psi}_r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{21} & \mathbf{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{i}_s \\ \underline{\Psi}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \underline{u}_s \\ &= \mathbf{A} \underline{x} + \mathbf{B} \underline{u}_s \quad ; \\ \underline{i}_s &= \mathbf{C} \underline{x} \end{aligned} \quad (4.26)$$

где су: $\underline{i}_s = [i_{as} \quad i_{bs}]^T$; $\underline{\Psi}_r = [Y_{as} \quad Y_{bs}]^T$; $\underline{u}_s = [u_{as} \quad u_{bs}]^T$

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_{11} &= -\left(\frac{R_s}{sL_s} + \frac{1-s}{sT_r} \right) \mathbf{I} = a_{r11} \mathbf{I} \\ \mathbf{A}_{12} &= \frac{L_m}{sL_sL_r} \left(\frac{1}{T_r} \mathbf{I} - w \mathbf{J} \right) = a_{r12} \mathbf{I} + a_{i12} \mathbf{J} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{A}_{21} &= \frac{L_m}{T_r} \mathbf{I} = a_{r21} \mathbf{I} & \mathbf{I} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\
\mathbf{A}_{22} &= -\frac{1}{T_r} \mathbf{I} + w \mathbf{J} = a_{r22} \mathbf{I} + a_{i22} \mathbf{J}; & \mathbf{J} &= \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}. \\
\mathbf{B}_1 &= \frac{1}{s L_s} \mathbf{I} = b_1 \mathbf{I} & \mathbf{C} &= [\mathbf{I} \quad 0]
\end{aligned}$$

Целокупан опсервер стања који естимира статорске струје и роторски флуks се може представити следећим изразом:

$$\frac{d}{dt} \hat{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\hat{w}) \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B} \mathbf{u}_s + \mathbf{G} (\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s). \quad (4.27)$$

У горе наведеном изразу величине изнад којих постоји знак “ ^ ” представљају естимирани величине. У изразу (4.27) се може запазити постојање матрице појачања \mathbf{G} чији се чланови одређују тако да су полови опсервера стања асинхроног мотора, пропорционални половима самог мотора:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & g_4 \\ -g_2 & g_1 & -g_4 & g_3 \end{bmatrix}; \quad (4.28)$$

$$\begin{aligned}
g_1 &= (k-1)(a_{r11} + a_{r22}) \\
g_2 &= (k-1) a_{i22} \\
g_3 &= (k^2 - 1)(c a_{r11} + a_{r21}) - c(k-1)(a_{r11} + a_{r22}); \\
g_4 &= -c(k-1) a_{i22}
\end{aligned} \quad (4.29)$$

где је k позитивна константа пропорционалности ($k > 0$).

Луенбергеров опсервер (LO) је веома сличан $MRAS$ опсерверу што се може запазити и првим погледом на сл. 4.18. Код LO , мотор се сматра референтним моделом а сам опсервер представља подесиви модел [16]. Слично као и код $MRAS$, за естимацију брзине се користи ПИ механизам али се овде, поред роторског флуksа, у обзир узимају и разлике стварних и естимираних вредности статорских струја. Дакле, израз за естимирану брзину је:

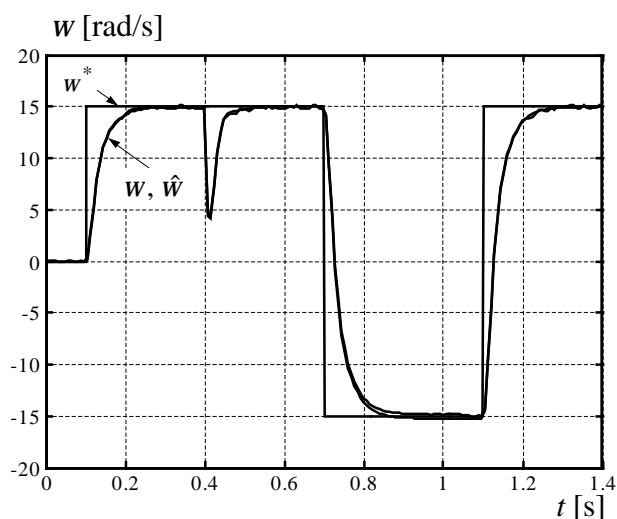
$$\hat{w} = K_P (e_a \hat{Y}_{br} - e_b \hat{Y}_{ar}) + K_I \int (e_a \hat{Y}_{br} - e_b \hat{Y}_{ar}) \quad (4.30)$$

$$e_a = i_{as} - \hat{i}_{as} \quad ; \quad e_b = i_{bs} - \hat{i}_{bs} \quad (4.31)$$

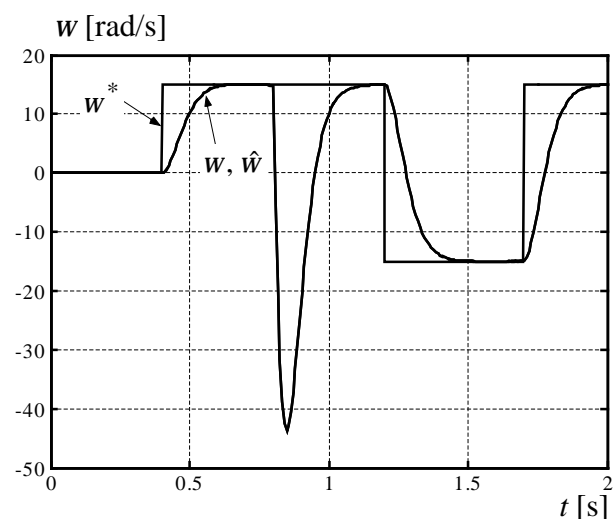
У описаном моделу LO као променљиве стања су сматране струје статора и флуksеви ротора. Ако се у променљиве стања уброје и брзина обртања ротора те момент оптерећења добија се проширени Луенбергеров опсервер [15]. Овај опсервер је сложенији за анализу од LO и, да би се избегло решавање нелинеарног временски променљивог система, брзина и момент оптерећења се сматрају константним или барем споро променљивим величинама.

На дијаграмима који следе приказани су резултати симулација за погон са регулационом петљом са сл. 3.2. и естимацијом брзине применом LO . Асинхроним моторима се задаје референтна брзина од 15 rad/s у тренутку $0,1 \text{ s}$ за мотор $m1$, и у тренутку $0,4 \text{ s}$ за мотор $m2$. У $0,4 \text{ s}$ се мотор $m1$ оптерећује номиналним моментом од $5,1 \text{ Nm}$. Мотор $m2$ се у $0,8 \text{ s}$ оптерећује номиналним моментом од 121 Nm . Реверси се за мотор $m1$ и мотор $m2$ дешавају у $0,7 \text{ s}$ и $1,2 \text{ s}$, респективно. Друга промена смера обртања се дешава у $1,1 \text{ s}$ односно у $1,7 \text{ s}$.

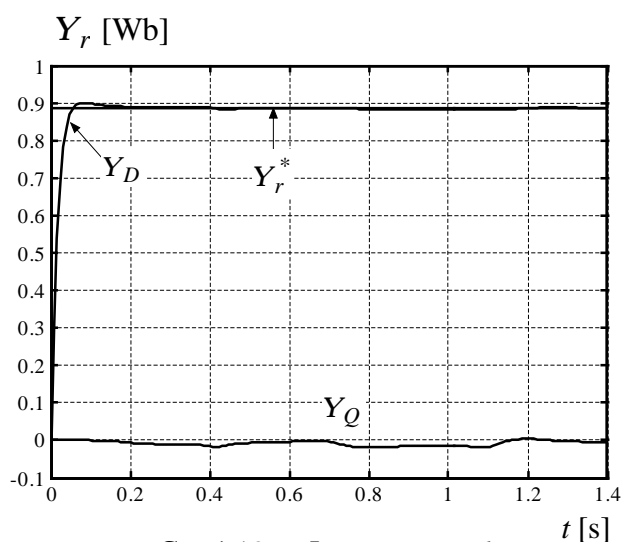
Командована брзина се достиже нешто спорије него у погону са $MRAS$ опсервером али је одзив критично апериодичан, што показују сл. 4.19а,б. Иначе, графици на сл. 4.19. показују велику сличност на дијаграмима приказаним на сл. 4.16.



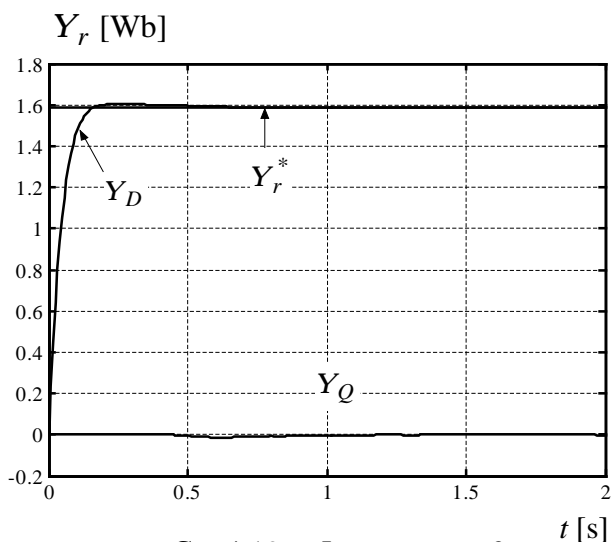
Сл. 4.19а. Брзине – $m1$



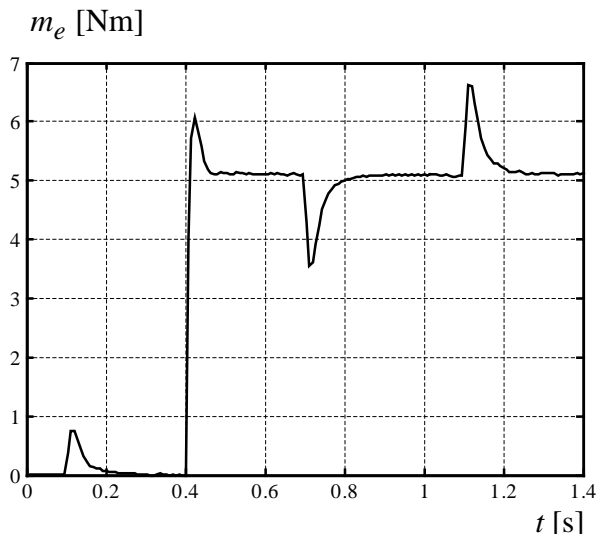
Сл. 4.19б. Брзине – $m2$



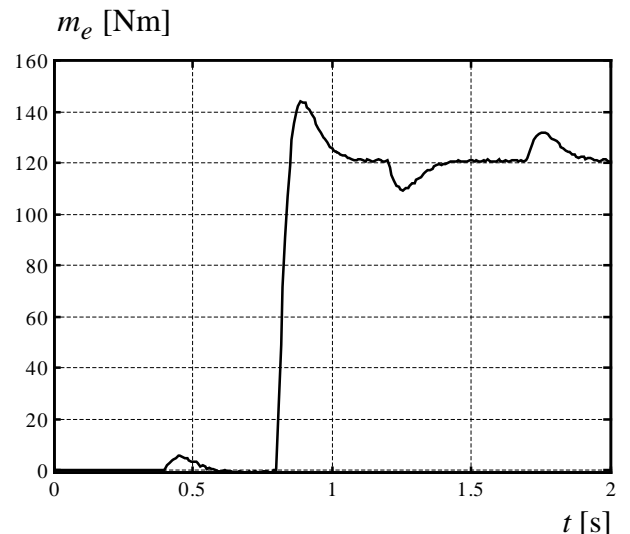
Сл. 4.19в. Флуксеви – $m1$



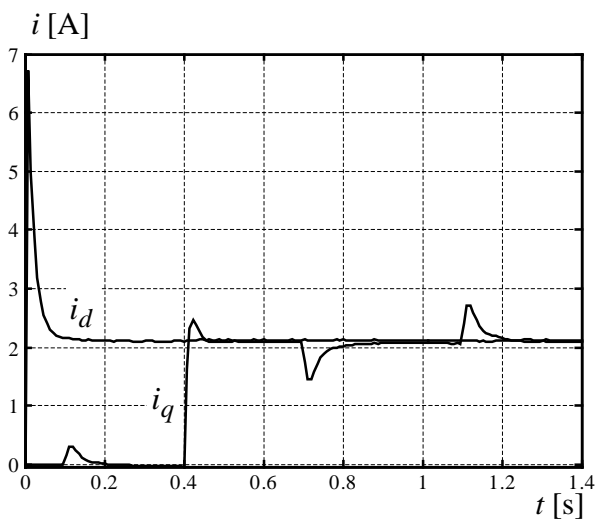
Сл. 4.19г. Флуксеви – $m2$



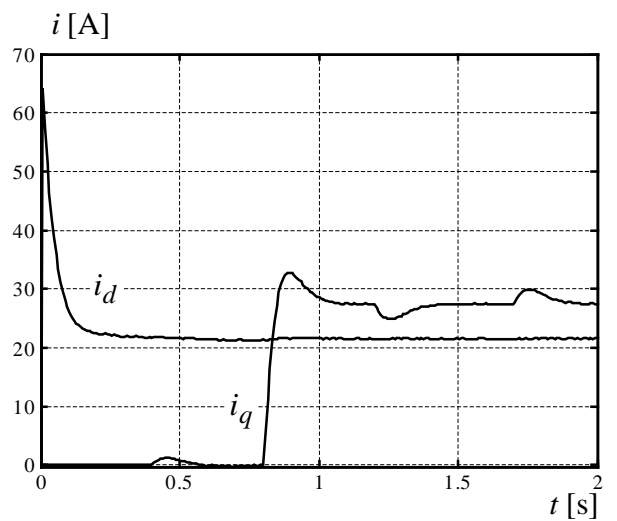
Сл. 4.19д. Естимирани момент – $m1$



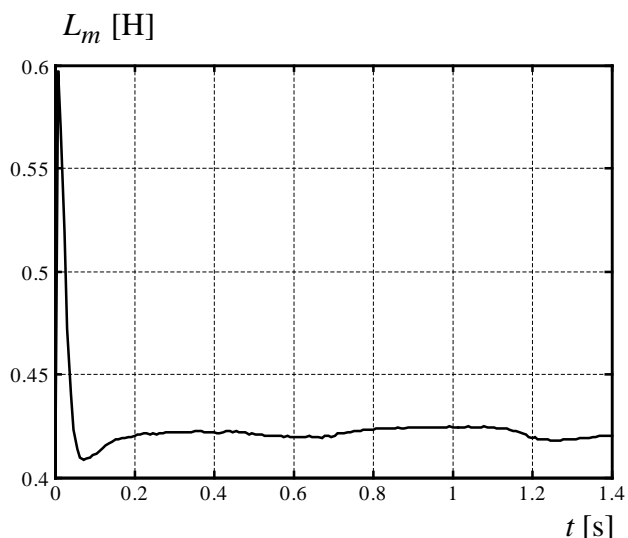
Сл. 4.19ђ. Естимирани момент – $m2$



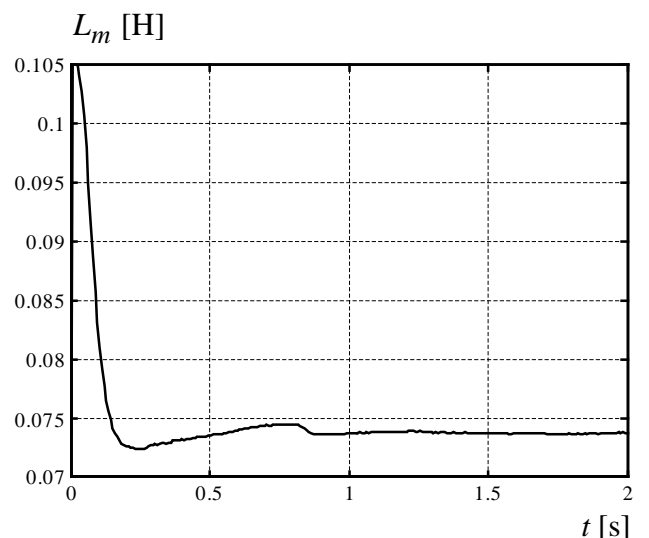
Сл. 4.19е. Струје мотора $m1$ - i_d , i_q



Сл. 4.19ж. Струје мотора $m2$ - i_d , i_q



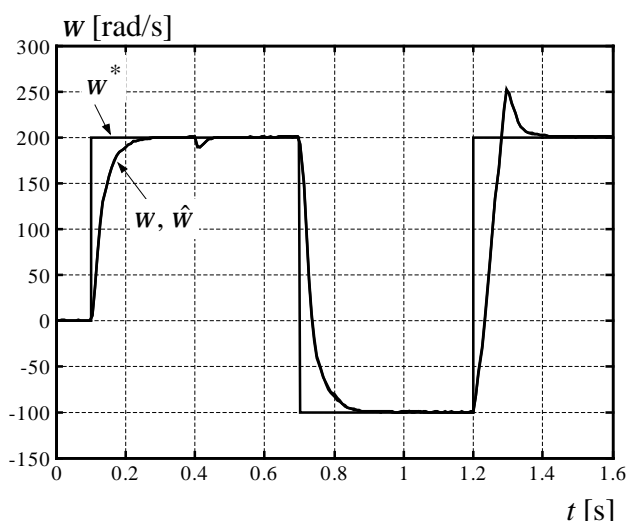
Сл. 4.19з. Индуктивност магнећења – $m1$



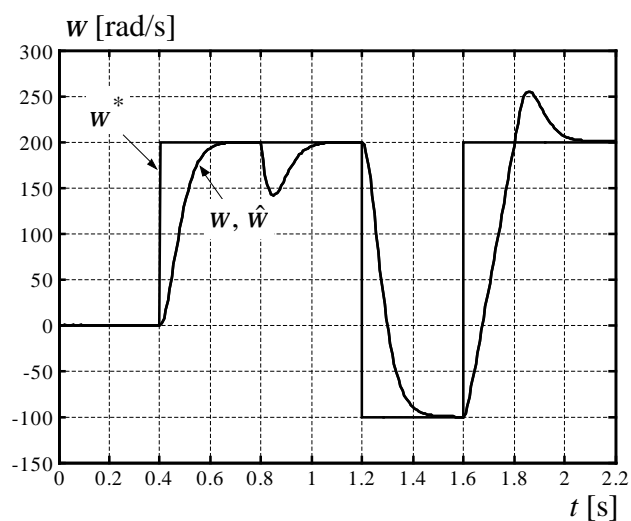
Сл. 4.19и. Индуктивност магнећења – $m2$

Понашање система са естимацијом брзине уз помоћ LO за велике брзине које су блиске номиналној, је слично понашању система са $MRAS$ опсервером. Позната референца од 200 rad/s се задаје у тренутку $0,1 \text{ s}$ за мотор $m1$, и у тренутку $0,4 \text{ s}$ за мотор $m2$. У $0,4 \text{ s}$ се мотор $m1$ оптерећује номиналним моментом од $5,1 \text{ Nm}$. Мотор $m2$ се у $0,8 \text{ s}$ оптерећује номиналним моментом од 121 Nm . Реверс до брзине од 100 rad/s се за мотор $m1$ и мотор $m2$ дешава у $0,7 \text{ s}$ и $1,2 \text{ s}$, респективно. Повратак на референтну вредност брзине од 200 rad/s се дешава у $1,2 \text{ s}$ односно у $1,6 \text{ s}$.

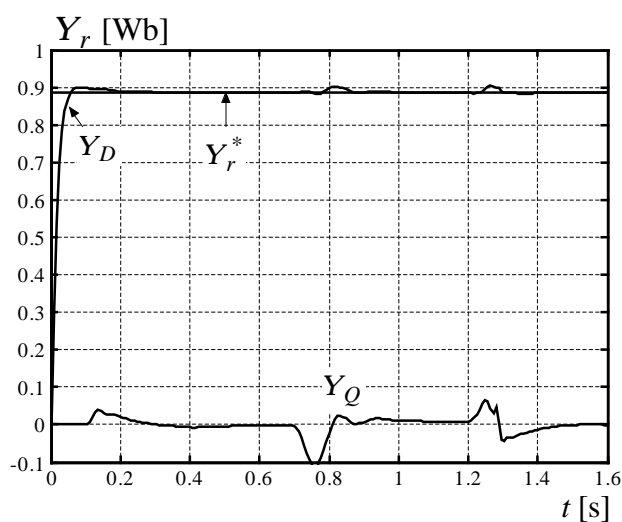
Упоређујући облике брзина са сл. 4.16а. и сл. 4.20а. запажа се мањи пребачај код погона са LO него код погона са примењеним $MRAS$ опсервером. Добре карактеристике конфигурације са LO видљиве су и на осталим дијаграмима са сл. 4.20. што се нарочито односи на естимирани момент мотора. Општост овог типа опсервера послужиће у каснијем раду за стварање референтних вредности у односу на које ће се вршити поређење понашања различитих система при анализи утицаја одступања параметара у мотору.



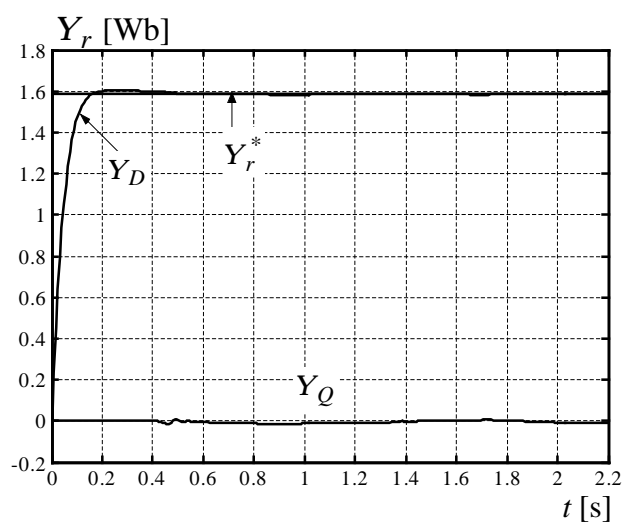
Сл. 4.20а. Брзине – $m1$



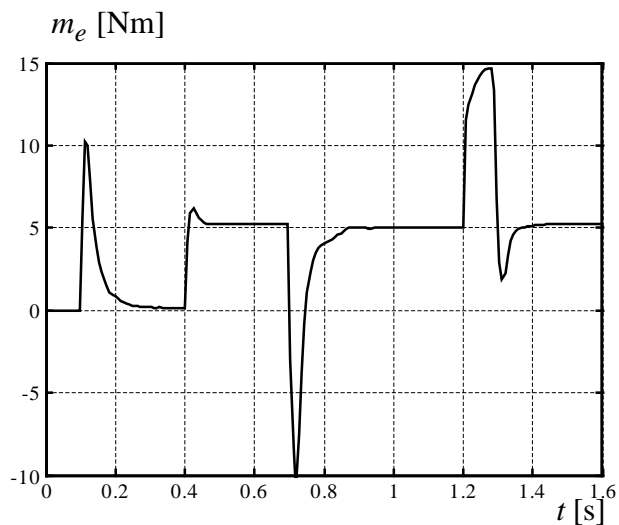
Сл. 4.20б. Брзине – $m2$



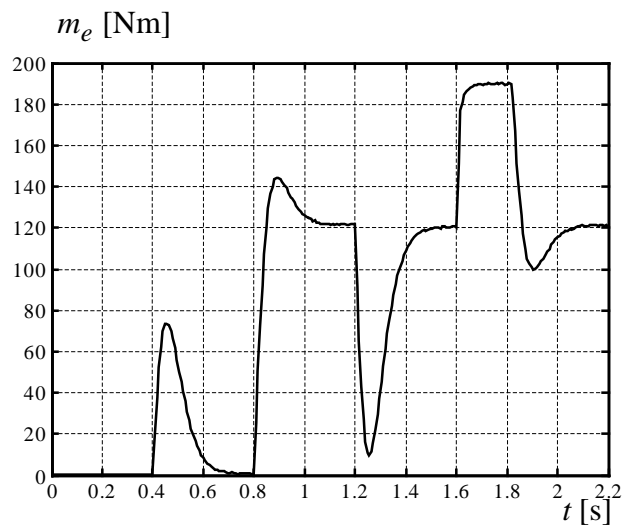
Сл. 4.20в. Флуксеви – $m1$



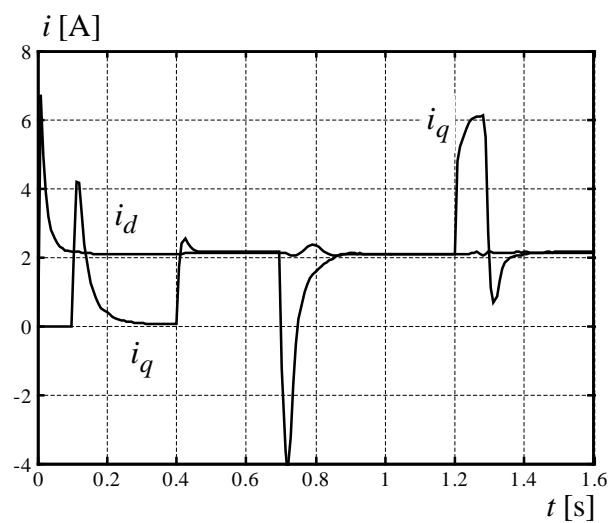
Сл. 4.20г. Флуксеви – $m2$



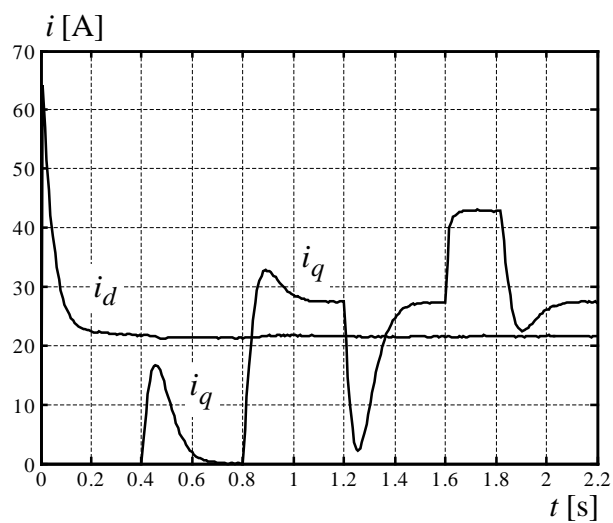
Сл. 4.20д. Естимирани момент – м1



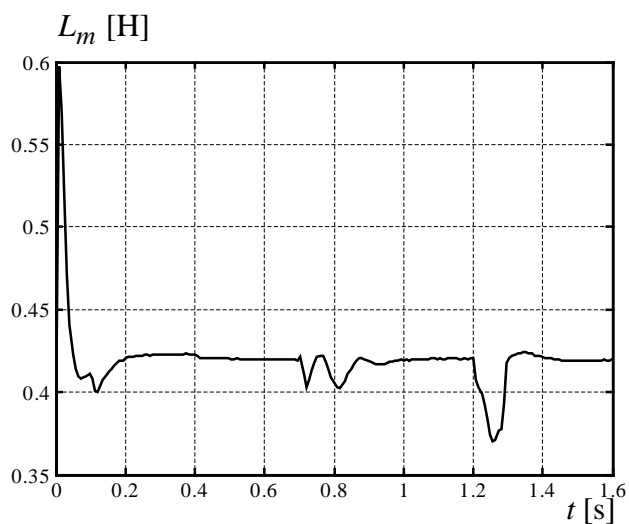
Сл. 4.20ђ. Естимирани момент – м2



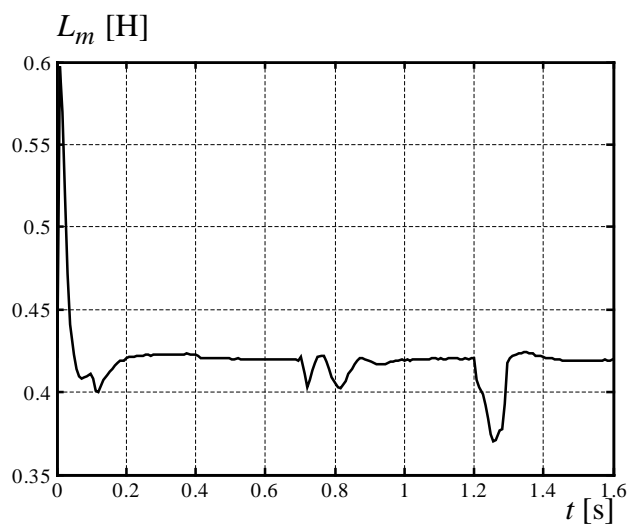
Сл. 4.20е. Струје мотора – м1 - i_d , i_q



Сл. 4.20ж. Струје мотора м2 - i_d , i_q



Сл. 4.20з. Индуктивност магнећења – м1



Сл. 4.20и. Индуктивност магнећења – м2

4.6. Директна контрола момента

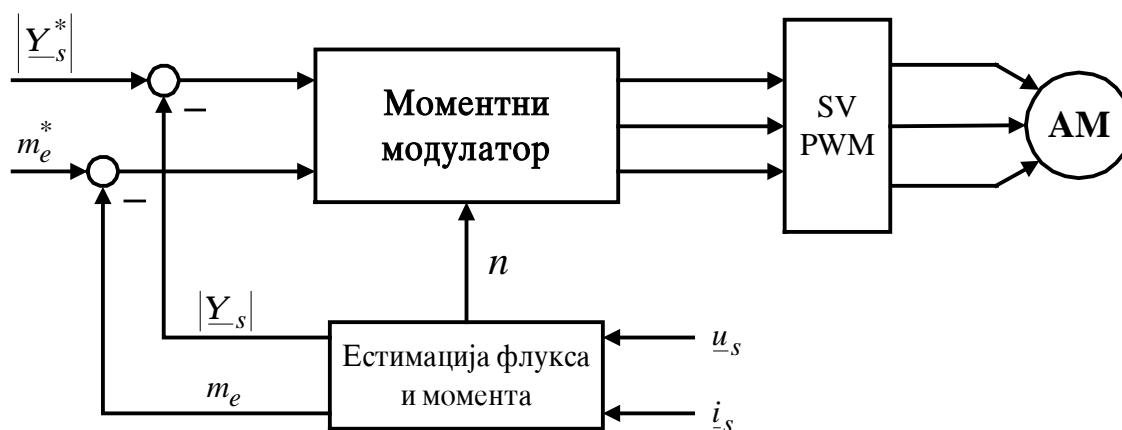
Директна контрола момента (*Direct Torque Control – DTC*) је новији концепт распрегнутог управљања моментом и флуksom асинхроног мотора [4], у односу на до сада у раду коришћено векторско управљање (*Field Oriented Control – FOC*). У погону са директним контролом момента, како и име каже, флуks и електромагнетни момент се контролишу директно и независно, избором оптималног начина управљања инверторским прекидачима. Избор стратегије управљања прекидачима се врши тако да се ограничи грешке флуksа и момента у оквиру одговарајућег хистерезиса ради добијања брзог одзива момента, ниске учестаности прекидања те малих хармонијских губитака.

Код директне контроле момента не постоји каскадна веза између ПИ регулатора и напонског инвертора који је напоном управљан, чиме је избегнуто смањење пропусног опсега флуksа и момента. Напонска команда, која се доводи на асинхрони мотор, дефинише се директно на основу грешака флуksа и момента, без повратних спрега по струји, за разлику од векторског управљања код кога се вектор напона дефинише на основу вектора струјне грешке.

Директна контрола момента припада групи *deadbeat* контрола, односно алгоритмима управљања код којих се задате вредности управљаних величина достижу у што је могуће мањем броју управљачких периода.

Математичка основа за реализацију директне контроле момента представља чињеница да је развијени момент пропорционалан углу између вектора флуksа статора и ротора, а промена вектора флуksа статора је директно пропорционална напону. Погодним избором вектора напона статора контролишу се и флуks и момент мотора.

Основна блок шема директне контроле момента приказана је на сл. 4.21.



Сл. 4.21. Основна блок шема директне контроле момента

Одступања момента и флукса од задатих вредности су:

$$\Delta F_s = |\underline{Y}_s(k+1)| - |\underline{Y}_s(k)|; \quad (4.32)$$

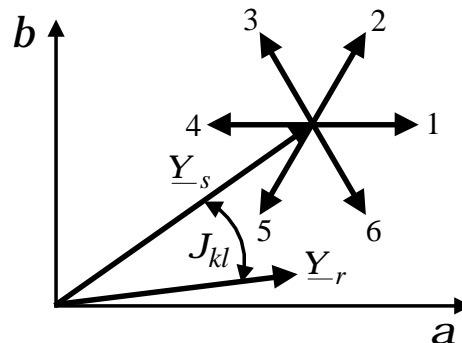
$$\Delta m_e = m_e(k+1) - m_e(k); \quad (4.33)$$

где су: $|\underline{Y}_s(k+1)|, |\underline{Y}_s(k)|$ - модули жељеног и стварног вектора флукса статора; $m_e(k+1), m_e(k)$ - жељени и стварни електромагнетни момент на вратилу; $\Delta F_s, \Delta m_e$ - инкремент модула вектора флукса статора и инкремент момента. Аргументи “ $k+1$ ” и “ k ” представљају лакши запис временских тренутака, T_{k+1} и T_k , у којима се посматрају вектори флукса и момента. Будући да је период $\Delta T = T_{k+1} - T_k$ веома кратак, може се сматрати да су флукс и момент током тог периода константни.

У алгоритмима директне контроле момента на основу одступања задатих и стварних вредности флукса и момента директно се дефинишу потребни напони мотора. Принцип рада основног алгоритма директне контроле момента заснован је на избору таквог напонског вектора, који ће грешку флукса и момента минимизовати у оквиру задатог хистерезиса. Изабрани напонски вектор се аплицира током целе периоде управљања, и користи се особина да је флукс мотора директно пропорционалан напону (ако се занемари пад напона на отпорности статора):

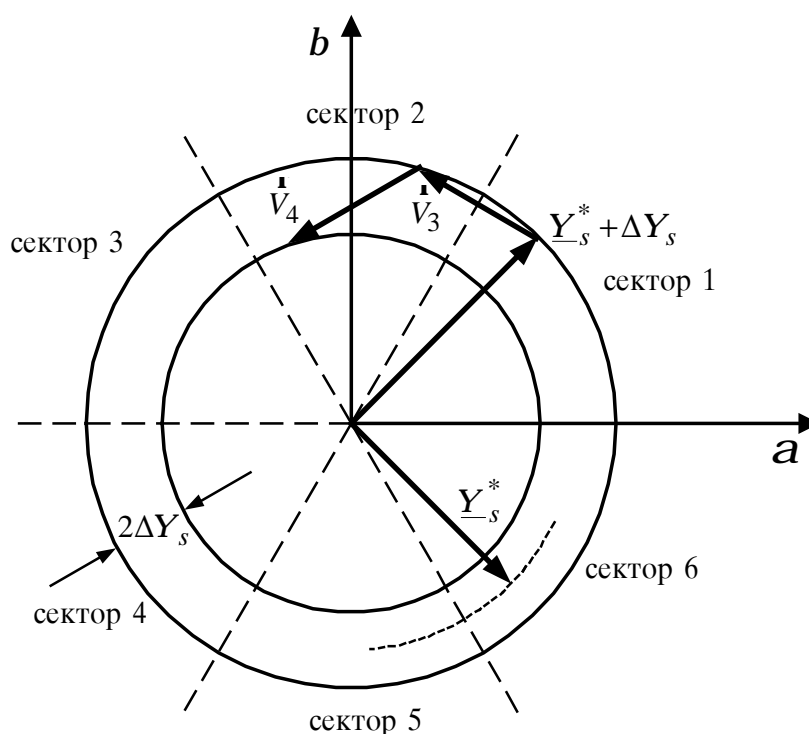
$$\underline{u}_s \approx \frac{\Delta \underline{Y}_s}{\Delta T}. \quad (4.34)$$

На сл. 4.22. приказан је вектор флукса статора и шест вектора напона који се добијају применом модуларације просторног вектора напона статора. Сви вектори су у стајаћем координатном систему, а расположиви вектори напона, односно прираштаја флукса (4.34) постављени су тако да леже на врху вектора флукса статора (није узета у обзир размера за флукс и напон).



Сл. 4.22. Распоред просторних вектора напона статора у односу на вектор флукса статора и ротора – основни алгоритам директне контроле момента

Сматрајући да је флуks ротора током периода дискретизације константан, и посматрајући изразе (4.32) и (4.33), на основу сл. 4.22. бира се такав вектор напона статора који ће грешке флуksа и момента ограничити. Ако се вектор флуksа $\underline{Y}_s(k)$ налази у првом сектору ($n=1$), као на сл. 4.22., тада напонски вектори \dot{V}_1 и \dot{V}_2 повећавају модуо флуksа, док вектори \dot{V}_4 и \dot{V}_5 смањују флуks. Вектори \dot{V}_2 , \dot{V}_3 и \dot{V}_4 повећавају момент повећавањем угла клизања, док вектори \dot{V}_1 , \dot{V}_5 и \dot{V}_6 смањују момент смањењем угла клизања. Момент на вратилу машине може се смањити и применом нулног вектора, \dot{V}_0 или \dot{V}_7 , при чему ће флуks у машини остати приближно константан уз смањење момента, јер ће вектор флуksа статора мировати, а вектор флуksа ротора наставити са кретањем и у наредном тренутку. Ово је сликовито приказано на сл. 4.23.



Сл. 4.23. Кретање просторног вектора флуksа статора

На овај начин омогућена је директна контрола флуksа и момента. Потребно је одредити сектор n у коме се налази флуks статора $\underline{Y}_s(k)$ а затим, према знаку потребних инкремената флуksа и момента (табела 4.1.), применити вектор статорског напона $\dot{V}_0 - \dot{V}_7$.

Овај основни концепт директне контроле момента не води рачуна о величини инкремената и декремената момента и флуksа, јер се током целог периода ΔT мотор напаја напонам максималне амплитуде. Одзиви момента и флуksа имају значајну таласност (*ripple*) око задате вредности, а прекидачка учестаност инвертора није константна.

У табели 4.1. приказан је избор потребног вектора напона статора у зависности од положаја флуksа статора у одређеном сектору (n), те потребних инкремената и декремената момента и флуksа (4.32 и 4.33).

Табела 4.1. Избор одговарајућег вектора код основног концепта директне контроле момента

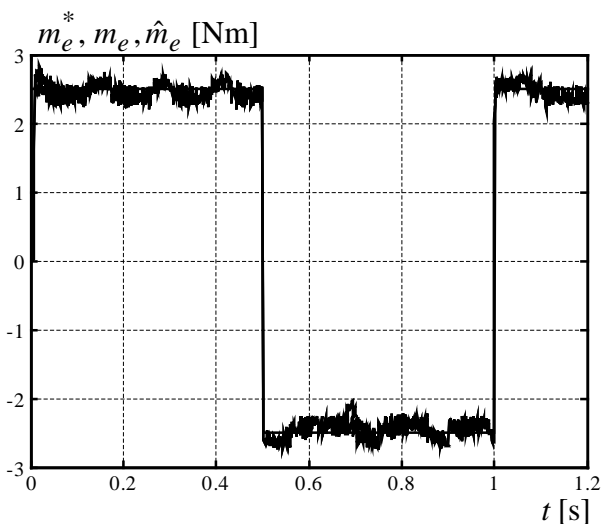
сектор - n		
$\text{sgn}(m^* - m)$	$\text{sgn}(Y^* - Y)$	индекс новог напонског вектора - $K + 1$
1	1	$n + 1$
1	0	$n + 2$
0	без обзира	0

Индекс новог напонског вектора одређеног из табеле 4.1. потребно је кориговати на следећи начин:

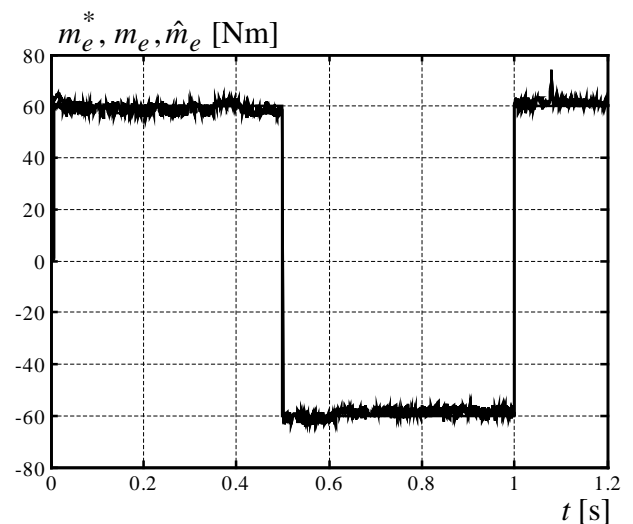
$$K + 1 = \begin{cases} K + 1, & K + 1 \leq 6 \\ K + 1 - 6, & K + 1 > 6 \end{cases} \quad (4.35)$$

На наредним дијаграмима симулацијом на рачунару илустрована је примена основног концепта директне контроле момента. Референтни момент је код мотора m_1 износио 2,5 Nm, док је за мотор m_2 био 60 Nm. Момент оптерећења је у експерименту са првим мотором износио 2 Nm и примењен је само у другој полупериоди (од 0,5 s до 1 s). Мотор m_2 је био оптерећен моментом од 60 Nm, такође само у другој полупериоди. Укупни момент инерције мотора и оптерећења је износио 1 kgm^2 за мотор m_1 , и 5 kgm^2 за мотор m_2 .

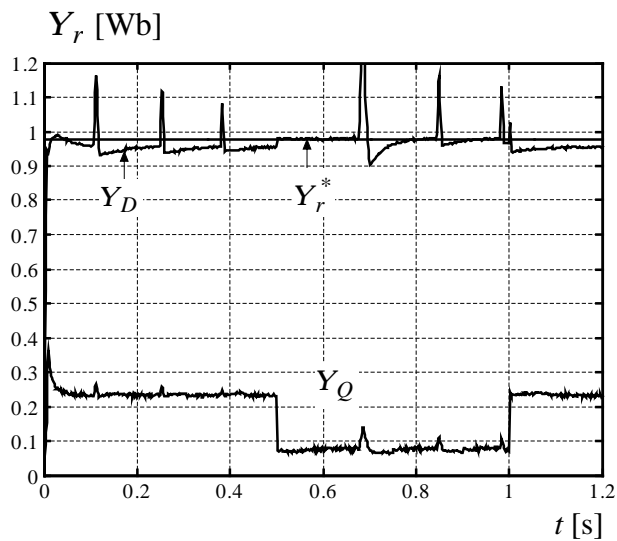
Са сл. 4.24а,б. се може уочити значајна таласност естимираног и оствареног момента, али истовремено и изузетно брз одзив момента на командовану вредност. Време успостављања флуksа (слике 4.24в,г.) је знатно мање него код погона са векторским управљањем. Пикови у сигналима на сл. 4.24в–и. проузроковани су управо начином реализације описане директне контроле момента, где се поједини напонски вектори примењују током целе периоде управљања тако да путања врха полифазора флуksа статора није глатка (видети сл. 4.23). Фазне струје на сл. 4.24е,ж. мењају амплитуду, фазу и учестаност приликом промена референци, што се дешава и код векторске контроле.



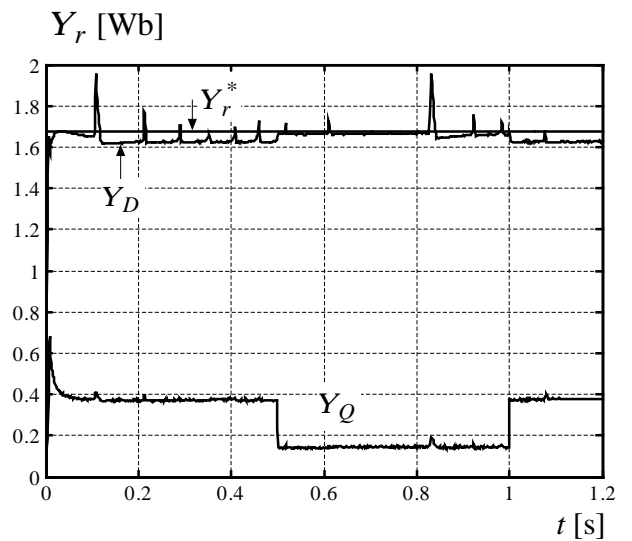
Сл. 4.24а. Референтни, естимирани и остварени момент – m_1



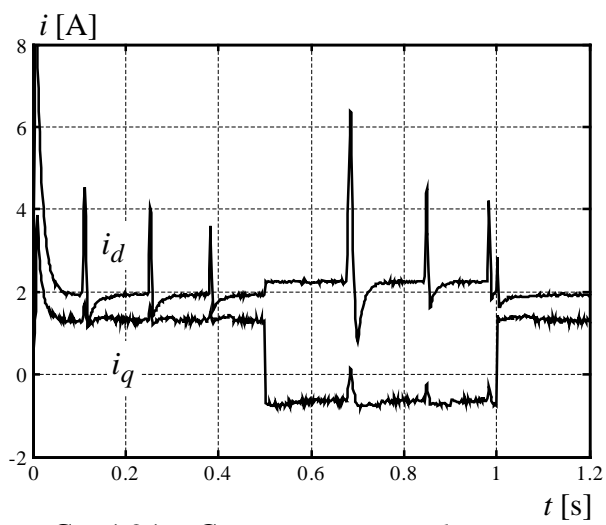
Сл. 4.24б. Референтни, естимирани и остварени момент – m_2



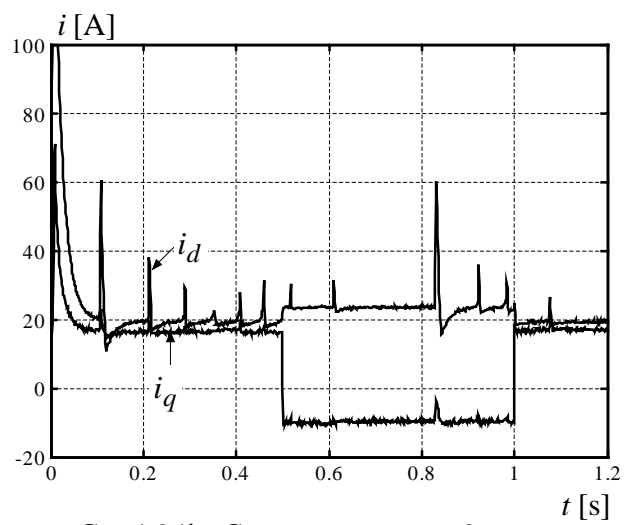
Сл. 4.24в. Флуксеви – м1



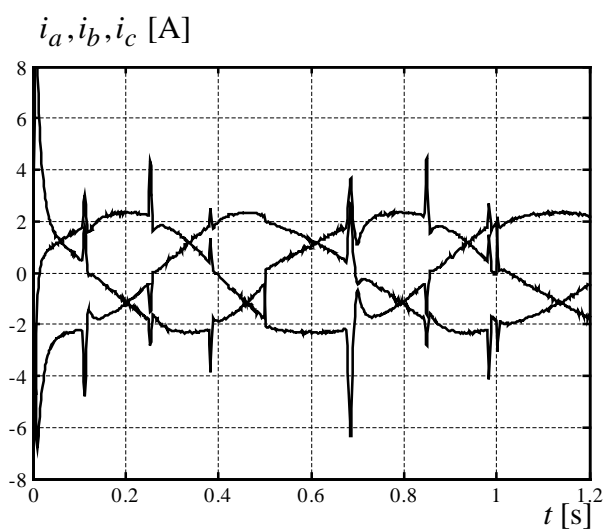
Сл. 4.24г. Флуксеви – м2



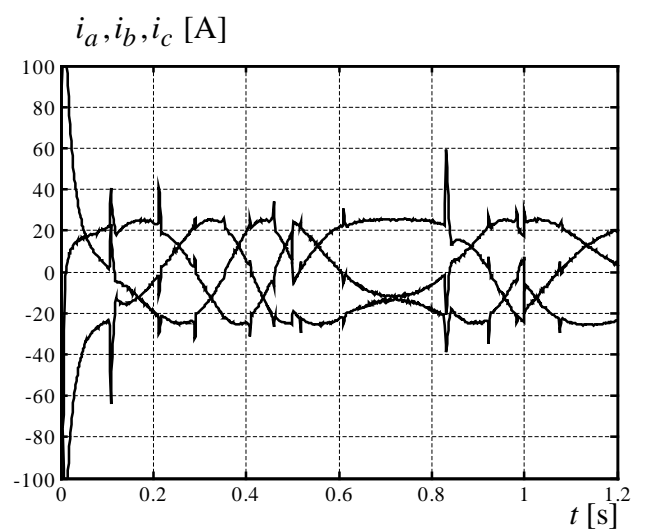
Сл. 4.24д. Струје мотора м1 - i_d , i_q



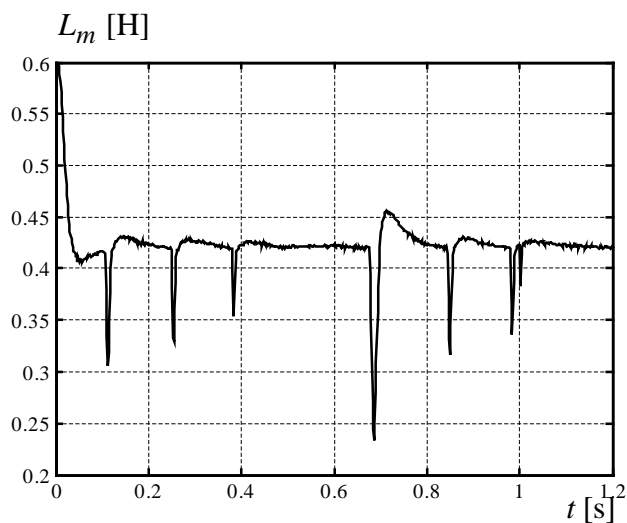
Сл. 4.24ђ. Струје мотора м2 - i_d , i_q



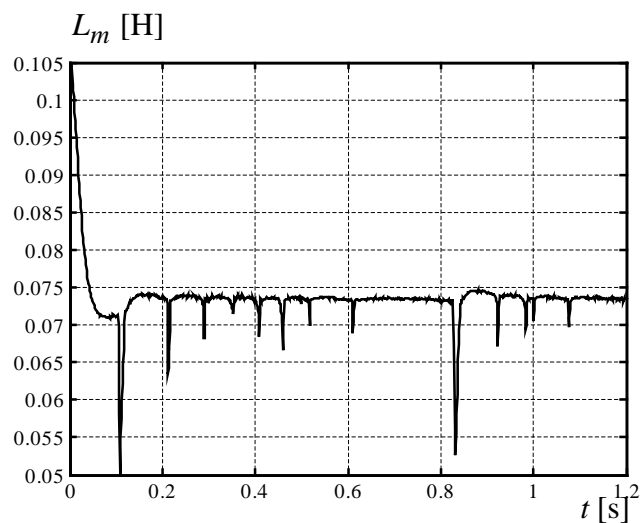
Сл. 4.24е. Фазне струје мотора м1



Сл. 4.24ж. Фазне струје мотора м2

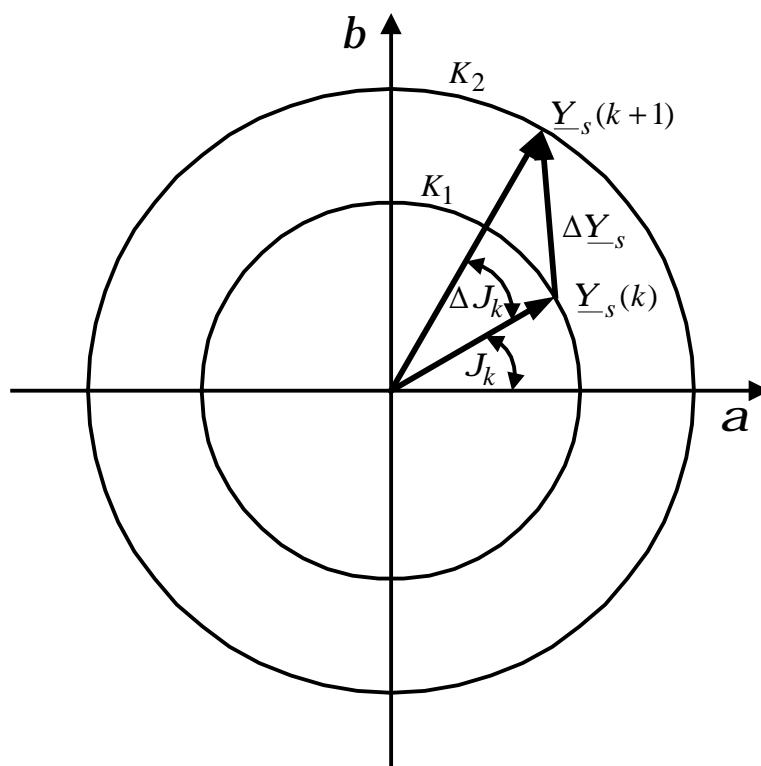


Сл. 4.24з. Индуктивност магнећења – м1



Сл. 4.24и. Индуктивност магнећења – м2

Велика таласност момента и флукса у стационарном стању и прелазним режимима узрокована употребом само једног напонског вектора током периода ΔT , довели су до развоја нових алгоритама за директну контролу момента. У [29] предложен је једноставан концепт којим се постиже једнозначност вектора напона статора за манипулацију моментом и флуksom, и смањена таласност момента.



Сл. 4.25. Дефиниција вектора прираштаја флукса статора $\Delta \underline{Y}_s$

Полазећи од сл. 4.21. и једначина (4.32) и (4.33), у стајаћем ($a - b$) координатном систему могу се нацртати вектор флуksа у текућем тренутку, $\underline{Y}_s(k)$, и жељени вектор флуksа у наредном тренутку, $\underline{Y}_s(k+1)$, што је приказано на сл. 4.25. У општем случају, када је $|\underline{Y}_s(k+1)| \neq |\underline{Y}_s(k)|$, вектор флуksа $\underline{Y}_s(k+1)$ додирује кружницу K_2 , чији пречник може бити већи или мањи од пречника кружнице K_1 . Уколико је инкремент амплитуде флуksа једнак нули, односно $|\underline{Y}_s(k+1)| = |\underline{Y}_s(k)|$, тада жељени вектор флуksа $\underline{Y}_s(k+1)$ додирује кружницу K_1 . Повећавање амплитуде флуksа одговара повећавању пречника кружнице, и обрнуто.

Узимајући у обзир дефиницију развијеног електромагнетног момента дату са (2.22) и једначине (2.20) и (2.21) [4], може се написати да је момент пропорционалан производу амплитуда флуksа статора и ротора и угла између њихових вектора:

$$m_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L'_s L_r} |\underline{Y}_s| \cdot |\underline{Y}_r| \cdot \sin J_{kl}; \quad (4.36)$$

$$= c |\underline{Y}_s| \cdot |\underline{Y}_r| \cdot \sin J_{kl}$$

где су: $|\underline{Y}_s|$, $|\underline{Y}_r|$ - амплитуде флуksа статора и ротора; L'_s - транзијентна (динамичка) индуктивност статора; c - константа (претпоставка је да се индуктивности не мењају); J_{kl} - угао клизања.

При константном нивоу флуksа у машини, вектор флуksа статора током једног обртаја вратила описује кружницу полупречника $|\underline{Y}_s|$ у стајаћем координатном систему. Нека је у мотору задат константан ниво флуksа а потребно је развити већи момент на вратилу. Према (4.36) потребно је да се угао клизања J_{kl} повећа, уз претпоставку да се флуks ротора током периода $\Delta T = T_{k+1} - T_k$ неће променити. Повећањем угла између вектора флуksа статора и a - осе стајаћег координатног система J за неку вредност ΔJ , при истој величини амплитуда $|\underline{Y}_s(k)|$ и $|\underline{Y}_s(k+1)|$ доводи до повећања момента, а важи и обрнуто при смањењу.

Према овом концепту, директна контрола момента се своди на избор таквог вектора прираштаја флуksа $\Delta \underline{Y}_s$ (видети сл. 4.25), који ће испуњавати услов:

$$\Delta \underline{Y}_s = \underline{Y}_s(k+1) - \underline{Y}_s(k); \quad (4.37)$$

тако да грешке момента и флуksа, Δm_e и $\Delta F'_s$, дате са (4.32) и (4.33), буду једнаке нули.

Да би се једнозначно одредио вектор прираштаја флуksа $\Delta \underline{Y}_s$, потребно је одредити угао помераја флуksа статора ΔJ при потребном нивоу флуksа $|\underline{Y}_s(k+1)|$ у тренутку T_{k+1} . На основу одређеног вектора инкремента флуksа статора $\Delta \underline{Y}_s$ једноставно се одређују потребни напони статора:

$$u_{as}^* = \frac{\Delta Y_{as}}{\Delta T}; \quad (4.38)$$

$$u_{bs}^* = \frac{\Delta Y_{bs}}{\Delta T}. \quad (4.39)$$

Ако се уважи пад напона на отпору статора тада се користе изрази:

$$u_{as} = R_s i_{as} + \frac{\Delta Y_{as}}{\Delta T}; \quad (4.40)$$

$$u_{bs} = R_s i_{bs} + \frac{\Delta Y_{bs}}{\Delta T}. \quad (4.41)$$

Напони (4.40) и (4.41) представљају референце за управљање погонским претварачем. Приликом практичне имплементације, напоне (4.38 – 4.41) је потребно ограничити тако да не буду већи од максимално расположивог напона инвертора.

Одређивање вектора инкремента флуksа статора је могуће након израчунавања угла помераја, ΔJ , који зависи од вектора стања мотора и задатих инкремената (декремената) момента и флуksа.

Претпоставља се да је период ΔT , током којег је потребно обавити манипулацију флуksом и моментом асинхроног мотора, довољно мали. Момент m_e који мотор развија на вратилу може се линеаризовати током периода ΔT око стационарне вредности m_e^0 . Стационарна вредност момента конверзије у систему оса ($a - b$) везаних за статор је:

$$m_e^0 = \frac{3}{2} P (\underline{Y}_s \times \underline{i}_s) = \frac{3}{2} P (Y_{as}^0 i_{bs}^0 - Y_{bs}^0 i_{as}^0); \quad (4.42)$$

где су суперскриптом "0" означене стационарне вредности струја и флуksа статора. Промена момента конверзије око стационарне тачке може се писати у облику:

$$m_e^0 + \Delta m_e = \frac{3}{2} P \left[(Y_{as}^0 + \Delta Y_{as}) \cdot (i_{bs}^0 + \Delta i_{bs}) - (Y_{bs}^0 + \Delta Y_{bs}) \cdot (i_{as}^0 + \Delta i_{as}) \right]; \quad (4.43)$$

где су са Δm_e , ΔY_{as} , ΔY_{bs} , Δi_{as} и Δi_{bs} означене промене момента, флуksа и струја статора око стационарних вредности.

Сређивањем једначине (4.43) и одбацивањем малих величина другог реда добија се:

$$m_e^0 + \Delta m_e = \frac{3}{2} P (Y_{as}^0 i_{bs}^0 - Y_{bs}^0 i_{as}^0) + \frac{3}{2} P (Y_{as}^0 \Delta i_{bs} - Y_{bs}^0 \Delta i_{as}) + \frac{3}{2} P (\Delta Y_{as} i_{bs}^0 - \Delta Y_{bs} i_{as}^0) \quad (4.44)$$

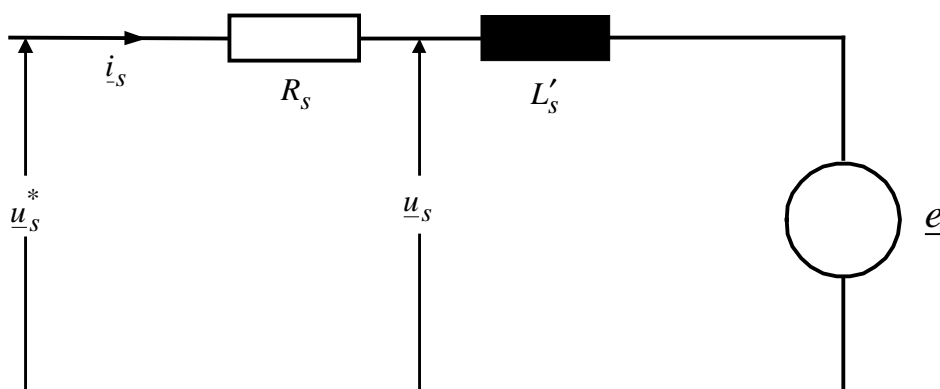
односно, уврштавањем једначине (4.42) у (4.44) и избацивањем суперскрипта "0" следи:

$$\Delta m_e = \frac{3}{2} P (Y_{as} \Delta i_{bs} - Y_{bs} \Delta i_{as}) + \frac{3}{2} P (\Delta Y_{as} i_{bs} - \Delta Y_{bs} i_{as}); \quad (4.45)$$

или, у векторском облику:

$$\Delta m_e = \frac{3}{2} P (\underline{Y}_s \times \Delta \underline{i}_s) + \frac{3}{2} P (\Delta \underline{Y}_s \times \underline{i}_s). \quad (4.46)$$

Из једначине (4.46) потребно је елиминисати струју и извод струје статора. За елиминацију извода струје користи се еквивалентна шема асинхроног мотора напајаног из инвертора која је приказана на сл. 4.26.



Сл. 4.26. Еквивалентна шема једне фазе асинхроног мотора напајаног из инвертора

Може се сматрати да је током периода ΔT промена струје линеарна, јер је $\Delta T \ll \frac{L_s}{R_s}$, па је:

$$\Delta \underline{i}_s = \frac{\underline{u}^* - \underline{e}}{s L_s} \Delta T; \quad (4.47)$$

где су:

$$\underline{u}^* = \underline{u}_s - R_s \underline{i}_s; \quad L'_s = s L_s \quad (4.48; 4.48a)$$

Посматра се хармоник синхроне учестаности индуковане електромоторне силе:

$$\underline{e} = j w_s \underline{Y}_m = j w_s (\underline{Y}_s - s L_s \underline{i}_s); \quad (4.49)$$

где је w_s естимирана кружна учестаност статорских струја, напона и флуксева.

За елиминацију струје користе се једначине напонске равнотеже ротора и флуксних обухвата статора и ротора асинхроног мотора у стајаћем систему оса, чиме је уважена и динамика роторског кола:

$$0 = R_r \underline{i}_r + \frac{\Delta \underline{Y}_r}{\Delta T} - j\omega \underline{Y}_r; \quad (2.19)$$

$$\underline{Y}_s = L_s \underline{i}_s + L_m \underline{i}_r; \quad (2.20)$$

$$\underline{Y}_r = L_r \underline{i}_r + L_m \underline{i}_s; \quad (2.21)$$

Трансформацијом једначина флуksних обухвата (2.20 и 2.21) добија се:

$$\underline{Y}_r = \frac{L_r}{L_m} (\underline{Y}_s - s L_s \underline{i}_s); \quad (4.50)$$

$$\underline{i}_r = \frac{1}{L_m} (\underline{Y}_s - L_s \underline{i}_s); \quad (4.51)$$

а потпуни диференцијал израза (4.50) је:

$$\Delta \underline{Y}_r = \frac{L_r}{L_m} (\Delta \underline{Y}_s - s L_s \Delta \underline{i}_s). \quad (4.52)$$

Уврштавајући изразе (4.50) и (4.52) у (2.19) те користећи (4.49), добија се израз за струју статора:

$$\underline{i}_s = \frac{(1 + s T_r^2 \omega_{kl}^2) + j(1 - s) T_r \omega_{kl}}{L_s (1 + s^2 T_r^2 \omega_{kl}^2)} \underline{Y}_s. \quad (4.53)$$

Израз за струју статора (4.53) потребно је уврстити у (4.49) и (4.47), па је извод струје:

$$\Delta \underline{i}_s = \frac{\Delta \underline{Y}_s}{s L_s} - j\omega_s \frac{(1 - s) \Delta T L_r}{s L_s (1 + s^2 T_r^2 \omega_{kl}^2)} \underline{Y}_s - \omega_s \Delta T \frac{(1 - s) T_r \omega_{kl}}{L_s (1 + s^2 T_r^2 \omega_{kl}^2)} \underline{Y}_s. \quad (4.54)$$

Изразе (4.53) и (4.54) треба уврстити у (4.46). Користиће се следеће једнакости:

$$\Delta \underline{Y}_s = \underline{Y}_s(k+1) - \underline{Y}_s(k); \quad (4.37)$$

$$\underline{Y}_s(k) \times \Delta \underline{Y}_s = \underline{Y}_s(k) \times (\underline{Y}_s(k+1) - \underline{Y}_s(k)) = |\underline{Y}_s(k)| \cdot |\underline{Y}_s(k+1)| \sin \Delta J; \quad (4.55)$$

јер је:

$$\underline{Y}_s(k) \times \underline{Y}_s(k) = 0.$$

Такође је:

$$\underline{Y}_s(k) \times j \underline{Y}_s(k) = |\underline{Y}_s(k)|^2; \quad (4.56)$$

$$\Delta \underline{Y}_s \times \underline{Y}_s(k) = -|\underline{Y}_s(k)| \cdot |\underline{Y}_s(k+1)| \sin \Delta J, \quad \text{те је:} \quad (4.57)$$

$$\Delta \underline{Y}_s \times j \underline{Y}_s(k) = |\underline{Y}_s(k)| \cdot |\underline{Y}_s(k+1)| \cos \Delta J - |\underline{Y}_s(k)|^2. \quad (4.58)$$

Уврштавајући (4.53) и (4.54) у (4.46) и користећи (4.55 – 4.58), добија се Δm_e , и затим уважавајући да за мале углове ΔJ , према теореме о развоју у Тејлоров ред, важи:

$$\begin{aligned} \sin \Delta J &\approx \Delta J; \\ \cos \Delta J &\approx 1; \end{aligned} \quad (4.59)$$

слиеди коначан израз за угао помераја вектора флуksа статора:

$$DJ = \frac{2sL_s [1 + w_{kl}^2 s^2 T_r^2]}{3P(1-s) |\underline{Y}_s(k)| \cdot |\underline{Y}_s(k+1)|} \Delta m_e + \frac{|\underline{Y}_s(k)|}{|\underline{Y}_s(k+1)|} w_s \Delta T - \frac{\Delta F_s w_{kl} s T_r}{|\underline{Y}_s(k+1)|}. \quad (4.60)$$

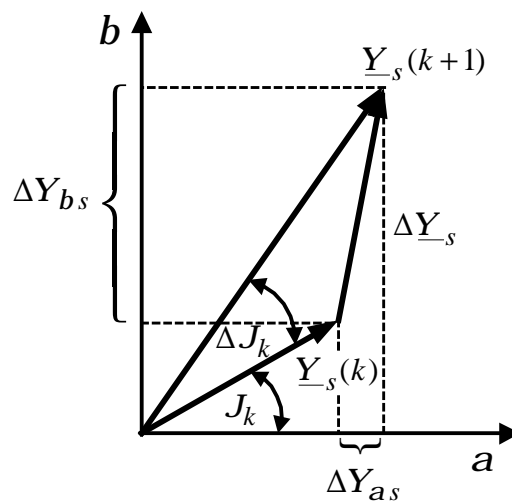
Израз (4.60) представља тражени померај вектора флуksа статора, ΔJ , током периода ΔT у функцији од задатих промена момента и флуksа те стања у машини.

Из израза се види да када нема промене ни момента ($\Delta m_e = 0$) ни флуksа ($\Delta F_s = 0$), угао помераја флуksа статора је $\Delta J = w_s \Delta T$ и полифазор флуksа статора наставља са обртањем синхронном брзином. Промена момента $\Delta m_e > 0$ при истом флуksу $\Delta F = 0$, према (4.60) доводи до повећавања угла статора $\Delta J > w_s \Delta T$, и обрнуто. Повећавање флуksа $\Delta F > 0$ при истом моменту $\Delta m_e = 0$ доводи до смањења угла статора $\Delta J < w_s \Delta T$, јер се при већем флуksу реализује исти момент.

Након што је одређен угао ΔJ , могу се одредити пројекције вектора инкремента флуksа $\Delta \underline{Y}_s$ у складу са сл. 4.27.

$$\Delta Y_{as} = |\underline{Y}_s(k+1)| \cos(J_k + \Delta J_k) - |\underline{Y}_s(k)| \cos J_k; \quad (4.61)$$

$$\Delta Y_{bs} = |\underline{Y}_s(k+1)| \sin(J_k + \Delta J_k) - |\underline{Y}_s(k)| \sin J_k. \quad (4.62)$$



Сл. 4.27. Пројекције вектора инкремента флуksа статора $\Delta \underline{Y}_s$

Уважавајући (4.37) и (4.59), изрази (4.61) и (4.62) постају:

$$\Delta Y_{as} = \Delta F_s \cos J_k - |\underline{Y}_s(k+1)| \sin J_k \cdot (\Delta J_k); \quad (4.63)$$

$$\Delta Y_{bs} = \Delta F_s \sin J_k + |\underline{Y}_s(k+1)| \cos J_k \cdot (\Delta J_k); \quad (4.64)$$

где је

$$\Delta F_s = |\underline{Y}_s(k+1)| - |\underline{Y}_s(k)| \quad (4.65)$$

мерено одступање амплитуда флуksа из претходног и наредног периода.

Приликом практичне имплементације, не морају се рачунати синуси и косинуси угла J_k зато што је вектор флуksа статора $\underline{Y}_s(k)$ већ одређен преко својих пројекција:

$$\cos J_k = \frac{Y_{as}(k)}{\sqrt{Y_{as}^2(k) + Y_{bs}^2(k)}}; \quad (4.66)$$

$$\sin J_k = \frac{Y_{bs}(k)}{\sqrt{Y_{as}^2(k) + Y_{bs}^2(k)}}. \quad (4.67)$$

Када су познате пројекције вектора инкремента флуksа, (4.63) и (4.64), напони статора се добијају дељењем израза (4.63) и (4.64) са ΔT , као што је показано у (4.38 – 4.41).

Напон статора (4.38) и (4.39), односно (4.40) и (4.41), одређен на овај начин ће грешке момента и флуksа (4.32) и (4.33) током периода ΔT свести на нулу само ако је његова амплитуда мања од максимално дозвољеног напона инвертора. Када су инкременти момента и флуksа превелики да би се реализовали током само једног периода ΔT , тада ће се из (4.38) и (4.39) добити да је потребан већи напон од максимално могућег. У том случају је потребно референце смањити, односно ограничити угао помераја вектора флуksа статора ΔJ у изразу (4.60) тако да се на излазу инвертора генерише максимално могући напон, те да се омогући директна контрола флуksа, и момент максималним коракком води у жељеном правцу.

Модуо референтног напона (4.38) и (4.39) је:

$$|\underline{u}_s| = \sqrt{u_{as}^2 + u_{bs}^2}; \quad (4.68)$$

а максимална амплитуда напона која се може добити на излазу из инвертора је U_{MAX} . Референтни напон се мора ограничити:

$$|\underline{u}_s| \leq U_{MAX}; \quad (4.69)$$

тако да увек буде мањи или највише једнак максималном напону инвертора:

$$\sqrt{u_{as}^2 + u_{bs}^2} \leq U_{MAX}; \quad (4.70)$$

Референтни напон је из израза (4.63) и (4.64):

$$u_{as} = \frac{\Delta F_s \cos J_k - |\underline{Y}_s(k+1)| \sin J_k \cdot (\Delta J_k)}{\Delta T}; \quad (4.71)$$

$$u_{bs} = \frac{\Delta F_s \sin J_k + |\underline{Y}_s(k+1)| \cos J_k \cdot (\Delta J_k)}{\Delta T}. \quad (4.72)$$

Након потребних уврштавања и груписања, добија се услов:

$$(\Delta F_s)^2 + |\underline{Y}_s(k+1)|^2 \cdot (\Delta J)^2 \leq U_{MAX}^2 \cdot (\Delta T)^2. \quad (4.73)$$

Да референце напона не би биле веће од максимално расположивог напона, угао ΔJ се на основу (4.73) ограничава на:

$$\Delta J \leq \pm \sqrt{\frac{U_{MAX}^2 (\Delta T)^2 - (\Delta F_s)^2}{|\underline{Y}_s(k+1)|^2}}. \quad (4.74)$$

У овом случају ће и даље постојати директна контрола флукса, али ће развијени момент на вратилу мотора бити мањи од задатог. Модулација просторног вектора напона у овом случају неће користити нулте векторе, те ће излазни напони додиривати странице шестоугла, односно биће изобличени. Два знака за инкремент угла у (4.74) представљају ограничења угла за повећавање или смањење момента.

На наредним дијаграмима симулацијом на рачунару илустрована је примена овог новог концепта директне контроле момента. Референтни момент је код мотора $m1$ износио 2,5 Nm, док је за мотор $m2$ био 60 Nm. Момент оптерећења је у експерименту са мотором $m1$ износио 2 Nm и примењен је у само у другој полупериоди (од 0,5 s до 1 s). Мотор $m2$ је био оптерећен моментом од 60 Nm такође само у другој полупериоди. Укупни момент инерције мотора и оптерећења је износио 1 kgm^2 за мотор $m1$, и 5 kgm^2 за мотор $m2$. Момент на вратилу мотора се рачуна на основу познатих струја и флуксева статора из израза:

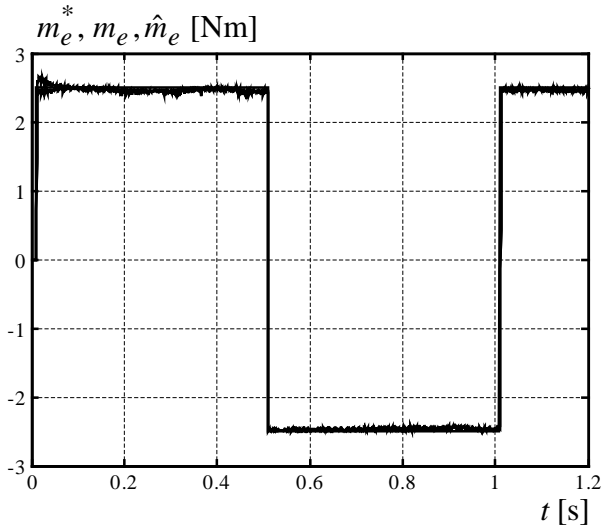
$$m_e = \frac{3}{2} P (Y_{as} i_{bs} - Y_{bs} i_{as}). \quad (3.17a)$$

Синхрона брзина се израчунава из једначине (4.2) а флукс ротора се добија из струјног ($i_s - w$) естиматора. Брзина мотора, која је неопходна за естимацију струјним естиматором, се добија употребом *MRAS* опсервера.

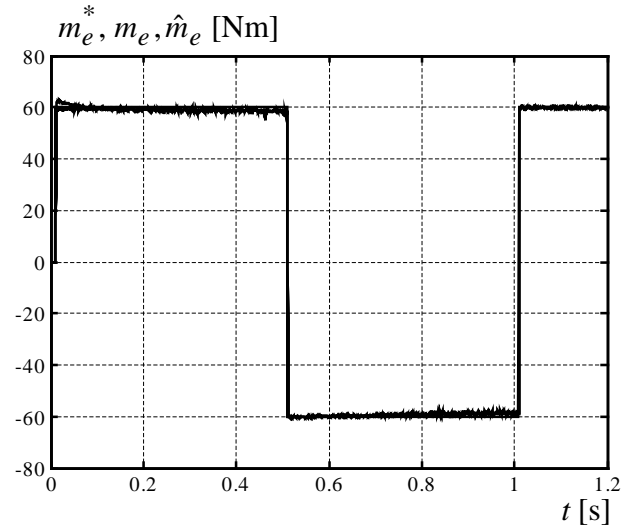
Учестаност клизања се израчунава из:

$$w_{kl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{Y_{ar} i_{bs} - Y_{br} i_{as}}{Y_{ar}^2 + Y_{br}^2}. \quad (4.5)$$

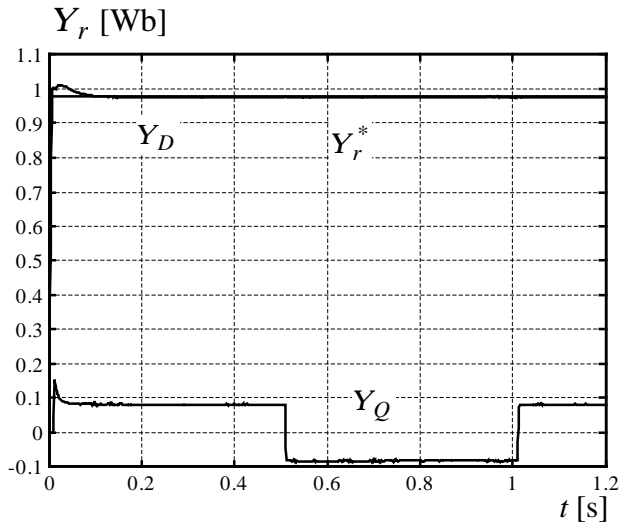
Поређењем дијаграма са сл. 4.24а,б. и сл. 4.28а,б. лако се може уочити драстично смањење таласности естимираног и оствареног момента и флукса. Време успостављања флукса (слике 4.28в,г.) је мање него код основног концепта директне контроле момента. Пикови који су постојали у сигнаlima на сл. 4.24в–и., не постоје на сл. 4.28в–и. због много тачнијег и једнозначног одређивања вектора напона статора којим се управља моментом и флуksom. Фазне струје са слика 4.28е,ж. су знатно правилнијег облика од струја са сл. 4.24е,ж. и поред тога што су видљиве нагле промене у амплитуди, фази и учестаности које настају услед наглих промена референци.



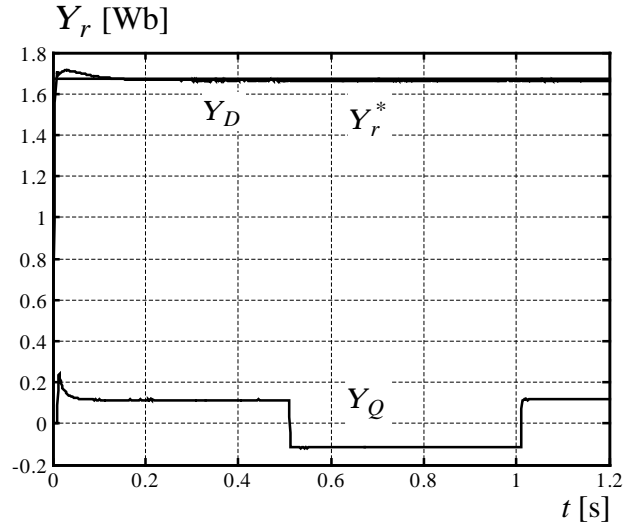
Сл. 4.28а. Референтни, остварени и естимирани момент – $m1$



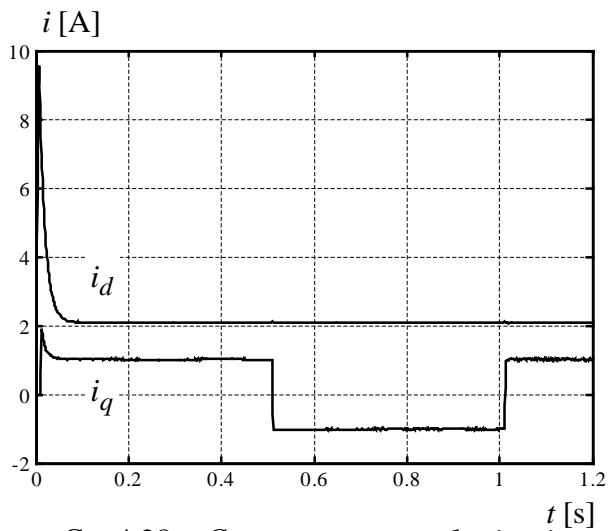
Сл. 4.28б. Референтни, остварени и естимирани момент – $m2$



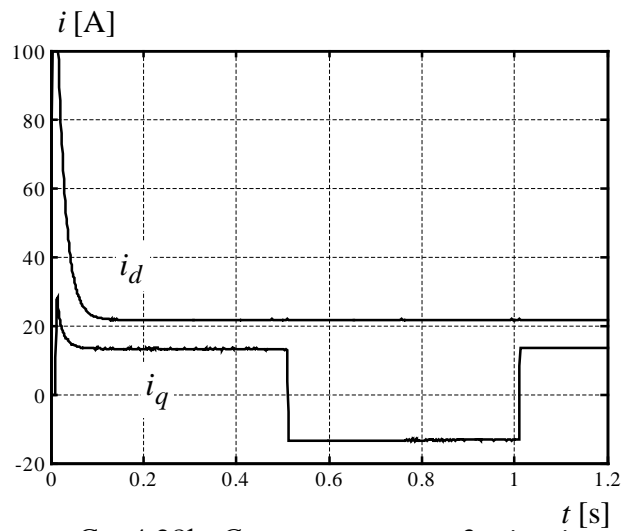
Сл. 4.28в. Флуксеви – $m1$



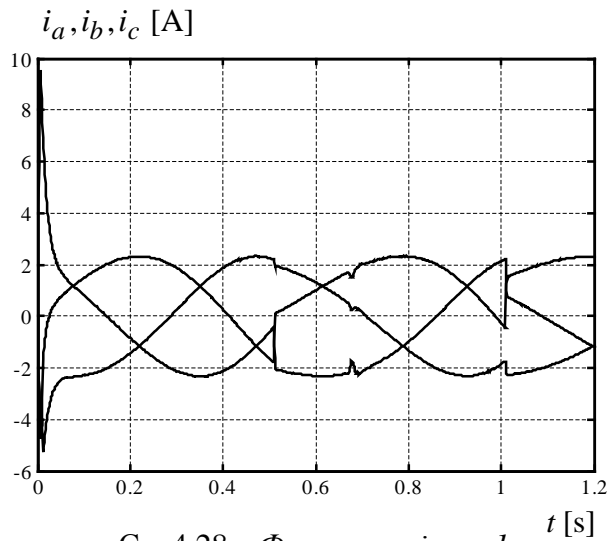
Сл. 4.28г. Флуксеви – $m2$



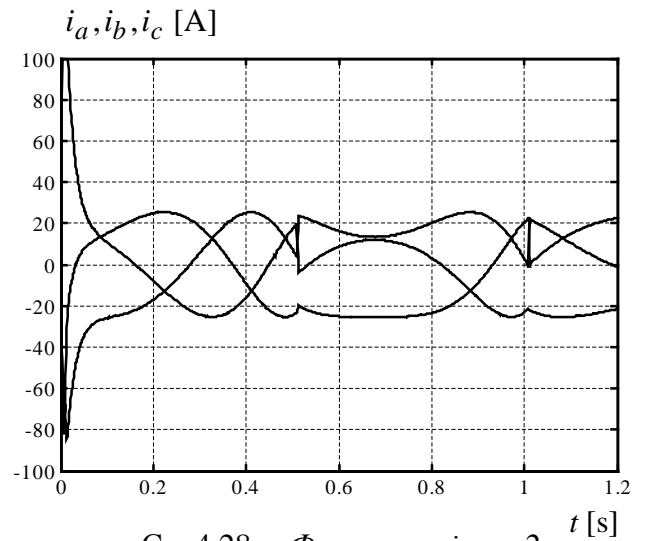
Сл. 4.28д. Струје мотора $m1$ - i_d, i_q



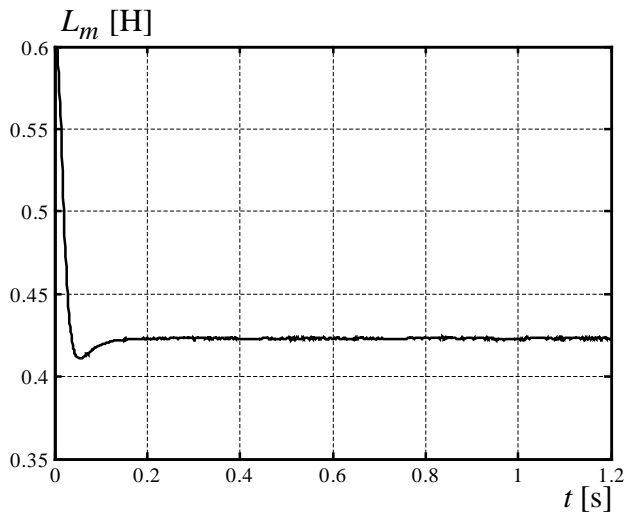
Сл. 4.28ђ. Струје мотора $m2$ - i_d, i_q



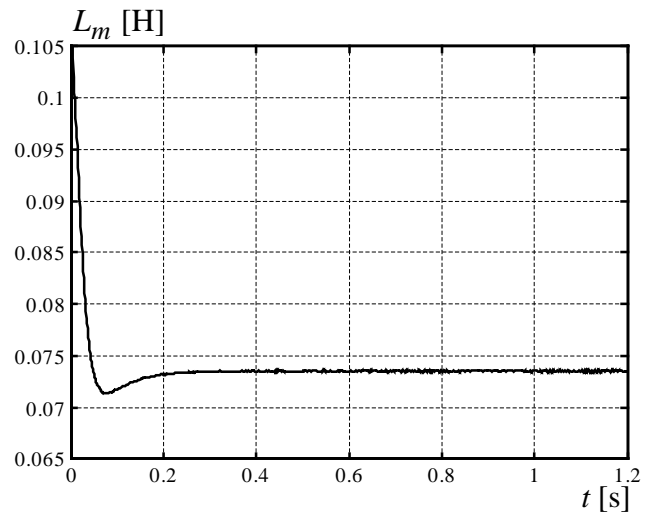
Сл. 4.28е. Фазне струје – м1



Сл. 4.28ж. Фазне струје – м2



Сл. 4.28з. Индуктивност магнећења – м1



Сл. 4.28и. Индуктивност магнећења – м2

5. Утицај одступања параметара на естимацију брзине у погону са асинхроним мотором

5.1. Одступање отпорности статора и ротора у погону са векторским управљањем

Поступци за одређивање положаја синхронно ротирајућег координатног система, односно брзине обртања ротора су параметарски осетљиви. Утицај одступања параметара у моделу асинхроног мотора и параметара у опсерверу брзине и одговарајућим естиматорима на функционисање погона без давача брзине, донекле се разликује од утицаја одступања параметара у погону са давачем брзине. Одступање роторске временске константе у погону без давача брзине практично је без утицаја на оријентацију просторног вектора флуksа док његово одступање утиче на тачност естимације брзине. Знатно већи утицај на функционисање погона без давача брзине има одступање отпорности статорског намотаја, док је ово одступање била од секундарног значаја на рад погона са давачем брзине. Резултати којима се квантификује утицај одступања параметара погона без давача брзине могу се само графички интерпретирати због сложених нелинеарних аналитичких релација које се добијају.

Да би се на што општији, прецизнији и прегледнији начин испитао утицај одступања отпорности статора и отпорности ротора у моделу мотора и моделу контролера, успостављен је математички модел за стационарно стање погона без давача брзине. У четвртном поглављу приказане су различите методе синхронизације, односно одређивања положаја синхронно ротирајућег координатног система и брзине обртања у погону са асинхроним мотором без давача на вратилу. Сви ти описани поступци су параметарски осетљиви, а да би се квантификовало непознавање параметара мотора на тачност естимације стања погона, успостављен је за стационарно стање адекватан математички модел.

Регулациона структура погона опште намене без давача брзине приказана је на сл. 3.2. Повратне спреге по флуksу, моменту и брзини затварају се по естимираним величинама. Естимација флуksа реализована је помоћу струјног ($i_s - w$) естиматора чија је структура приказана на сл. 3.5., а естимација момента се реализује помоћу једначине (3.176). Стационарно стање погона са сл. 3.2. независно је од тога која од метода естимације брзине, описаних у поглављу 4., је примењена у анализи посматраног стационарног стања. Изузетак је само стационарно стање у погону код кога се брзина естимира применом *PLL* опсервера који обавља синхронизацију у односу на вектор флуksа статора. У овом случају постоји повратна спрега по флуksу статора, који се естимира преко статорске напонске једначине (4.14), а регулациона структура погона се унеколико разликује од конфигурације са сл. 3.2.,

јер је на референтну вредност струје у d- оси неопходно додати распрежућу компоненту дату изразом (3.11).

Уважавајући регулациону структуру приказану на сл. 3.2. и математичке моделе одговарајућих естиматора, могуће је исписати скуп једначина које описују дати погон и представљају математички модел погона за стационарно стање. Једначине стационарног стања асинхроног мотора могу се једноставно добити из једначина динамичког математичког модела уважавајући да су изводи флуксева у једначинама (2.24) идентички једнаки нули, тако да једначине стационарног стања асинхроног мотора гласе:

$$u_d = R_{sm} i_d - w_{dq} \left((L_{gs} + M) i_q + M i_Q \right); \quad (5.1)$$

$$u_q = R_{sm} i_q + w_{dq} \left((L_{gs} + M) i_d + M i_D \right); \quad (5.2)$$

$$0 = R_{rm} i_D - w_{kl} \left((L_{gr} + M) i_Q + M i_q \right); \quad (5.3)$$

$$0 = R_{rm} i_Q + w_{kl} \left((L_{gr} + M) i_D + M i_d \right); \quad (5.4)$$

$$m_e = \frac{3}{2} P M \left(i_q i_D - i_d i_Q \right); \quad (5.5)$$

где су: L_{gs} , L_{gr} - индуктивности расипања статора и ротора; M – индуктивност магнећења у моделу мотора, односно у мотору.

У једначинама (5.1) – (5.5) непознате су следеће величине: u_d и u_q , струје мотора i_d , i_q , i_D и i_Q , синхрона учестаност w_{dq} и клизање w_{kl} (односно брзина). Постоји укупно осам непознатих у пет једначина, ако се претпостави да је момент оптерећења познат и једнак моменту који мотор развија. Сада је потребно написати додатне једначине како би систем постао решив. Додатне једначине се могу написати уважавајући на адекватан начин постојање одговарајућих повратних спрега и естиматора.

Додатну једначину је могуће написати из услова да је стационарна вредност естимираног флукса Y_Q^0 идентички једнака нули, уколико се разматра управљање оријентацијом у односу на просторни вектор флукса ротора (код управљања у односу на просторни вектор флукса статора, естимирани флукс Y_q^0 је у стационарном стању једнак нули). Наведени услов је лако остварљив у случају естимације брзине применом *PLL* или *MRAS* опсервера, док то није случај код осталих метода естимације. Када се погледа сл. 4.4. (односно сл. 4.7.) јасно је ово тврђење за *PLL* опсервер, јер се на улаз ПИ регулатора доводи управо информација о флуксу Y_Q^0 (односно Y_q^0). За *MRAS* опсервер брзине, регулациона структура са сл. 4.15. мења угаону брзину у подесивом моделу све док се естимирани вектори флукса ротора (естимирани напонским и струјним естиматорима) не поклопе и не поставе у правац d- осе.

Узмимо прво у разматрање случај када постоји повратна спрега по естимираном флуксу ротора. Када мотор достигне задату брзину у стационарном стању, струје и флуксеви

у мотору су константни или споро променљиви, тако да се на основу израза (3.1) може писати:

$$u_d = R_s i_d - w_{dq} s L_s i_q. \quad (5.6)$$

Следећа једначина се може написати из једначине за естимирани момент. Естимација момента је реализована на основу мерења напона и струја мотора. На основу ових мерења естимира се флуks мотора а затим се израчунава момент мотора у стојећем координатном систему. Естимација момента се реализује према следећој једначини:

$$\hat{m}_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} [i_{bs} Y_{ar} - i_{as} Y_{br}]. \quad (5.7)$$

Наведена естимација момента према (5.7) се може реализовати и у синхронно ротирајућем координатном систему као:

$$\hat{m}_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} [i_q Y_D^0 - i_d Y_Q^0] = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} i_q Y_D^0 = m_e^*. \quad (5.8)$$

У једначини (5.8) уважени су раније неведени услови који постоје у стационарном стању струјно напајаног асинхроног мотора. Са \hat{m}_e означен је естимирани момент, док је са m_e^* означена референтна вредност момента, а са Y_D^0 стационарна вредност флуksа која, на основу једначине (3.2) и задатих услова, гласи:

$$Y_D^0 = \frac{L_r}{w_{dq} L_m} [u_q - R_s i_q - w_{dq} s L_s i_d] \equiv Y_r^*; \quad (5.9)$$

и мора бити једнака референтној вредности Y_r^* , јер се по овој естимираној величини затвара повратна спрега по флуksу. За сваку вредност момента оптерећења на вратилу асинхроног мотора, постоји једна конкретна вредност референтног момента тако да се m_e^* може посматрати као независна улазна величина у математичком моделу за стационарно стање.

Последња недостајућа једначина може се написати из услова за синхрону брзину:

$$w_{dq} = w^* + w_{kl}^*; \quad (5.10)$$

где је w^* референтна брзина, али је клизање још увек непознато. Синхрона брзина се може доста једноставно одредити из једначина (3.3) и (3.4) и она износи:

$$w_{dq} = W + \frac{i_q}{T_r i_d}. \quad (5.11)$$

Са W је означена стационарна вредност естимиране брзине, која је једнака са референтном (задатом) брзином.

Сада је написан довољан број једначина да би систем био решив. Решавање система се своди на следеће. Уважавајући (5.1) и (5.6) добија се:

$$0 = (R_{sm} - R_s)i_d - \left(W + \frac{i_q}{T_r i_d} \right) \left((L_{gs} + M) - s L_s \right) i_q + M i_Q; \quad (5.12)$$

Када се једначина (5.9) смени у једначину (5.8) могуће је срачунати струју i_q као:

$$i_q = \frac{2m_e^* L_r}{3P L_m Y_r^*}. \quad (5.13)$$

Када се једначина (5.9) смени у (5.2), а (5.11) у (5.3), (5.4) и (5.9) добија се:

$$\frac{w_{dq} L_m Y_r^*}{L_r} = (R_{sm} - R_s)i_q + \left(W + \frac{i_q}{T_r i_d} \right) \left((L_{gs} + M) - s L_s \right) i_d + M i_D; \quad (5.14)$$

$$0 = R_{rm} i_D - \left(W + \frac{i_q}{T_r i_d} - w \right) \left((L_{gr} + M) i_Q + M i_q \right); \quad (5.15)$$

$$0 = R_{rm} i_Q + \left(W + \frac{i_q}{T_r i_d} - w \right) \left((L_{gr} + M) i_D + M i_d \right). \quad (5.16)$$

Једначине (5.5), (5.12) – (5.16) представљају довољан скуп једначина које описују погон са асинхроним мотором без давача на вратилу, са естимацијом синхроне брзине помоћу метода описаних у поглављу 4. и искоришћеном конфигурацијом са сл. 3.2. У једначинама (5.5), (5.12) – (5.16) улазне величине су m_e^* , Y_r^* и задата брзина w^* (W). Систем једначина треба решити по следећим променљивим: i_d , i_q , i_D , i_Q и брзини мотора w .

Уколико се управљање у погону са асинхроним мотором врши у односу на просторни вектор флуksа статора тада се, уместо повратне спреге по естимираном флуksу ротора, користи повратна спрега по естимираном флуksу статора (видети сл. 3.2.). Веома сличном анализом као код повратне спреге по Y_r , употребом једначина (3.6) – (3.10), затим једначина (5.1) – (5.5), те уз услов да су стационарна вредност флуksа статора Y_q^0 и изводи струја и флуksева у стационарном стању једнаки нули, добија се следећи систем једначина:

$$0 = (R_{sm} - R_s)i_d - \left(W + \frac{L_s}{T_r} \frac{i_q}{Y_s^* - s L_s i_d} \right) \left((L_{gs} + M) i_q + M i_Q \right); \quad (5.17)$$

$$w_{dq} Y_s^* = (R_{sm} - R_s) i_q + \left(W + \frac{L_s}{T_r} \frac{i_q}{Y_s^* - s L_s i_d} \right) ((L_{gs} + M) i_d + M i_D); \quad (5.18)$$

$$0 = R_{rm} i_D - \left(W + \frac{L_s}{T_r} \frac{i_q}{Y_s^* - s L_s i_d} - w \right) ((L_{gr} + M) i_Q + M i_q); \quad (5.19)$$

$$0 = R_{rm} i_Q + \left(W + \frac{L_s}{T_r} \frac{i_q}{Y_s^* - s L_s i_d} - w \right) ((L_{gr} + M) i_D + M i_d); \quad (5.20)$$

Синхрона брзина се, у овом случају, израчунава преко:

$$w_{dq} = W + \frac{L_s}{T_r} \frac{i_q}{Y_s^* - s L_s i_d}; \quad (5.21)$$

док се струја статора у q- осе добија из:

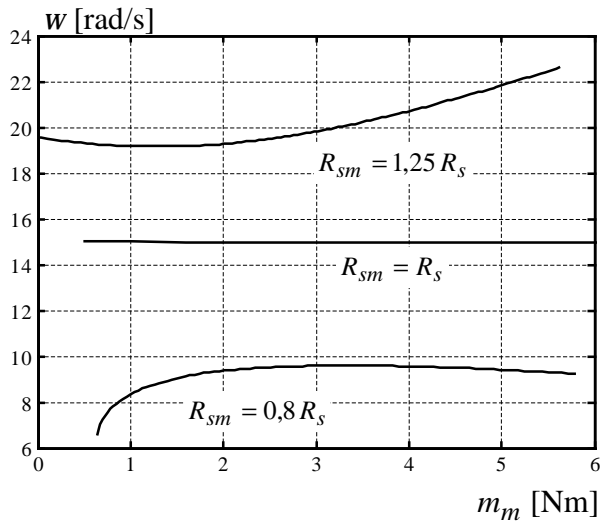
$$i_q = \frac{2 m_e^*}{3 P Y_s^*}. \quad (5.22)$$

Улазне величине у једначинама (5.17) – (5.22) су, слично као и раније, m_e^* , Y_s^* и задата брзина w^* (W), а систем је потребно решити по променљивим i_d , i_q , i_D , i_Q и брзини мотора w . Када се занемари засићење магнетног кола асинхроног мотора, индуктивност магнећења у моделу мотора поприма једну конкретну вредност једнаку називној вредности и једнаку са вредности у одговарајућим естиматорима, тј. $M = L_m = L_{mn}$. На наредним дијаграмима приказани су резултати добијени помоћу математичког модела за стационарно стање описаног једначинама (5.5), (5.12) – (5.16) (повратна спрега по роторском флуксу) односно једначинама (5.5), (5.17) – (5.22) (повратна спрега по флуксу статора), када се занемари утицај засићења у мотору. Успостављени математички модел је омогућио да се посматра утицај варијације отпорности статора и ротора на карактеристичне величине погона векторски управљаног асинхроног мотора без давача брзине.

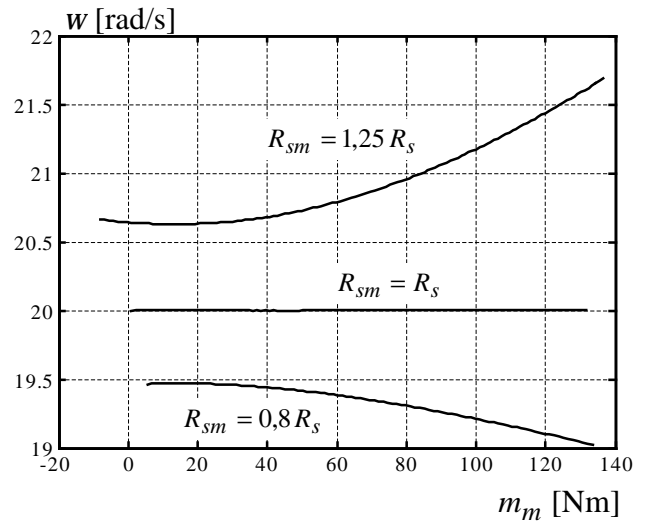
Резултати су дати упоредо за два асинхрона мотора, m_1 и m_2 , чије су карактеристике дате у прилогу, а разматрани су случајеви одступања отпорности статора и ротора при брзинама блиским нули (15 rad/s за мотор m_1 , и 20 rad/s за мотор m_2) и при брзини која је блиска номиналној (280 rad/s за оба мотора). Дијаграми на сл. 5.1. и сл. 5.2. показују знатан утицај одступања статорског отпора у моделу опсервера R_s и асинхроног мотора R_{sm} . Грешка у оријентацији вектора флукса ротора и статора условљава појаву знатних вредности q – компоненте флукса ротора и опадање d – компоненте флукса ротора. Ово може бити узрок неповратног колапса флукса и момента који мотор развија. Грешка у углу оријентације вектора флукса ротора и статора, приказана на дијаграмима који следе, се дефинише као:

$$\Delta J_{dq}^r = \arctg(Y_Q/Y_D) \quad - \text{ за ротор} \quad (5.23)$$

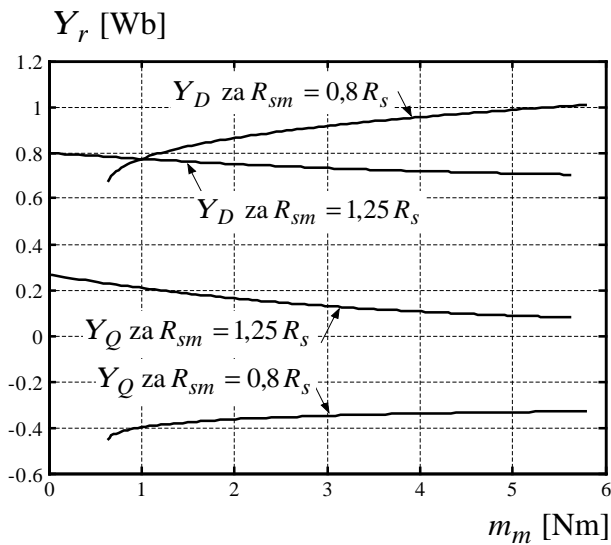
$$\Delta J_{dq}^s = \arctg(Y_q/Y_d) \quad - \text{ за статор} \quad (5.24)$$



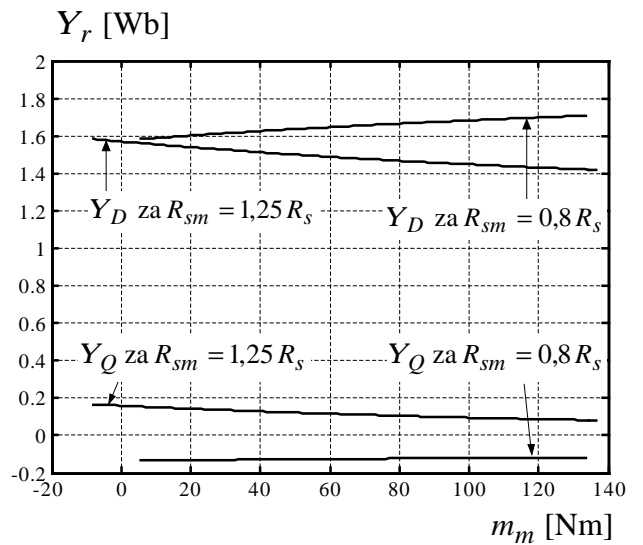
Сл. 5.1а. Брзина погона – м1



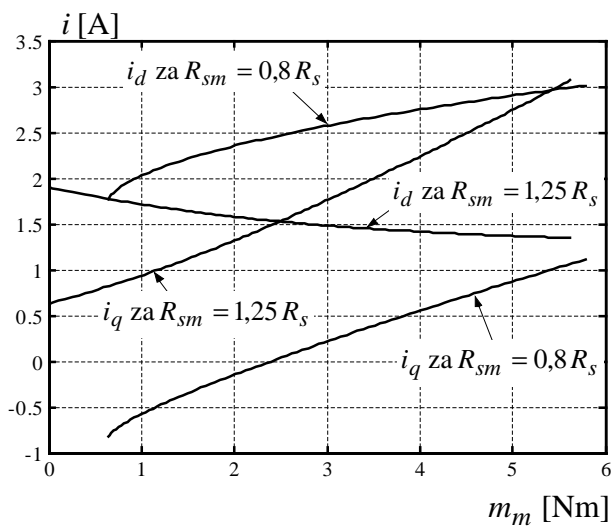
Сл. 5.1б. Брзина погона – м2



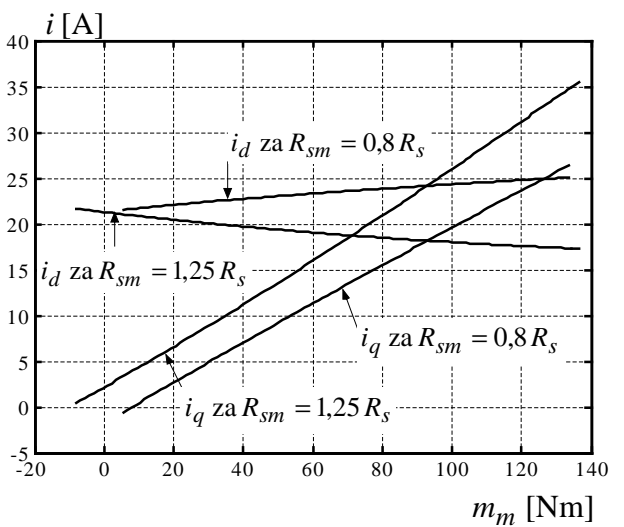
Сл. 5.1в. Флуксеви ротора мотора – м1



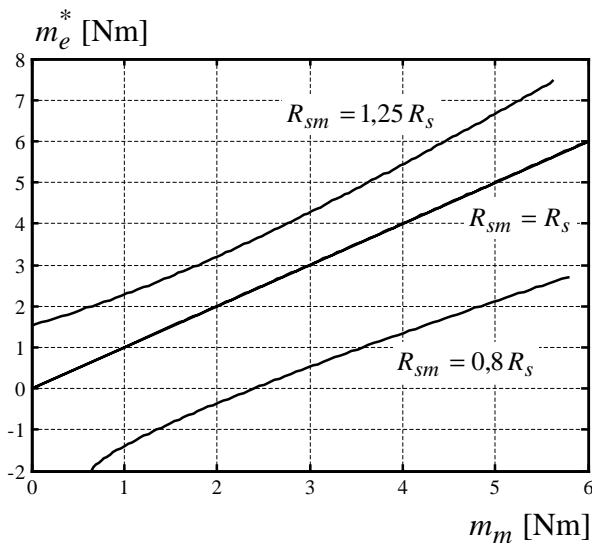
Сл. 5.1г. Флуксеви ротора мотора – м2



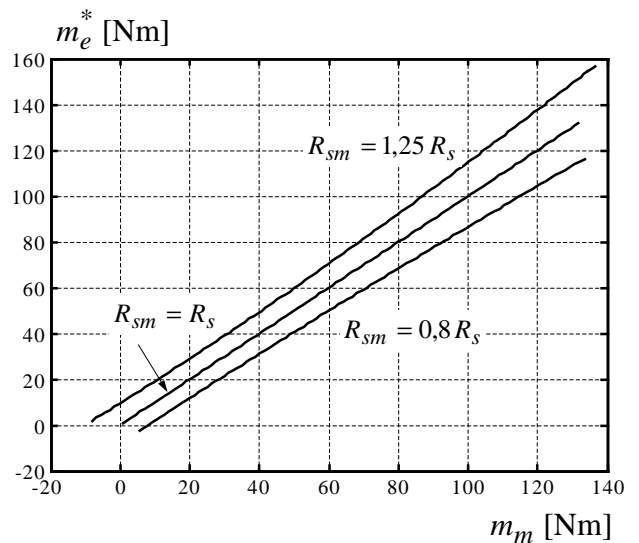
Сл. 5.1д. Струје статора мотора – м1



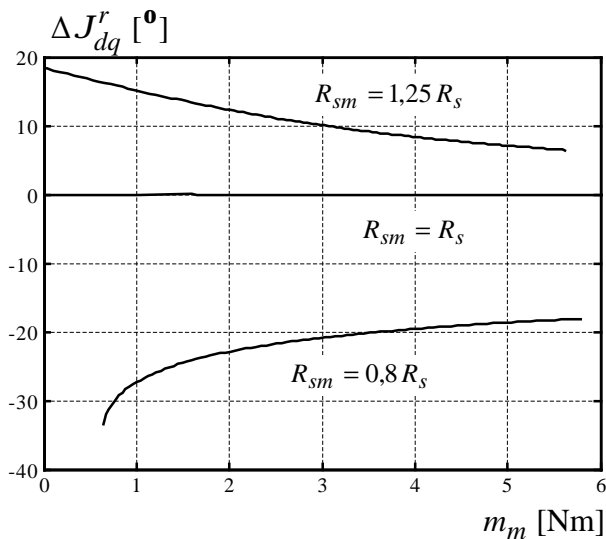
Сл. 5.1ђ. Струје статора мотора – м2



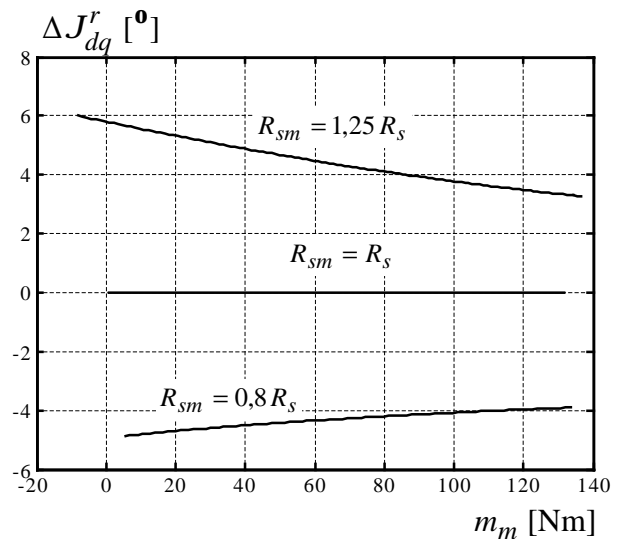
Сл. 5.1е. Референтни (естимирани)
момент – м1



Сл. 5.1ж. Референтни (естимирани)
момент – м2



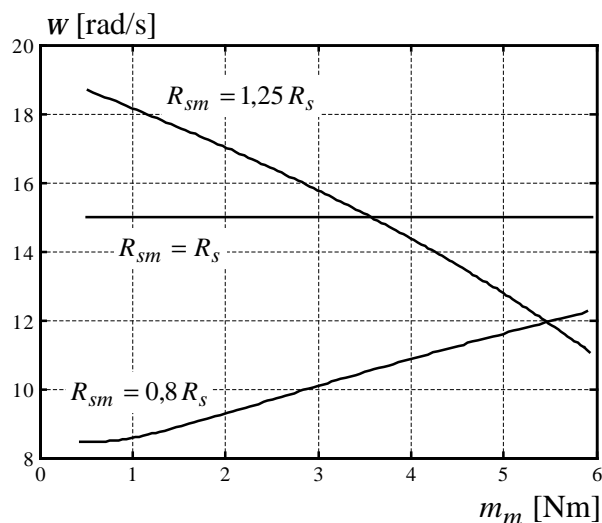
Сл. 5.1з. Грешка у углу оријентације
вектора флуksа ротора – м1



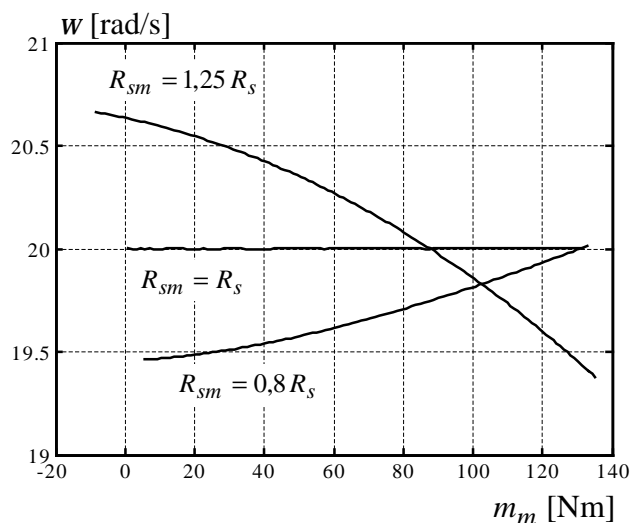
Сл. 5.1и. Грешка у углу оријентације
вектора флуksа ротора – м2

Сл. 5.1а. – 5.1и. Утицај момента оптерећења на $w, Y_r, i_s, m_e^*, \Delta J_{dq}^r$

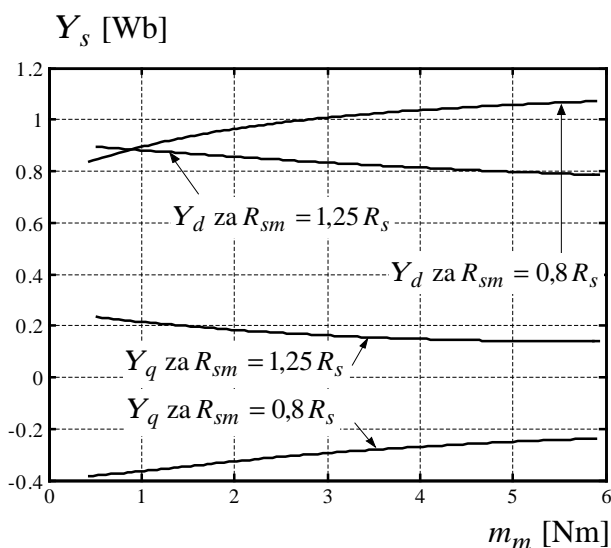
На сл. 5.2. приказан је утицај момента оптерећења на карактеристичне величине у погону са управљањем оријентацијом у односу на просторни вектор угла статора. Утицај момента оптерећења на брзину погона код овог управљања се разликује од утицаја када у погону постоји повратна спрега по флуксу ротора. Са сл. 5.2а,б. може се уочити скоро линеарно опадање брзине током повећања момента оптерећења за случај повећане отпорности статора. Слично се дешава и при смањеној отпорности само у супротном смеру. Као и код оријентације у односу на флуks ротора, уочљив је мањи утицај одступања R_s на карактеристичне величине у погону са мотором м2 у односу на мотор м1.



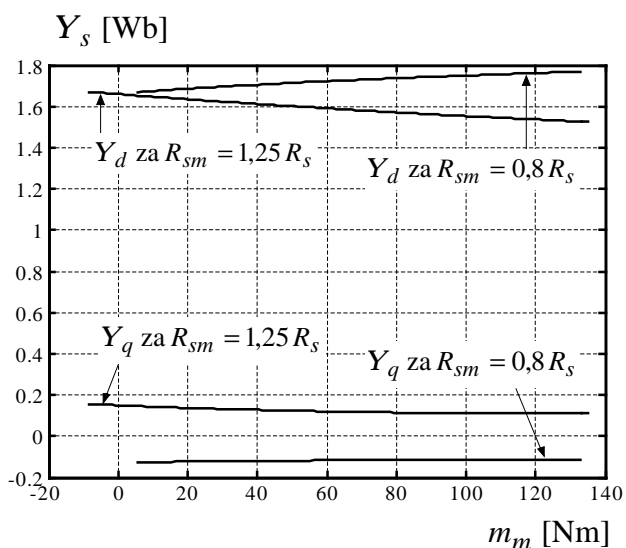
Сл. 5.2а. Брзина погона – м1



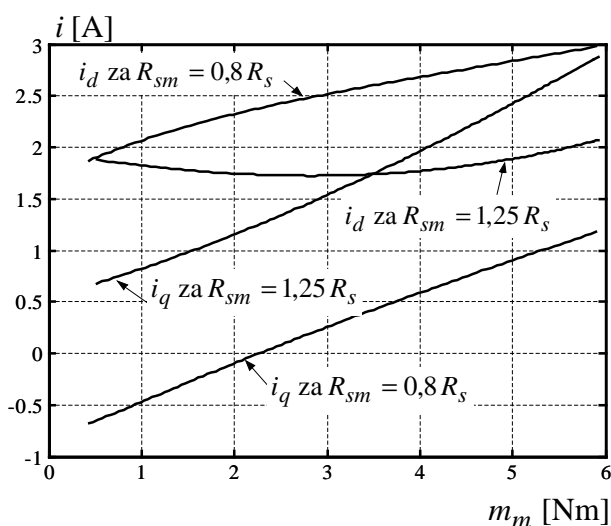
Сл. 5.2а. Брзина погона – м2



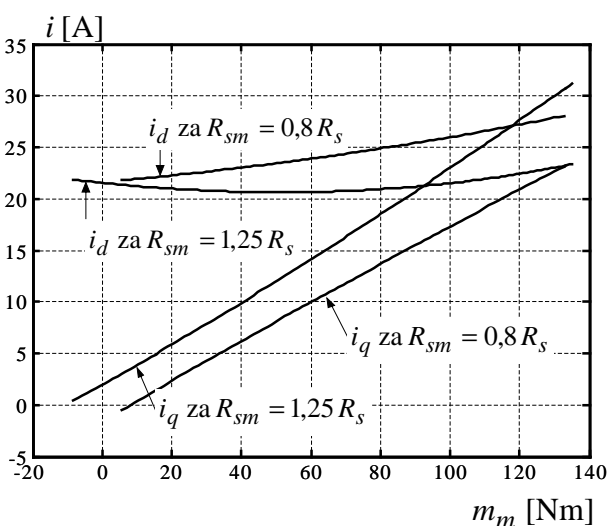
Сл. 5.2в. Флуксеви статора мотора – м1



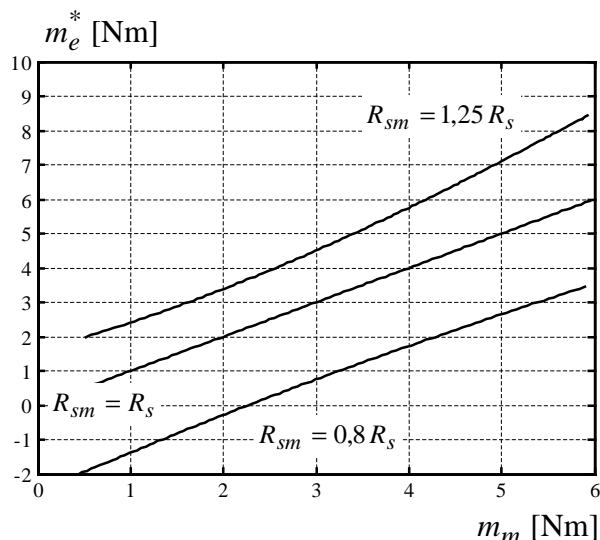
Сл. 5.6г. Флуксеви статора мотора – м2



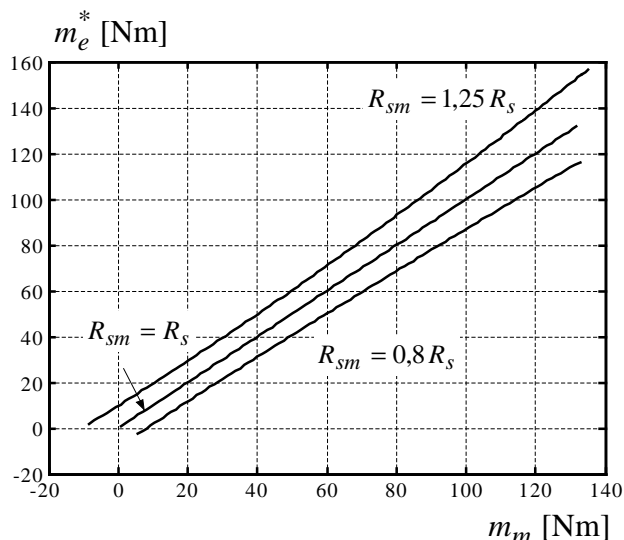
Сл. 5.2д. Струје статора мотора – м1



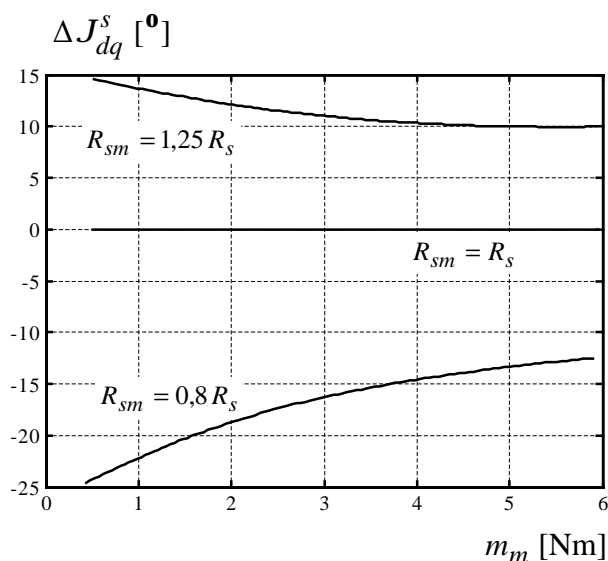
Сл. 5.2ђ. Струје статора мотора – м2



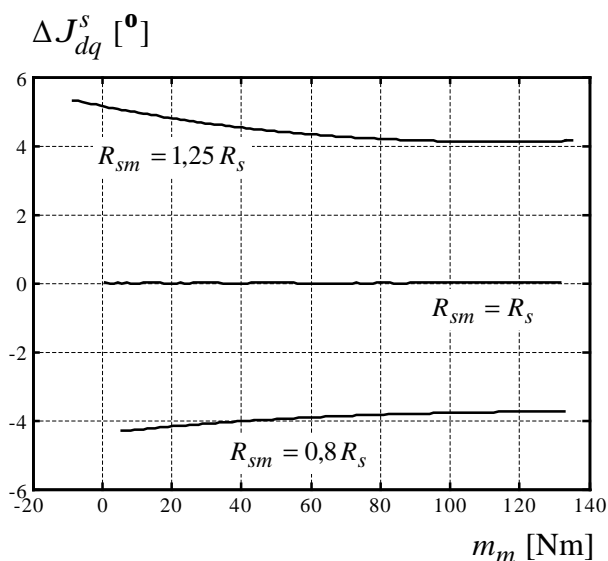
Сл. 5.2е. Референтни (естимирани)
момент – $m1$



Сл. 5.2ж. Референтни (естимирани)
момент – $m2$



Сл. 5.2з. Грешка у углу оријентације
вектора флуksа статора – $m1$



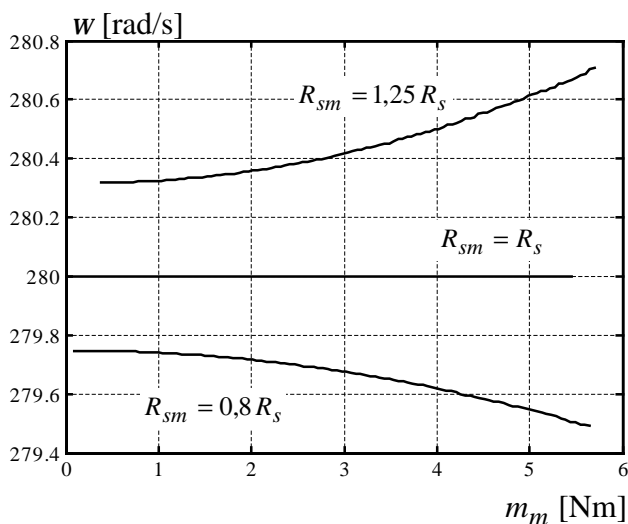
Сл. 5.2и. Грешка у углу оријентације
вектора флуksа статора – $m2$

Сл. 5.2а. – 5.2и. Утицај момента оптерећења на $w, Y_s, i, m_e^*, \Delta J_{dq}^s$

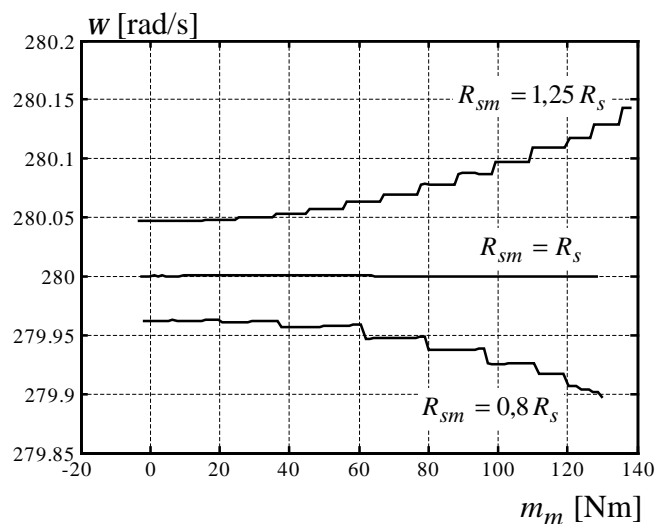
На великим брзинама, блиским називној, утицај одступања отпорности статора је знатно мањи тако да је на сл. 5.3. само приказан утицај момента оптерећења на брзину погона w . Утицај момента оптерећења на статорски и роторски флуks, струје статора, референтни (естимирани) момент и грешку у углу оријентације вектора флуksа статора и ротора је занемарљиво мали.

За проверу резултата добијених математичким моделом за стационарно стање, послужиће резултати симулација временског одзива добијених помоћу динамичког модела.

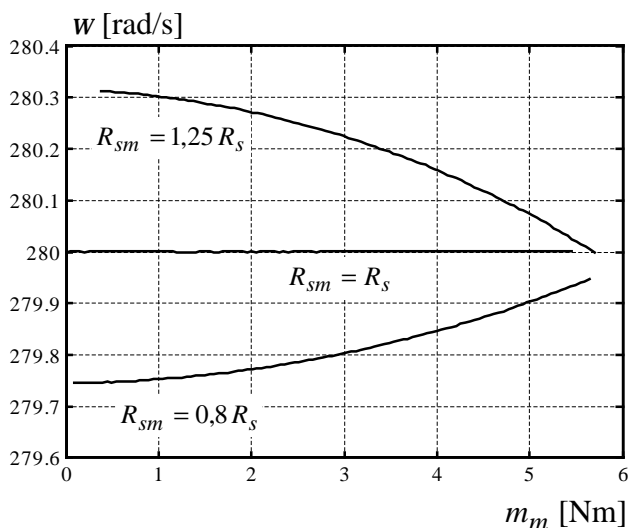
На сл. 5.4. приказани су резултати симулација погона са асинхроним мотором када је отпор статора повећан за 25 % ($R_{sm} = 1,25 R_s$) након обављеног старта. У симулацијама је уважена реална ситуација те је индуктивност магнећења у мотору описана кривом магнећења која је сагласна са изразом (2.39), тј. сада је $M = f(i_{dm}, i_{qm})$ док за индуктивност магнећења у моделима опсервера важи $L_m = L_{mn}$.



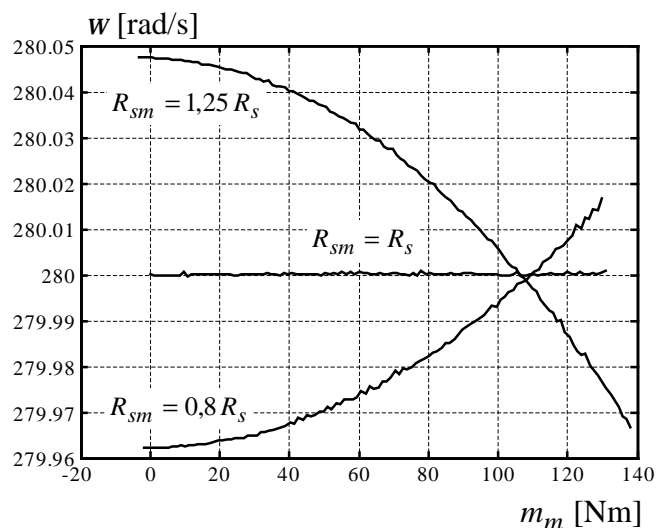
Сл. 5.3а. Брзина погона (управљање у односу на флуks ротора) – м1



Сл. 5.3б. Брзина погона (управљање у односу на флуks ротора) – м2



Сл. 5.3в. Брзина погона (управљање у односу на флуks статора) – м1

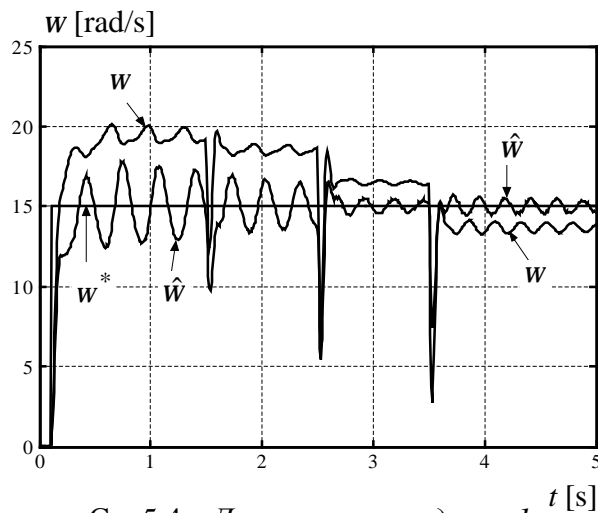


Сл. 5.3г. Брзина погона (управљање у односу на флуks статора) – м2

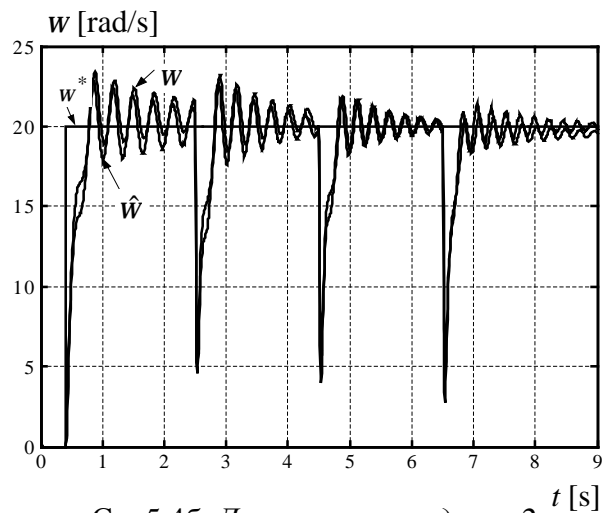
Одступање индуктивности магнећења од називне вредности, при одступању вредности статорске отпорности у моделу мотора и у моделу опсервера, зависно је како од момента оптерећења тако и од референтне брзине.

Извршени су експерименти са два мотора, као и у претходним симулацијама и примењена је регулациона структура са сл. 3.2. Резултати утицаја одступања статорске

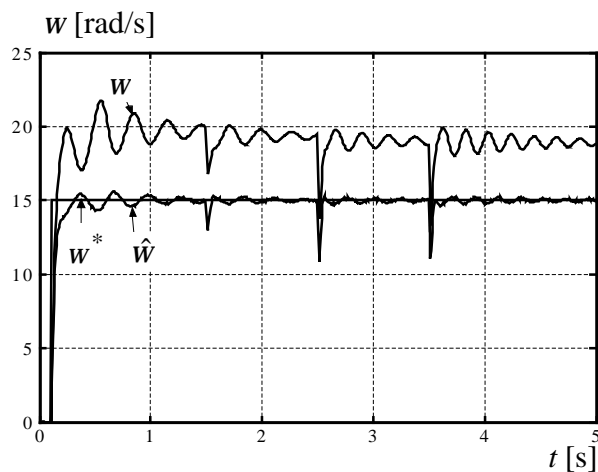
отпорности су дати упоредо за описане методе естимације брзине, како би се што тачније проценио утицај непознавања R_s . Референца брзине за мотор $m1$ износи 15 rad/s и задата је након обављеног предмагнетисања асинхроног мотора у $t = 0,1 \text{ s}$; до $1,5 \text{ s}$ погон са мотором $m1$ је био неоптерећен, у $1,5 \text{ s}$ погон је оптерећен са 1 Nm , у $2,5 \text{ s}$ са 3 Nm , а у $3,5 \text{ s}$ са 5 Nm . Референца брзине за мотор $m2$ је износила 20 rad/s и задата је након предмагнетисања у $t = 0,4 \text{ s}$; до $2,5 \text{ s}$ погон са мотором $m2$ је био неоптерећен, у $2,5 \text{ s}$ погон је оптерећен са 40 Nm , у $4,5 \text{ s}$ са 80 Nm , а у $6,5 \text{ s}$ са 120 Nm .



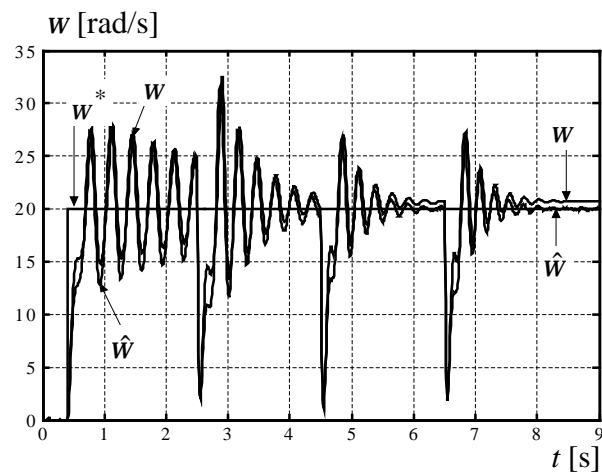
Сл. 5.4а. Директна метода – $m1$



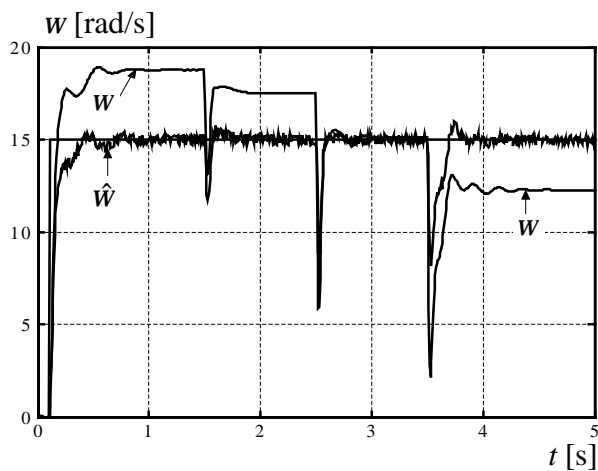
Сл. 5.4б. Директна метода – $m2$



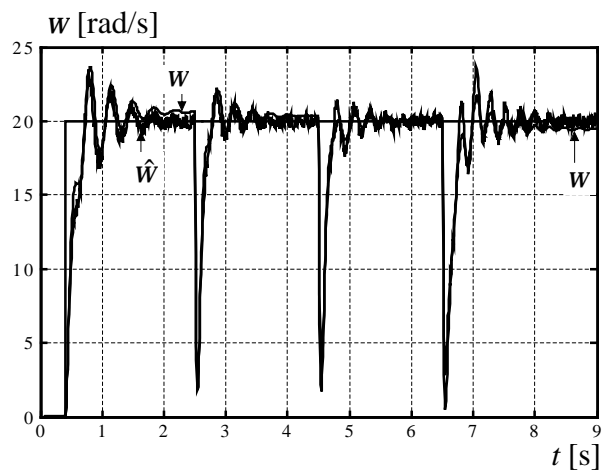
Сл. 5.4в. PLL (роторски флуks) – $m1$



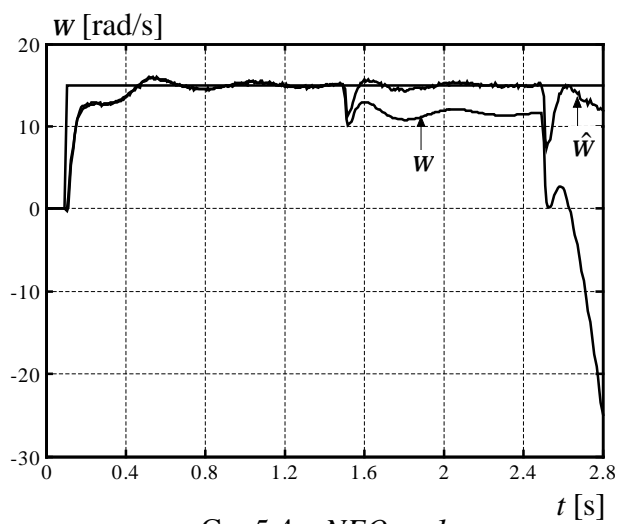
Сл. 5.4г. PLL (роторски флуks) – $m2$



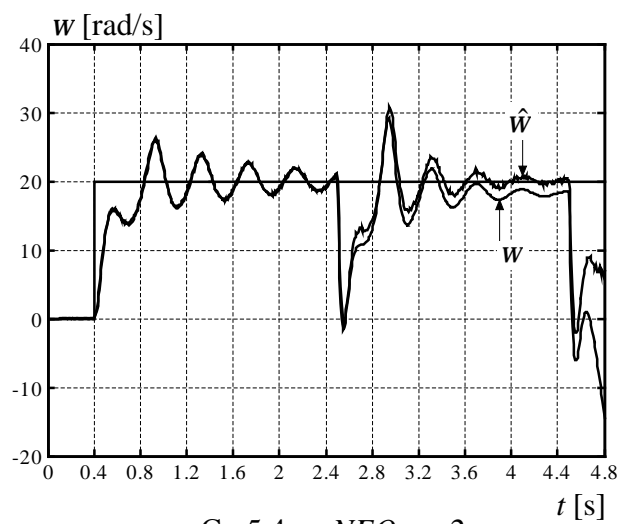
Сл. 5.4д. PLL (статорски флуks) – $m1$



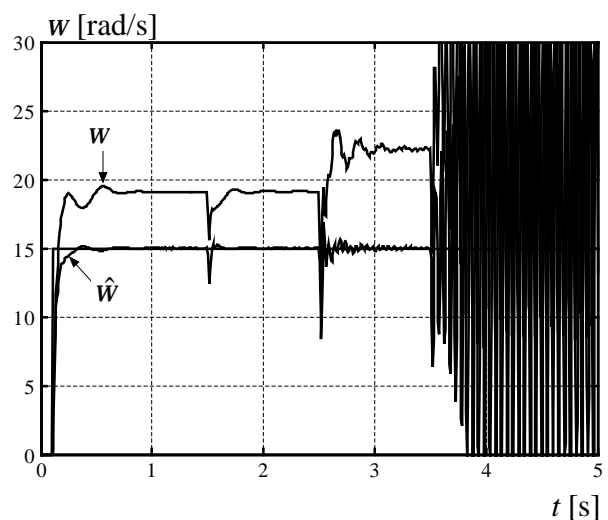
Сл. 5.4ђ. PLL (статорски флуks) – $m2$



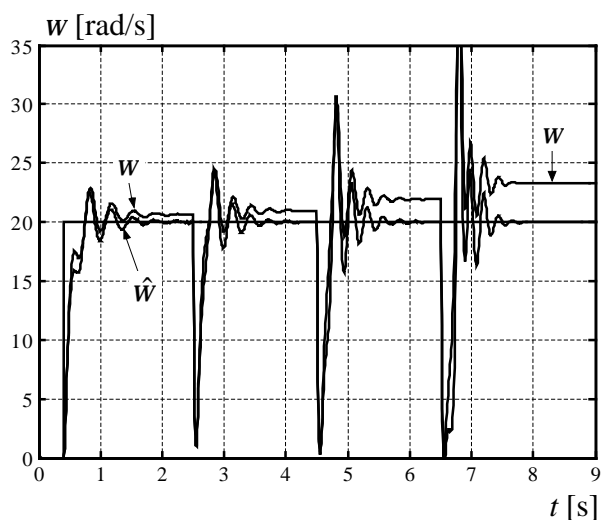
Сл. 5.4е. *NFO-m1*



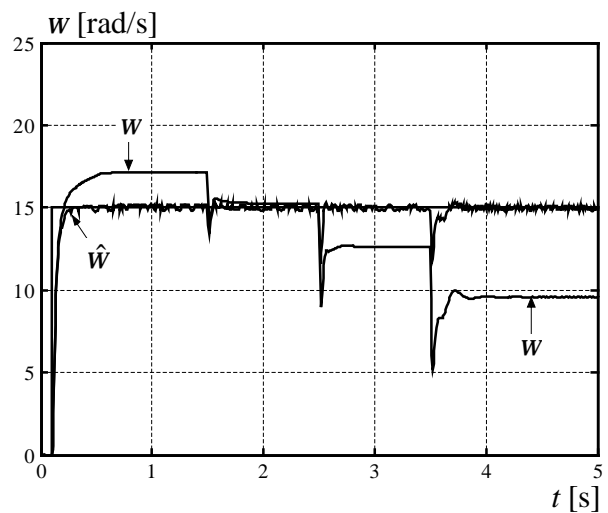
Сл.5.4 ж. *NFO-m2*



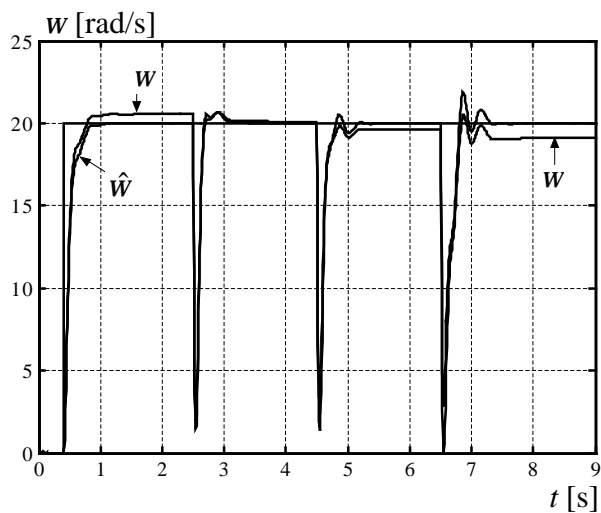
Сл. 5.4з. *MRAS-m1*



Сл. 5.4и. *MRAS-m2*



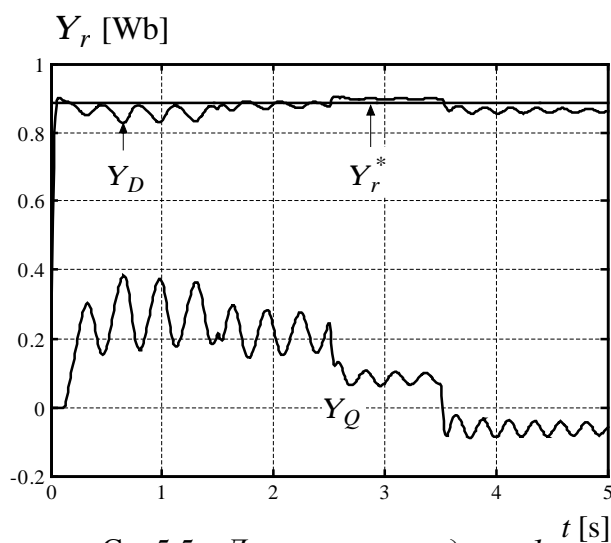
Сл. 5.4j. *LO-m1*



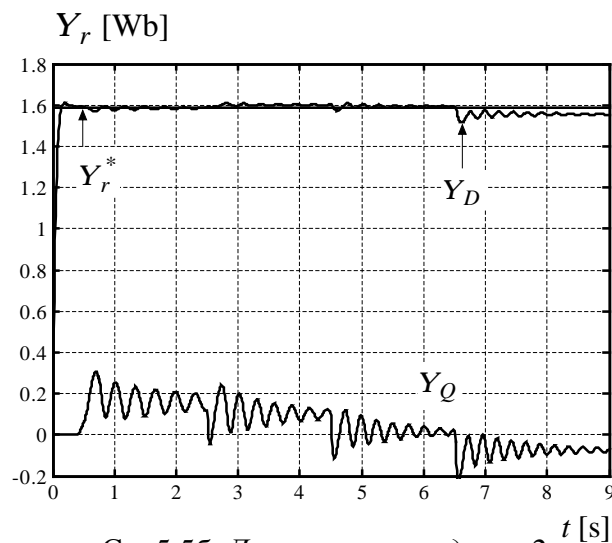
Сл. 5.4к. *LO-m2*

Овде је потребно напоменути да су, ради једноставности, ознаке за поједине методе естимације брзине код одговарајућих слика написане у скраћеном облику: фазно спрегнута петља – *PLL*, природна оријентација поља – *NFO*, док је Луенбергеров опсервер означен са *LO*. Такав начин обележавања у тексту свих представљених слика је искоришћен код свих наредних дијаграма.

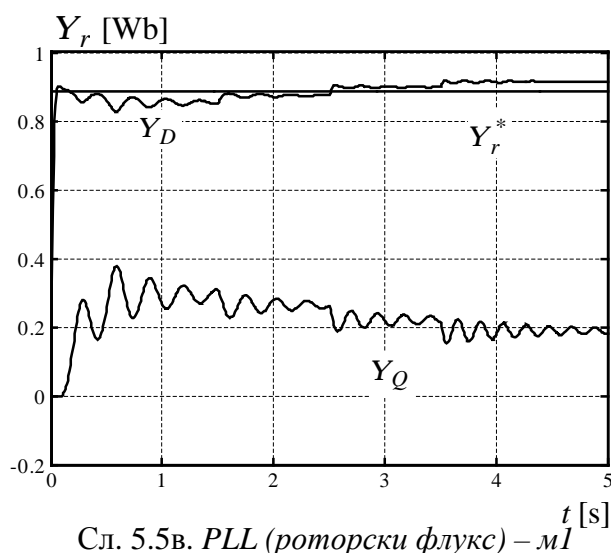
На сликама 5.5. – 5.9. приказани су временски одзиви величина од значаја на које утиче промена статорске отпорности. Флуксеви ротора (Y_r) и статора (Y_s), преко којих се затвара повратна спрега у погону, приказани су на сл. 5.5., док се референтни и остварени момент мотора могу видети на сл. 5.6. Сл. 5.7. приказује струје мотора у синхронотирајућем координатном систему. Грешка у углу оријентације вектора флуksа ротора и статора приказана је на сл. 5.8. Коначно, будући да је при моделовању мотора уважена магнетна нелинеарност, на сл. 5.9. су приказане промене индуктивности магнећења.



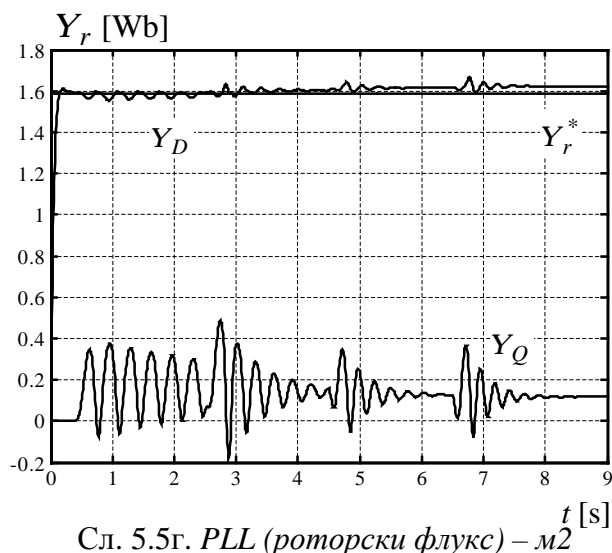
Сл. 5.5а. Директна метода – $m1$



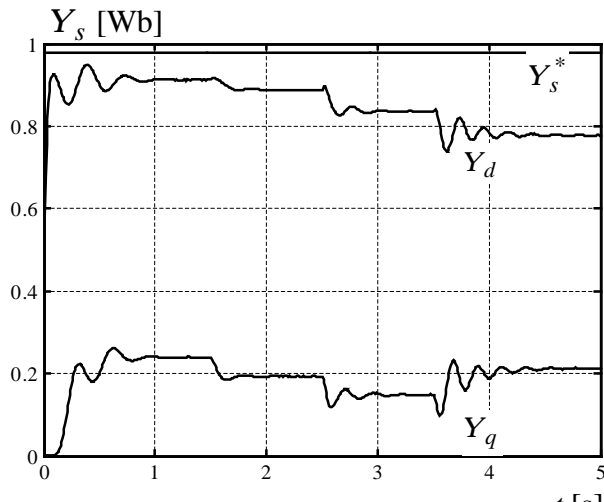
Сл. 5.5б. Директна метода – $m2$



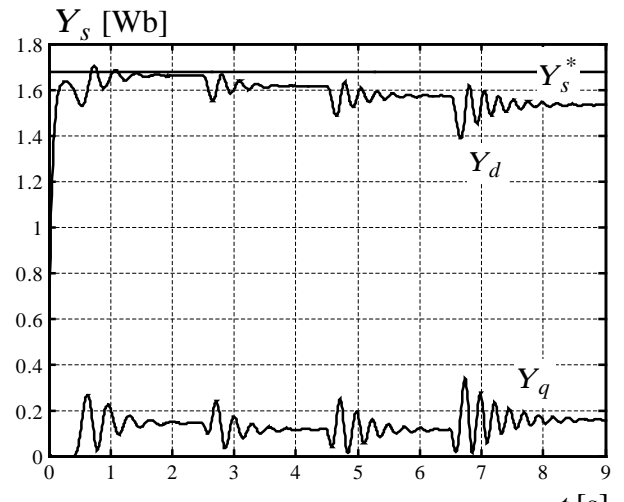
Сл. 5.5в. *PLL* (роторски флуks) – $m1$



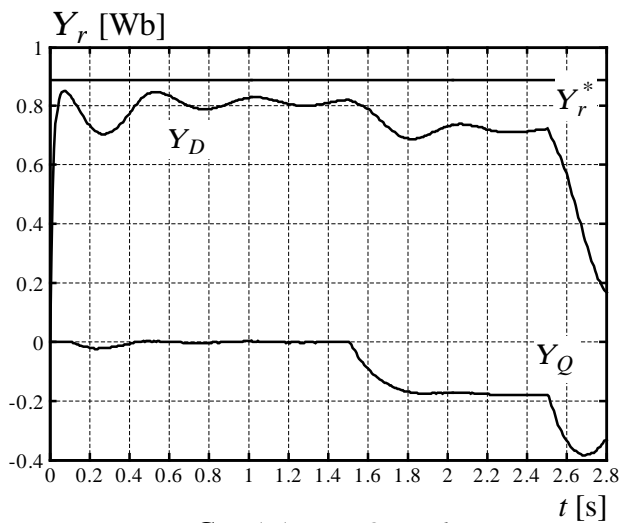
Сл. 5.5г. *PLL* (роторски флуks) – $m2$



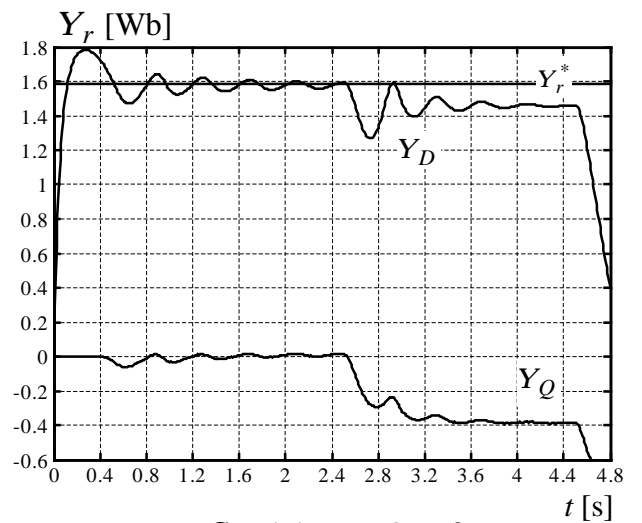
Сл. 5.5д. PLL (статорски флуks) – $m1$



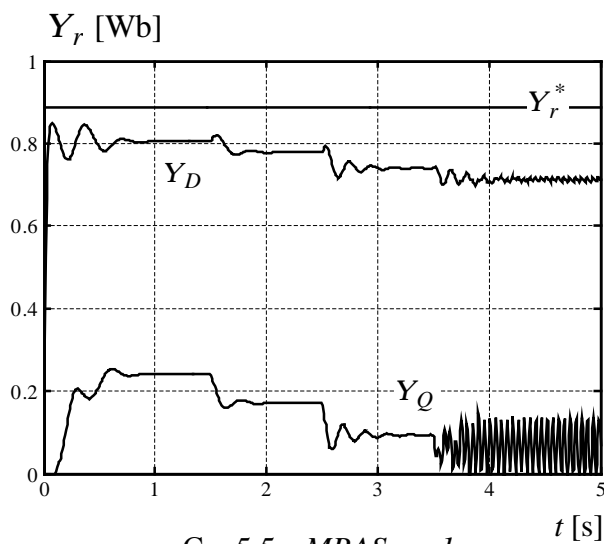
Сл. 5.5ђ. PLL (статорски флуks) – $m2$



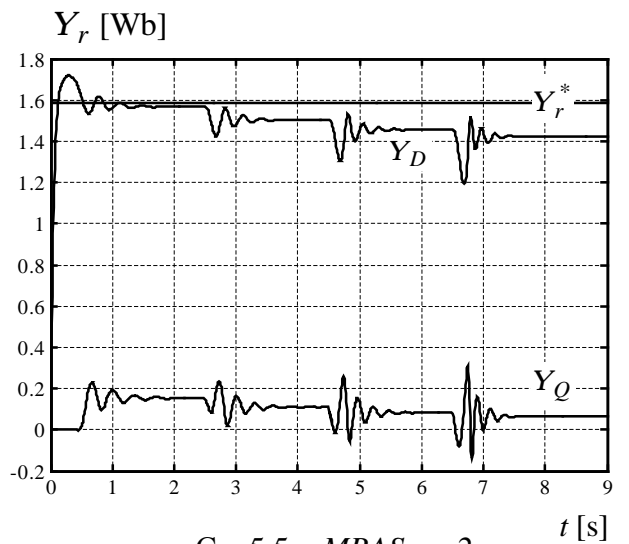
Сл. 5.5е. NFO – $m1$



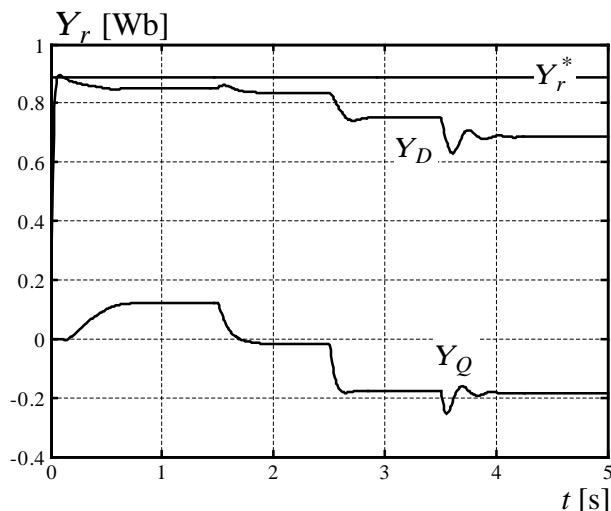
Сл. 5.5ж. NFO – $m2$



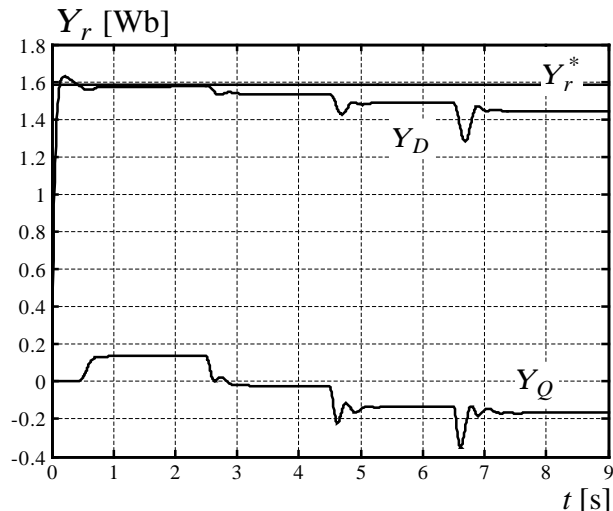
Сл. 5.5з. MRAS – $m1$



Сл. 5.5и. MRAS – $m2$

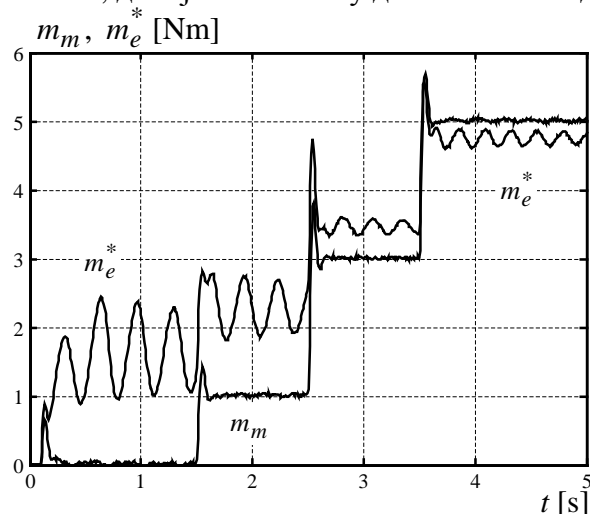


Сл. 5.5j. LO – m1

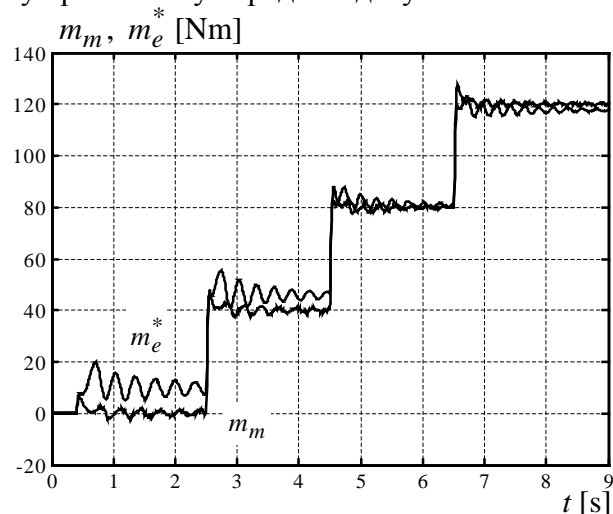


Сл. 5.5к. LO – m2

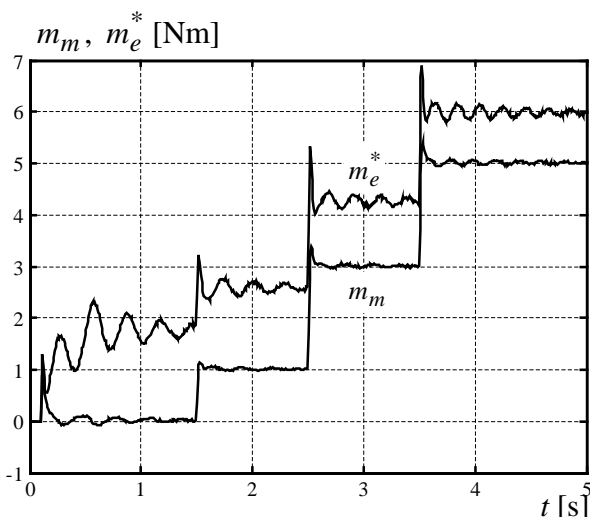
Резултати симулација временског одзива референтног (естимираног) и стварног момента, добијених помоћу динамичког модела, су приказани у наредном делу.



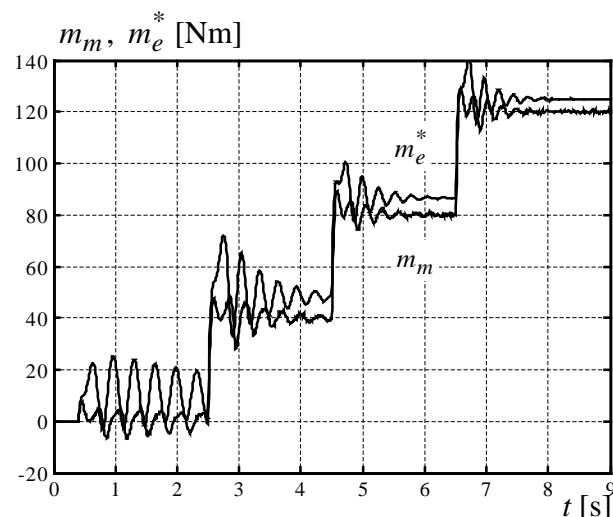
Сл. 5.6а. Директна метода – m1



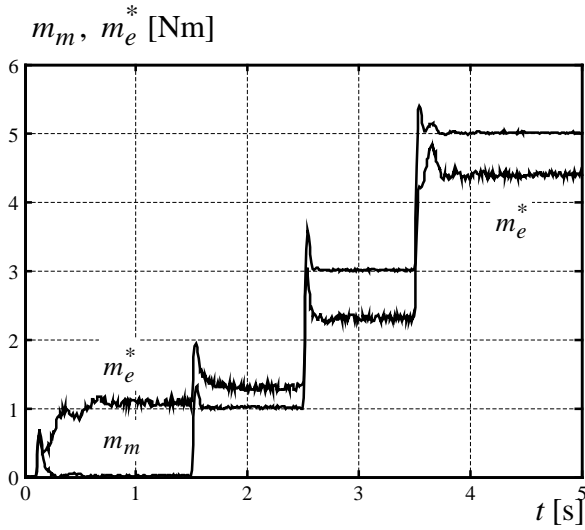
Сл. 5.6б. Директна метода – m2



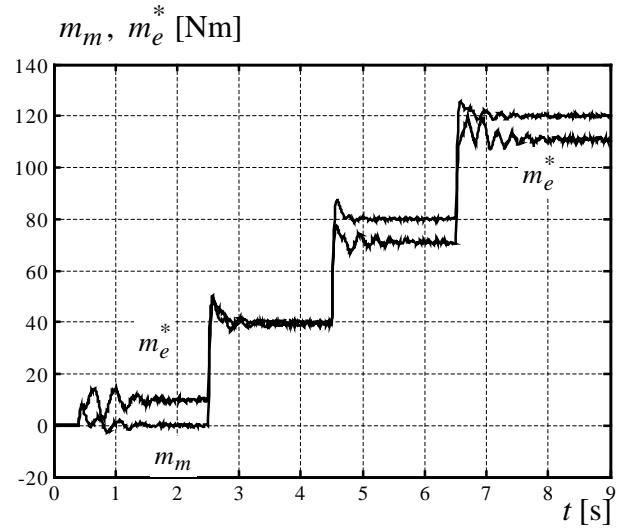
Сл. 5.6в. PLL (роторски флуке) – m1



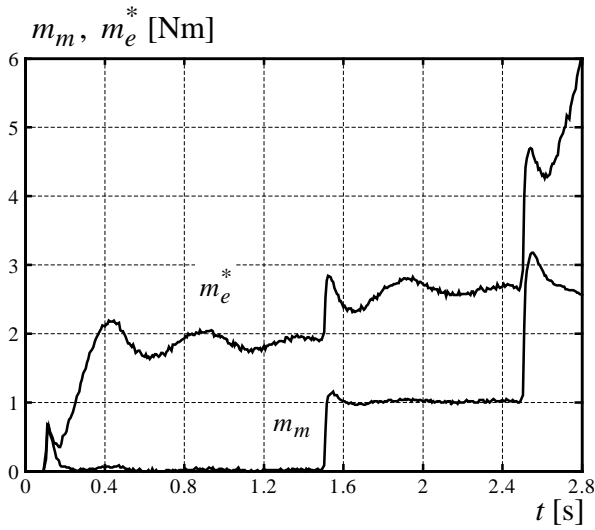
Сл. 5.6г. PLL (роторски флуке) – m2



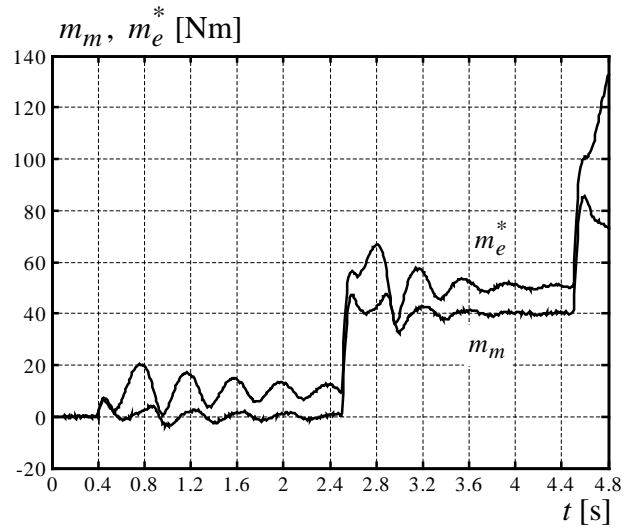
Сл. 5.6д. PLL (статорски флуks) – м1



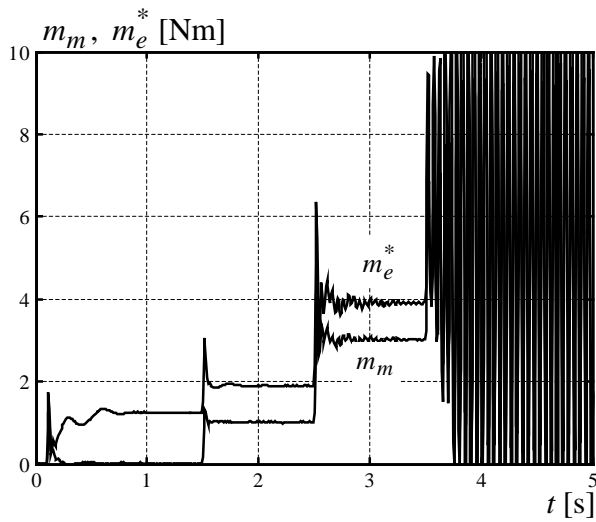
Сл. 5.6ђ. PLL (статорски флуks) – м2



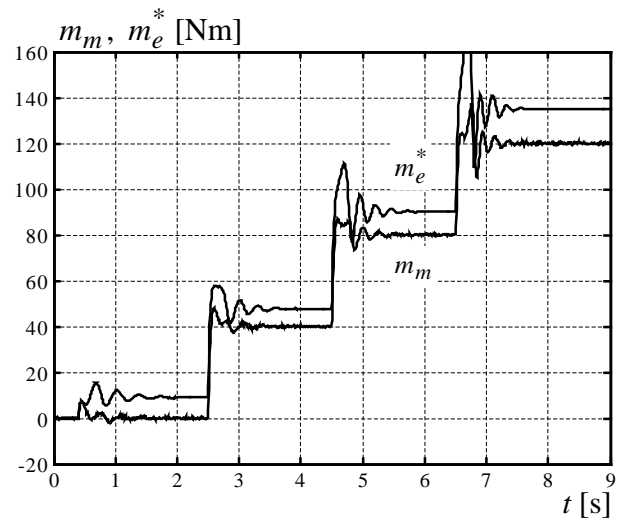
Сл. 5.6е. NFO – м1



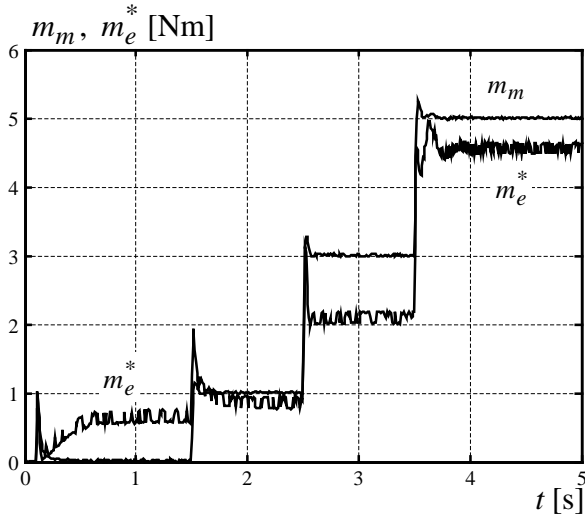
Сл. 5.6ж. NFO – м2



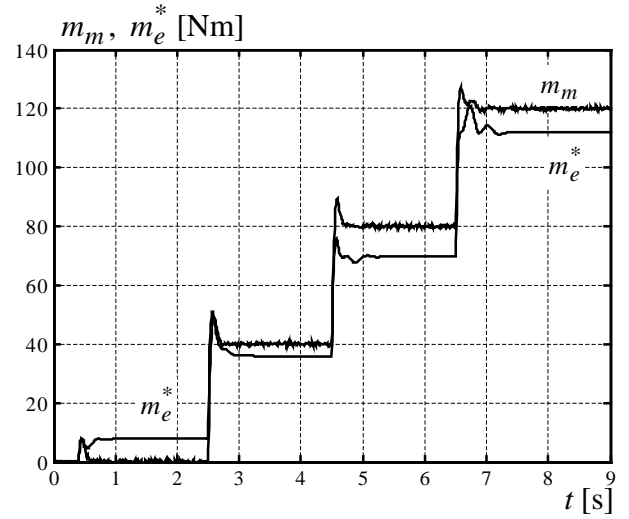
Сл. 5.6з. MRAS – м1



Сл. 5.6и. MRAS – м2

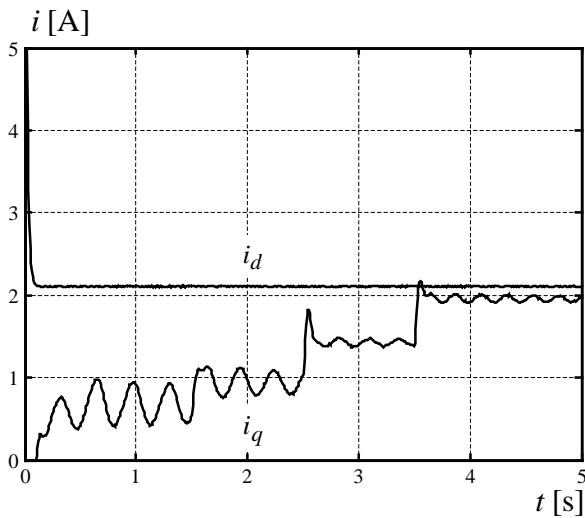


Сл. 5.6j. LO – м1

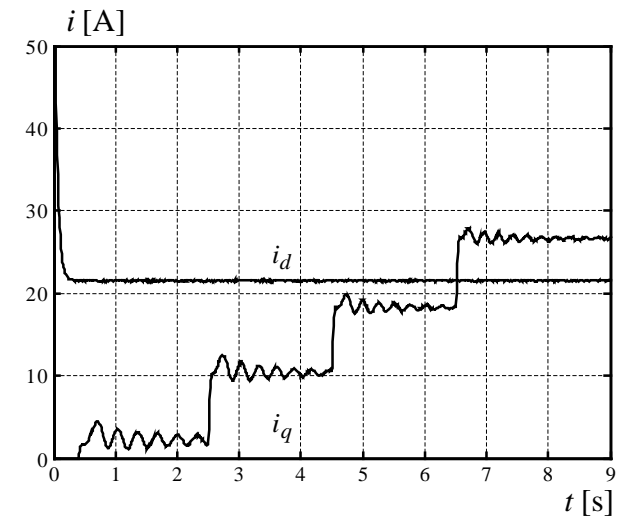


Сл. 5.6к. LO – м2

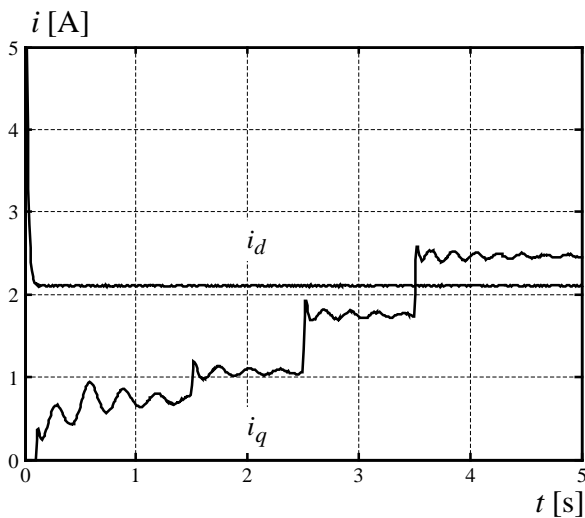
Сада следе резултати симулација временског одзива струја у мотору, и приказани су на сл. 5.7а–к.



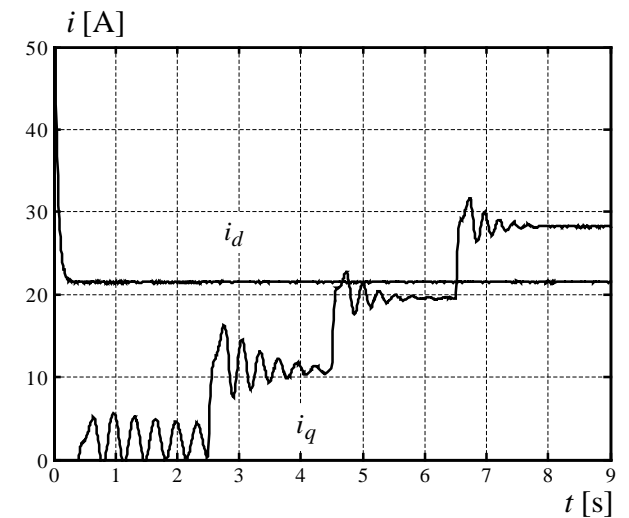
Сл. 5.7а. Директна метода – м1



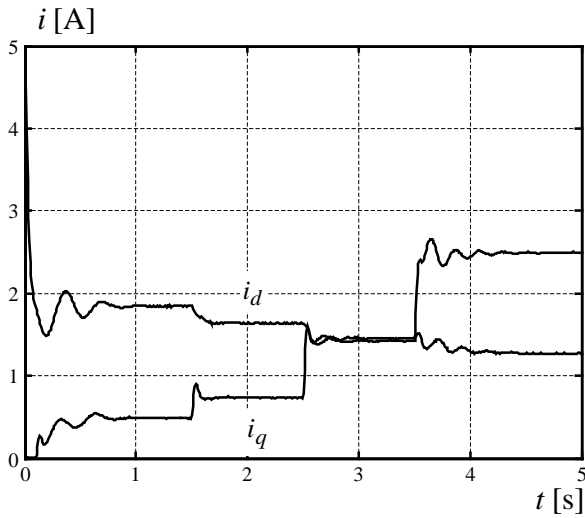
Сл. 5.7б. Директна метода – м2



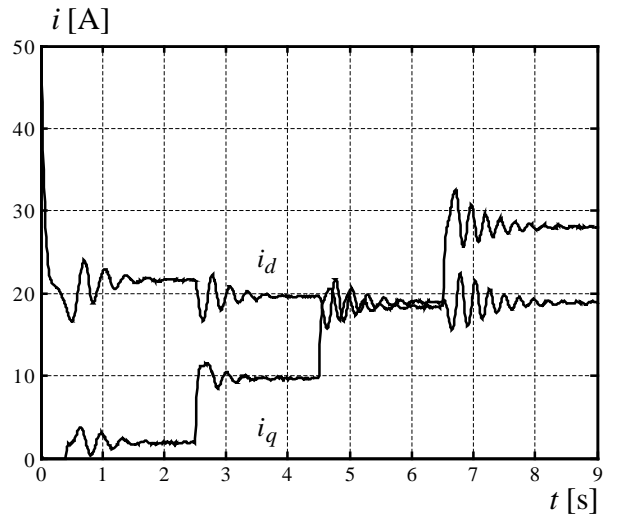
Сл. 5.7в. PLL (роторски флуке) – м1



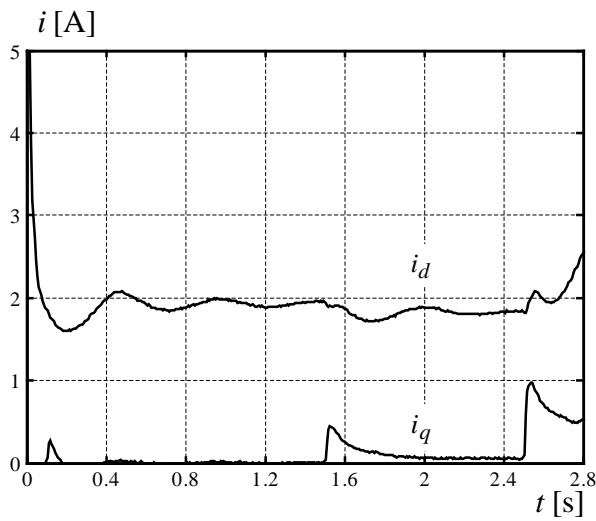
Сл. 5.7г. PLL (роторски флуке) – м2



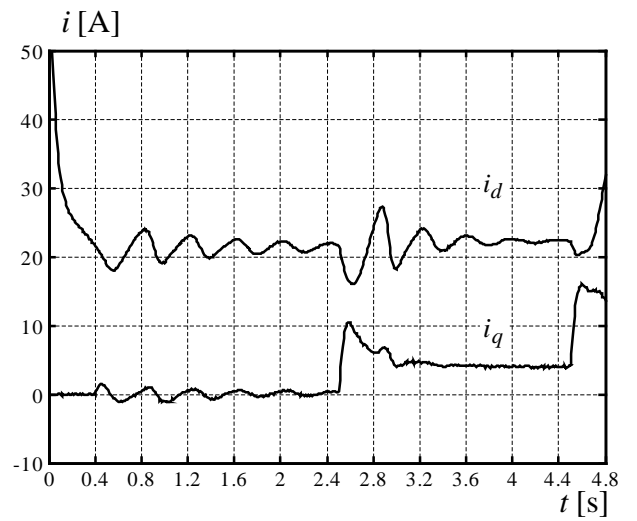
Сл. 5.7д. PLL (статорски флуks) – м1



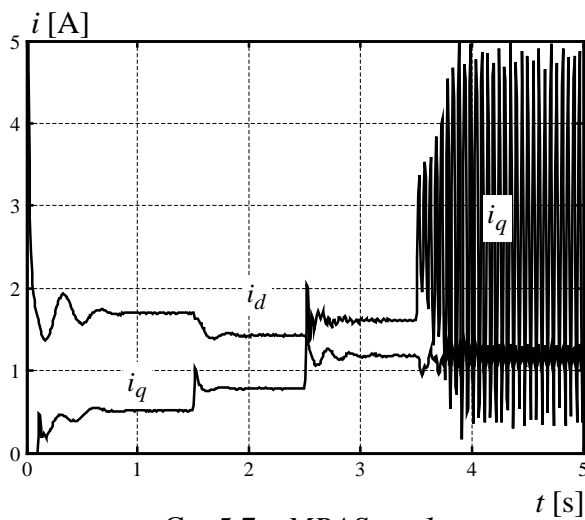
Сл. 5.7ђ. PLL (статорски флуks) – м2



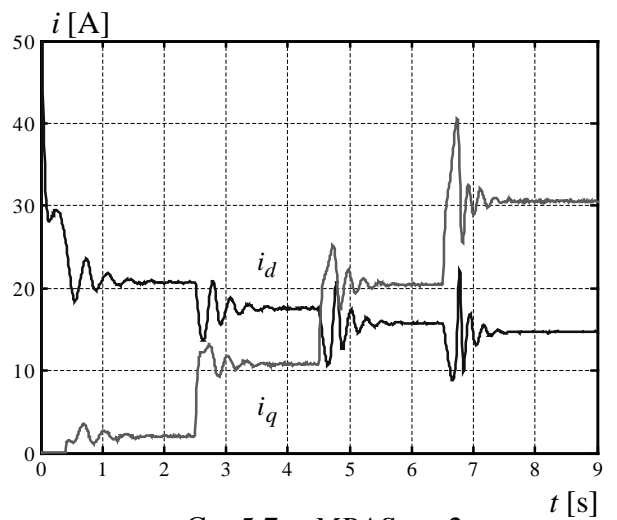
Сл. 5.7е. NFO – м1



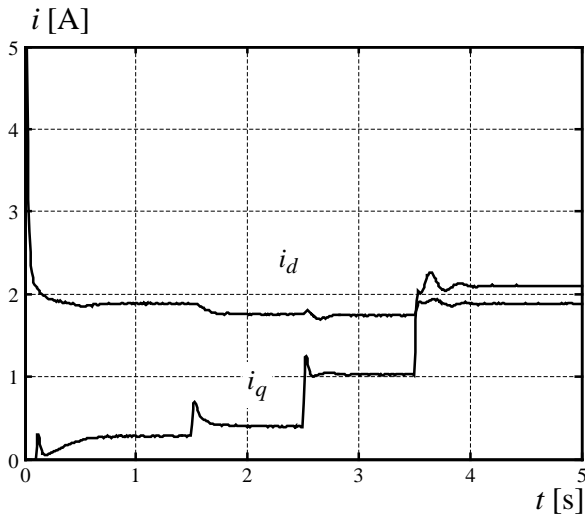
Сл. 5.7ж. NFO – м2



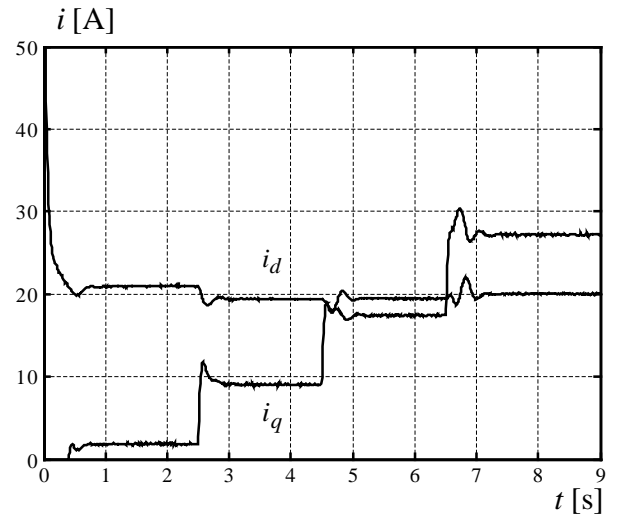
Сл. 5.7з. MRAS – м1



Сл. 5.7и. MRAS – м2

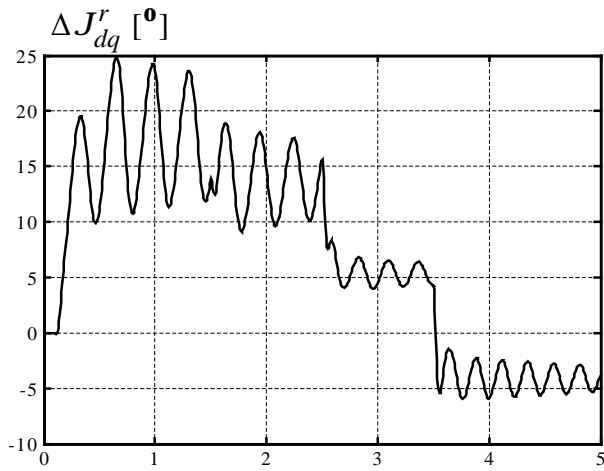


Сл. 5.7ј. LO – m1

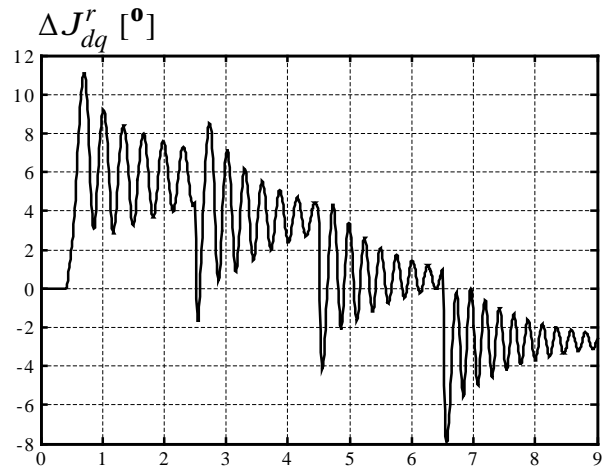


Сл. 5.7к. LO – m2

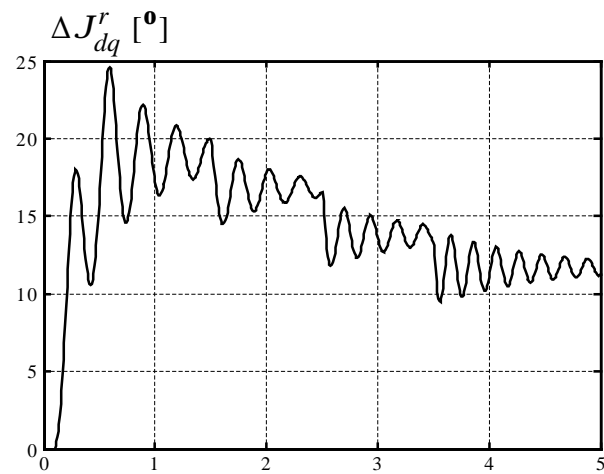
Временска зависност грешке у углу оријентације вектора флуksа ротора (ΔJ_{dq}^r) односно статора (ΔJ_{dq}^s) од одступања R_s , приказана је на сл. 5.8.



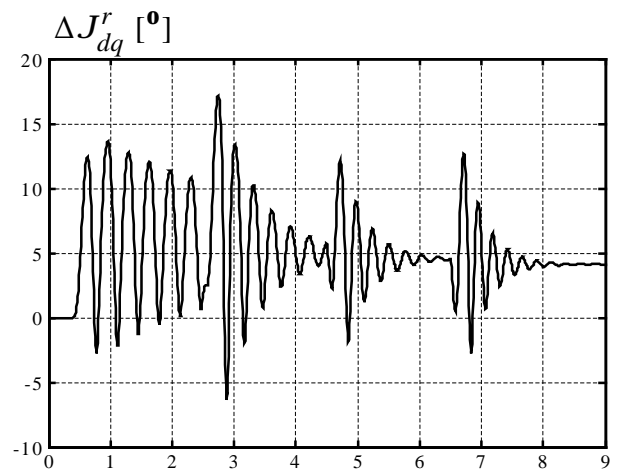
Сл. 5.8а. Директна метода – m1



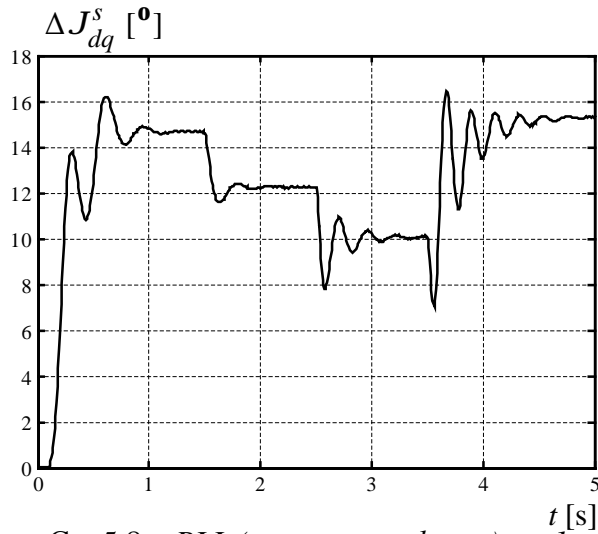
Сл. 5.8б. Директна метода – m2



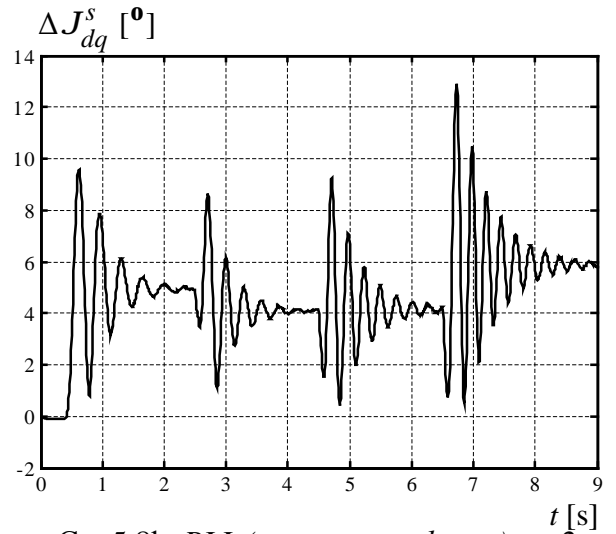
Сл. 5.8в. PLL (роторски флуks) – m1



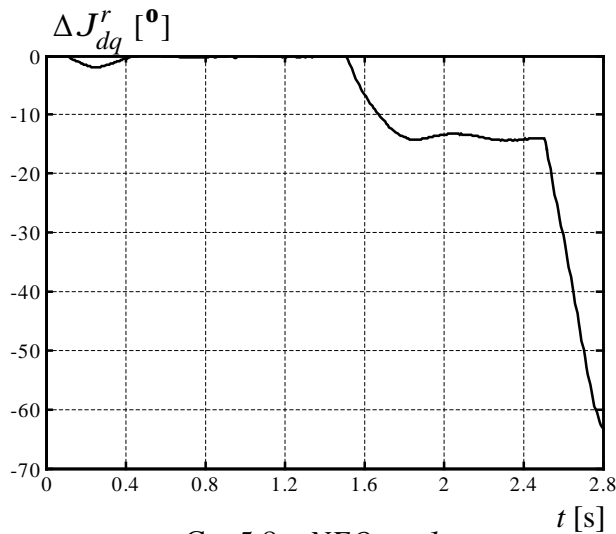
Сл. 5.8г. PLL (роторски флуks) – m2



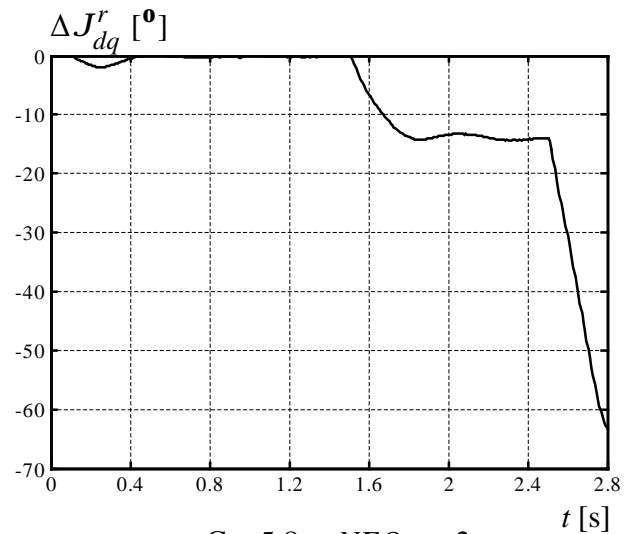
Сл. 5.8д. PLL (статорски флуks) – $m1$



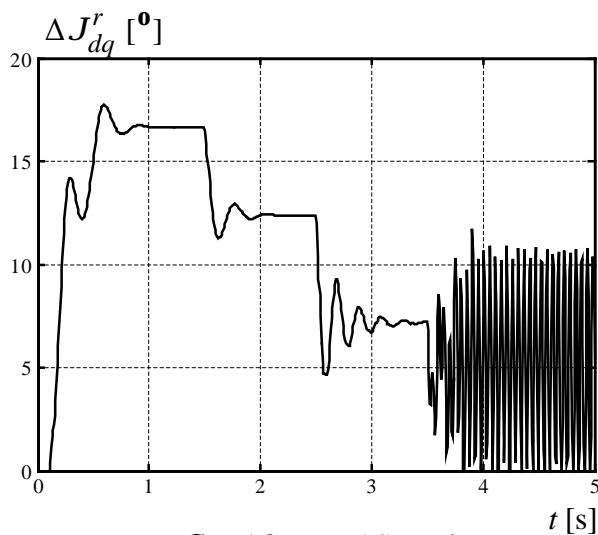
Сл. 5.8ђ. PLL (статорски флуks) – $m2$



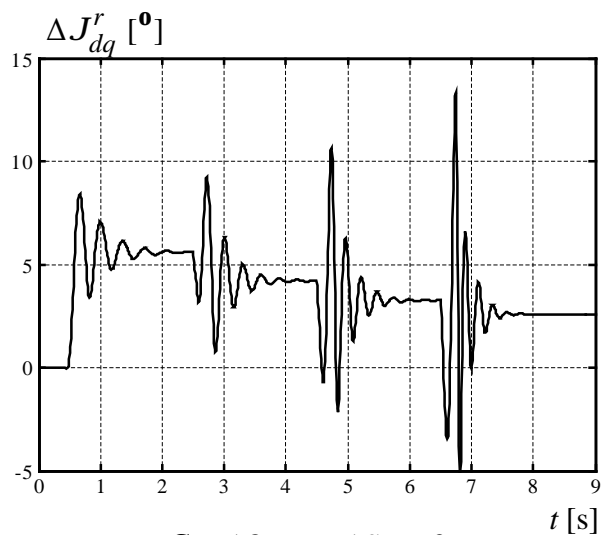
Сл. 5.8е. NFO – $m1$



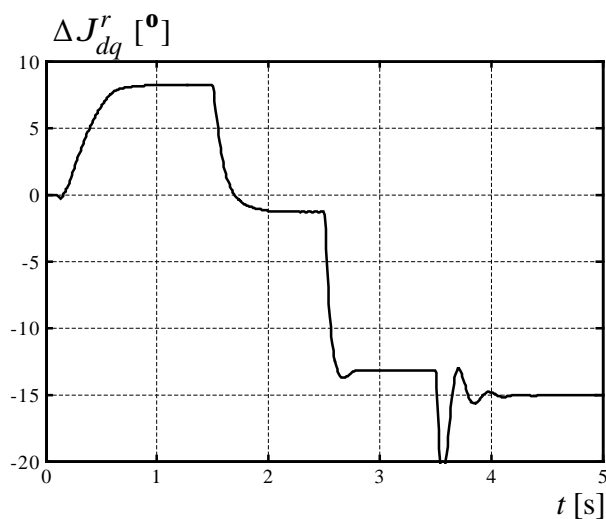
Сл. 5.8ж. NFO – $m2$



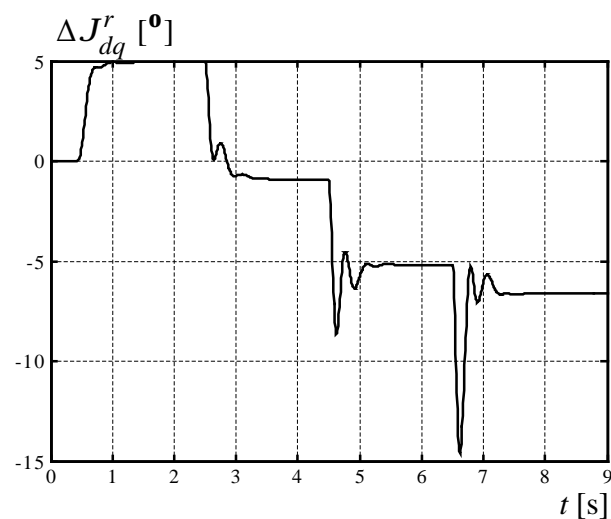
Сл. 5.8з. MRAS – $m1$



Сл. 5.8и. MRAS – $m2$

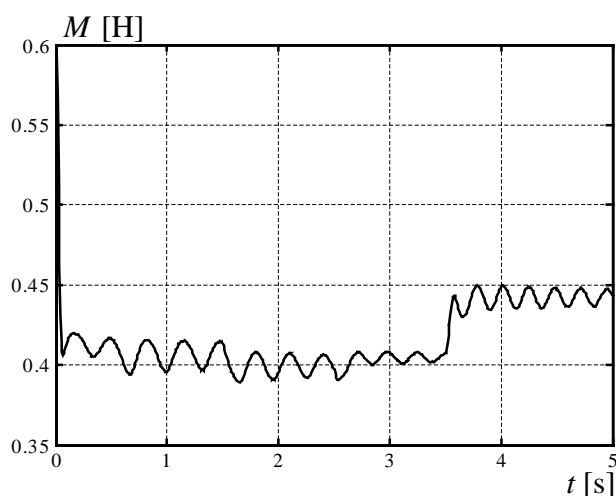


Сл. 5.8j. LO – m1

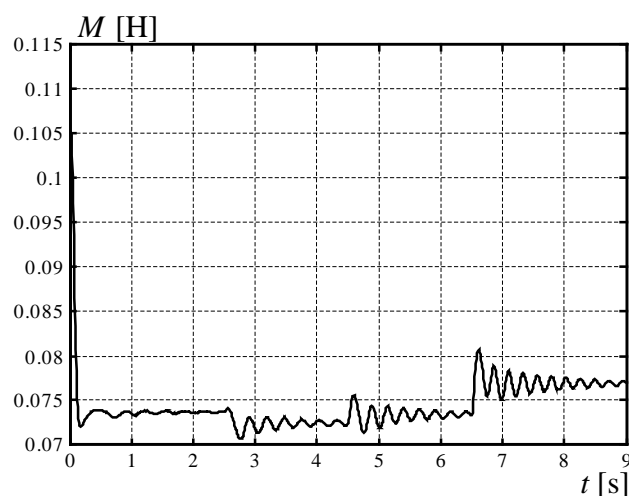


Сл. 5.8к. LO – m2

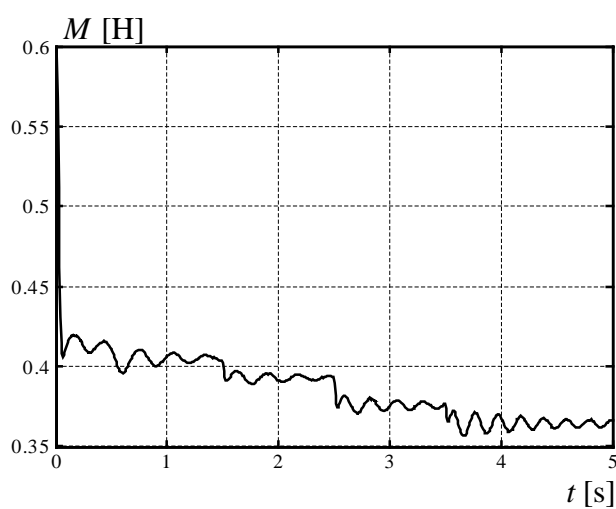
Резултати симулација временског одзива индуктивности магнетноћа мотора, добијени помоћу динамичког модела, су приказани на сл. 5.9а–и.



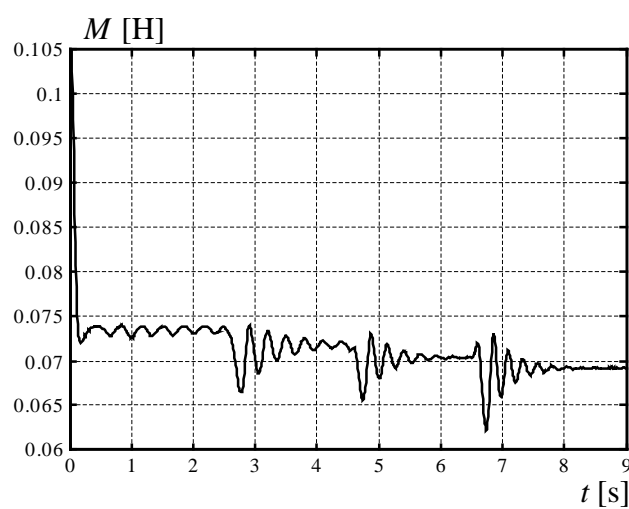
Сл. 5.9а. Директна метода – m1



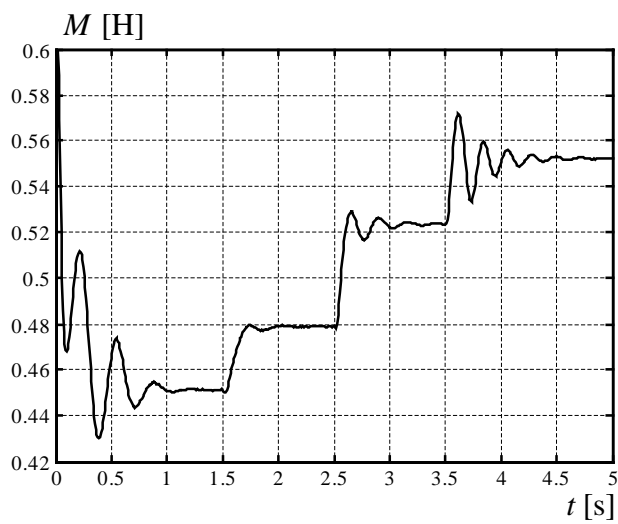
Сл. 5.9б. Директна метода – m2



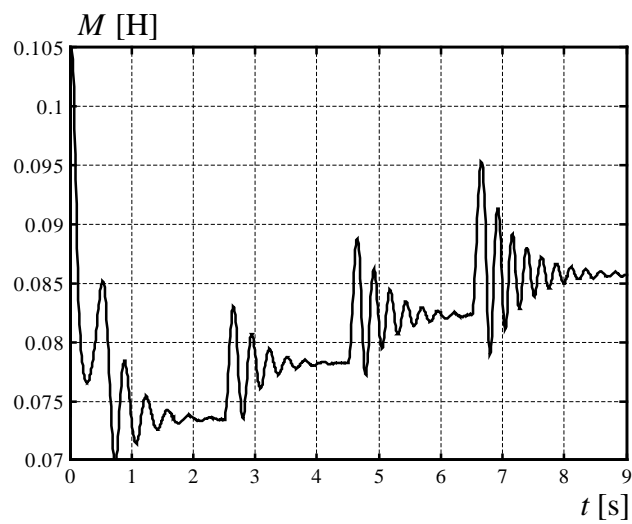
Сл. 5.9в. PLL (роторски флуks) – m1



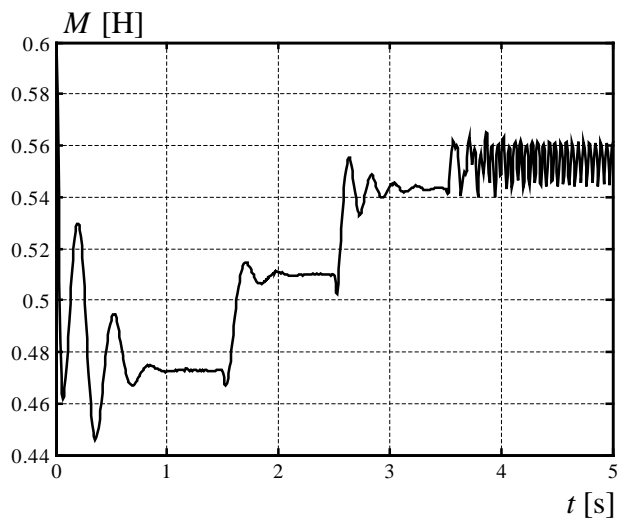
Сл. 5.9г. PLL (роторски флуks) – m2



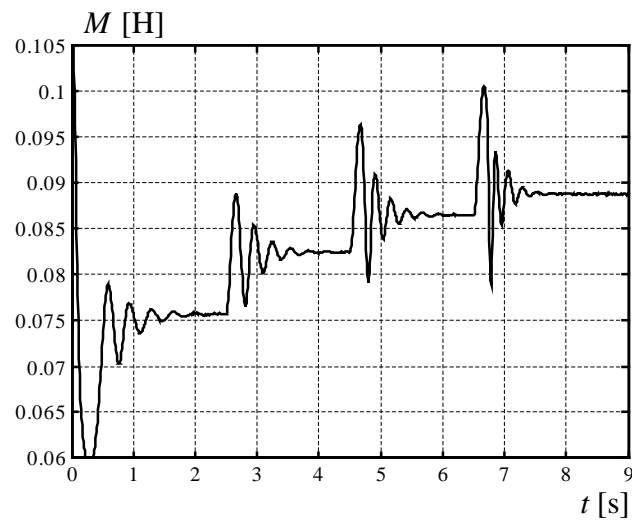
Сл. 5.9д. PLL (статорски флукс) – $m1$



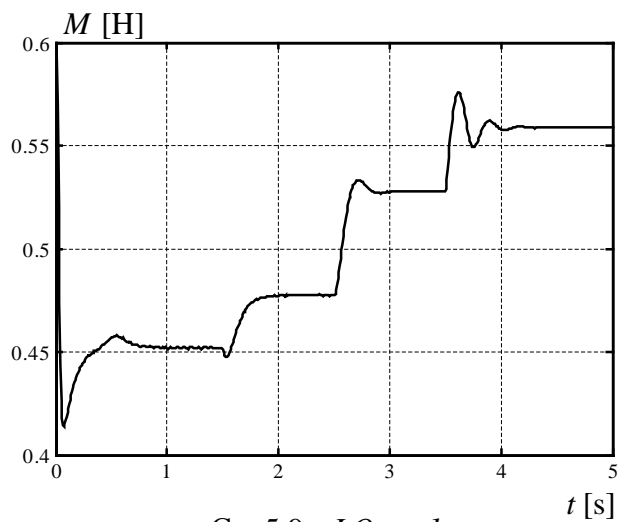
Сл. 5.9ђ. PLL (статорски флукс) – $m2$



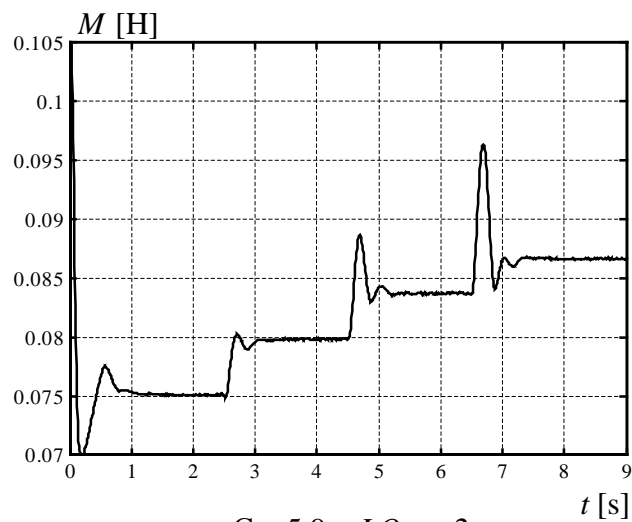
Сл. 5.9е. MRAS – $m1$



Сл. 5.9ж. MRAS – $m2$



Сл. 5.9з. LO – $m1$

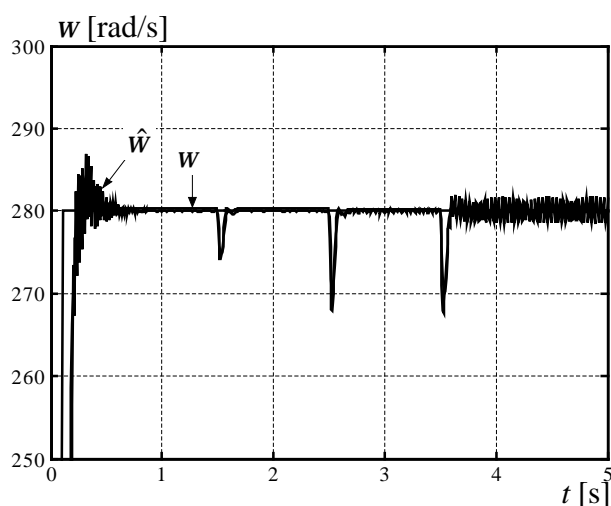


Сл. 5.9и. LO – $m2$

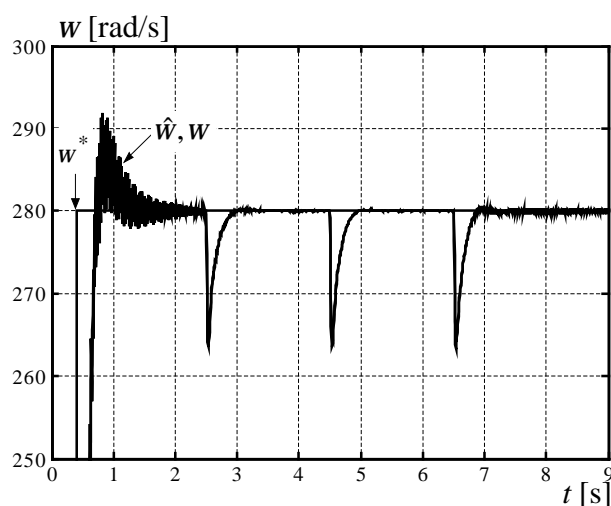
Као што је наговештено раније, најбоље слагање резултата транзијентне анализе и математичког модела за стационарно стање погона без давача брзине постоји у случају естимације брзине *PLL* опсервером са обе регулационе структуре (флуks ротора и флуks статора), и *MRAS* опсервером. Извесна неслагања и постојање осцилација у одзиву брзине код *MRAS* опсервера (сл. 5.4з.) су присутна услед уважавања магнетне нелинеарности у моделу мотора при анализи у времену (код анализе стационарног стања занемарена је нелинеарност криве магнећења). Упоредујући резултате са сл. 5.1. – 5.2. и сл. 5.4. може се, такође, уочити да, и поред тога што код конфигурација са директном методом естимације брзине, *NFO* опсервером и Луенбергеровим опсервером постоји повратна спрега по флуksу ротора, понашање брзине при порасту момента оптерећења је такво као да је примењено управљање у односу на вектор флуksа статора.

Најосетљивија конфигурација на одступање R_s погона са асинхроним мотором је она која користи природну оријентацију поља (*NFO*) за естимацију брзине. Посматрајући сл. 5.4е,ж. види се да систем са примењеном *NFO* не може да издржи оптерећење које је веће од приближно 50 % номиналног оптерећења, и отказује пре завршетка задатог интервала времена. Са сл. 5.4з,и. запажа се да погон са мотором *m1* и примењеним *MRAS* опсервером проосцилује након што се оптерети номиналним моментом, што се не дешава код конфигурације са мотором *m2*. Код система са *NFO*, у моделу мотора није уважена магнетна нелинеарност па не постоје графици који показују промену индуктивности магнећења у времену, од повећања отпорности статора и оптерећења мотора.

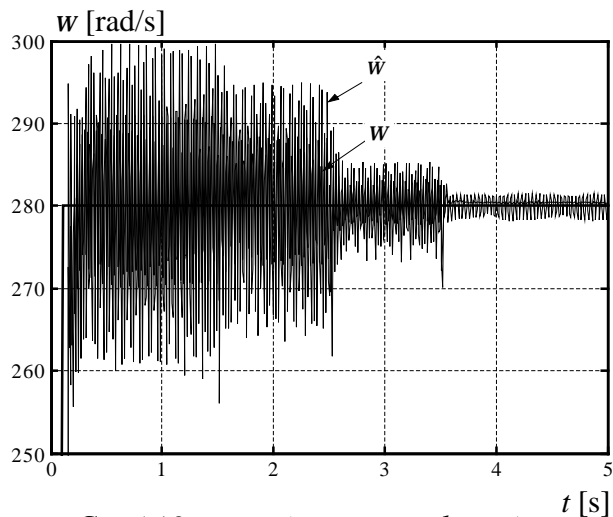
На сл. 5.10. приказан је утицај одступања статорске отпорности на динамику погона при брзини која је блиска номиналној. Отпорност статора је поново повећана за 25 % након обављеног старта. Референца брзине за мотор *m1* и мотор *m2* је сада иста и износи 280 rad/s и задата је за мотор *m1* у $t = 0,1s$, и за мотор *m2* у $t = 0,4s$. Као и раније, до 1,5 s погон са мотором *m1* је био неоптерећен, у 1,5 s погон је оптерећен са 1 Nm, у 2,5 s са 3 Nm, а у 3,5 s са 5 Nm. За мотор *m2* важи да је до 2,5 s погон био неоптерећен, у 2,5 s погон је оптерећен са 40 Nm, у 4,5 s са 80 Nm, а у 6,5 s са 120 Nm.



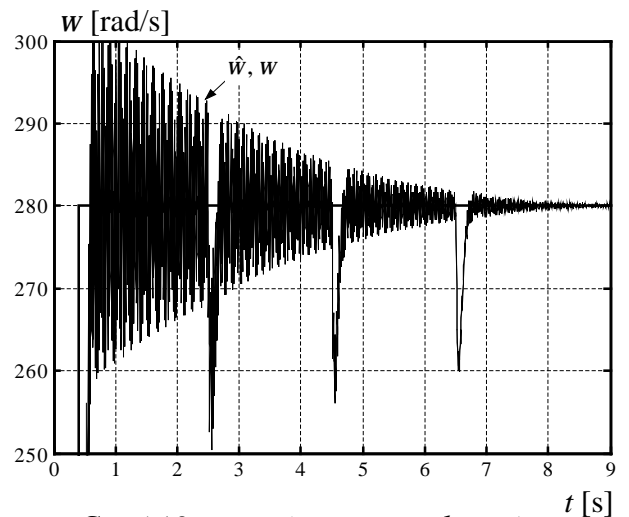
Сл. 5.10а. Директна метода – *m1*



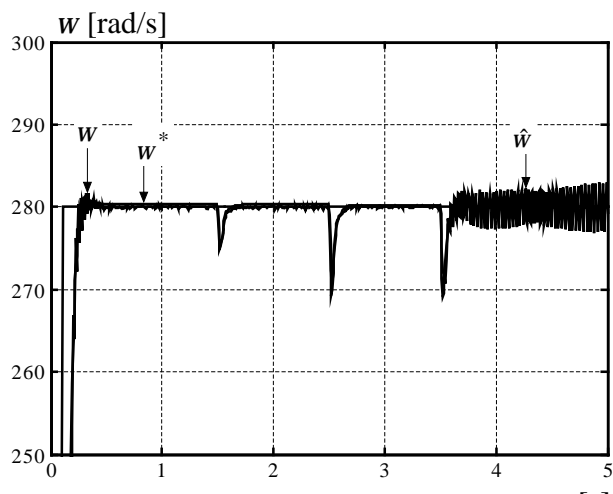
Сл. 5.10б. Директна метода – *m2*



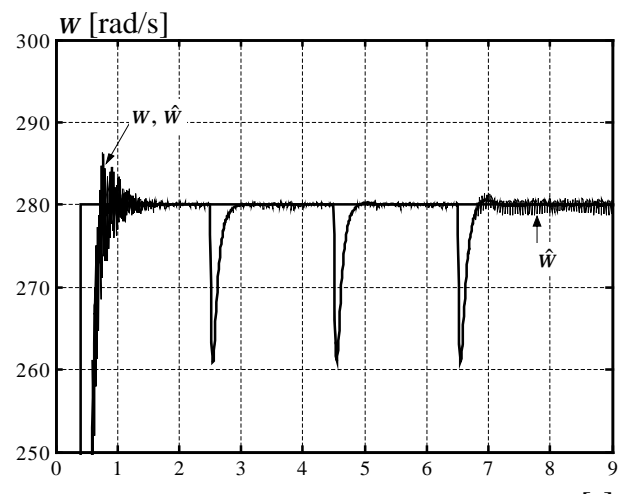
Сл. 5.10в. PLL (роторски флуks) – $m1$



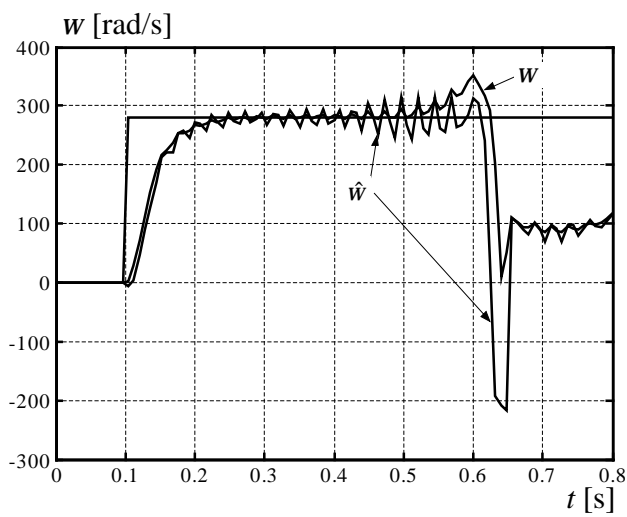
Сл. 5.10г. PLL (роторски флуks) – $m2$



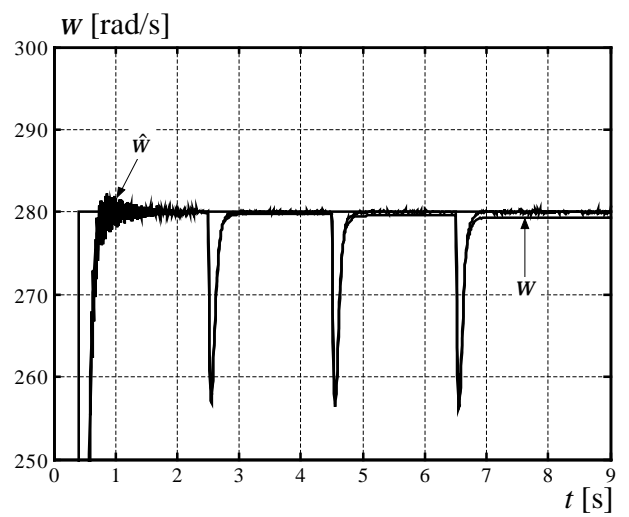
Сл. 5.10д. PLL (статорски флуks) – $m1$



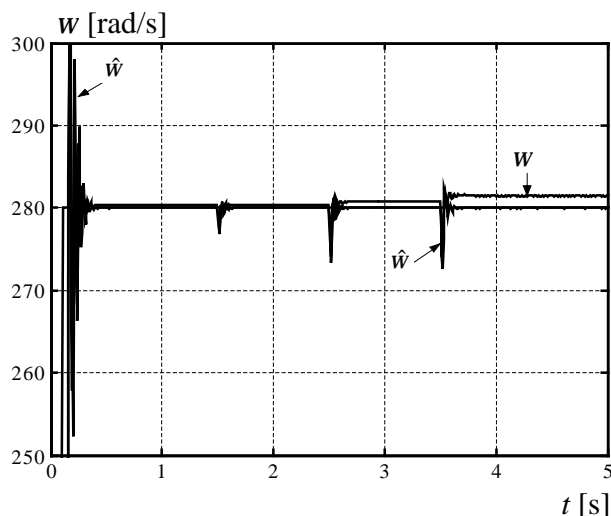
Сл. 5.10ђ. PLL (статорски флуks) – $m2$



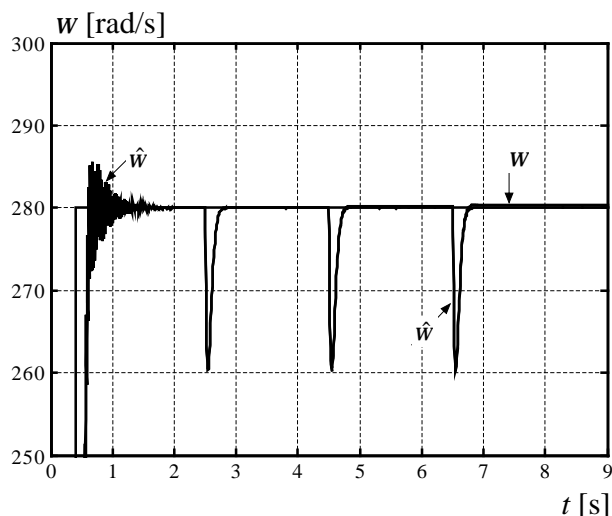
Сл. 5.10е. NFO – $m1$



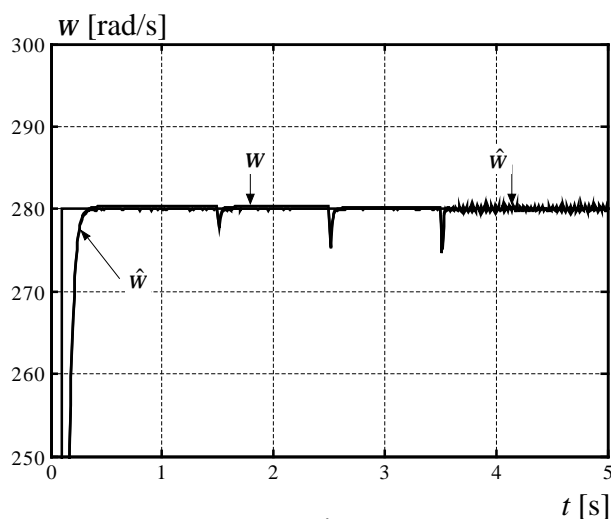
Сл. 5.10ж. NFO – $m2$



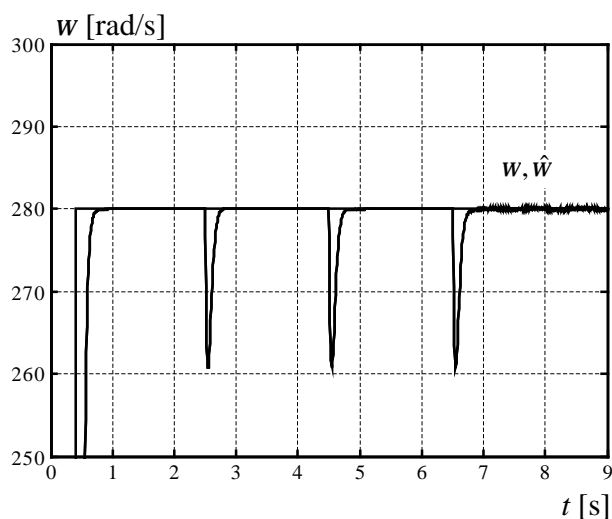
Сл. 5.10з. MRAS – m1



Сл. 5.10и. MRAS – m2



Сл. 5.10ј. LO – m1

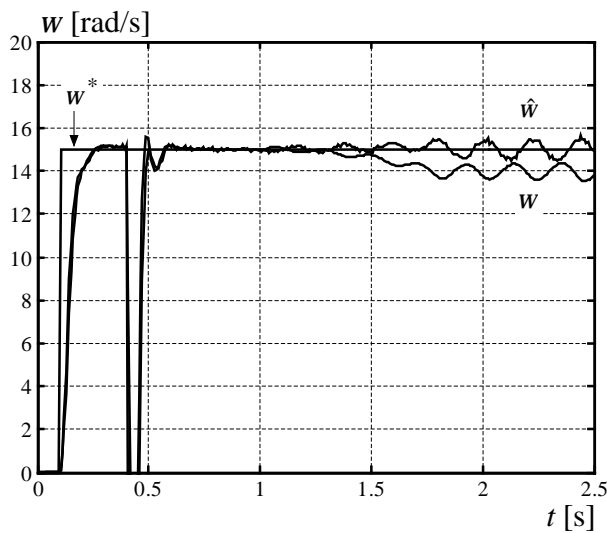


Сл. 5.10к. LO – m2

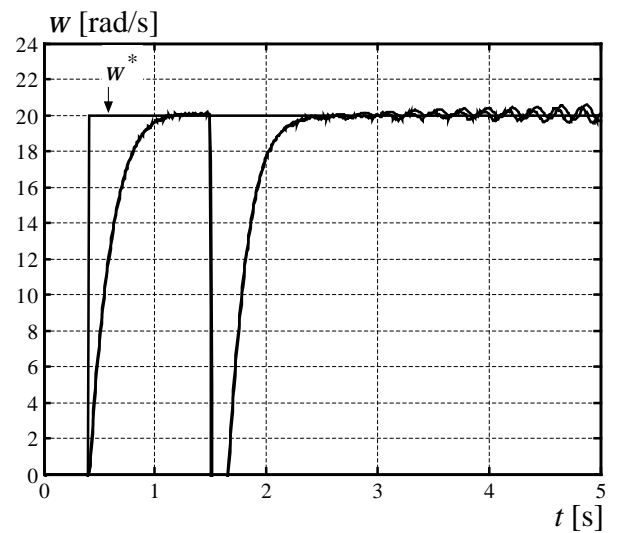
Као што се види са сл. 5.10., на брзинама блиским номиналној постоје поремећаји приликом векторског управљања али они нису тако изражени као при малим брзинама. У неким случајевима (видети сл. 5.10к.) мања отпорност статора није скоро уопште утицала на достизање референце приликом оптерећивања мотора m2. Такође се опет показало да је најосетљивији погон на промене R_s онај са примењеном NFO што је очито са сл. 5.10е., али се може рећи да то важи само за мотор мање снаге (m1).

На сл. 5.11. приказани су резултати временског одзива брзина у мотору када је отпорност у моделу мотора мања од отпорности у моделу естиматора и опсервера за 20 % тј. $R_{sm} = 0,8R_s$. Поново су резултати утицаја одступања статорске отпорности дати упоредо за описане методе естимације брзине. Референтна брзина за мотор m1 од 15 rad/s је задата у

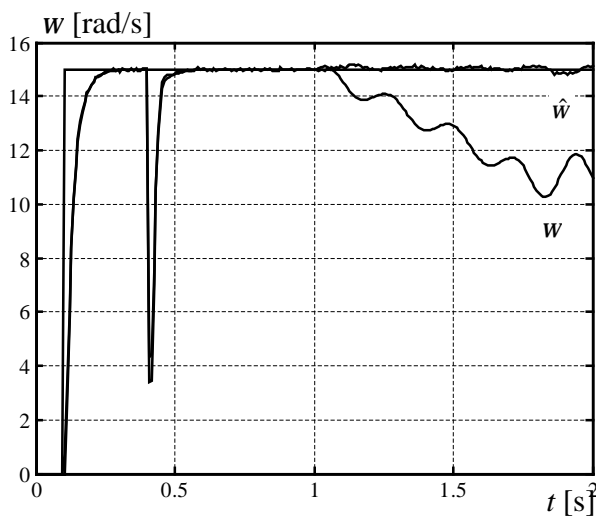
$t = 0,1$ s, а затим је мотор оптерећен номиналним моментом у тренуцима $t = 0,4$ s, $t = 0,6$ s зависно од примењене естимације, након чега је линеарно смањен отпор статора за 20 % у времену од 1 s до 1,75 s. За мотор м2 референтна брзина од 20 rad/s је задата у $t = 0,4$ s, потом је мотор оптерећен номиналним моментом у $t = 0,8$ s, $t = 1$ s или $t = 1,5$ s, опет у зависности од примењене естимације. Након извршеног оптерећивања линеарно је смањен отпор статора за 20 % у временима од 1,5 s до 2,25 s, затим од 2 s до 2,75 s и коначно од 2,5 s до 3,25 s у зависности од конкретне методе управљања.



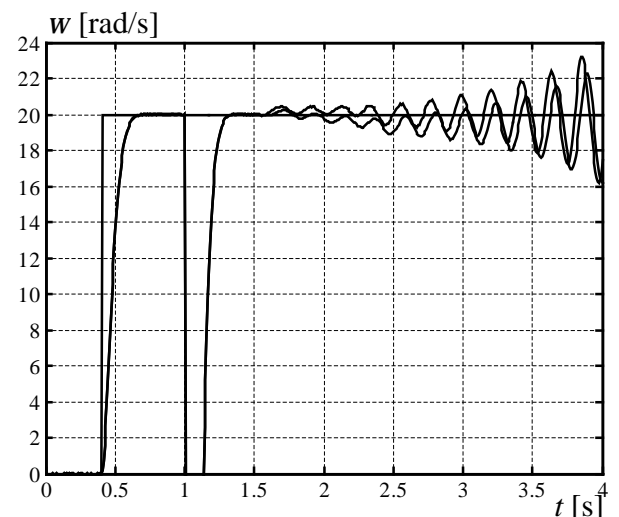
Сл. 5.11а. Директна метода – м1



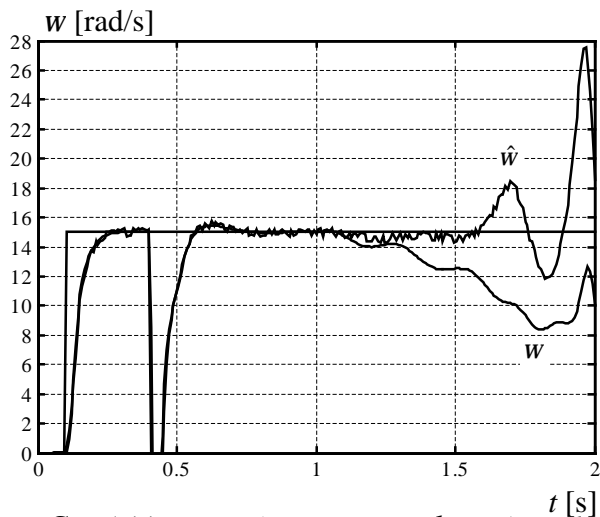
Сл. 5.11б. Директна метода – м2



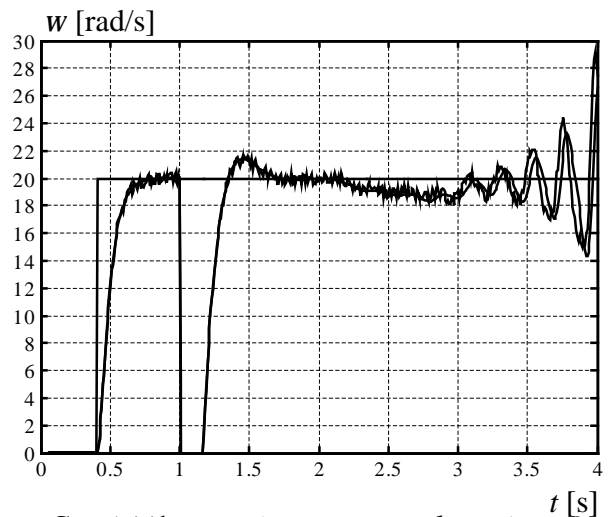
Сл. 5.11в. PLL (роторски флуks) – м1



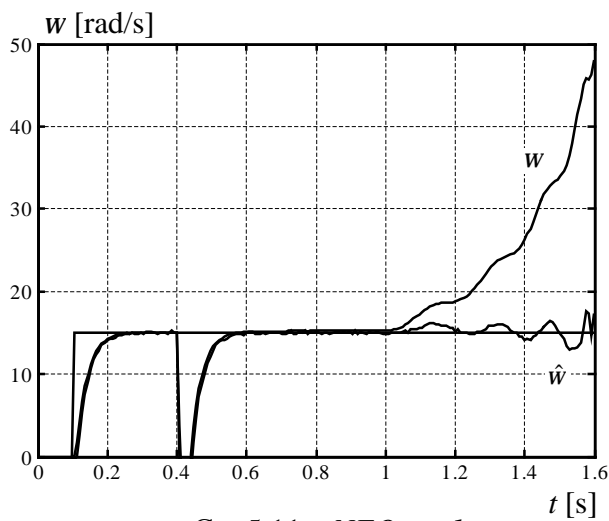
Сл. 5.11г. PLL (роторски флуks) – м2



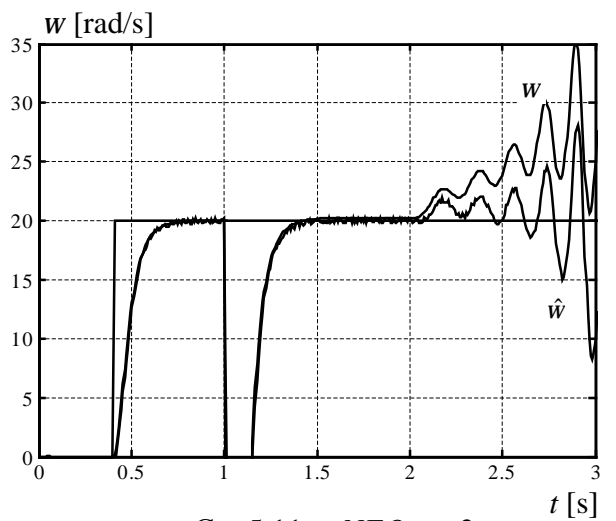
Сл. 5.11д. PLL (статорски флуке) – $m1$



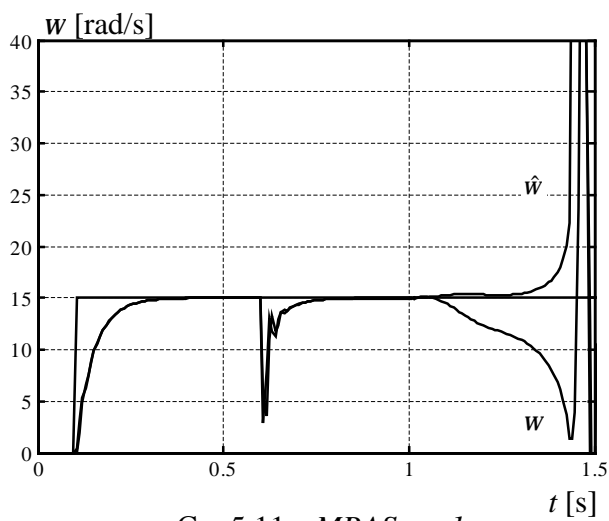
Сл. 5.11е. PLL (статорски флуке) – $m2$



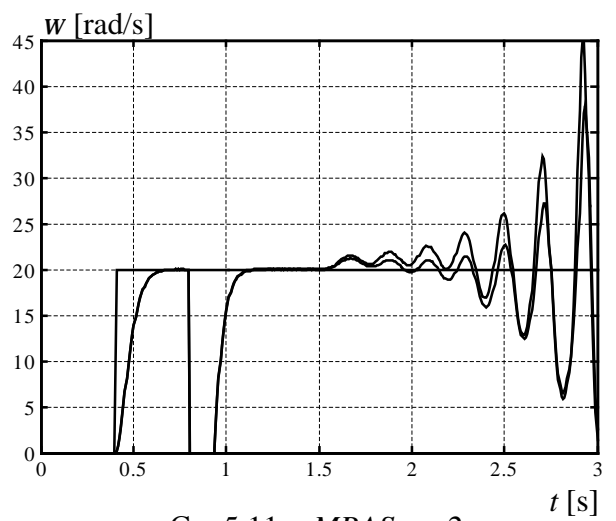
Сл. 5.11ф. NFO – $m1$



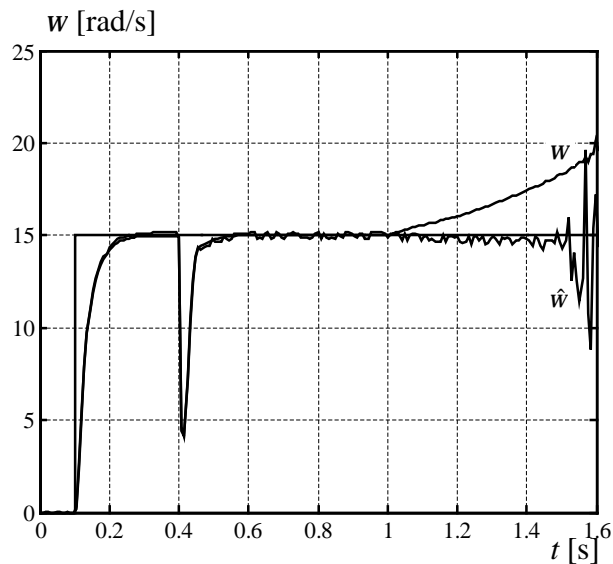
Сл. 5.11г. NFO – $m2$



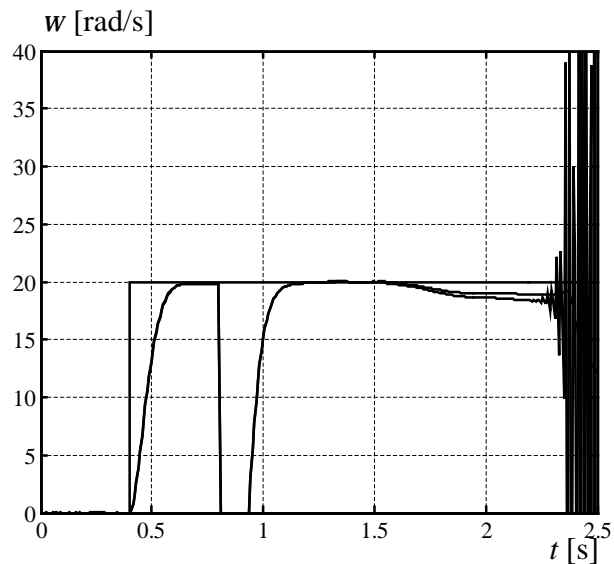
Сл. 5.11з. MRAS – $m1$



Сл. 5.11и. MRAS – $m2$

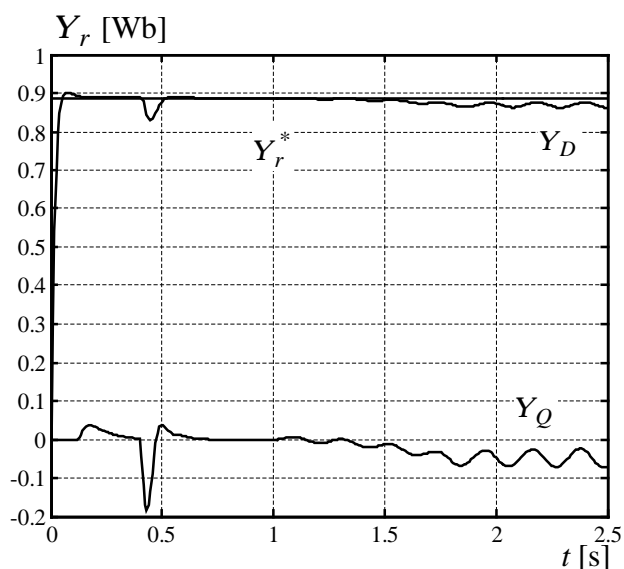


Сл. 5.11j. $LO - m1$

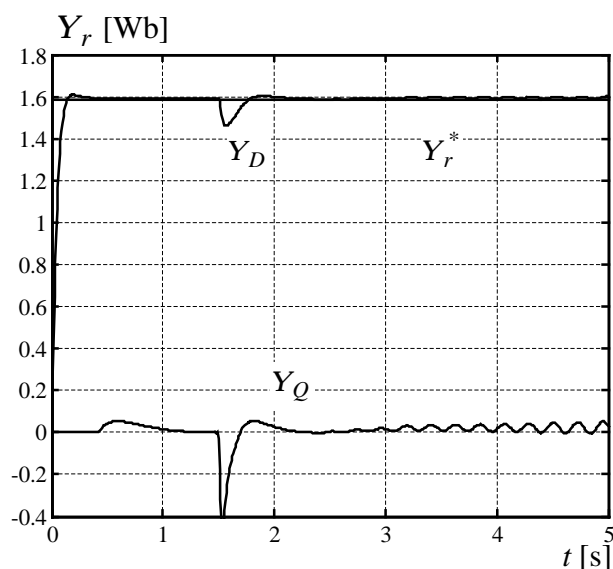


Сл. 5.11к. $LO - m2$

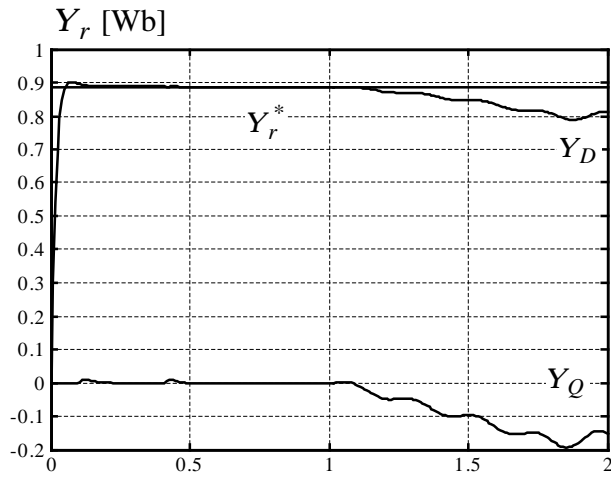
На сликама 5.12. – 5.16. приказани су временски одзиви величина од значаја на које утиче смањење R_s . Флуксеви ротора (Y_r) и статора (Y_s), преко којих се затвара повратна спрега у погону, приказани су на сл. 5.12., док се референтни и остварени момент мотора могу видети на сл. 5.13. Сл. 5.14. приказује струје мотора у синхроно ротирајућем координатном систему. Грешка у углу оријентације вектора флукса ротора и статора која се добија из израза (5.23) и (5.24), респективно, приказана је на сл. 5.15. док су промене индуктивности магнећења дате на сл. 5.16.



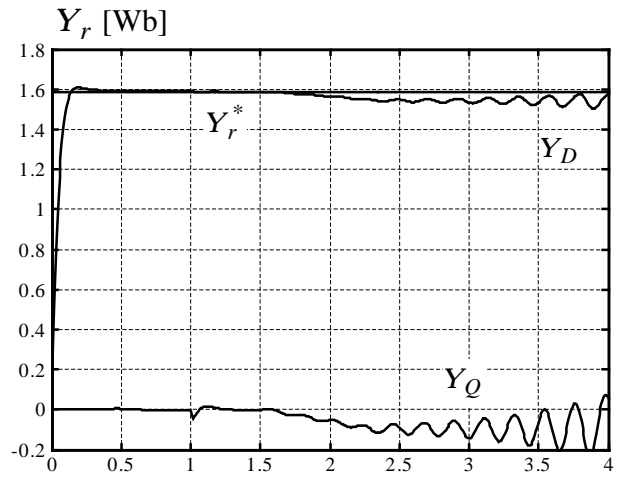
Сл. 5.12а. Директна метода – $m1$



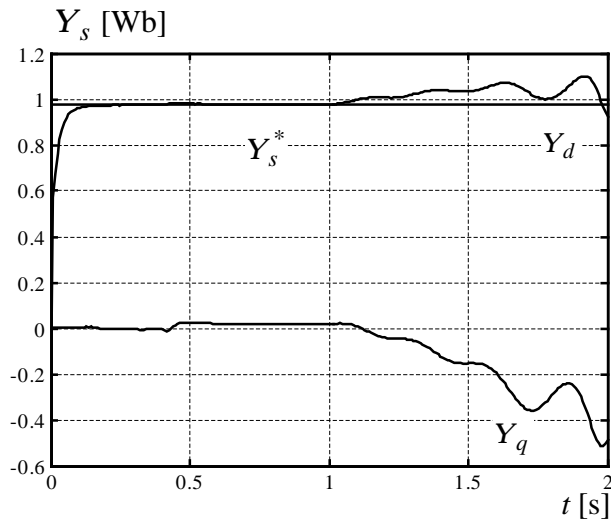
Сл. 5.12б. Директна метода – $m2$



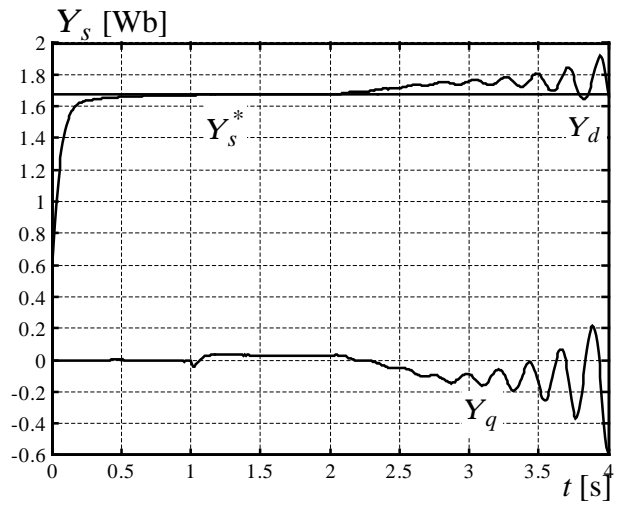
Сл. 5.12в. PLL (роторски флуks) – $m1$



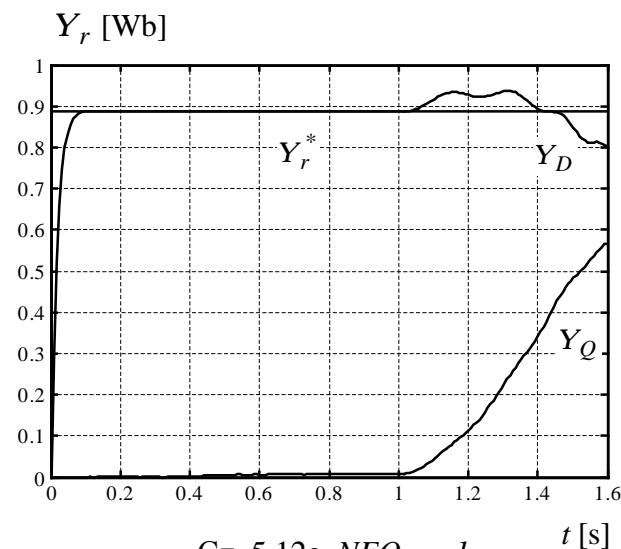
Сл. 5.12г. PLL (роторски флуks) – $m2$



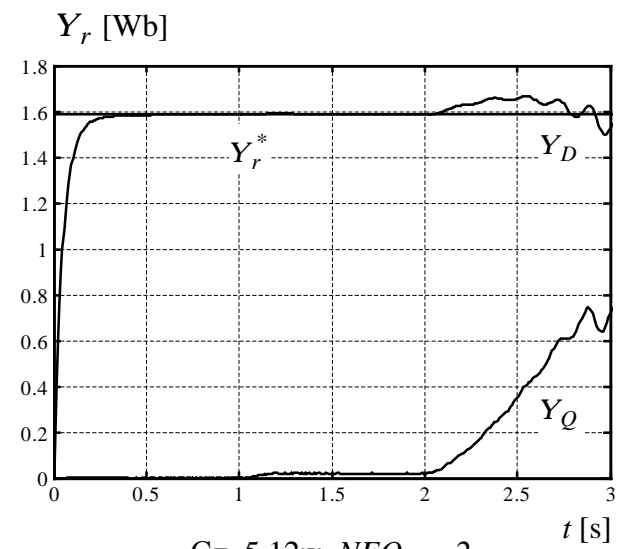
Сл. 5.12д. PLL (статорски флуks) – $m1$



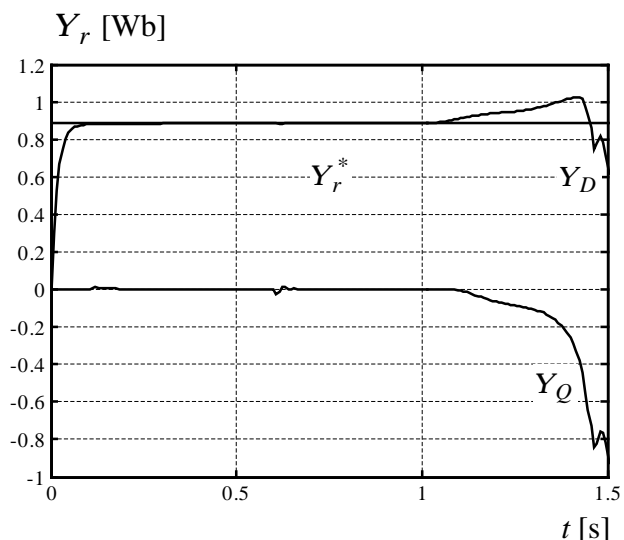
Сл. 5.12ђ. PLL (статорски флуks) – $m2$



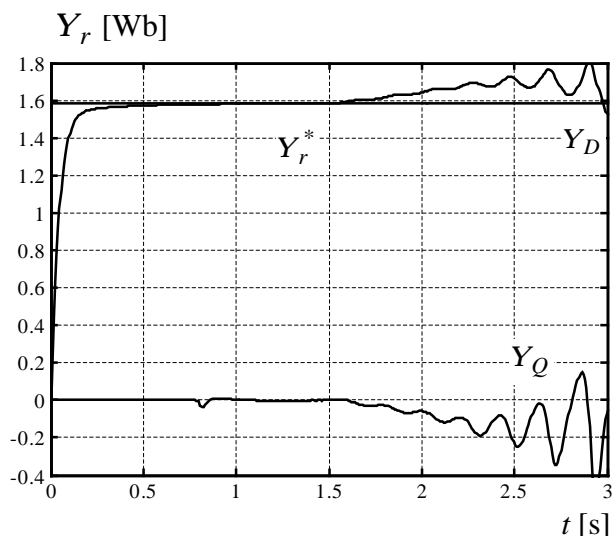
Сл. 5.12е. NFO – $m1$



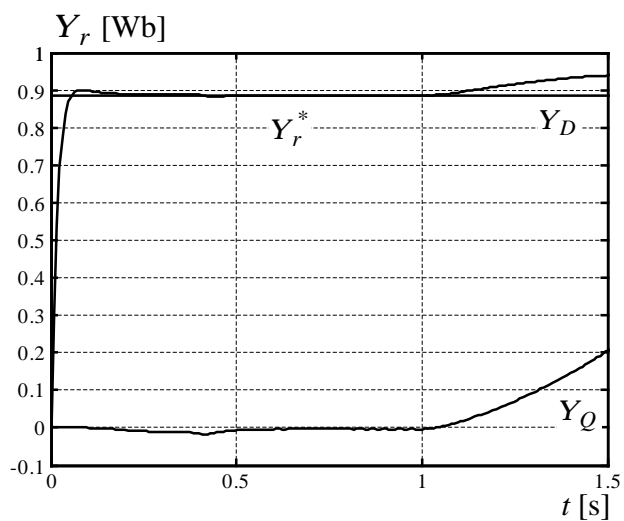
Сл. 5.12ж. NFO – $m2$



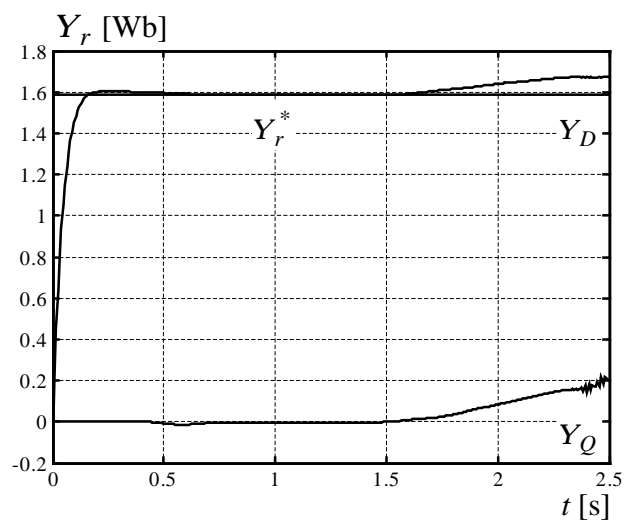
Сл. 5.12з. MRAS – m1



Сл. 5.12и. MRAS – m2

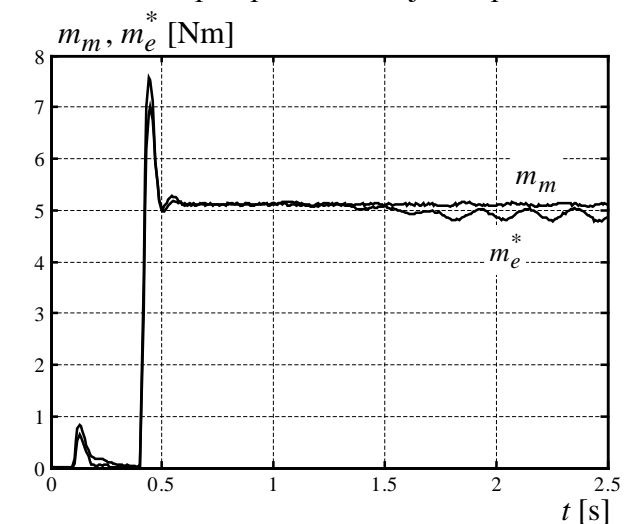


Сл. 5.12ж. LO – m1

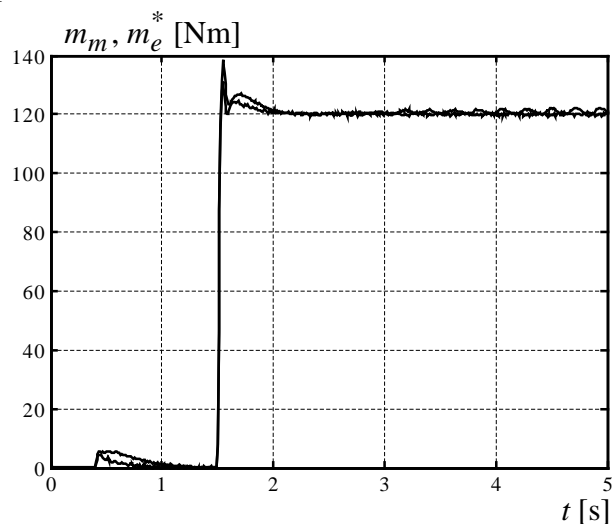


Сл. 5.12к. LO – m2

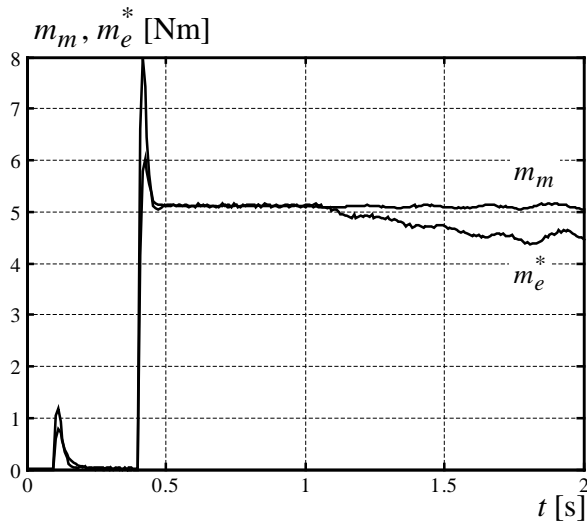
На сл. 5.13. приказани су резултати временског одзива референтног и оствареног момента мотора при смањеној отпорности статора.



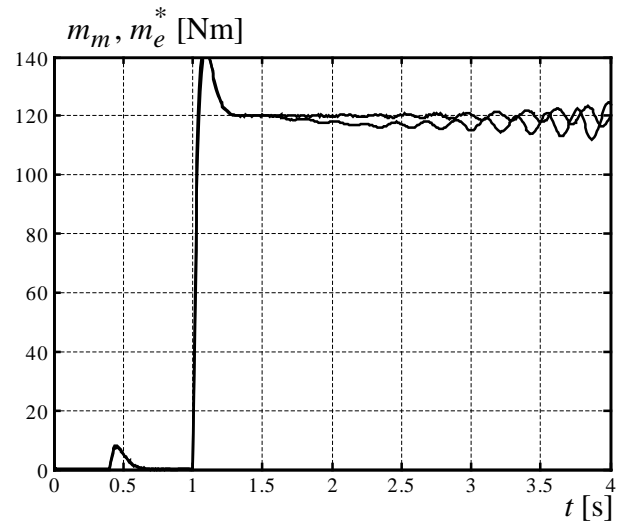
Сл. 5.13а. Директна метода – m1



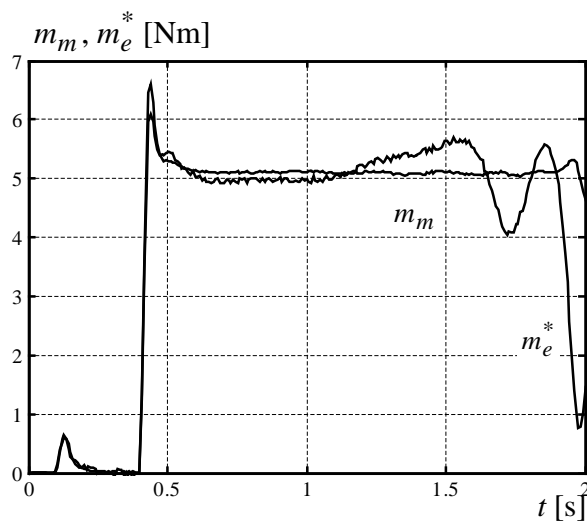
Сл. 5.13б. Директна метода – m2



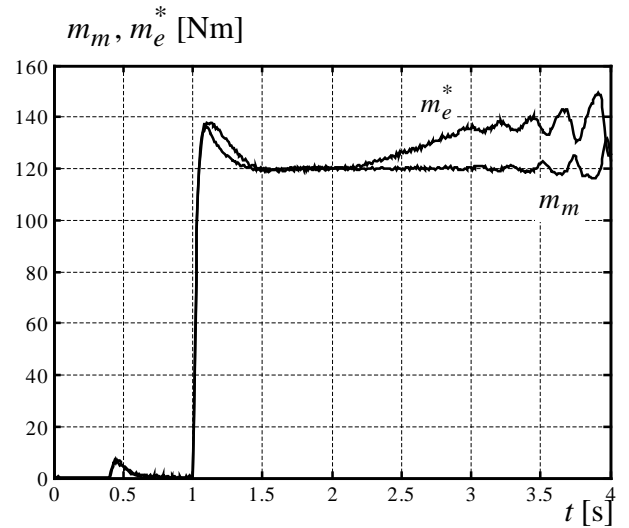
Сл. 5.13в. PLL (роторски флуks) – m1



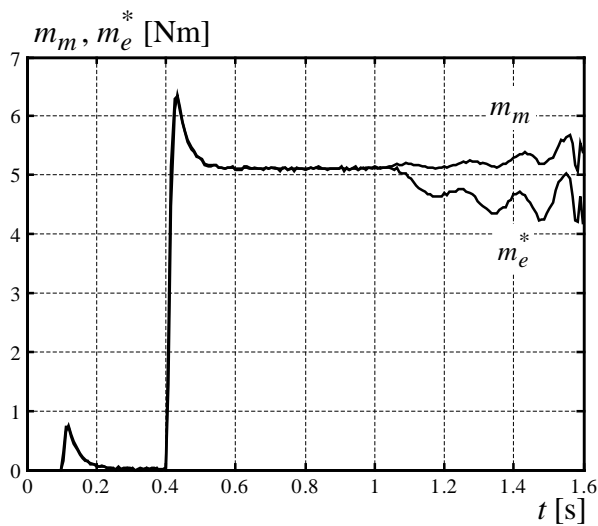
Сл. 5.13г. PLL (роторски флуks) – m2



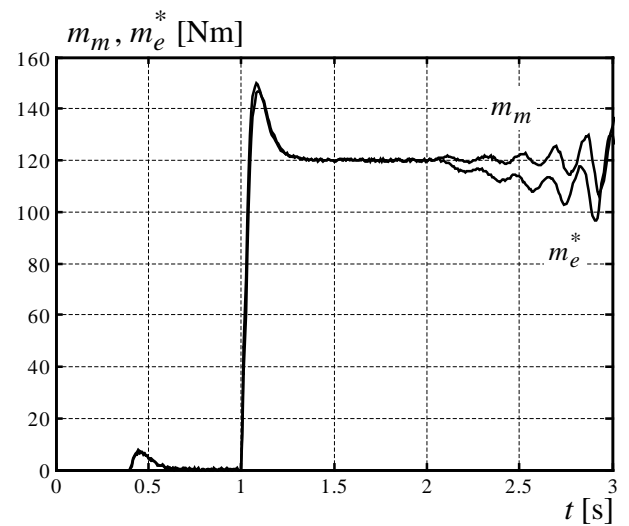
Сл. 5.13д. PLL (статорски флуks) – m1



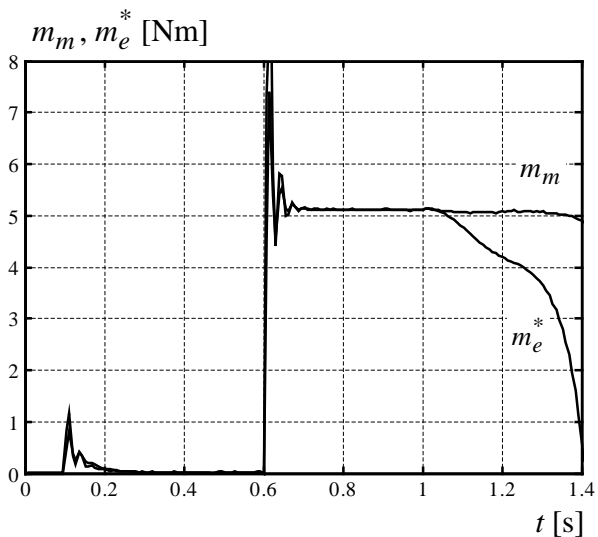
Сл. 5.13ђ. PLL (статорски флуks) – m2



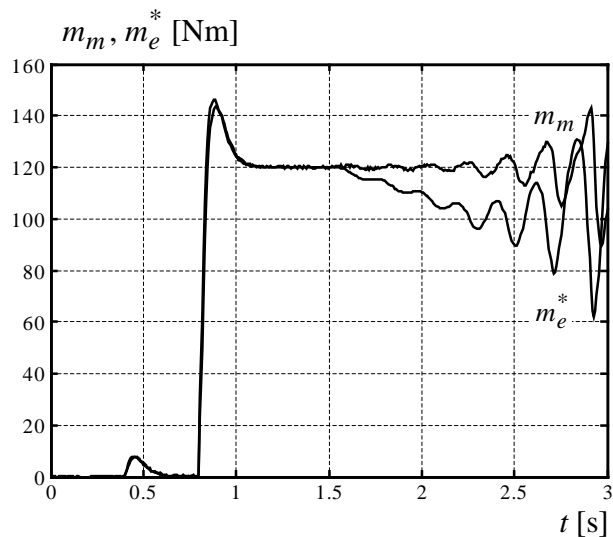
Сл. 5.13е. NFO – m1



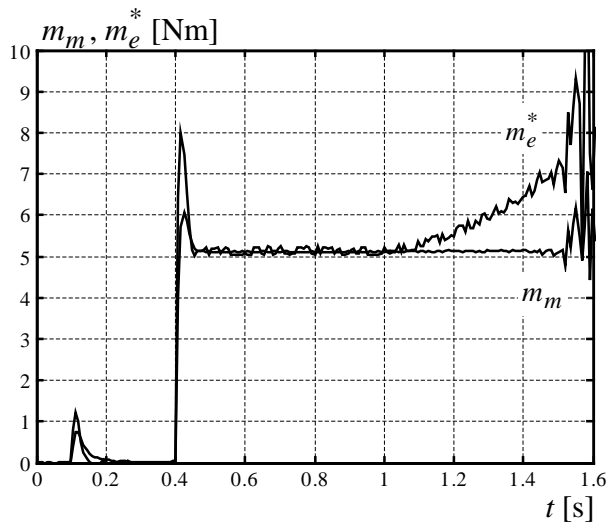
Сл. 5.13ж. NFO – m2



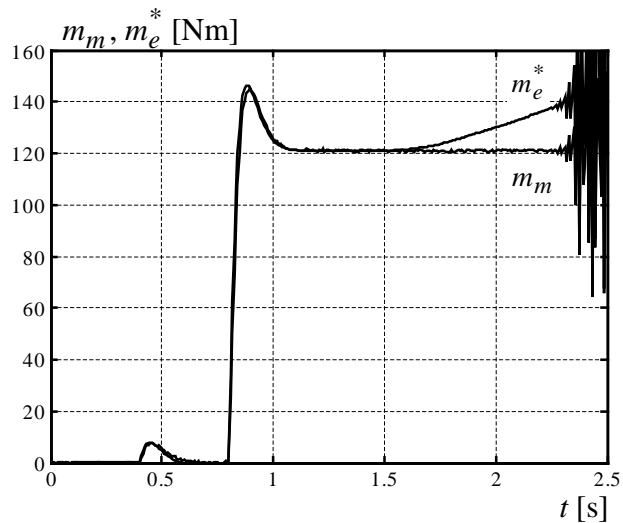
Сл. 5.13з. MRAS – м1



Сл. 5.13и. MRAS – м2

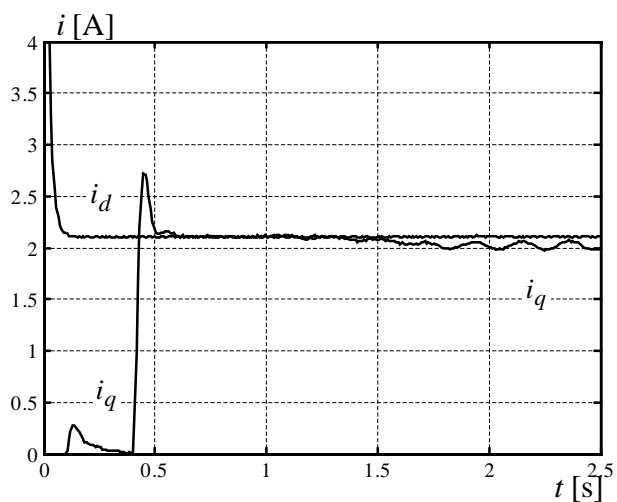


Сл. 5.13ж. LO – м1

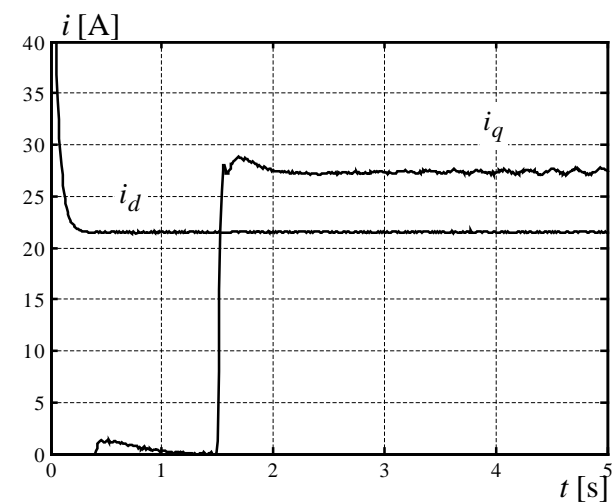


Сл. 5.13к. LO – м2

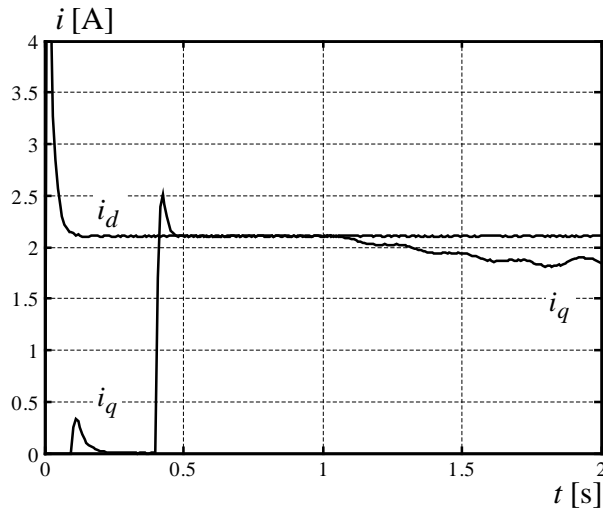
Струје мотора м1 и м2 у случају одступања R_s , приказане су на сл. 5.14.



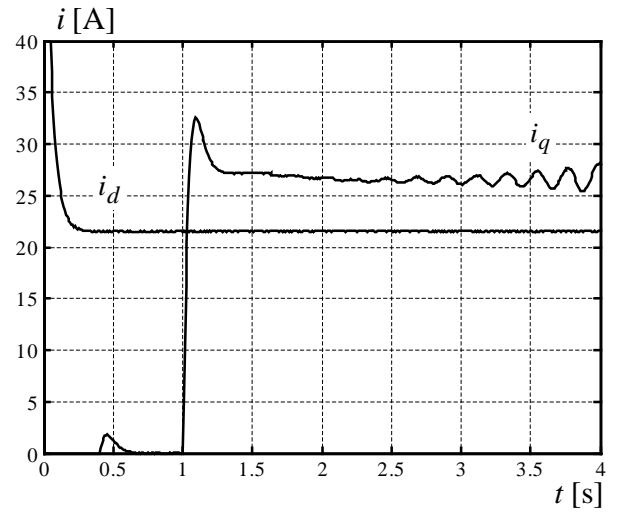
Сл. 5.14а. Директна метода – м1



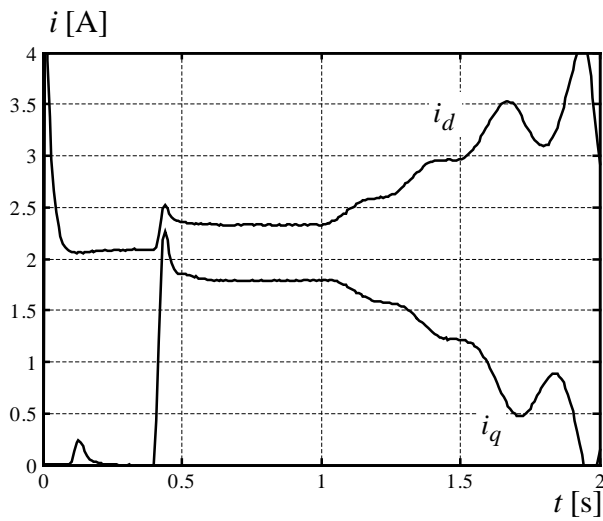
Сл. 5.14б. Директна метода – м2



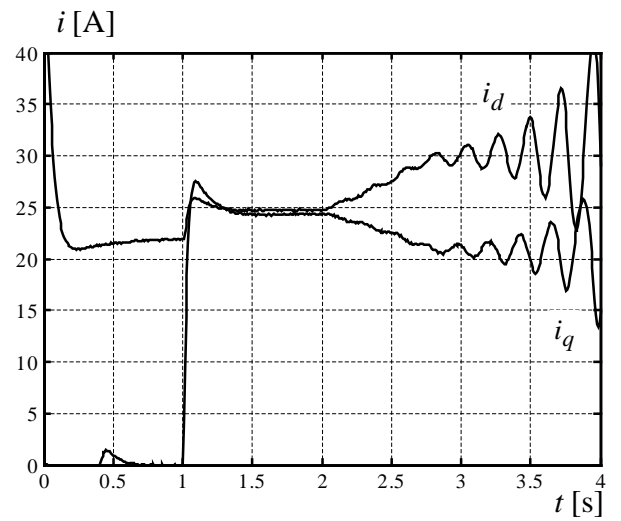
Сл. 5.14в. PLL (роторски флуks) – м1



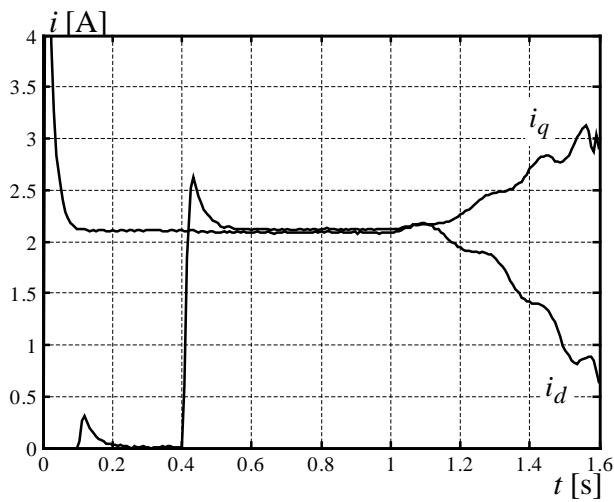
Сл. 5.14г. PLL (роторски флуks) – м2



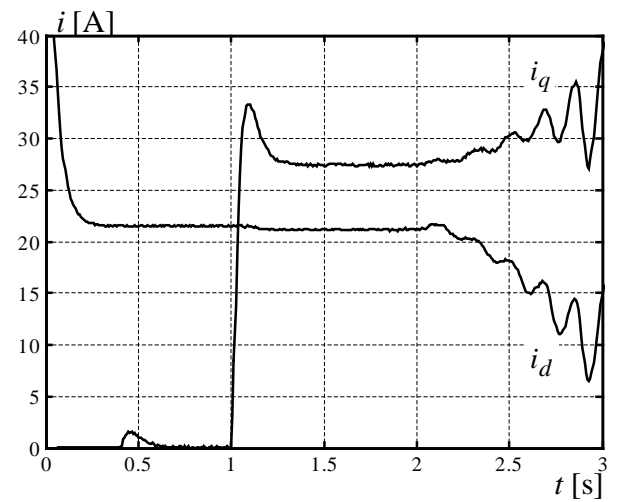
Сл. 5.14д. PLL (статорски флуks) – м1



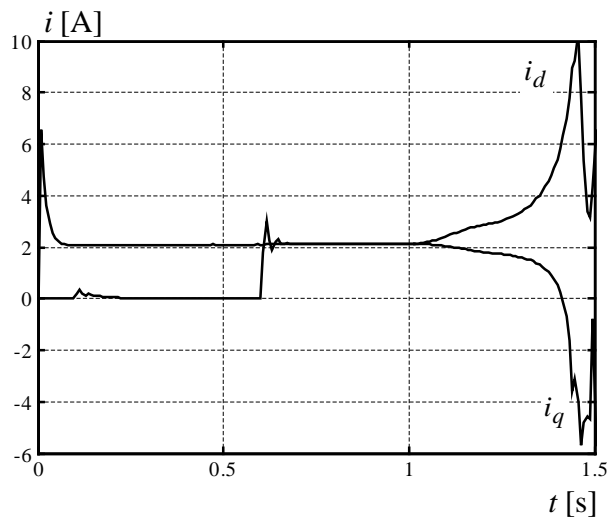
Сл. 5.14е. PLL (статорски флуks) – м2



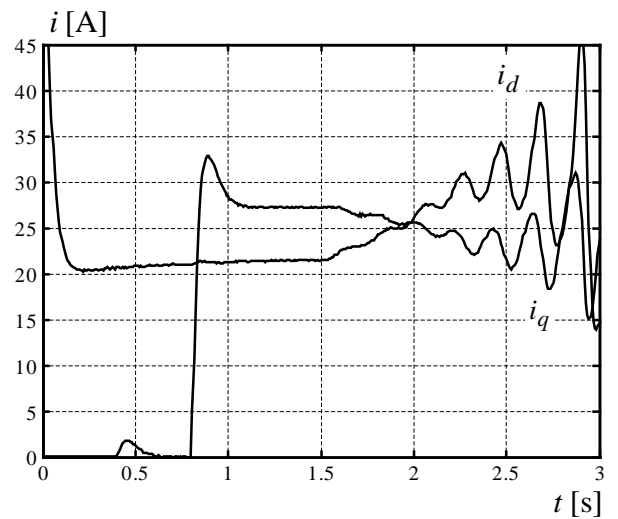
Сл. 5.14е. NFO – м1



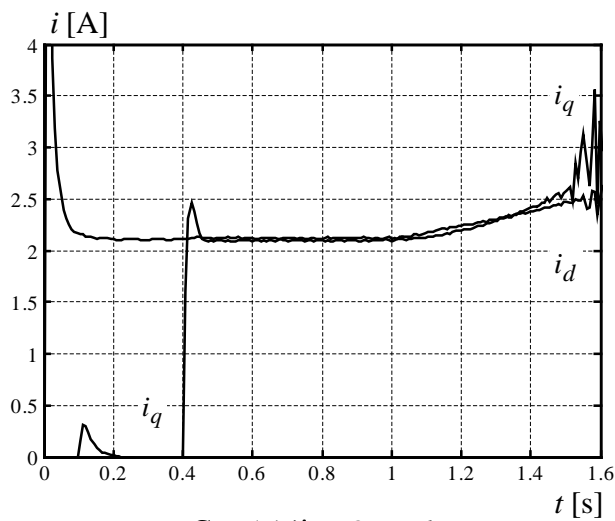
Сл. 5.14ж. NFO – м2



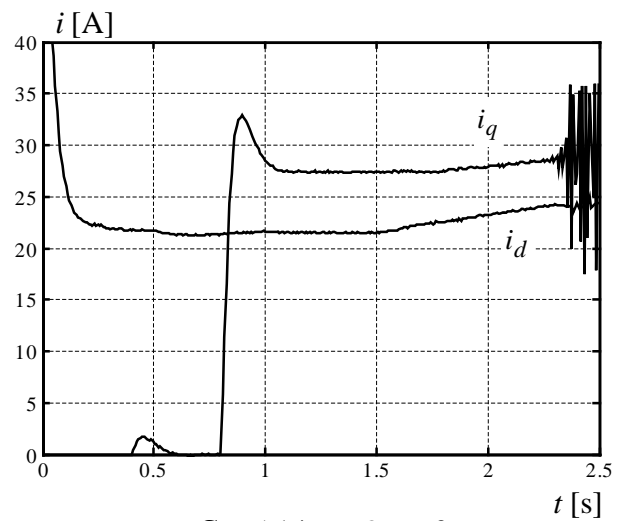
Сл. 5.14з. MRAS – m1



Сл. 5.14и. MRAS – m2

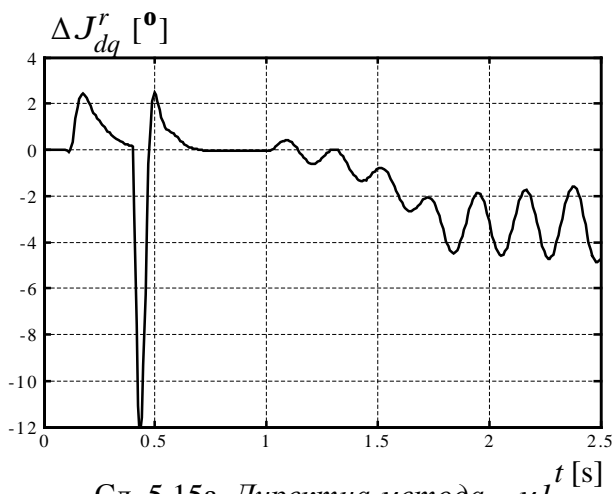


Сл. 5.14ј. LO – m1

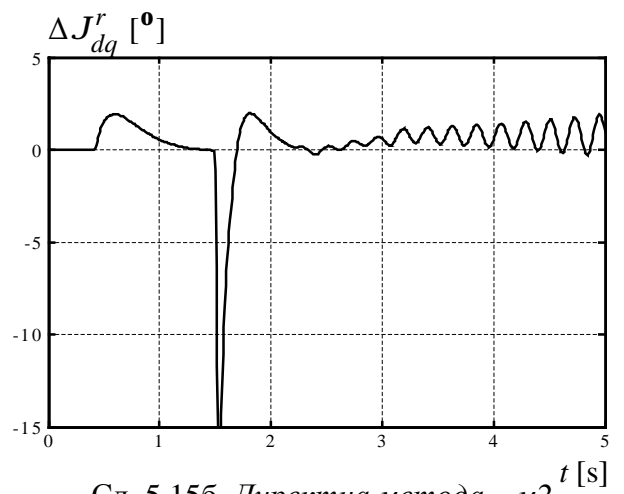


Сл. 5.14к. LO – m2

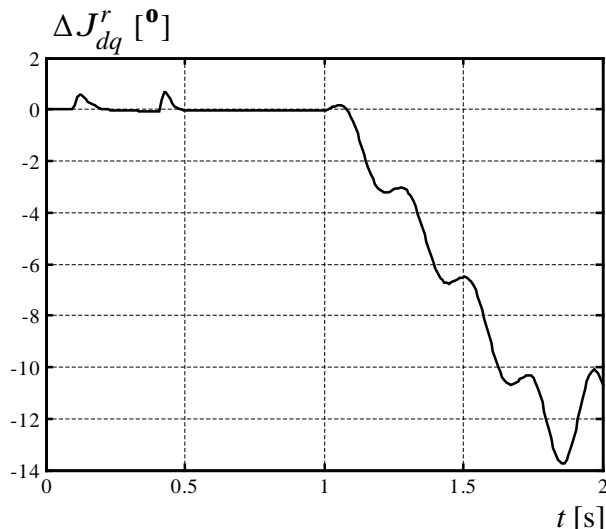
На сл. 5.15. приказано је понашање у времену грешке у углу оријентације вектора флукса ротора и статора, при смањеном отпору статора.



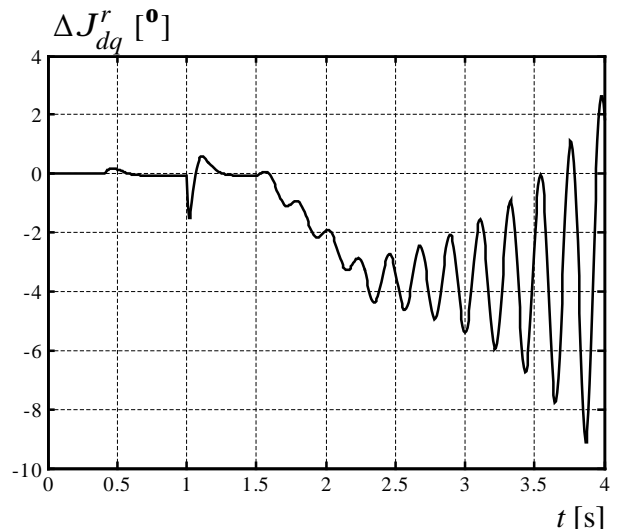
Сл. 5.15а. Директна метода – m1



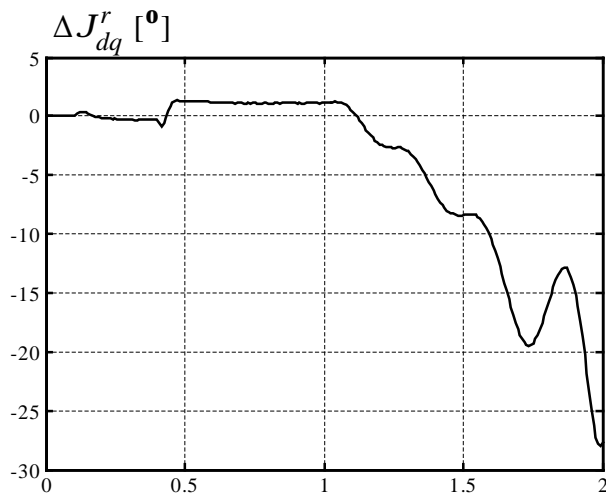
Сл. 5.15б. Директна метода – m2



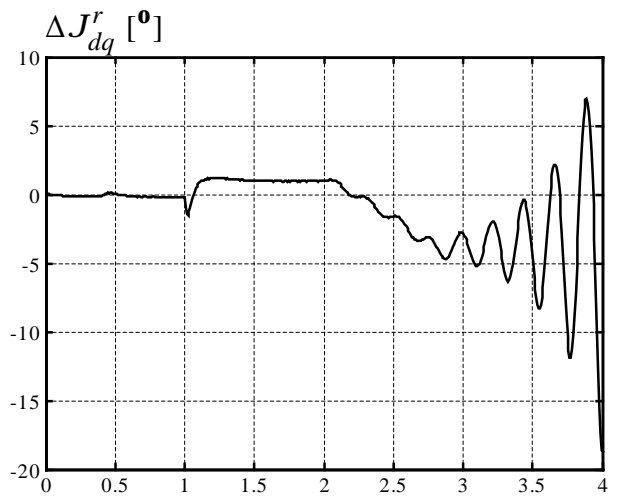
Сл. 5.15в. PLL (роторски флуks) – m1



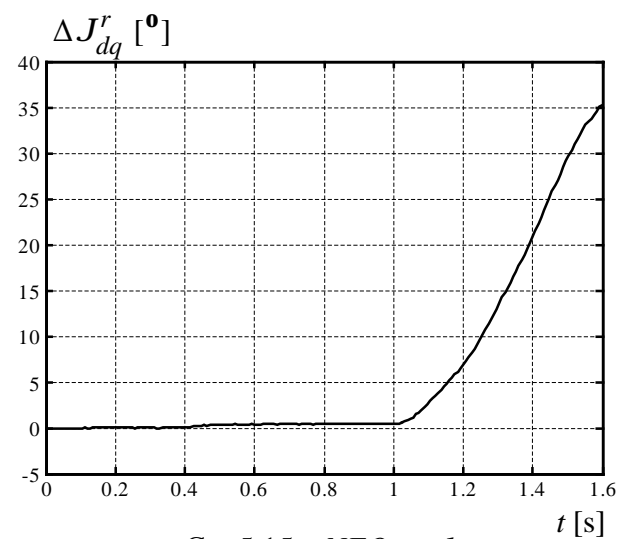
Сл. 5.15г. PLL (роторски флуks) – m2



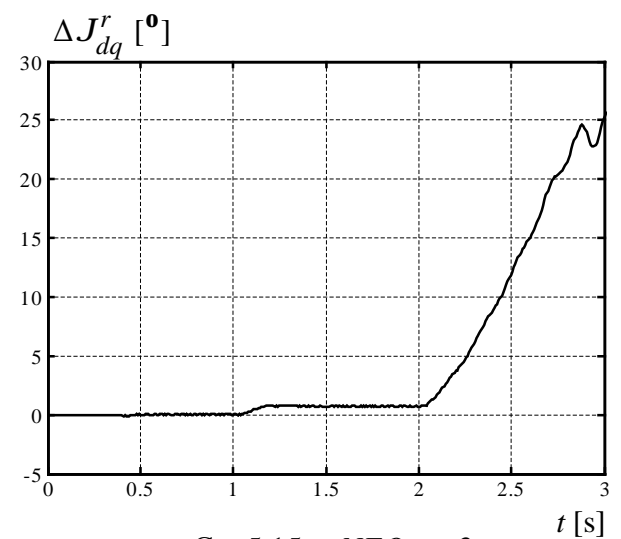
Сл. 5.15д. PLL (статорски флуks) – m1



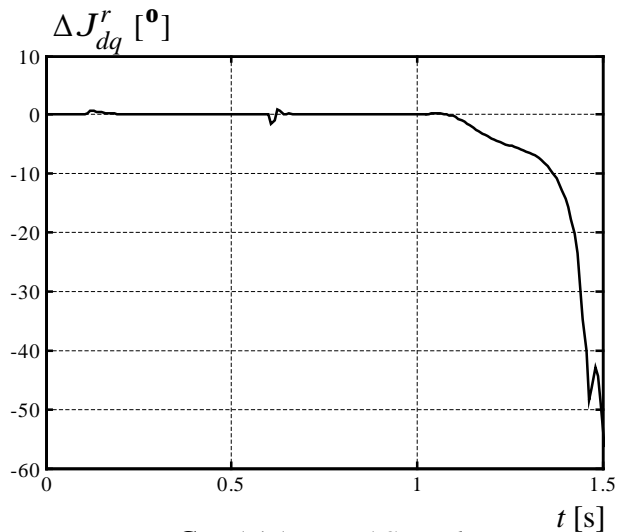
Сл. 5.15ђ. PLL (статорски флуks) – m2



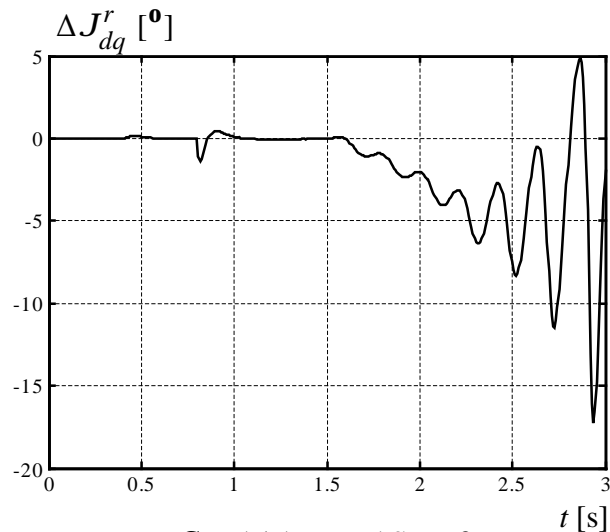
Сл. 5.15е. NFO – m1



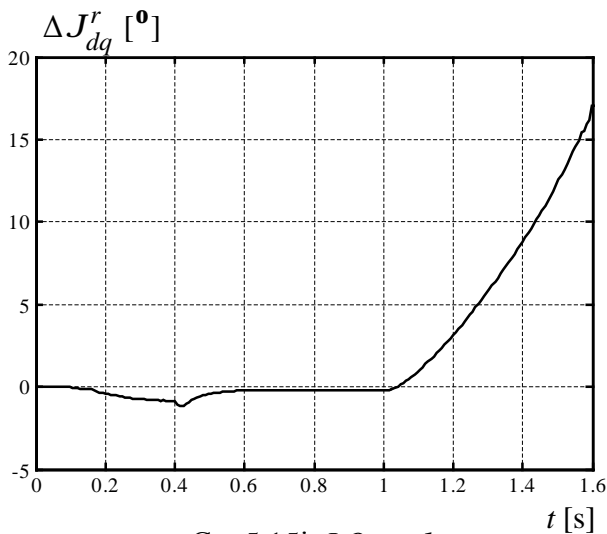
Сл. 5.15ж. NFO – m2



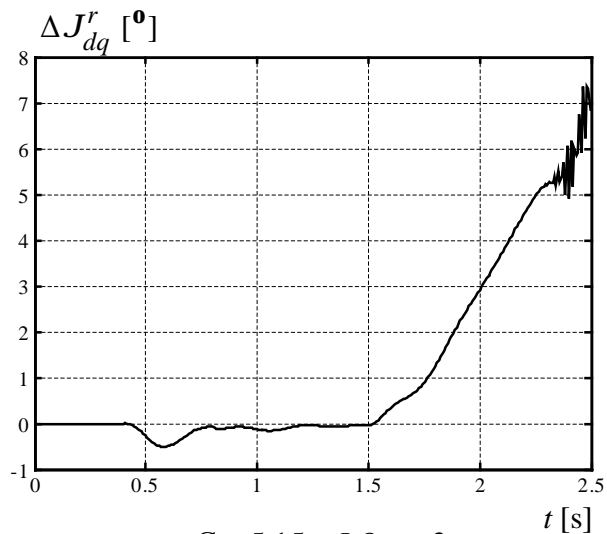
Сл. 5.15з. MRAS – m1



Сл. 5.15и. MRAS – m2

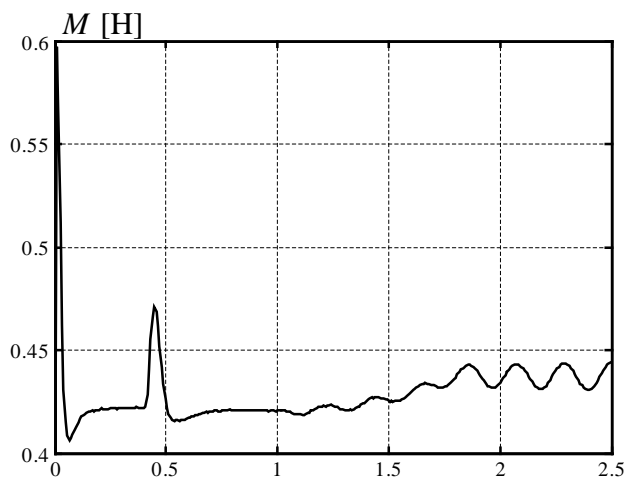


Сл. 5.15ј. LO – m1

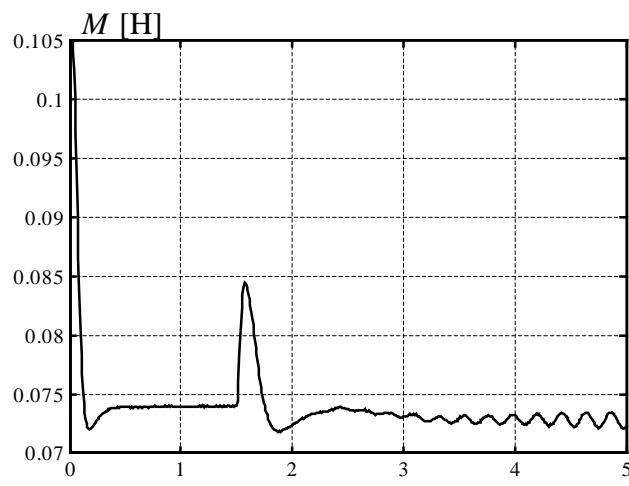


Сл. 5.15к. LO – m2

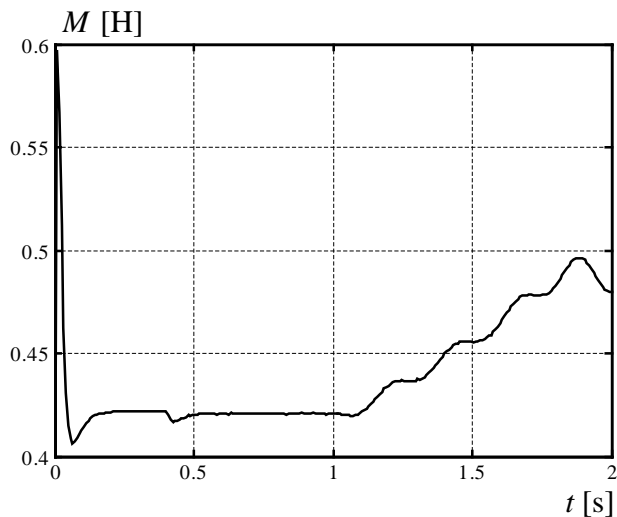
Понашање индуктивности магнећења у времену услед смањења отпорности статора и повећања оптерећења мотора, приказана је на сл. 5.16.



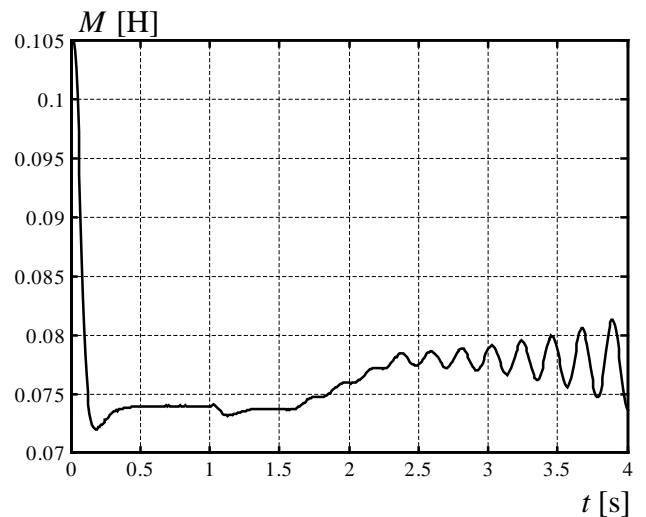
Сл. 5.16а. Директна метода – m1



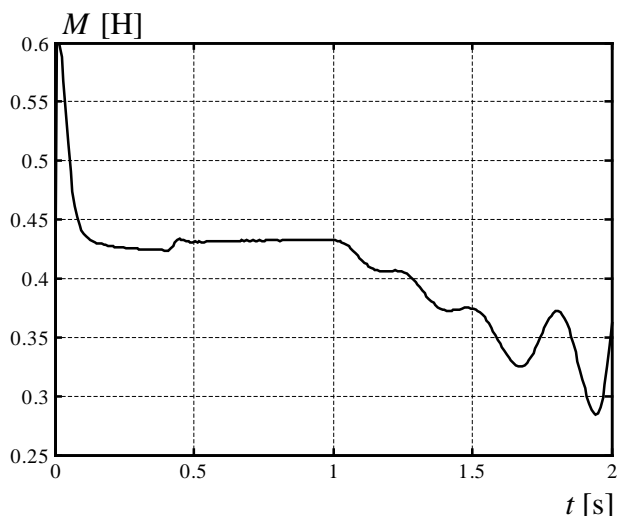
Сл. 5.16б. Директна метода – m2



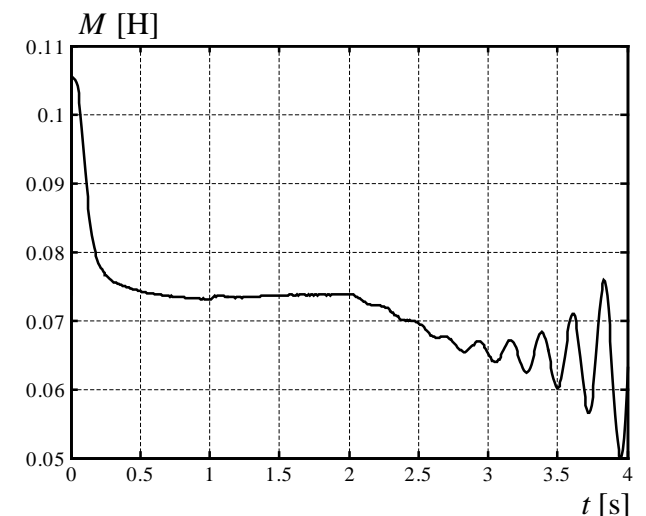
Сл. 5.16в. PLL (роторски флуks) – $m1$



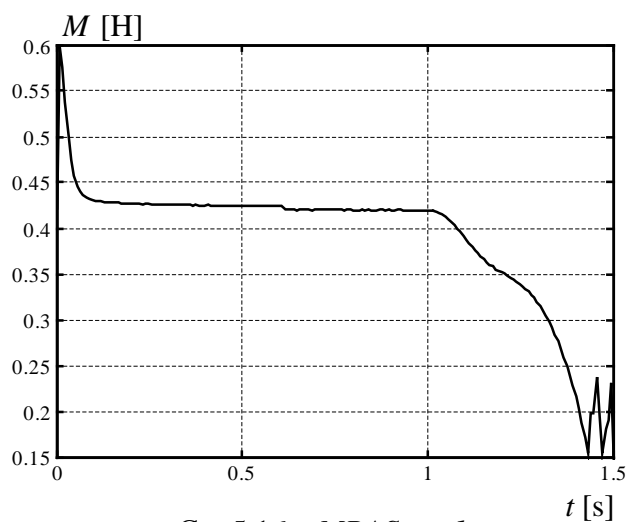
Сл. 5.16г. PLL (роторски флуks) – $m2$



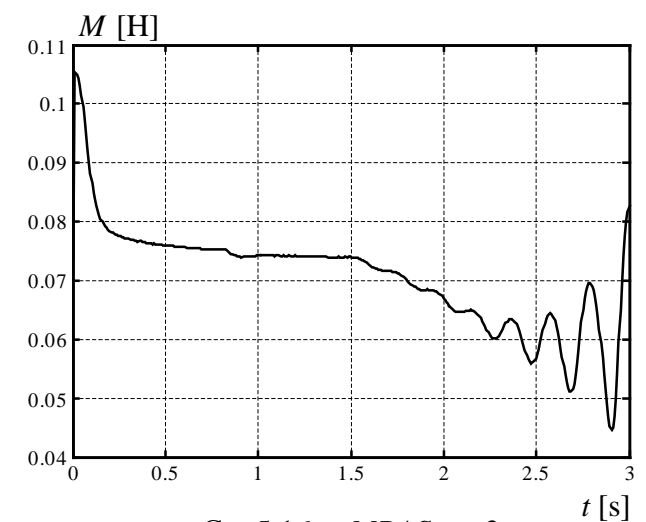
Сл. 5.16д. PLL (статорски флуks) – $m1$



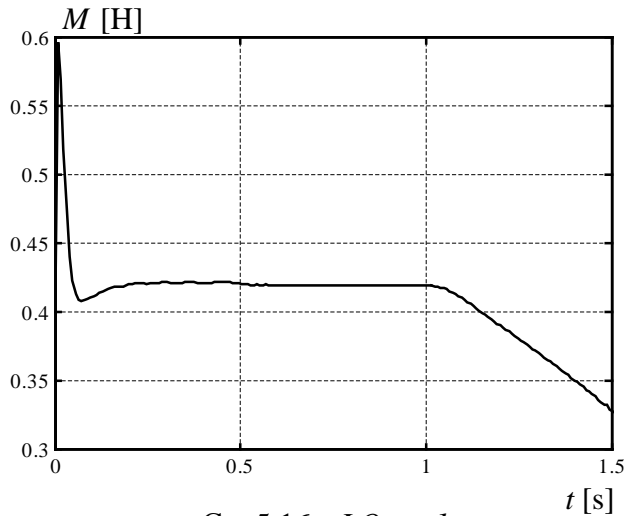
Сл. 5.16ђ. PLL (статорски флуks) – $m2$



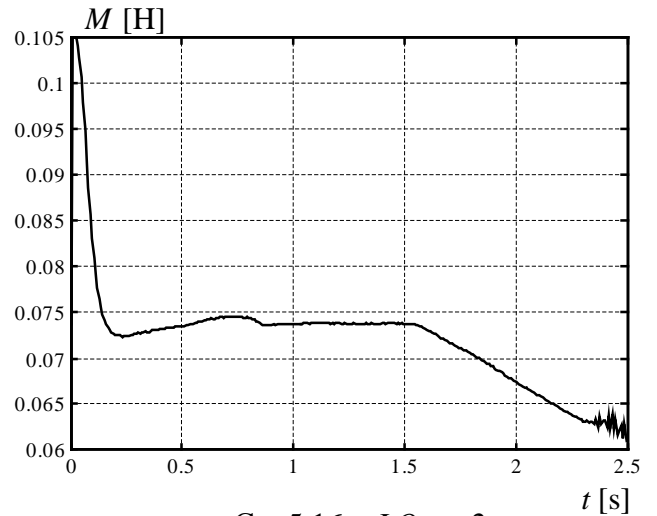
Сл. 5.16е. MRAS – $m1$



Сл. 5.16ж. MRAS – $m2$



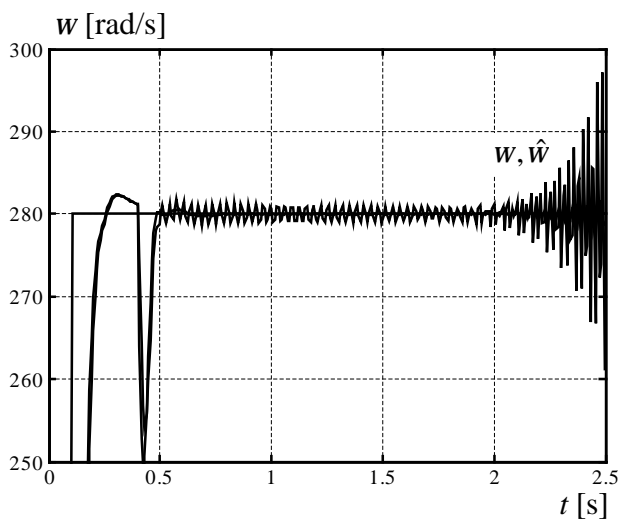
Сл. 5.16з. $LO - m1$



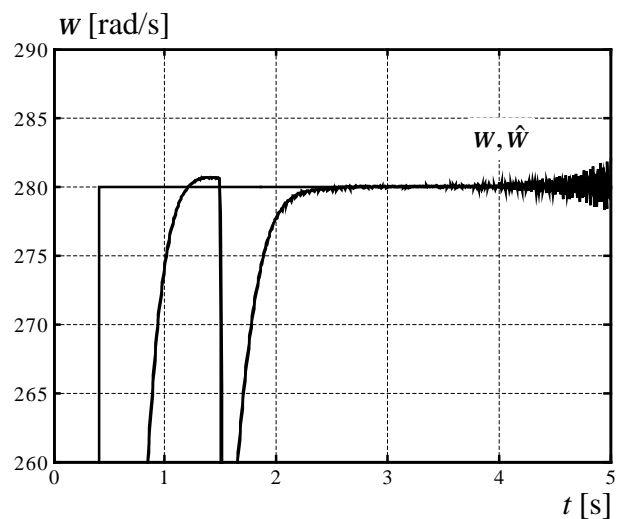
Сл. 5.16и. $LO - m2$

Посматрајући дијаграме са сл. 5.11а–к., генерално се може закључити постојање штетног ефекта услед смањене отпорности статора која код погона са мотором $m2$ проузрокује осцилације при отказу рада система. Као и раније, магнетна нелинеарност није узета у обзир код конфигурације са NFO .

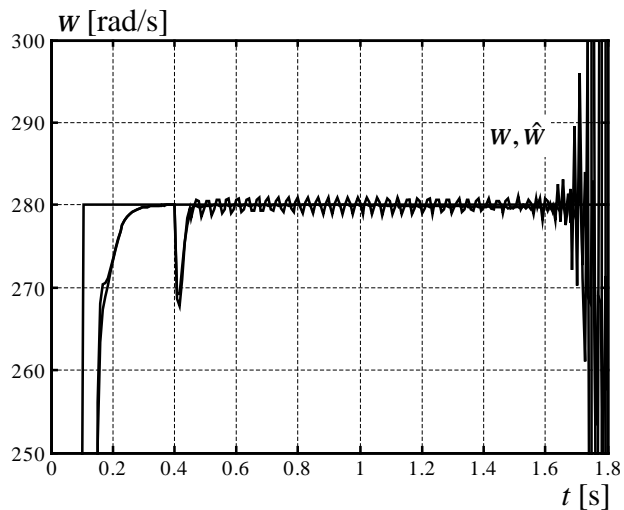
На сл. 5.17. приказан је утицај одступања статорске отпорности на динамику погона при брзини која је блиска номиналној. Референтне брзине за мотор $m1$ и мотор $m2$ су сада исте и износе 280 rad/s свака, и задате су за мотор $m1$ у $t = 0,1 \text{ s}$, и за мотор $m2$ у $t = 0,4 \text{ s}$. Мотор $m1$ је оптерећен номиналним моментом у тренуцима $t = 0,4 \text{ s}$ или $t = 0,6 \text{ s}$ зависно од примењене естимације, након чега је линеарно смањен отпор статора за 20% у времену од 1 s до $1,75 \text{ s}$. За мотор $m2$, референтна брзина од 280 rad/s је задата у $t = 0,4 \text{ s}$, потом је мотор оптерећен номиналним моментом у $t = 0,8 \text{ s}$, $t = 1 \text{ s}$ или $t = 1,5 \text{ s}$, опет у зависности од примењене естимације. Након извршеног оптерећивања, линеарно је смањен отпор статора за 20% у временима од $1,5 \text{ s}$ до $2,25 \text{ s}$, затим од 2 s до $2,75 \text{ s}$ и коначно од $2,5 \text{ s}$ до $3,25 \text{ s}$ у зависности од конкретне методе управљања.



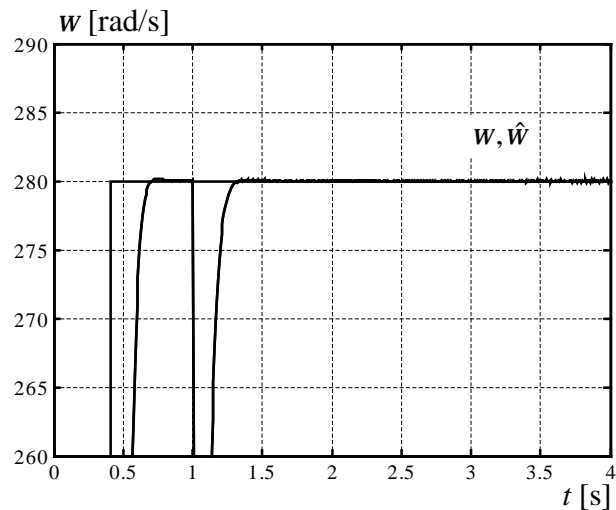
Сл. 5.17а. Директна метода – $m1$



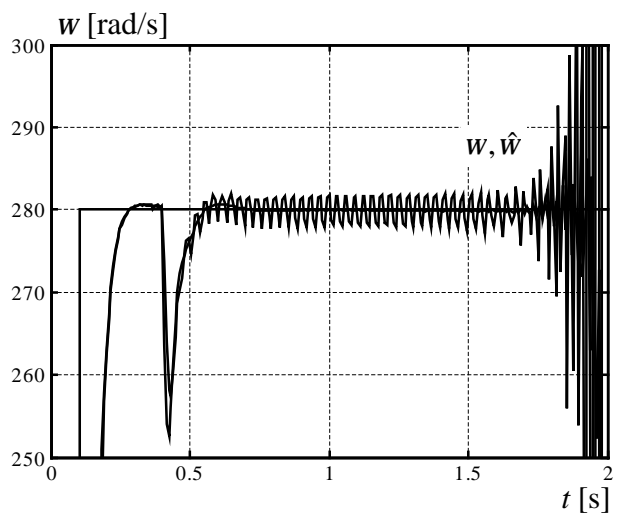
Сл. 5.17б. Директна метода – $m2$



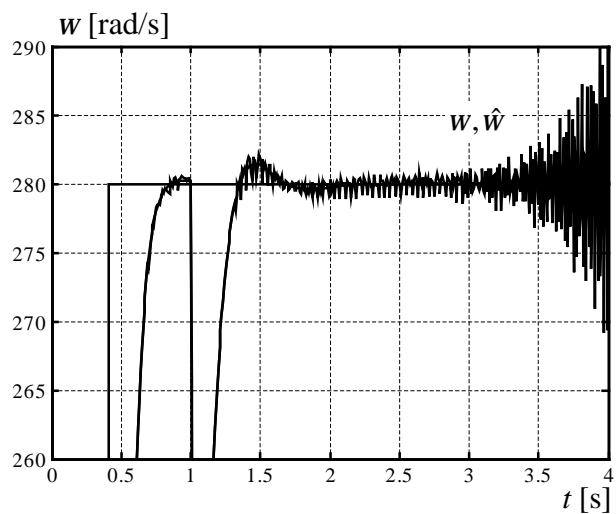
Сл. 5.17в. PLL (роторски флуks) – $m1$



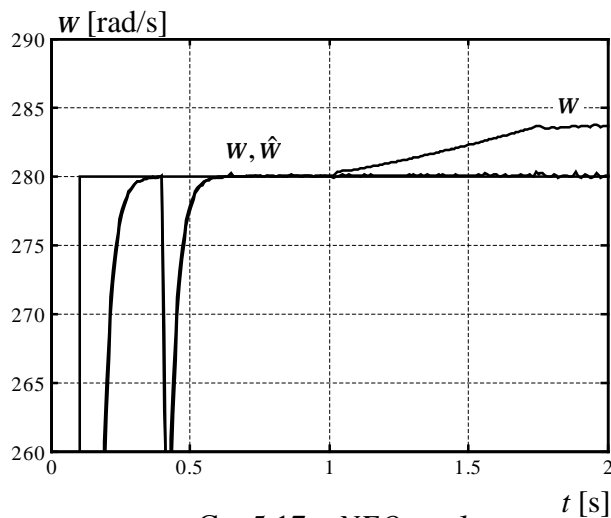
Сл. 5.17г. PLL (роторски флуks) – $m2$



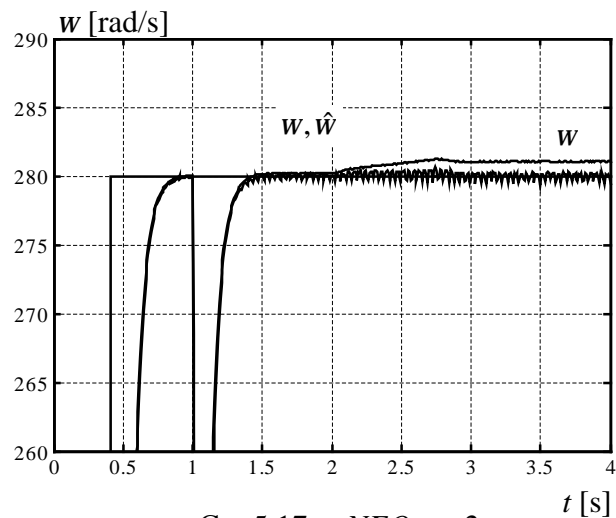
Сл. 5.17д. PLL (статорски флуks) – $m1$



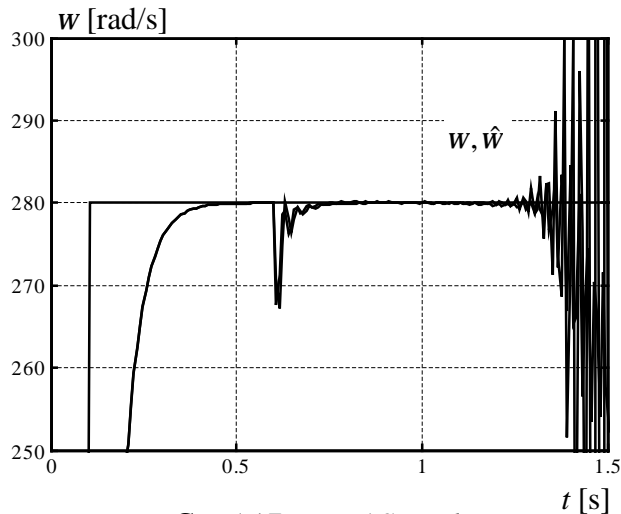
Сл. 5.17е. PLL (статорски флуks) – $m2$



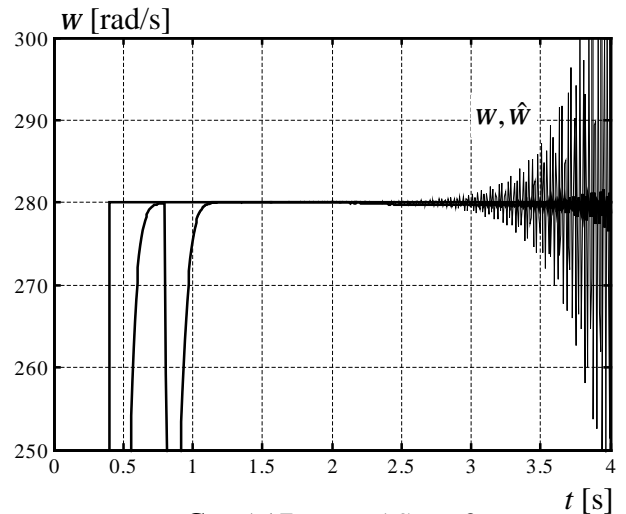
Сл. 5.17е. NFO – $m1$



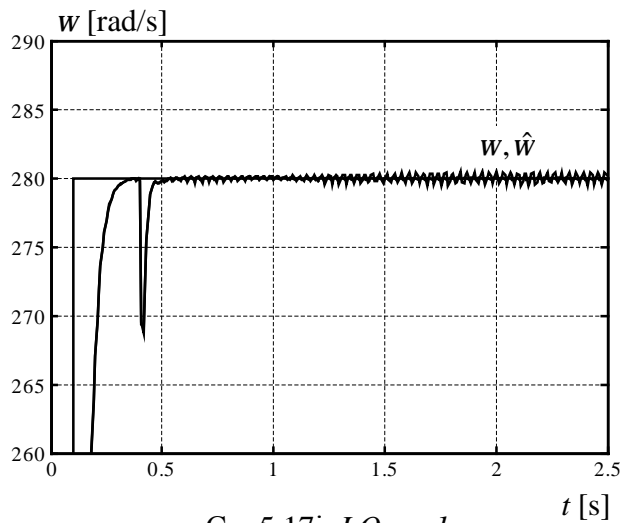
Сл. 5.17ж. NFO – $m2$



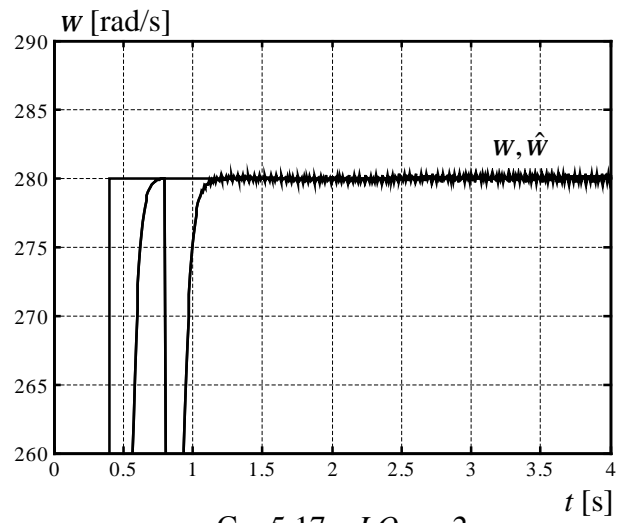
Сл. 5.17з. MRAS – m1



Сл. 5.17и. MRAS – m2

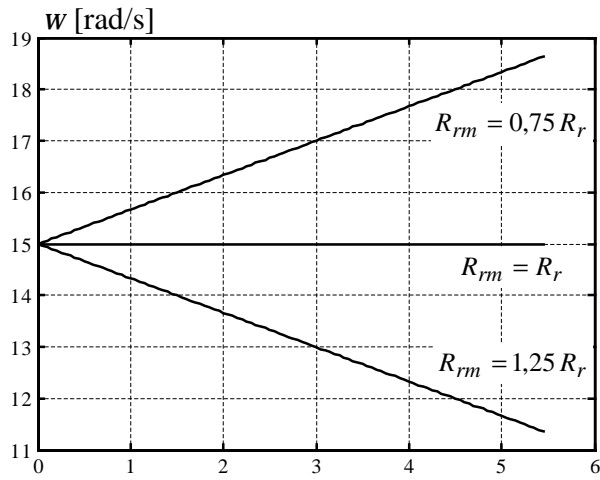


Сл. 5.17ј. LO – m1

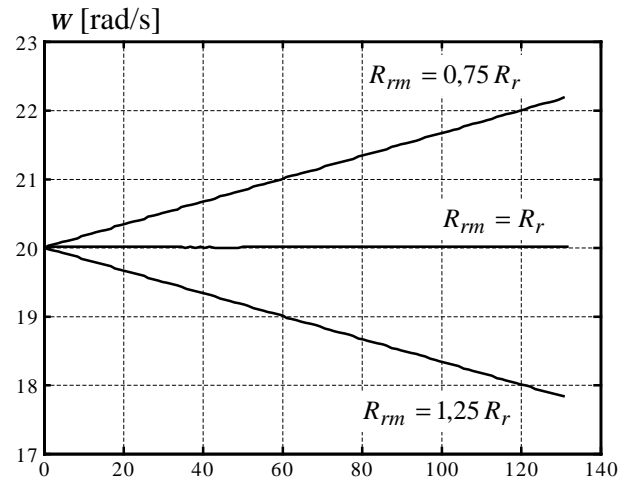


Сл. 5.17к. LO – m2

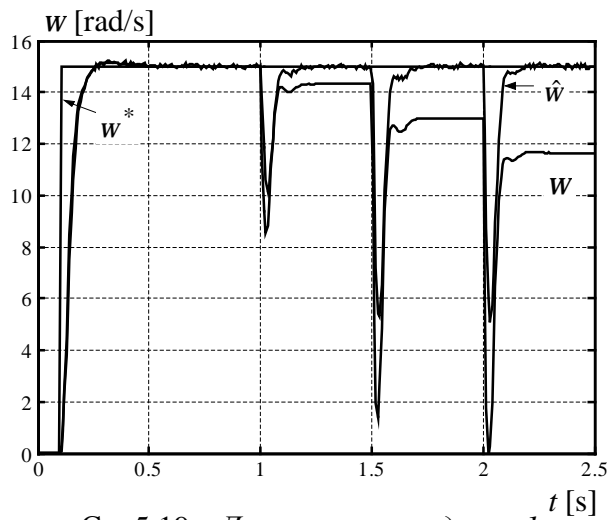
У наставку приказа резултата стационарног стања посматран је утицај непознавања тачне вредности отпора ротора. Одступање отпора ротора (роторске временске константе) у моделу естиматора и у асинхронном мотору има утицаја искључиво на естимирану брзину, тако да је од резултата добијених стационарним математичким моделом на сл. 5.18. приказана брзина за различите вредности момента оптерећења на вратилу мотора. За поређење и проверу исправности резултата стационарног модела, на сл. 5.19. приказани су резултати симулација у временском домену када се брзина естимира на различите начине, различитим естиматорима и опсерверима (који су дати у четвртном поглављу) и за задате вредности момента оптерећења на вратилу мотора. Отпор ротора је прво повећан у моделу мотора за 25% ($R_{rm} = 1,25R_r$) при старту асинхронног мотора. Мотор m1 је био неоптерећен до $t=1$ s, а оптерећен је у 1 s са 1 Nm, у 1,5 s са 3 Nm и у 2 s са 5 Nm. Мотор m2 је био неоптерећен до $t=1,5$ s, а оптерећен је у 1,5 s са 40 Nm, у 2,2 s са 80 Nm и у 3 s са 120 Nm. Референце брзине за мотор m1 и мотор m2 су 15 rad/s и 20 rad/s, респективно.



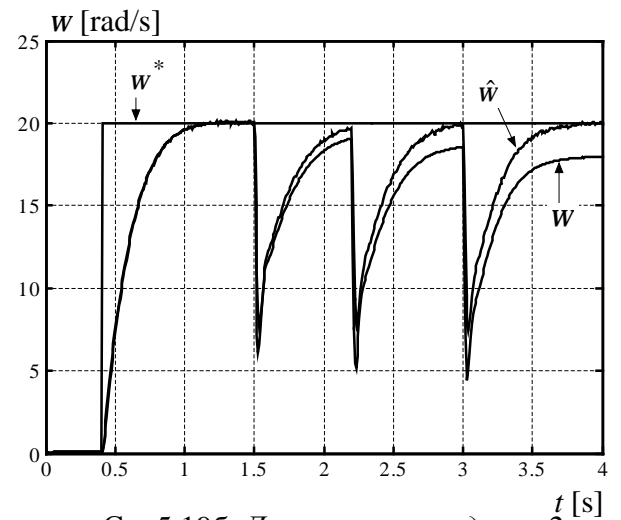
Сл. 5.18а. Брзина погона у функцији момента оптерећења мотора – $m1$



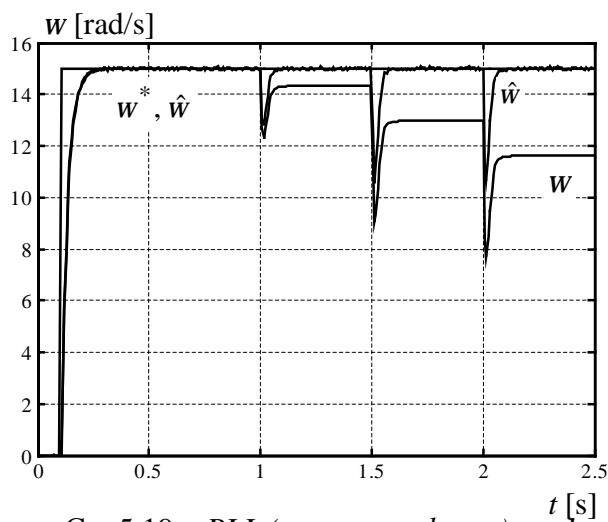
Сл. 5.18б. Брзина погона у функцији момента оптерећења мотора – $m2$



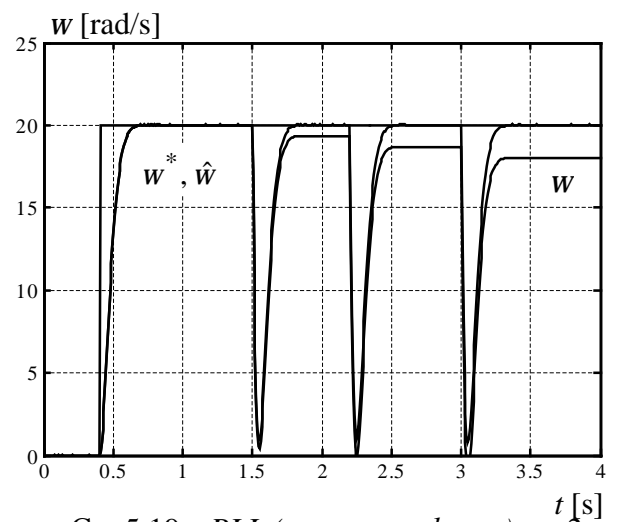
Сл. 5.19а. Директна метода – $m1$



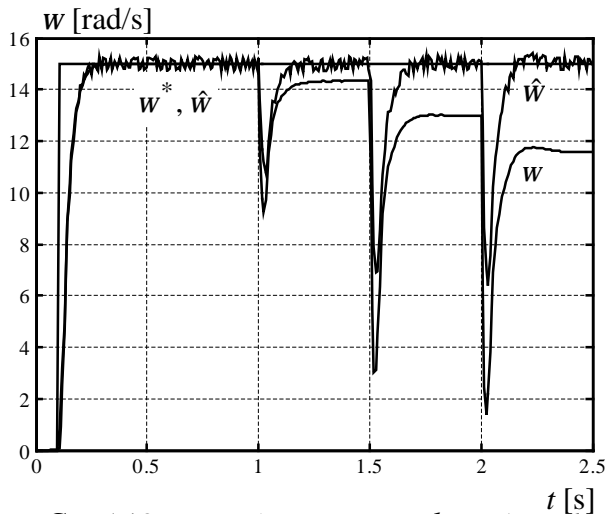
Сл. 5.19б. Директна метода – $m2$



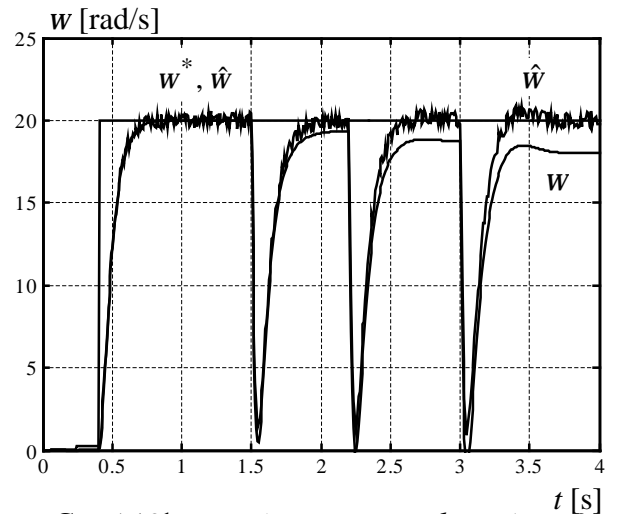
Сл. 5.19в. PLL (роторски флуks) – $m1$



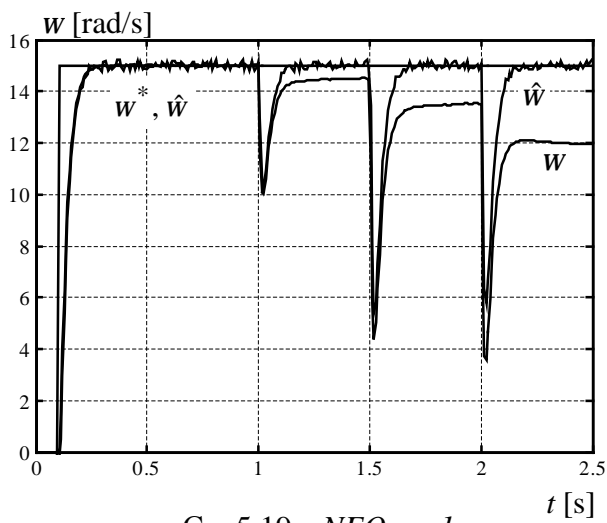
Сл. 5.19г. PLL (роторски флуks) – $m2$



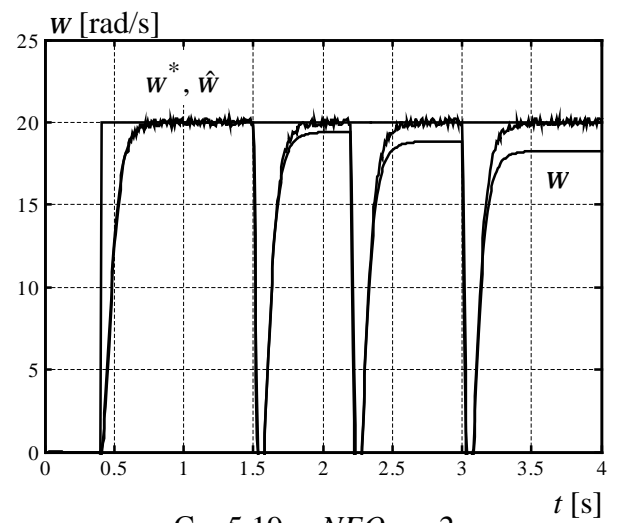
Сл. 5.19д. PLL (статорски флукс) – m1



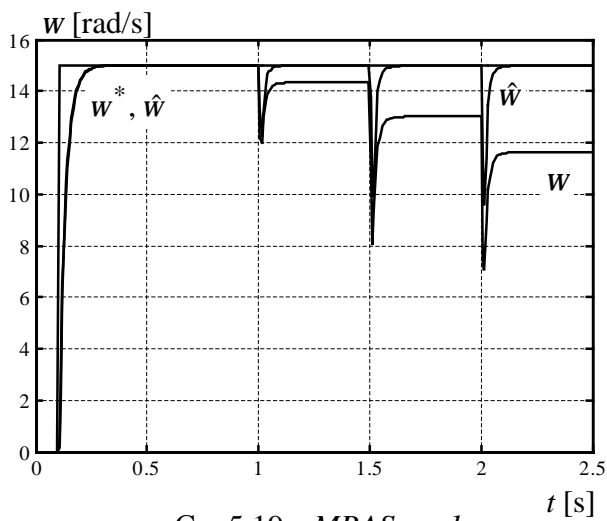
Сл. 5.19ђ. PLL (статорски флукс) – m2



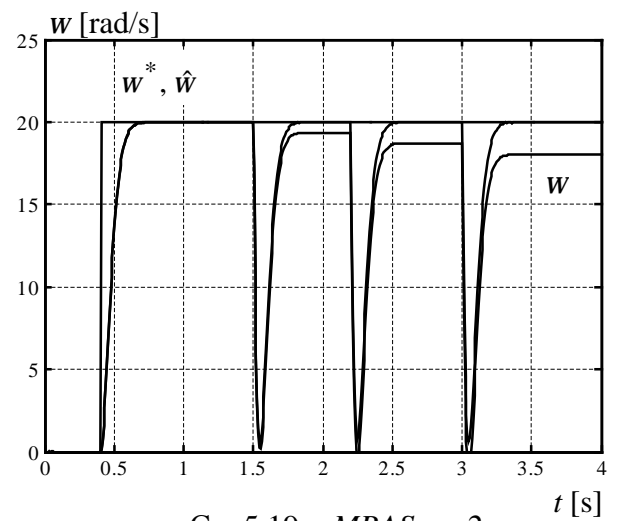
Сл. 5.19е. NFO – m1



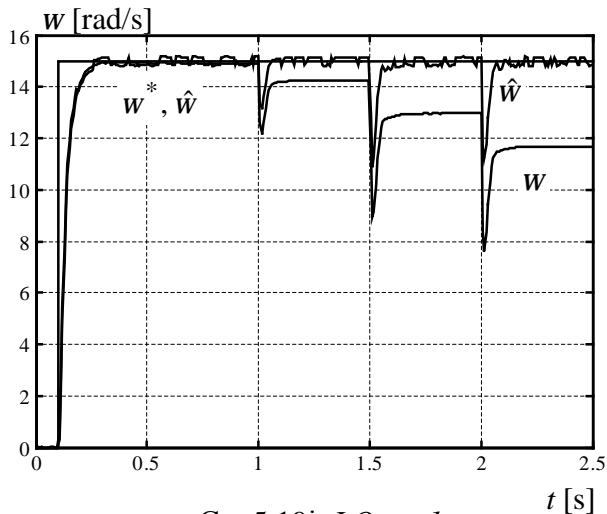
Сл. 5.19ж. NFO – m2



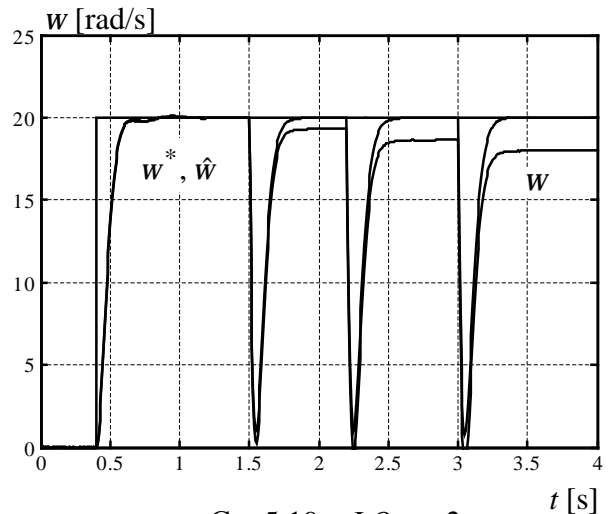
Сл. 5.19з. MRAS – m1



Сл. 5.19и. MRAS – m2

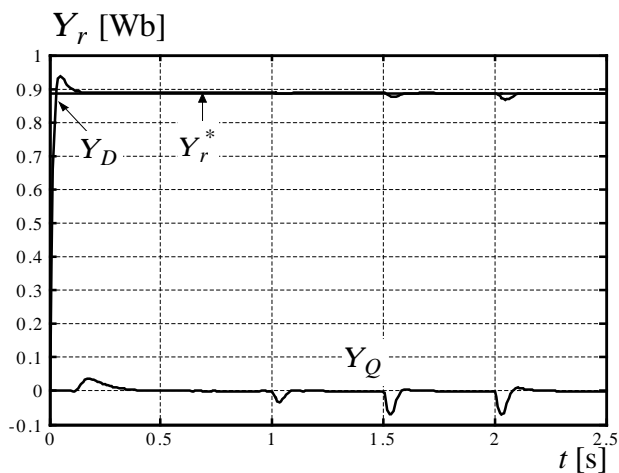


Сл. 5.19j. LO – m1

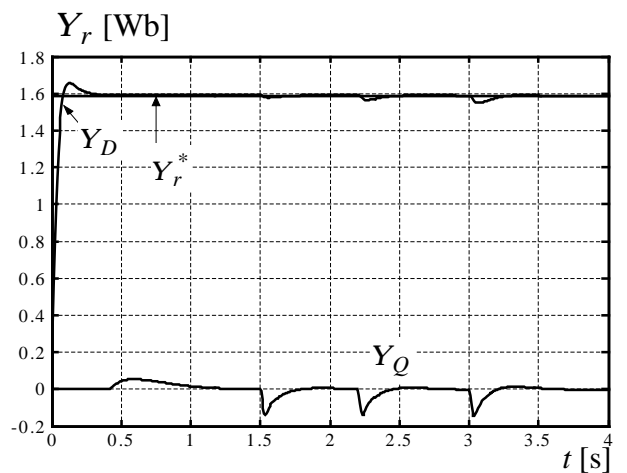


Сл. 5.19к. LO – m2

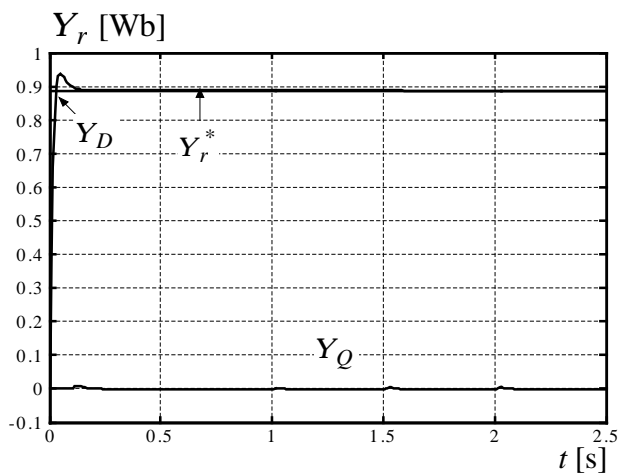
На наредним дијаграмима су приказани одзиви флукса ротора и флукса статора при повећаном отпору ротора. Сл. 5.20. показује да се флуксиви незнатно мењају услед одступања R_r што је у складу са теоретским поставкама изнетим у поглављу 3.



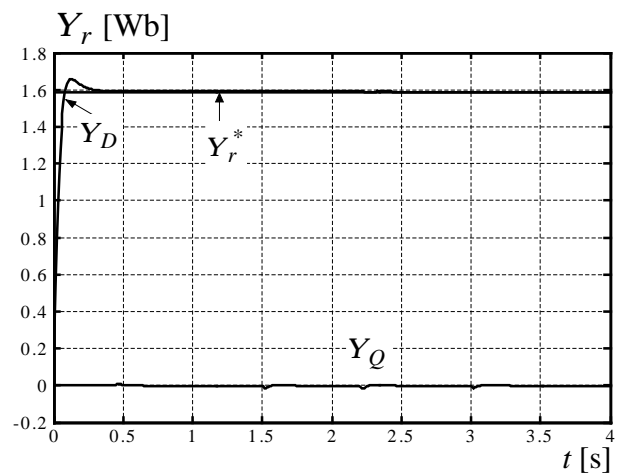
Сл. 5.20а. Директна метода – m1



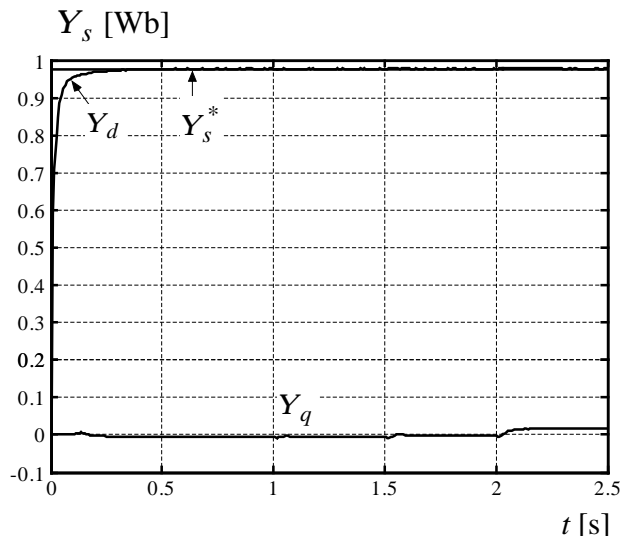
Сл. 5.20б. Директна метода – m2



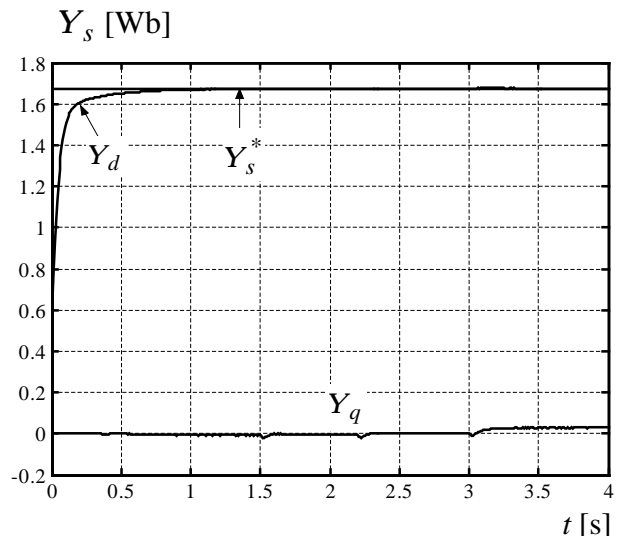
Сл. 5.20в. PLL (роторски флукс) – m1



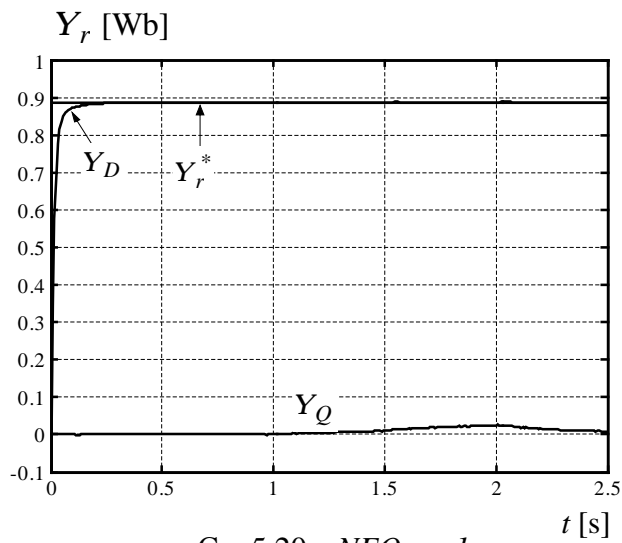
Сл. 5.20г. PLL (роторски флукс) – m2



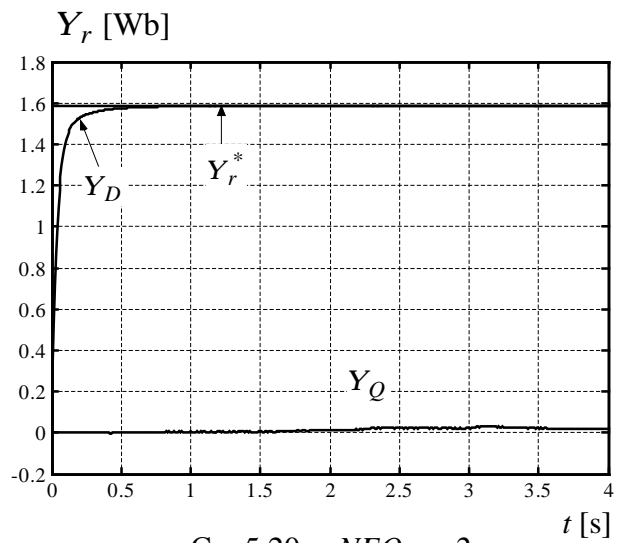
Сл. 5.20д. PLL (статорски флуks) – $m1$



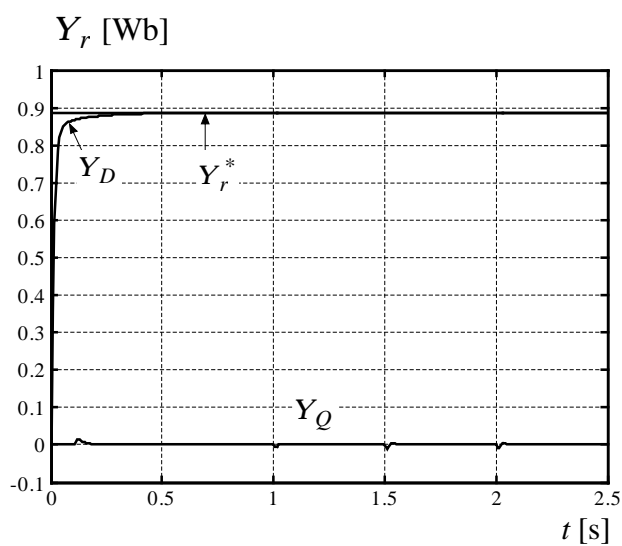
Сл. 5.20ђ. PLL (статорски флуks) – $m2$



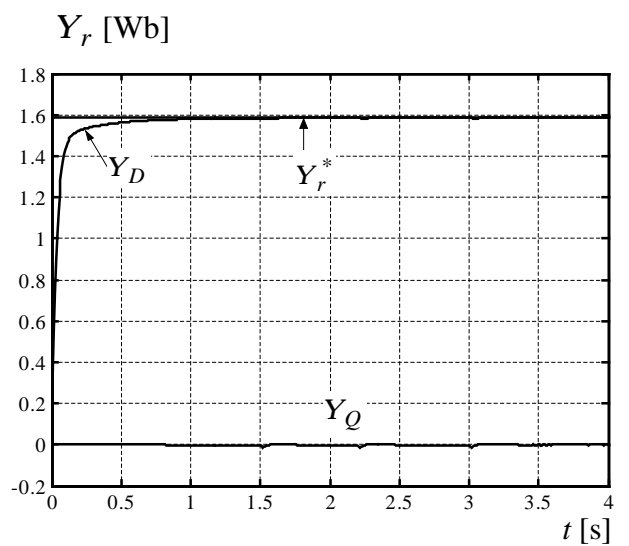
Сл. 5.20е. NFO – $m1$



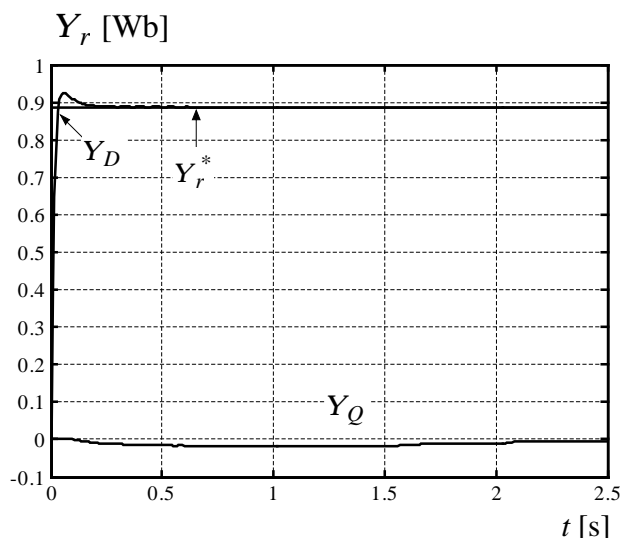
Сл. 5.20ж. NFO – $m2$



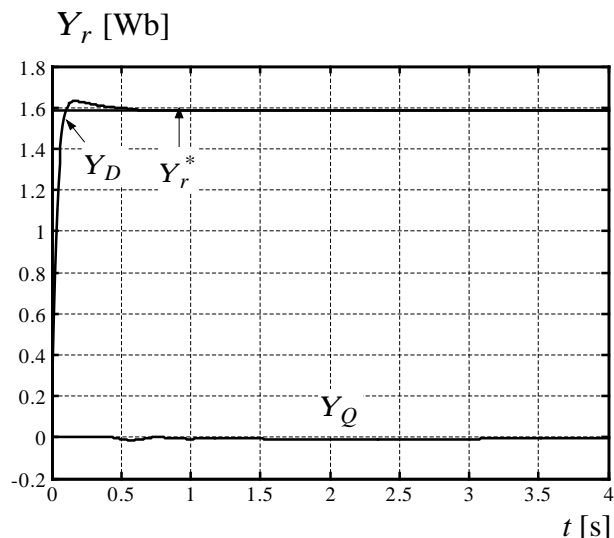
Сл. 5.20з. MRAS – $m1$



Сл. 5.20и. MRAS – $m2$



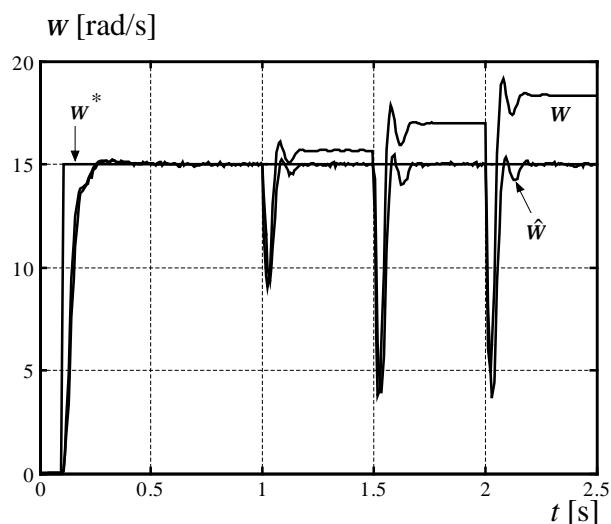
Сл. 5.20ј. $LO - m1$



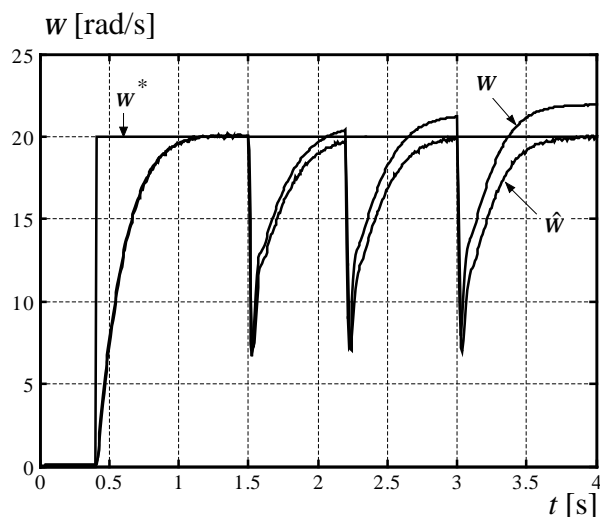
Сл. 5.20к. $LO - m2$

Слагање резултата са сл. 5.18. и сл. 5.19а–к. је одлично. Грешка у познавању отпора ротора од 25 %, односно грешка у роторској временској константи, у погону векторски управљаног асинхроног мотора без давача на вратилу, практично не утиче на оријентацију вектора флуksа ротора и статора, као што показују резултати приказани на сл. 5.20. и што је у складу са тврђењем представљеним у [11].

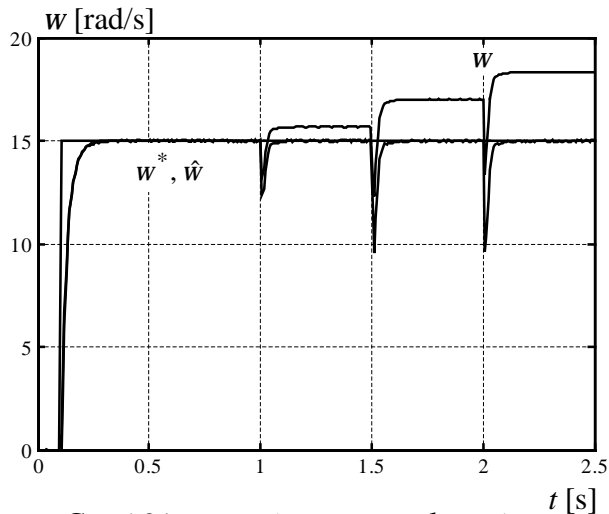
Уколико се у посматраном погону моделује смањење отпорности ротора за 25% ($R_{rm} = 0,75R_r$), брзина показује следећу временску зависност при истим вредностима оптерећења вратила. На сл. 5.21. приказани су одзиви брзине за различите конфигурације погона. Могу се запазити велике сличности у изгледу облика брзина са сл. 5.21. и сл. 5.19. што указује на линеарну зависност промене брзине у функцији момента оптерећења мотора. Слично као и раније, мотор $m1$ је био неоптерећен до $t = 1$ s, а оптерећен је у 1 s са 1 Nm, у 1,5 s са 3 Nm и у 2 s са 5 Nm. Мотор $m2$ је био неоптерећен до $t = 1,5$ s, а оптерећен је у 1,5 s са 40 Nm, у 2,2 s са 80 Nm и у 3 s са 120 Nm. Референце брзине за мотор $m1$ и мотор $m2$ су 15 rad/s и 20 rad/s, респективно.



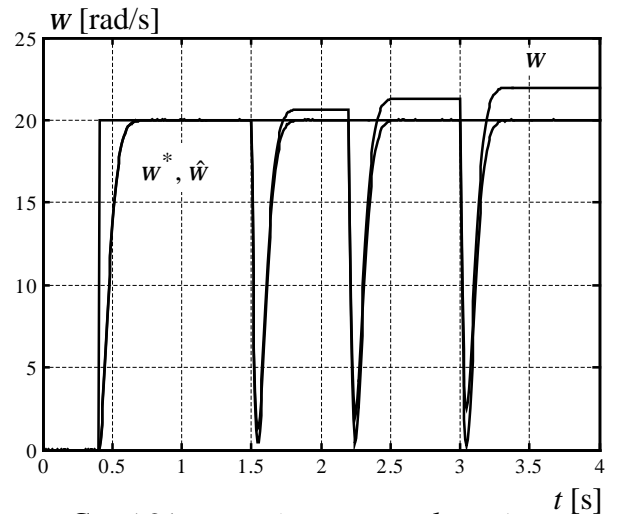
Сл 5.21а. Директна метода – $m1$



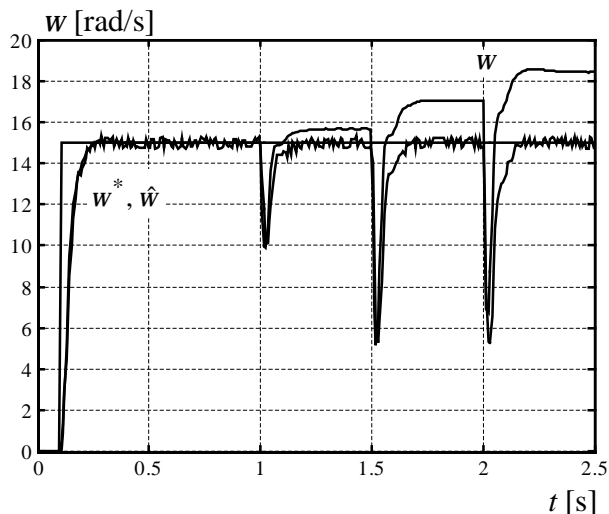
Сл. 5.21б. Директна метода – $m2$



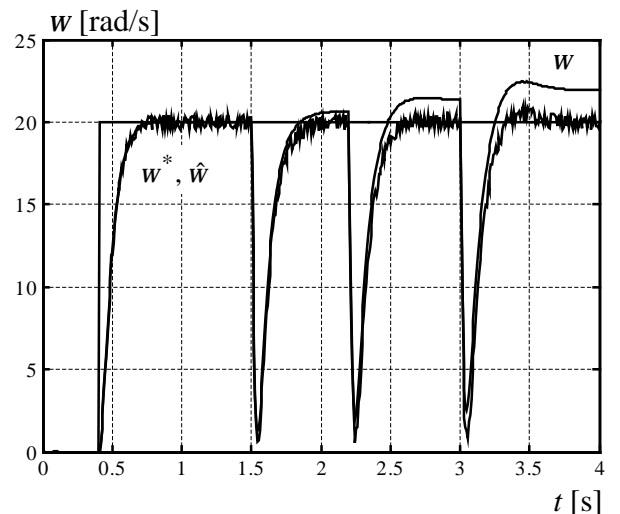
Сл. 5.21в. PLL (роторски флуks) – $m1$



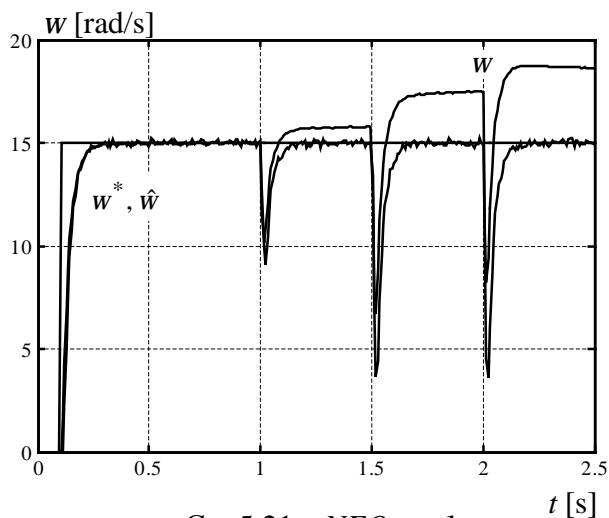
Сл. 5.21г. PLL (роторски флуks) – $m2$



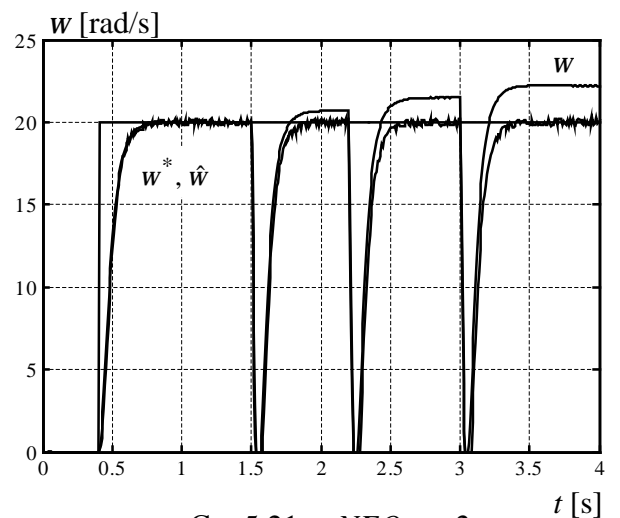
Сл. 5.21д. PLL (статорски флуks) – $m1$



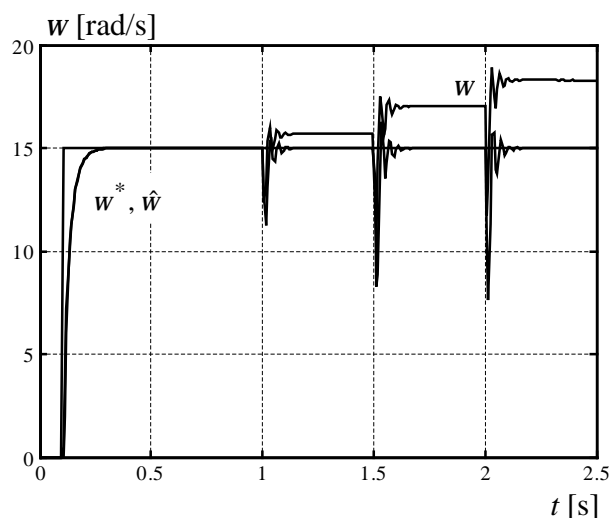
Сл. 5.21е. PLL (статорски флуks) – $m2$



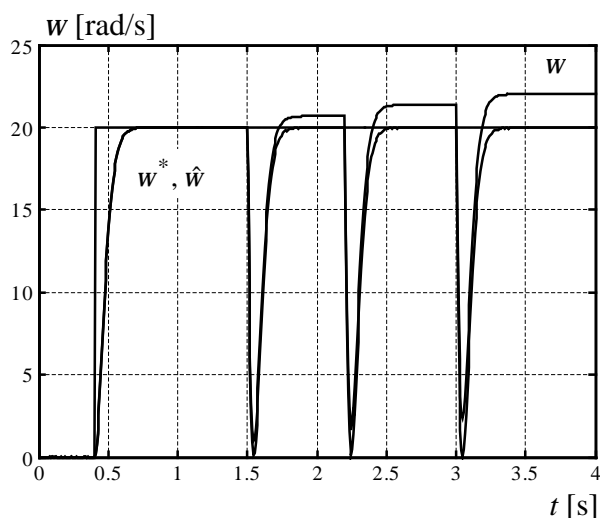
Сл. 5.21е. NFO – $m1$



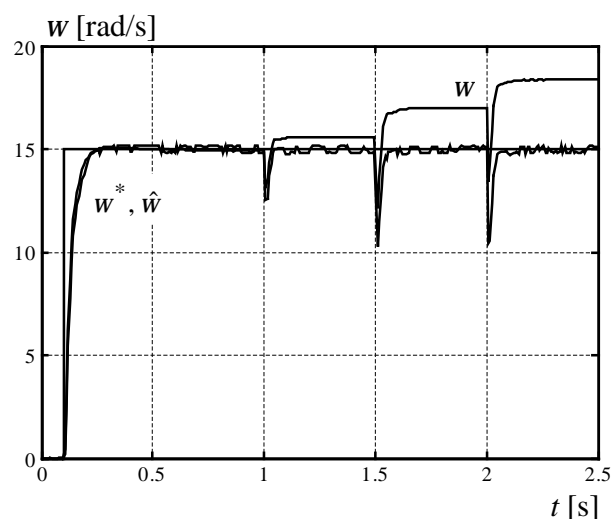
Сл. 5.21ж. NFO – $m2$



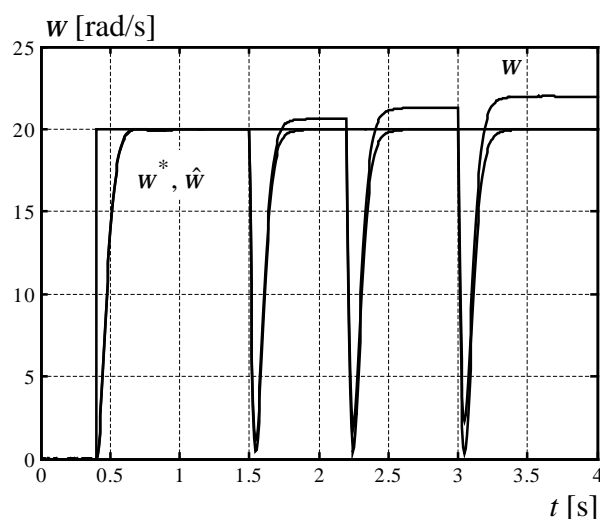
Сл. 5.21з. MRAS – m1



Сл. 5.21и. MRAS – m2

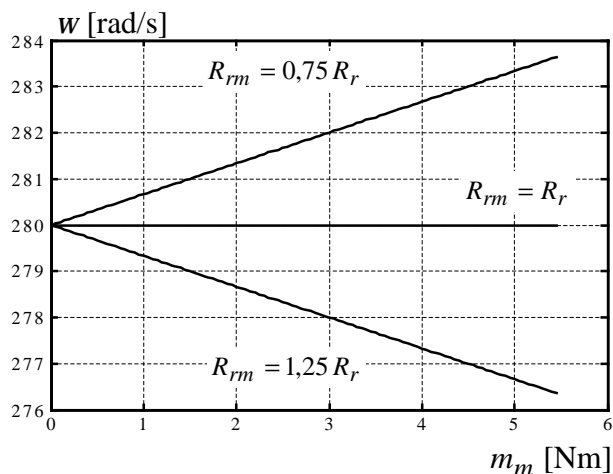


Сл. 5.21ј. LO – m1

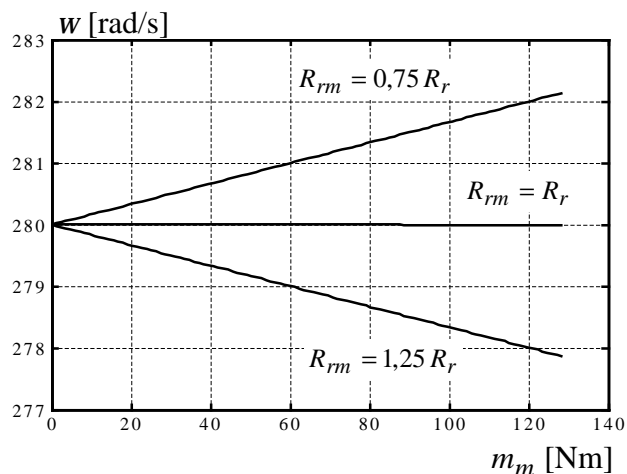


Сл. 5.21к. LO – m2

Резултати добијени стационарним математичким моделом за велике брзине погона приказани су на сл. 5.22. Будући да наведени дијаграми показују велику сличност са дијаграмима приказаним на сл. 5.18., може се сигурно очекивати и велико слагање резултата транзијентне анализе.



Сл. 5.22а. Брзина погона у функцији момента оптерећења мотора – m1



Сл. 5.22б. Брзина погона у функцији момента оптерећења мотора – m2

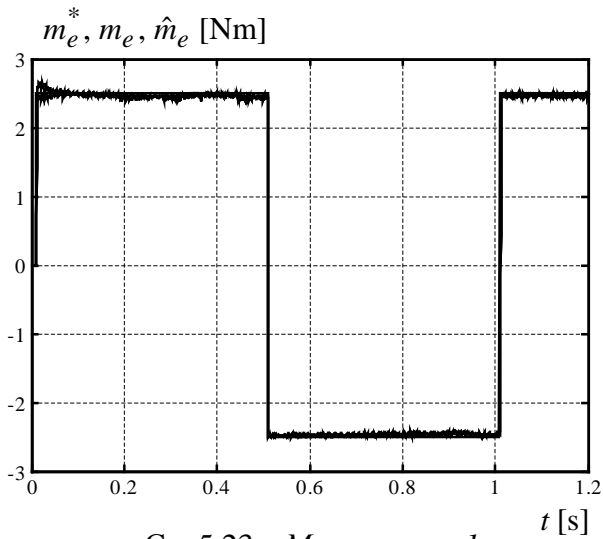
5.2. Одступање отпорности статора и ротора у погону са директним контролом момента

Директна контрола момента захтева естимацију појединих величина да би се реализовао алгоритам који омогућава брз одзив флуksа и момента. Током рада погона и овде долази до одступања између вредности параметара у мотору и вредности параметара усвојених приликом пројектовања естиматора и опсервера. У наредном делу приказани су резултати истраживања утицаја непознавања тачне вредности отпора статора и отпора ротора на остварену брзину и момент у погону са асинхроним мотором и директним управљањем моментом. Извршене су симулације за два мотора и дати су упоредни резултати, као раније код векторског управљања, а примењена је регулациона структура са сл. 4.21. У истраживањима је употребљен алгоритам директног управљања моментом код кога се једнозначно одређују вектори напона статора и који значајно смањује таласност момента и флуksа, а који је детаљно описан у делу 4.6.

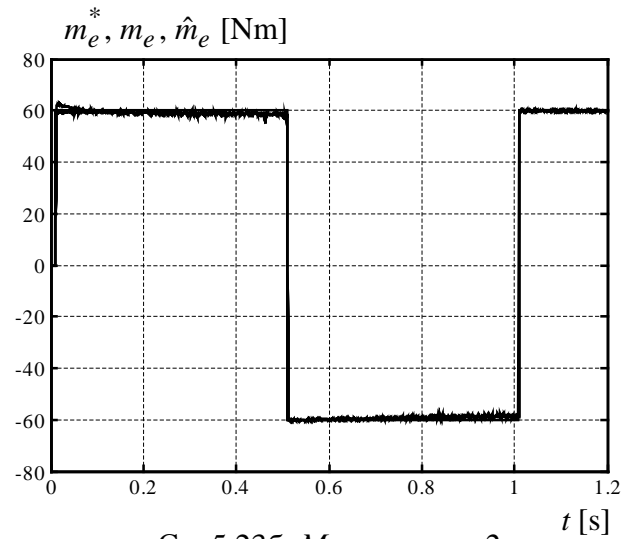
За одређивање синхроне брзине у погону са асинхроним мотором и директним управљањем моментом искоришћена је директна метода естимације. Роторски флуks је естимиран струјним естиматором, а неопходна информација о брзини обртања је добијена из *MRAS* опсервера. Струјни естиматор је искоришћен и за естимацију вектора флуksа статора док је електромагнетни момент добијен из израза (3.17а).

На наредним дијаграмима представљени су утицаји одступања отпорности статора на брзину обртања вратила мотора и остварени момент у мотору. Будући да је примењена конфигурација са сл. 4.21., није затворена повратна спрега по брзини стога се директно задају референтне вредности за момент и флуks. Референтни момент је четвртасти сигнал периоде $T = 1$ s, и амплитуде 2,5 Nm за мотор м1 односно 60 Nm за мотор м2, док је референца флуksа номинална вредност флуksа статора која за мотор м1 износи 0,977282 Wb, а за мотор м2 1,6741 Wb. У тренутку $t_1 = 0,5$ s мотор м1 се оптерети моментом од 2,5 Nm и то оптерећење траје до краја друге полупериоде, дакле до $t_2 = 1$ s. Исти тренуци оптерећења и растерећења важе и за мотор м2 али се он оптерећује и растерећује моментом од 60 Nm. Укупни момент инерције мотора и оптерећења у погону износио је 1 kgm^2 за мотор м1, и 5 kgm^2 , за мотор м2.

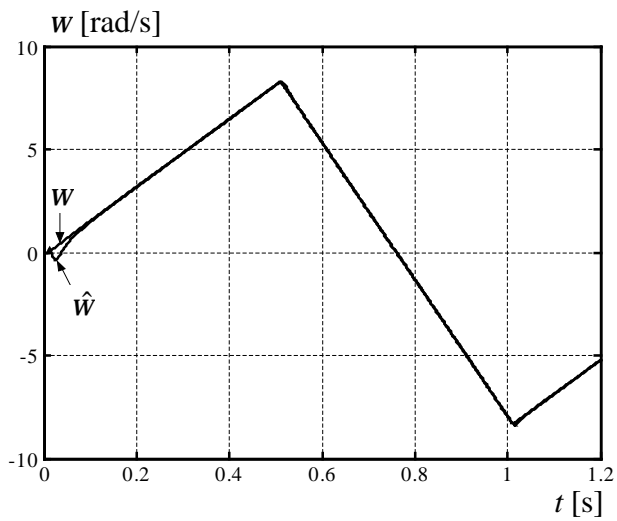
На сликама 5.23а,б. приказани су референтни (m_e^*), остварени (m_e) и естимирани (\hat{m}_e) момент када није узето у обзир одступање параметара у мотору. Ради комплетности и прегледности ова два графика су стављена и на овом месту. Изузетно слагање естимиране и стварне брзине мотора се може уочити на сл. 5.23в,г. у случају да не постоји одступање параметара. Међутим, уколико се повећа отпорност статора за 25 % што се често дешава у пракси, слагање естимиране и стварне брзине не постоји што је лако уочљиво на сл. 5.24в,г. Како повећана отпорност статора утиче на остварени електромагнетни момент приказано је на сл. 5.24а,б. Смањење отпорности статора за 20 % утиче на рад погона са директним управљањем моментом, на начин како је приказано на сл. 5.25. Изобличења сигнала момента и брзине, која се могу видети на сл. 5.25., су веома изражена што се и могло очекивати због примењених начина естимације флуksа и синхроне брзине.



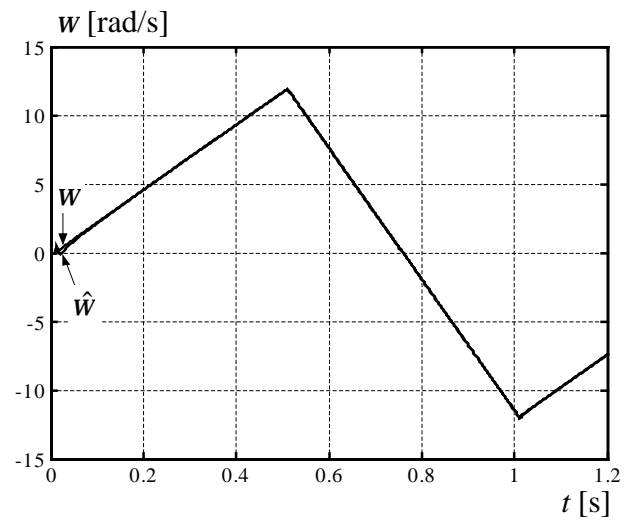
Сл. 5.23а. Моменти - м1



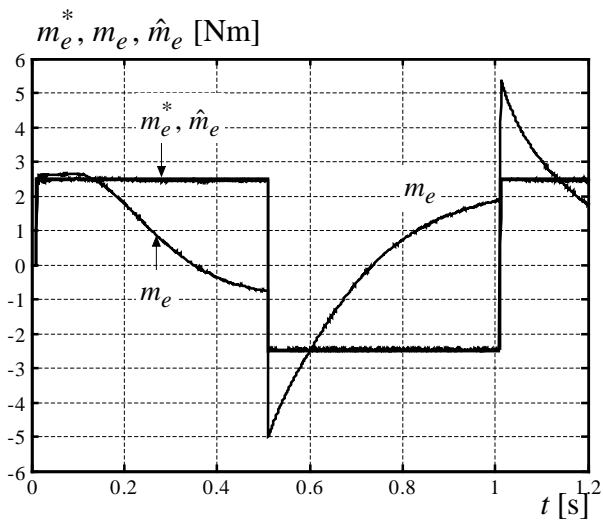
Сл. 5.23б. Моменти - м2



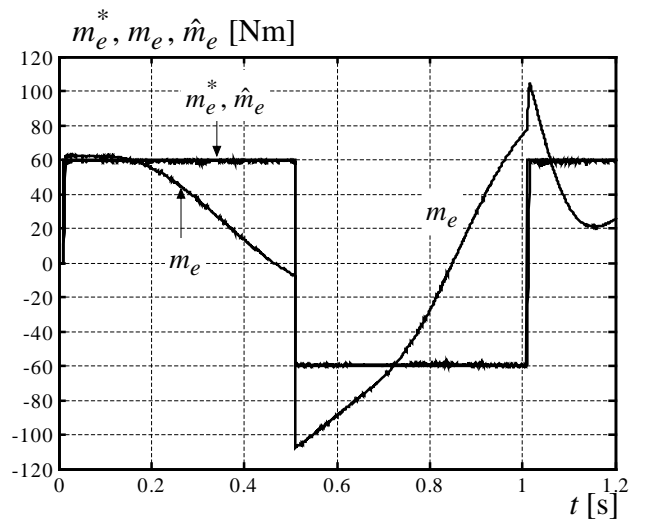
Сл. 5.23в. Брзине - м1



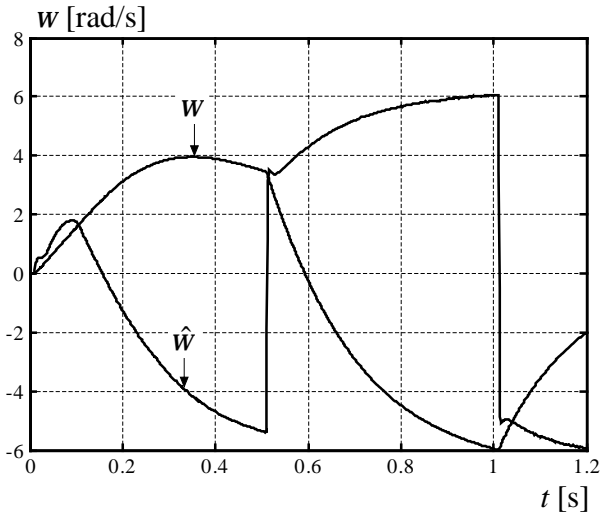
Сл. 5.23г. Брзине - м2



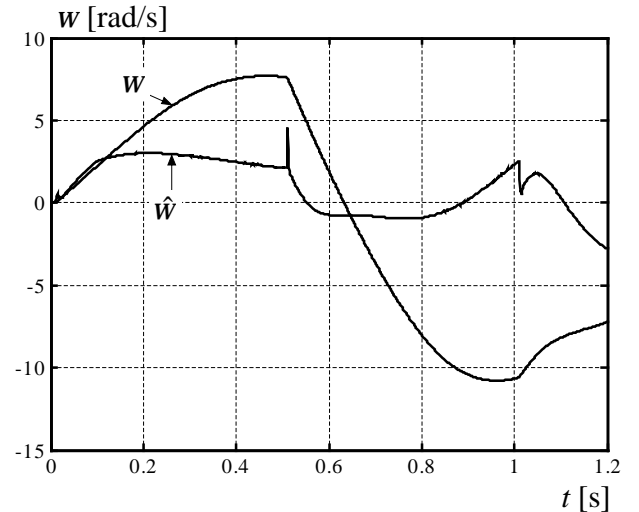
Сл. 5.24а. Моменти - м1; $R_{sm} = 1,25R_s$



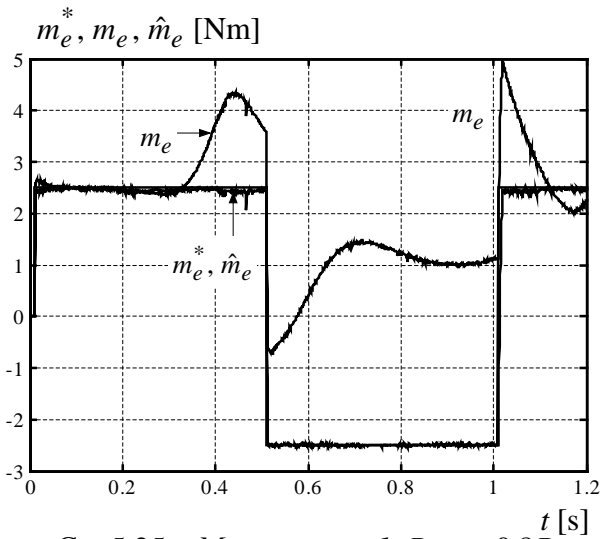
Сл. 5.24б. Моменти - м2; $R_{sm} = 1,25R_s$



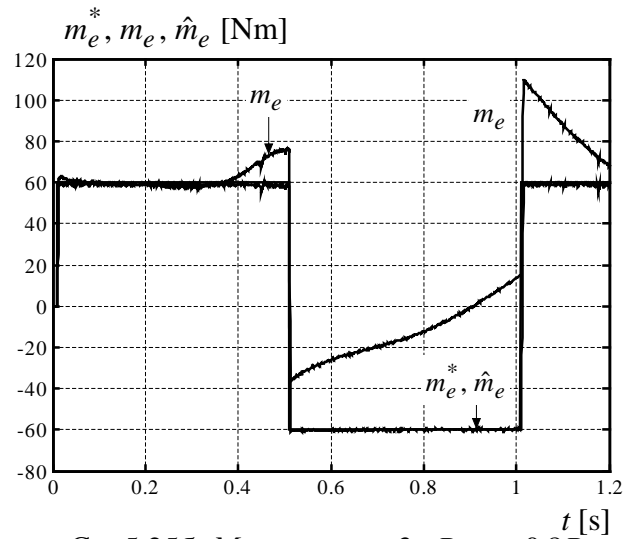
Сл. 5.24в. Брзине – $m1$; $R_{sm} = 1,25R_s$



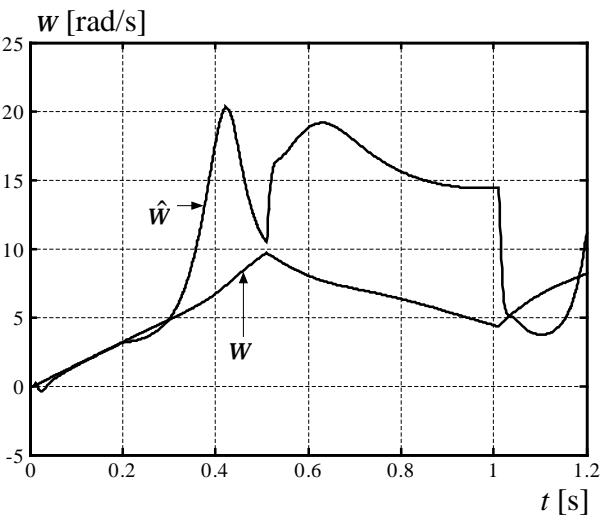
Сл. 5.24г. Брзине – $m2$; $R_{sm} = 1,25R_s$



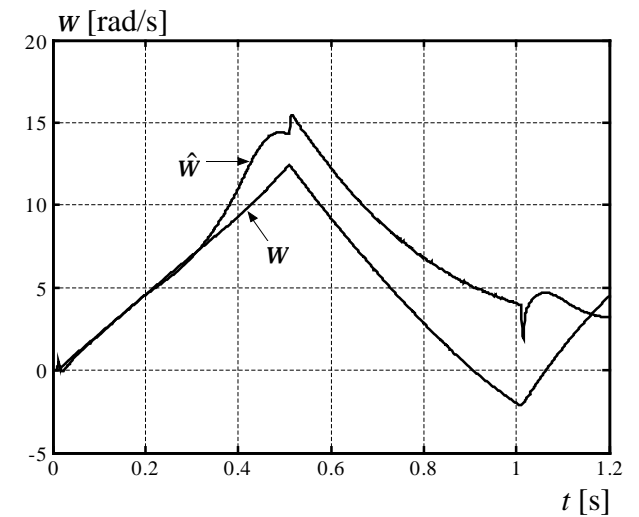
Сл. 5.25а. Моменти - $m1$; $R_{sm} = 0,8R_s$



Сл. 5.25б. Моменти – $m2$; $R_{sm} = 0,8R_s$

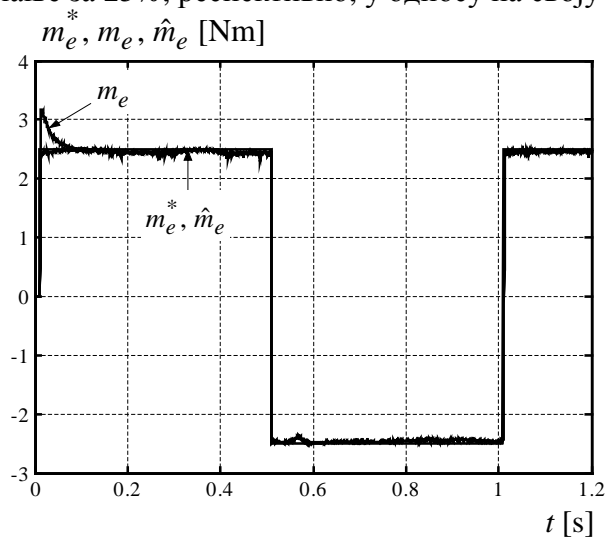


Сл. 5.25в. Брзине – $m1$; $R_{sm} = 0,8R_s$

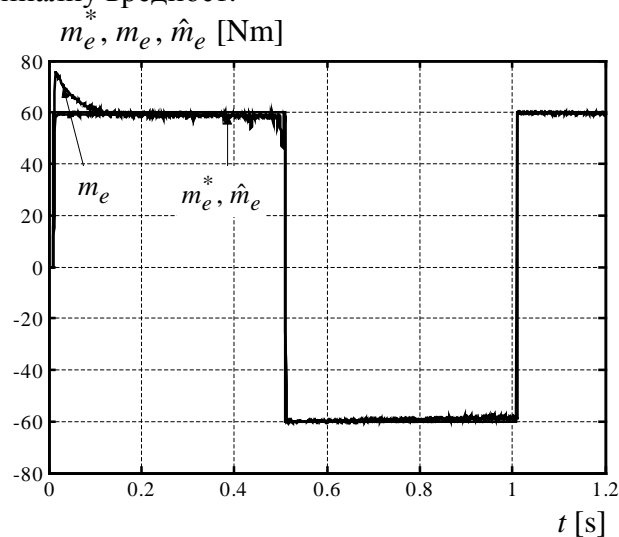


Сл. 5.25г. Брзине – $m2$; $R_{sm} = 0,8R_s$

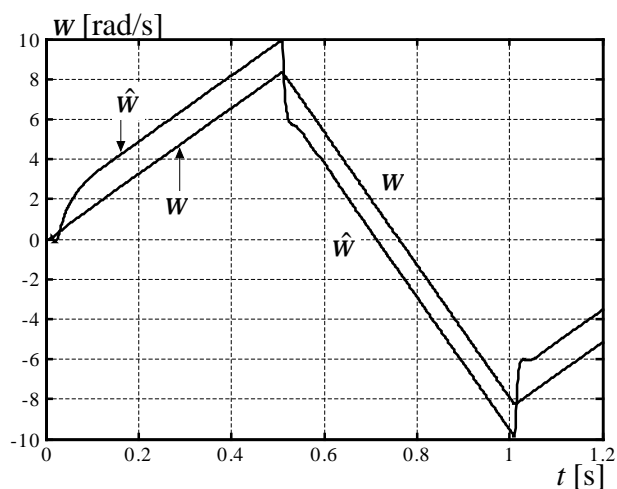
Непознавање тачне вредности роторске временске константе, односно отпорности ротора, има мањи утицај на брзину обртања и момент у мотору. На сл. 5.26. и сл. 5.27. приказани су резултати симулација погона са асинхроним мотором код кога је R_r веће и мање за 25%, респективно, у односу на своју номиналну вредност.



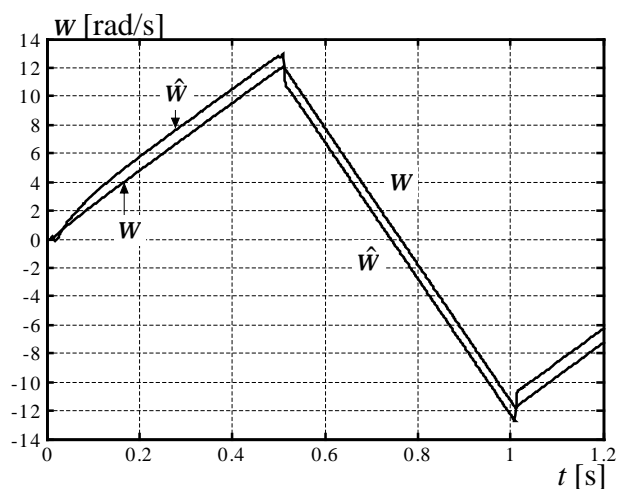
Сл. 5.26а. Моменти - $m1$; $R_{rm} = 1,25R_r$



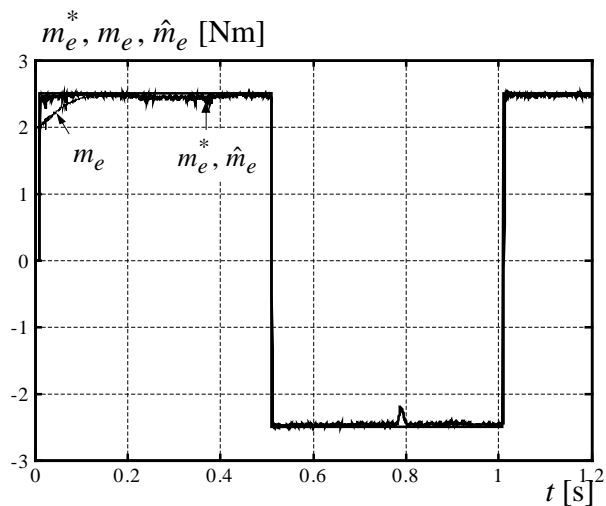
Сл. 5.26б. Моменти - $m2$; $R_{rm} = 1,25R_r$



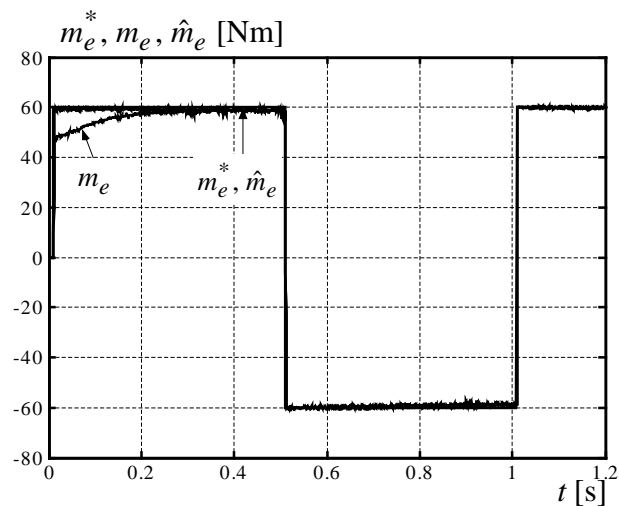
Сл. 5.26в. Брзине - $m1$; $R_{rm} = 1,25R_r$



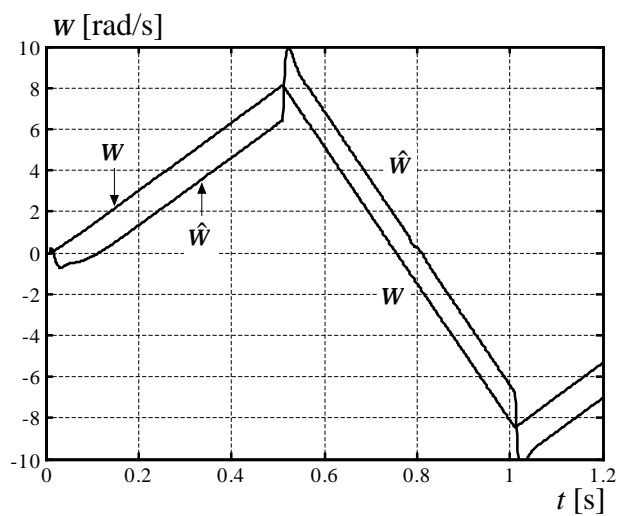
Сл. 5.26г. Брзине - $m2$; $R_{rm} = 1,25R_r$



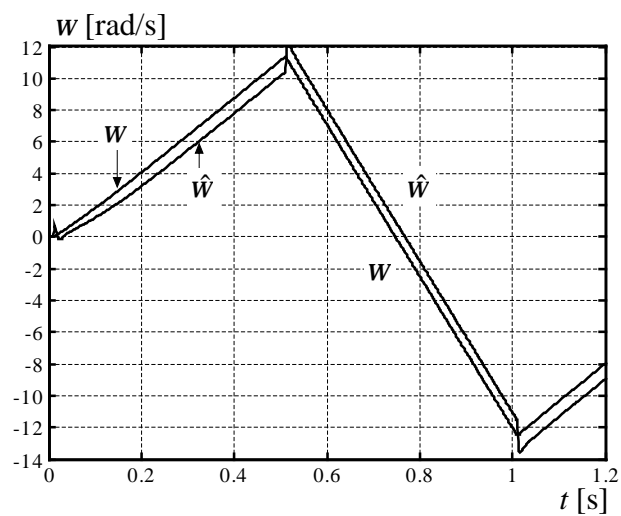
Сл. 5.27а. Моменти - $m1$; $R_{rm} = 0,75R_r$



Сл. 5.27б. Моменти - $m2$; $R_{rm} = 0,75R_r$



Сл. 5.27в. Брзине – м1; $R_{rm} = 0,75R_r$



Сл. 5.27б. Брзине – м2; $R_{rm} = 0,75R_r$

6. Нове методе за векторско управљање асинхроним мотором

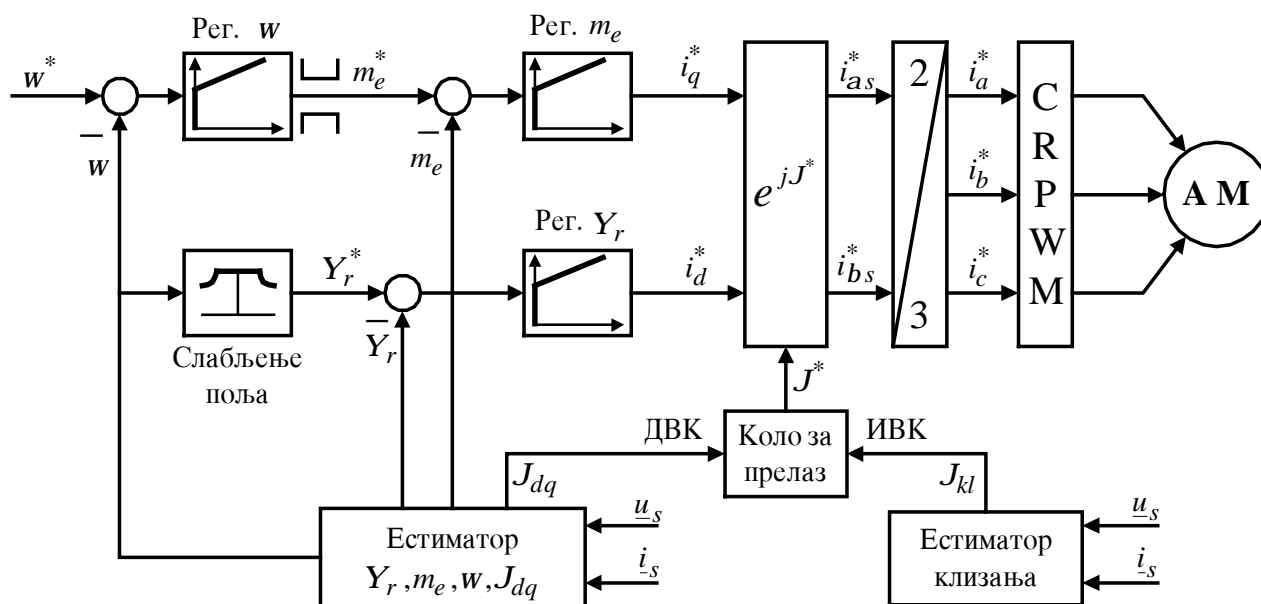
Постизање високо квалитетне контроле момента и флукса, у применама које захтевају рад и на малим и на великим брзинама, је доста тешко употребом постојећих начина векторске контроле. У поглављу 3. било је речи о два основна типа векторске контроле, индиректној и директној, и било је указано на предности и мане који постоје код оба начина управљања. Индиректна векторска контрола (ИВК) користи сензор (обично енкодер или ризолвер) на вратилу мотора те зависи од сигнала брзине у целом опсегу брзина, нарочито при нултој брзини. Непознавање тачних вредности параметара у моделу мотора које користи контролер, поготово при управљању машинама са великим степеном искоришћења на великим брзинама где се примењује слабљење поља, доводи до смањења перформанси погона.

Код директне векторске контроле (ДВК) се естимира роторски или статорски флуks и после одређује синхрона брзина обртања на релативно једноставан начин, односно мерењем терминалних напона и струја. Ова метода управљања даје одличне резултате на великим брзинама, јер се флуks може тачно естимирати будући да контра електромоторна сила индукована у мотору доминира над измереним терминалним напонем статорских намота. Међутим, на малим брзинама (типично испод 5 % номиналне брзине) пад напона на отпору статора постаје значајан што узрокује осетљивост естимације флуksа на промене статорског отпора. Због те осетљивости и инхерентног проблема интеграције на малим учестаностима (постојање једносмерне компоненте, dc – офсет), директна векторска контрола, генерално, није погодна за постизање високих динамичких перформанси на малим брзинама, укључујући нулту.

Проблеми који се односе на естимацију брзине, затим естимацију флуksа и варијацију појединих параметара, предмет су истраживања многих аутора и о њима је било раније речи. Veres и Vranka уводе модификовану шему индиректне векторске контроле у којој не постоји сензор брзине односно положаја [75]. Управљачке величине у предложеној индиректној контроли су амплитуда и положај вектора статорских струја у синхронно ротирајућем координатном систему. Нова метода управљања струјама у асинхронном мотору подразумева да се угаоном брзином и амплитудом струјног вектора може управљати у сваком тренутку преко две напонске компоненте, једном која је у фази са вектором струје, и другом која је управна на њега. У оваквом решењу проблема индиректног управљања, ПИ регулатори баратају са једносмерним величинама и, може се сликовито рећи, ротирају заједно са вектором статорских струја. Последица тога је да не постоји потреба за информацијом о положају роторског флуksа ради остварења управљања струјама. На овај начин је реализовано ново ефикасно индиректно управљање асинхроним мотором са побољшаним радом у критичној области малих брзина, без давача на вратилу мотора. И поред потребе за диференцирањем појединих сигнала у систему, резултати експеримената у [75] су показали значајно побољшање рада погона са ИВК без сензора на вратилу у области малих брзина, у односу на погоне са директним векторским управљањем.

облицима струја мотора i_d и i_q , а самим тим и у таласном облику момента и брзине обртања. Од великог значаја је замена таквог наглог начина преласка са једног типа контроле на други, постепеним преласком. На сл. 6.2. представљена је једна од могућих побољшаних конфигурација код које је уместо прекидача, за прелаз између два начина векторског управљања, употребљено специјално коло за прелаз. У овом систему примењена је оријентација у односу на вектор флуksа статора али је векторски управљани асинхрони мотор струјно напајан.

Део означен на сл. 6.2. са “Коло за прелаз”, представља уређај који омогућава линеаран прелаз између две врсте контроле, а не нагли који се дешава ако се употреби прекидач приказан на сл. 6.1. Коло за прелаз обезбеђује постепени линеаран прелаз са индиректне на директну векторску контролу и обрнуто, при чему је могуће унапред задати тренутак када прелаз започиње и када се завршава, затим је могуће дефинисати жељену стрмину прелаза, независно при убрзању односно успорењу посматраног мотора. Поред описане оријентације у односу на вектор флуksа статора, могуће је реализовати и погон са оријентацијом у односу на вектор флуksа ротора и примењеним новим начином управљања. Нова топологија погона је приказана на сл. 6.3. и може се уочити да је разлика између две топологије само у другачијој врсти естиматора флуksа (код једне за статор, а код друге за ротор) и постојању струје распрезања, i_{dq} .



Сл. 6.3. Струјно напајани асинхрони мотор са оријентацијом према флуksу ротора и могућношћу директног и индиректног векторског управљања.

Извршене су симулације рада погона са асинхроним мотором са могућношћу директног и индиректног управљања и конфигурацијама приказаним на сл. 6.2 и сл. 6.3. Флуks статора, потребан за затварање повратне спреге, је током симулација одређиван на основу мерених струја и напона статора на следећи начин:

$$\underline{Y}_s = \int (\underline{u}_s - R_s \underline{i}_s) dt = Y_{as} + jY_{bs}. \quad (4.4)$$

Повратна спрега по моменту је остваривана преко електромагнетног момента естимираног на следећи начин:

$$m_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (i_{bs} Y_{ar} - i_{as} Y_{br}). \quad (3.176)$$

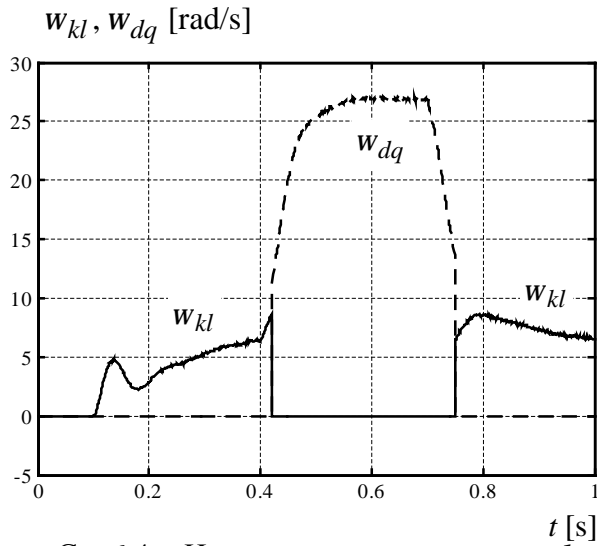
Да би се момент могао израчунати из (3.176), потребно је знати флукс ротора који је естимиран струјним естиматором, чији излаз затвара и петљу по роторском флуксу:

$$\frac{dY_r}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_s - \left(\frac{1}{T_r} - j\omega \right) Y_r. \quad (3.16)$$

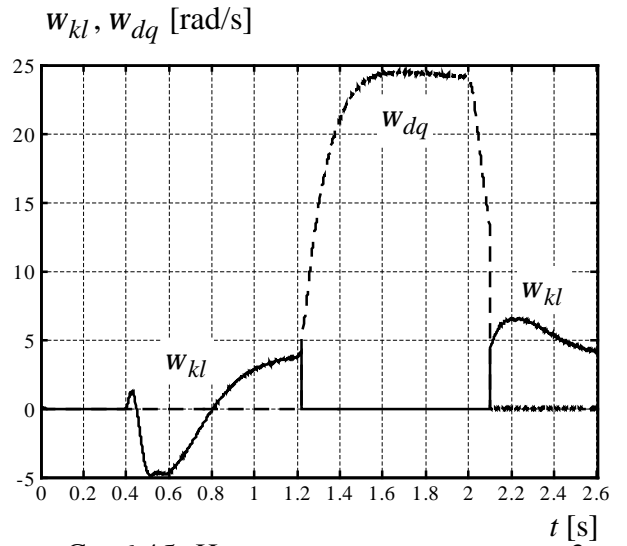
За одређивање положаја синхронно ротирајућег координатног система и брзине обртања ротора, примењене су различите методе описане у поглављу 4. Резултати су дати упоредо за два асинхрона мотора, као и приликом ранијих симулација. Прво је мотор у стању мировања оптерећен са 50 % номиналног момента а потом је посматрано убрзање мотора до референце од 20 rad/s и, после извесног времена, успорење до нуле.

На дијаграмима који следе, приказане су промене у времену учестаности клизања и синхроне брзине у случају наглог и постепеног (линеарног) преласка са индиректне на директну контролу и обрнуто. Мотор м1 је оптерећен у тренутку $t=0,1$ s а референца брзине је задата у $t=0,4$ s; за мотор м2 оптерећење наступа у $t=0,4$ s, а референтна брзина се задаје у $t=1,2$ s. Команда од 0 rad/s се задаје у $t=0,7$ s и $t=2$ s, за мотор м1 и мотор м2, респективно. Тренутак укључивања линеарног прелаза, при убрзању и при успорењу, је могуће подешавати, а његово трајање зависи од задате стрмине прелаза. Код мотора м1 је тренутак укључивања при убрзању износио $t=0,42$ s, а при успорењу $t=0,75$ s. За мотор м2, тренуци укључења кола за линеарни прелаз су $t=1,22$ s, при убрзању, и $t=2,1$ s, при успорењу. Стрмина линеарног прелаза код убрзања је два пута већа него код успорења и то важи за оба мотора.

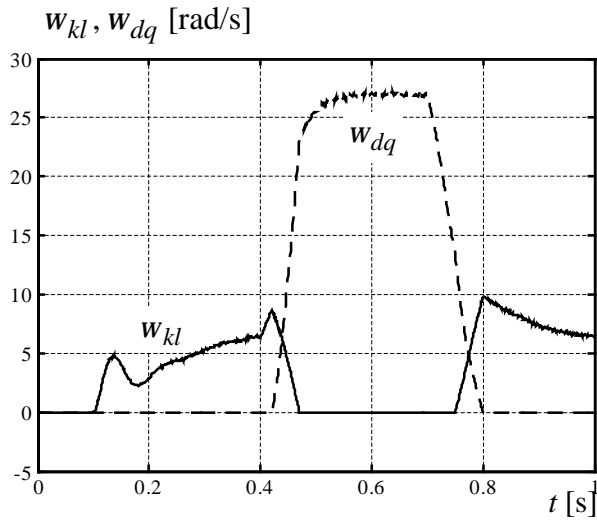
На сл. 6.4. приказани су резултати рада погона са сл. 6.3. и примењеном директном естимацијом брзине. Учестаност клизања и синхрона брзина при нагом и линеарном преласку дати су на сл. 6.4а–г., док је динамика погона при одговарајућим прелазима приказана на сл. 6.4д–ж.



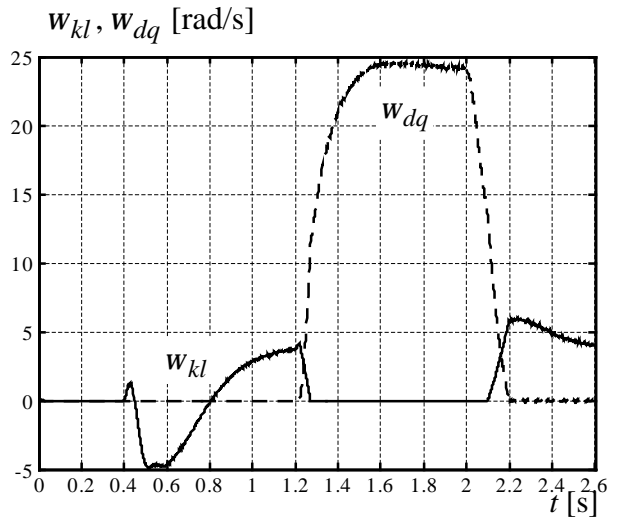
Сл. 6.4а. Нагли прелаз w_{kl} и w_{dq} - м1



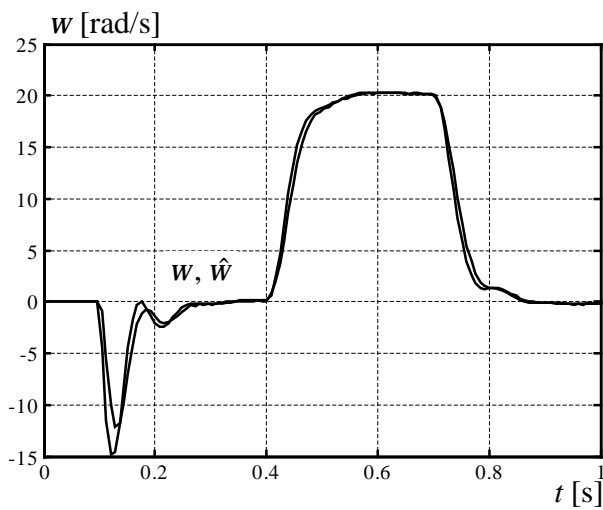
Сл. 6.4б. Нагли прелаз w_{kl} и w_{dq} - м2



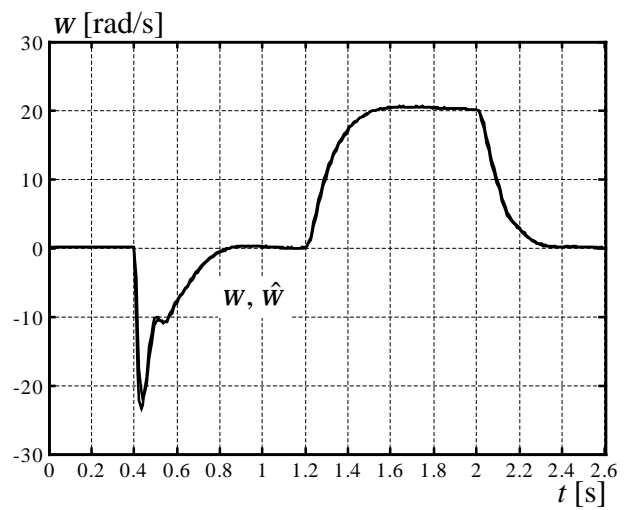
Сл. 6.4в. Линеарни прелаз w_{kl} и w_{dq} - м1



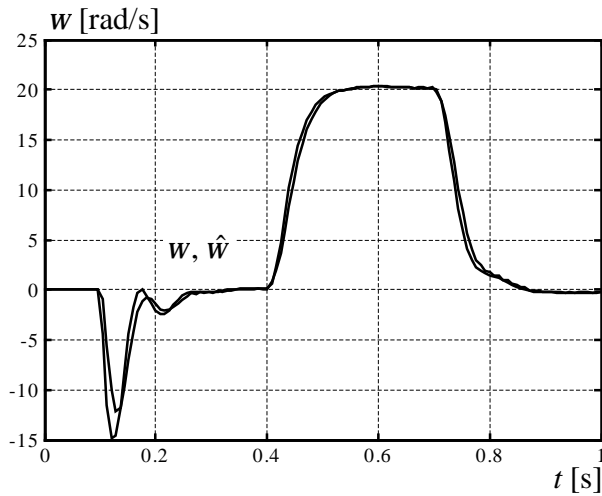
Сл. 6.4г. Линеарни прелаз w_{kl} и w_{dq} - м2



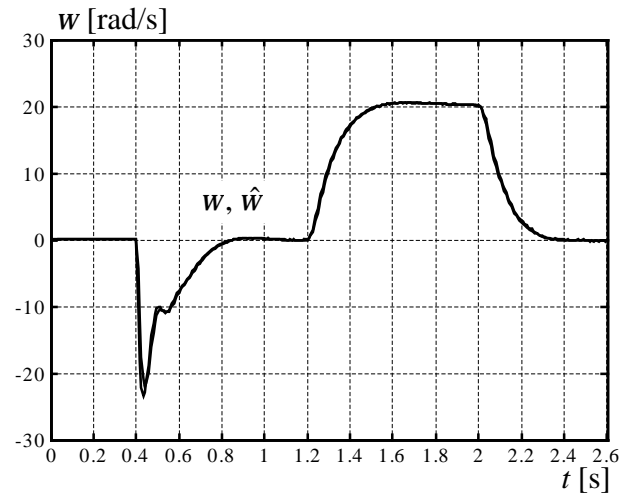
Сл. 6.4д. Нагли прелаз, брзине - м1



Сл. 6.4е. Нагли прелаз, брзине - м2

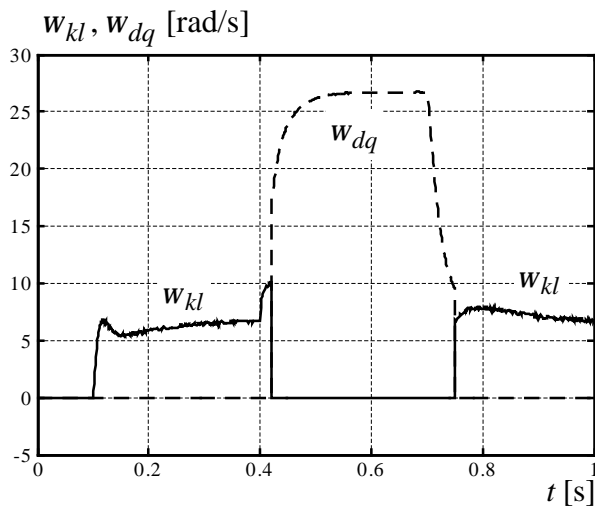


Сл. 6.4е. Линеарни прелаз, брзине – м1

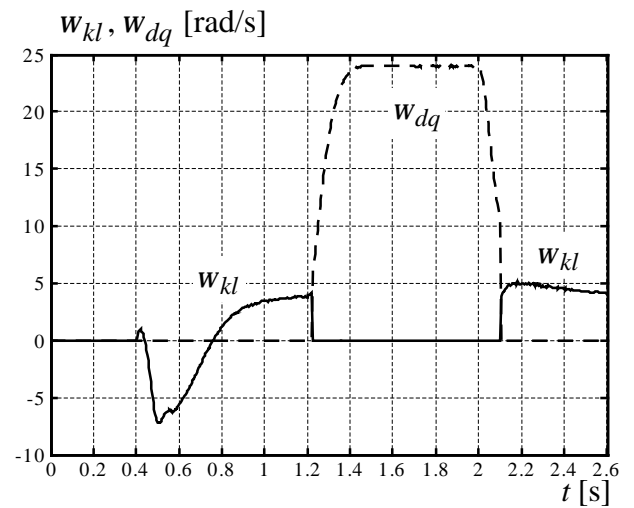


Сл. 6.4ж. Линеарни прелаз, брзине – м2

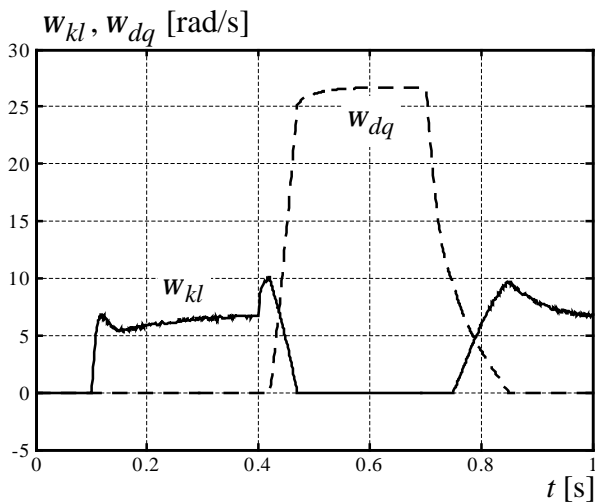
Резултати рада погона са сл. 6.3. и синхронизацијом уз помоћ фазно спрегнуте петље приказани су на сл. 6.5. Овде важе све раније написане појединости које се тичу оптерећивања мотора м1 и м2 и задавања референци брзине од 20 rad/s и 0 rad/s.



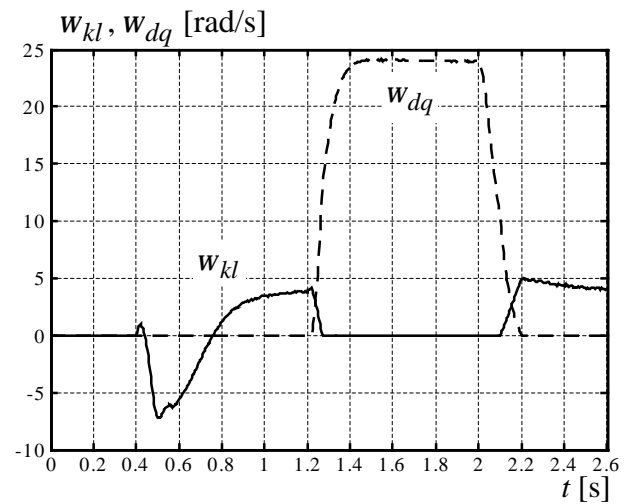
Сл. 6.5а. Нагли прелаз w_{kl} и w_{dq} - м1



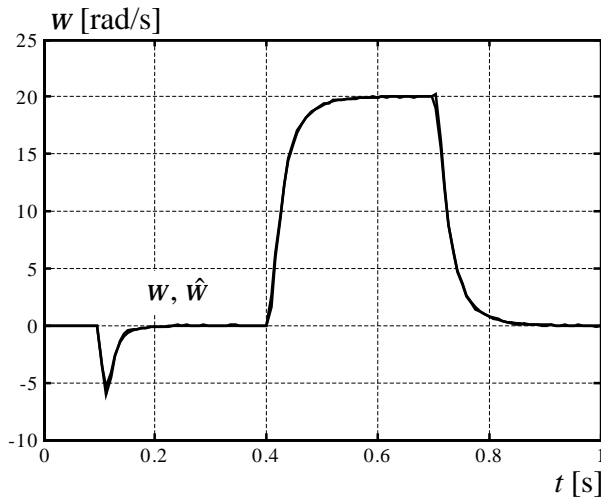
Сл. 6.5б. Нагли прелаз w_{kl} и w_{dq} - м2



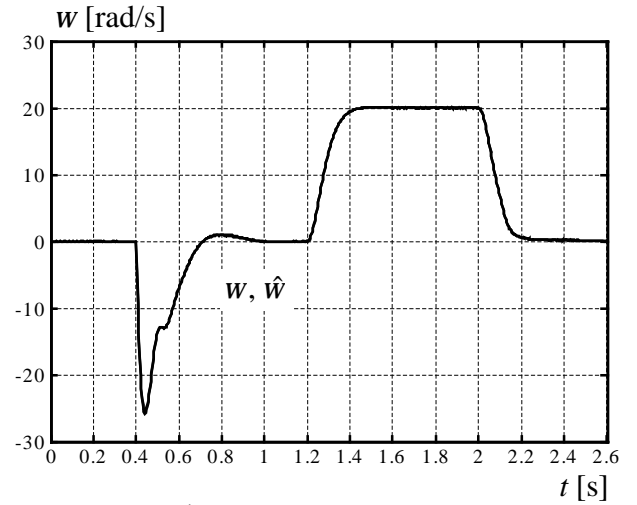
Сл. 6.5в. Линеарни прелаз w_{kl} и w_{dq} - м1



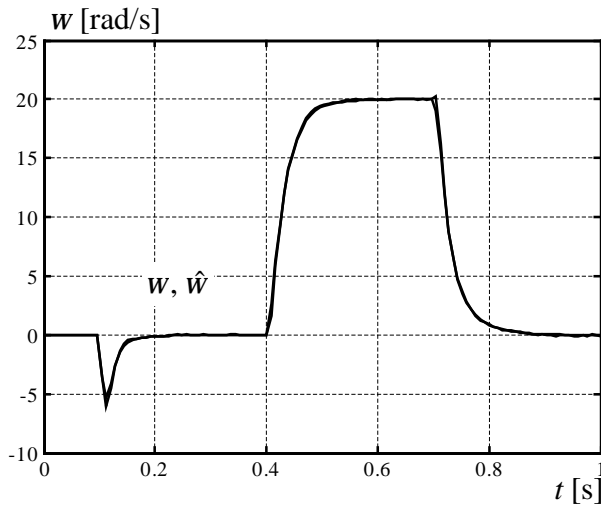
Сл. 6.5г. Линеарни прелаз w_{kl} и w_{dq} - м2



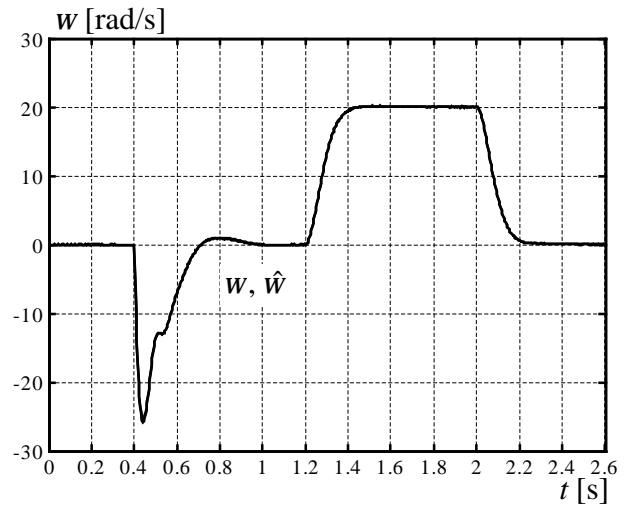
Сл. 6.5д. Нагли прелаз, брзине – $m1$



Сл. 6.5ђ. Нагли прелаз, брзине – $m2$

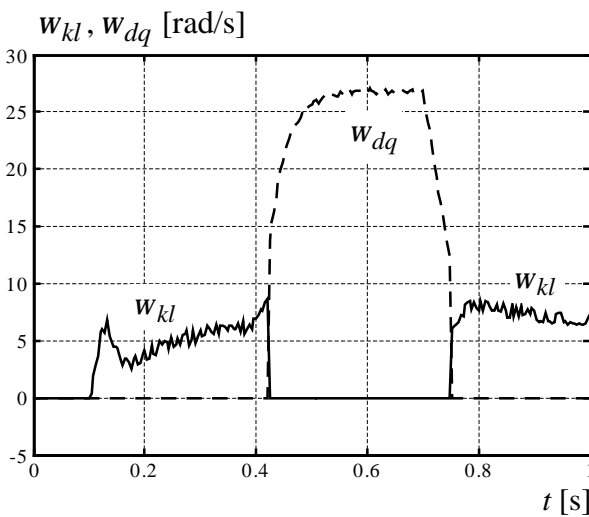


Сл. 6.5е. Линеарни прелаз, брзине – $m1$

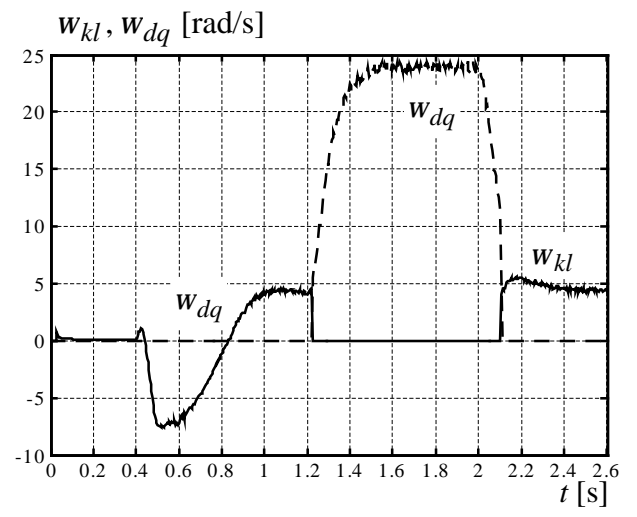


Сл. 6.5ж. Линеарни прелаз, брзине – $m2$

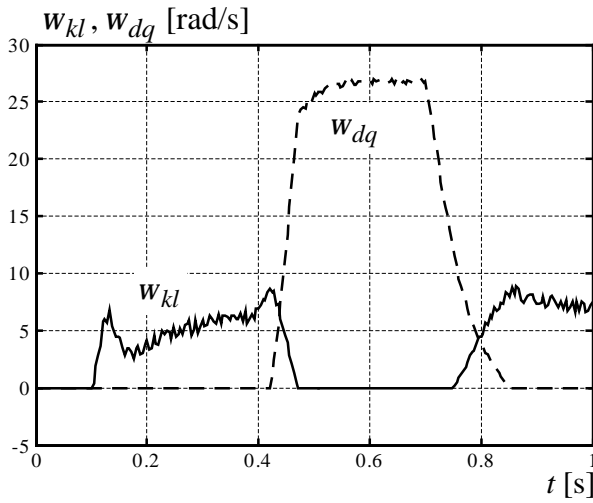
На наредним дијаграмима, означеним са сл. 6.6., приказани су резултати рада погона са сл. 6.2. и синхронизацијом са применом фазно спрегнуте петље (PLL).



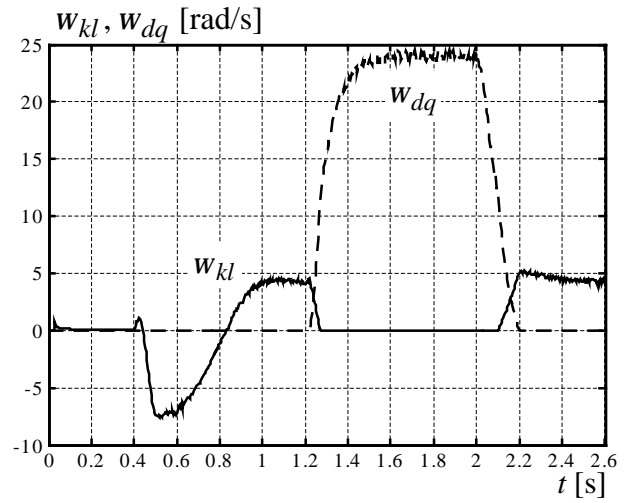
Сл. 6.6а. Нагли прелаз w_{kl} и w_{dq} - $m1$



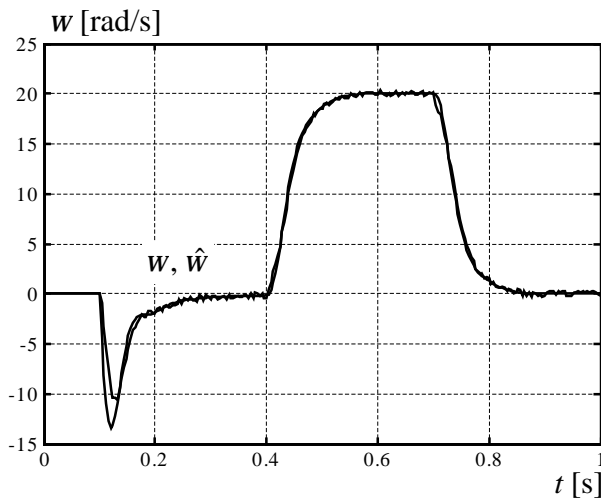
Сл. 6.6б. Нагли прелаз w_{kl} и w_{dq} - $m2$



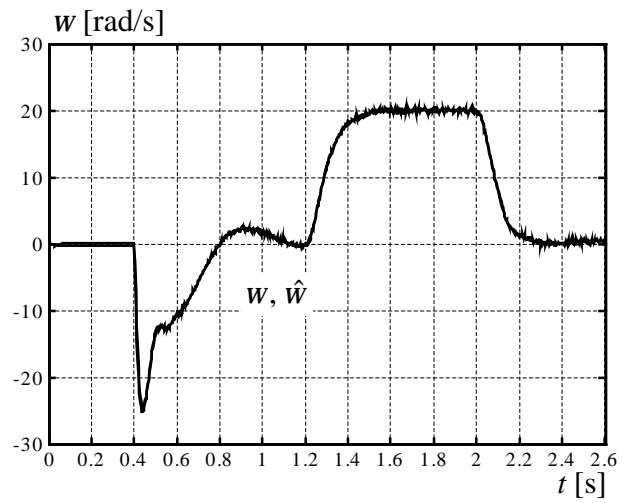
Сл. 6.6в. Линеарни прелаз w_{kl} и w_{dq} - м1



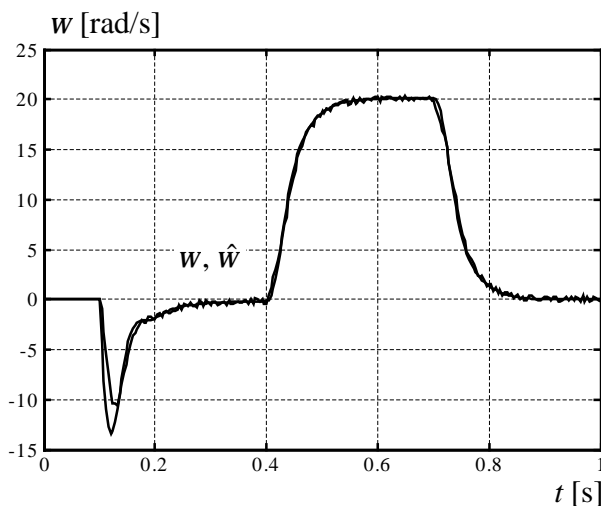
Сл. 6.6г. Линеарни прелаз w_{kl} и w_{dq} - м2



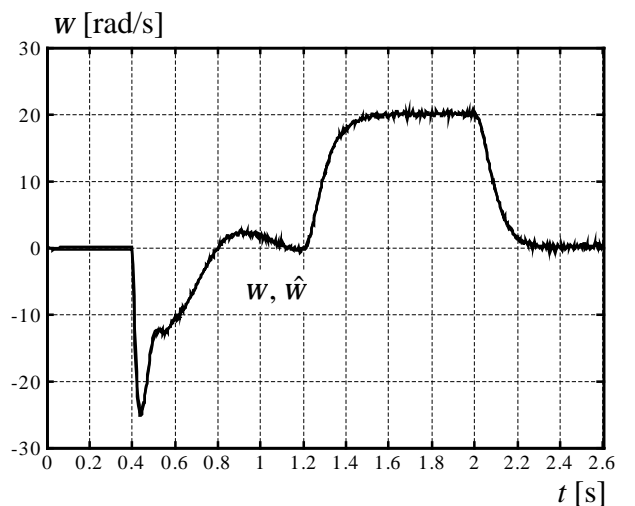
Сл. 6.6д. Нагли прелаз, брзине - м1



Сл. 6.6ђ. Нагли прелаз, брзине - м2

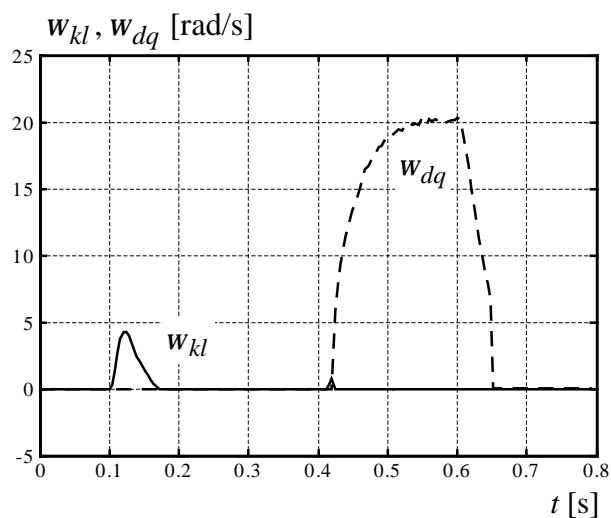


Сл. 6.6е. Линеарни прелаз, брзине - м1

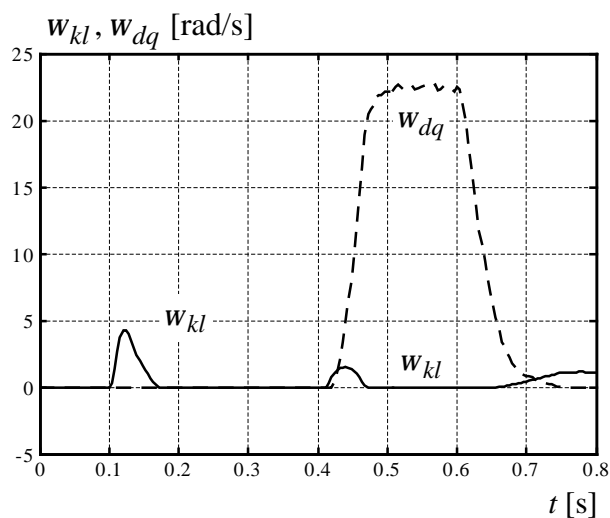


Сл. 6.6ж. Линеарни прелаз, брзине - м2

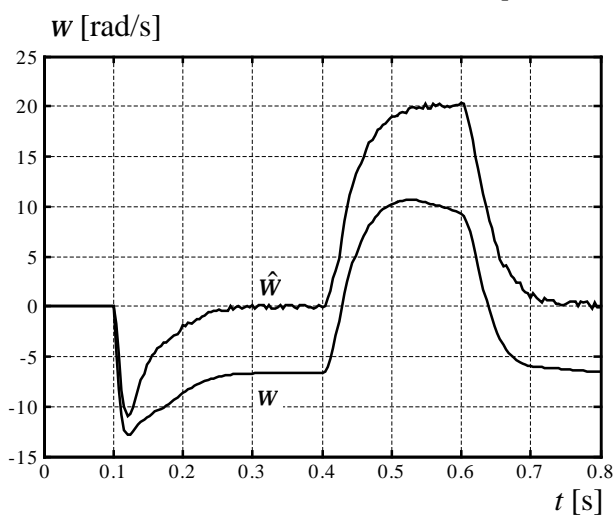
Ако се за одређивање w_{dq} употреби метода природне оријентације поља, добијају се резултати као на сл. 6.7. Примењена је конфигурација са сл. 6.3.



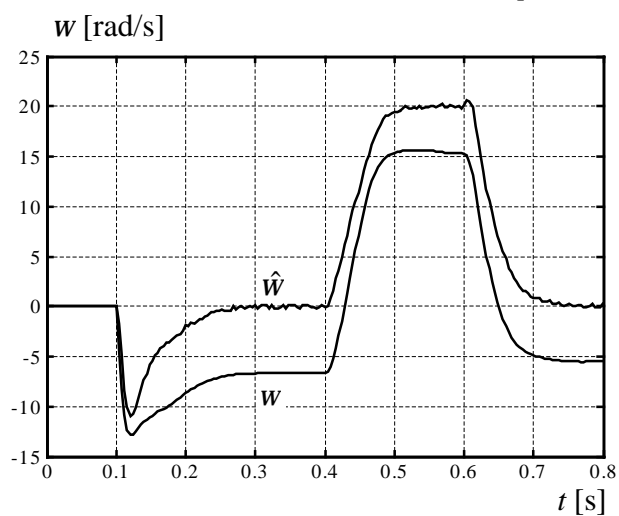
Сл. 6.7а. Нагли прелаз w_{kl} и w_{dq} - м1



Сл. 6.7б. Линеарни прелаз w_{kl} и w_{dq} - м1

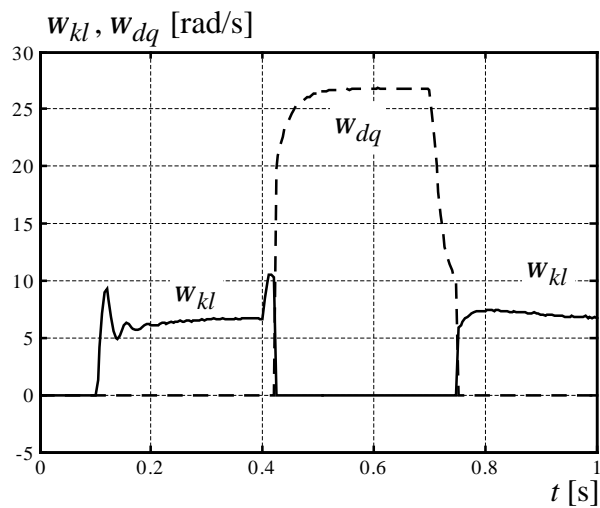


Сл. 6.7в. Нагли прелаз, брзине - м1

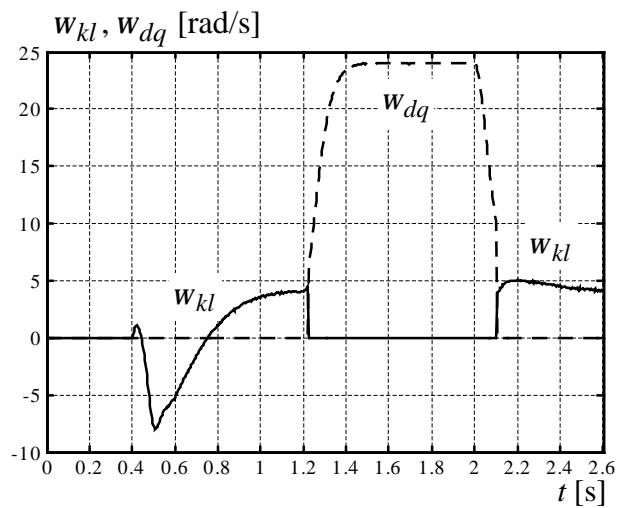


Сл. 6.7г. Линеарни прелаз, брзине - м1

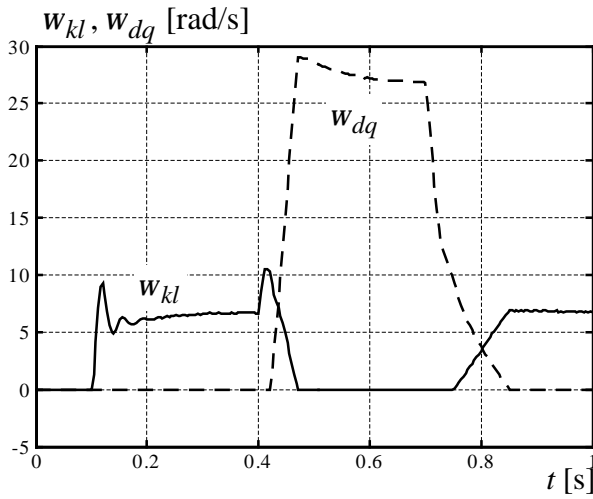
Употреба MRAS опсервера при естимацији брзине даје следеће резултате, приказане на сл. 6.8. Симулиран је погон чија је блок шема дата на сл. 6.3.



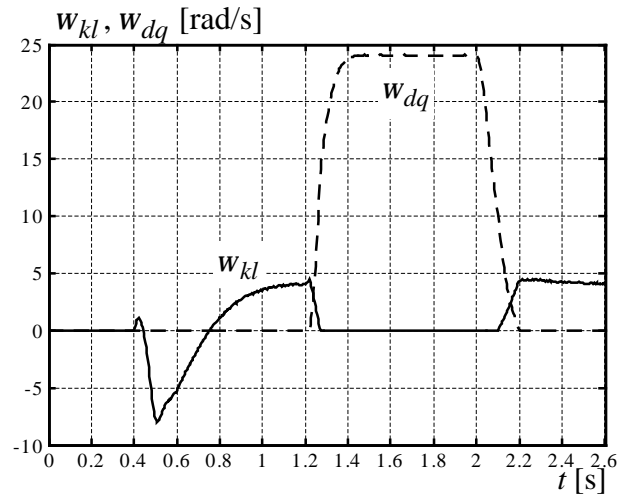
Сл. 6.8а. Нагли прелаз w_{kl} и w_{dq} - м1



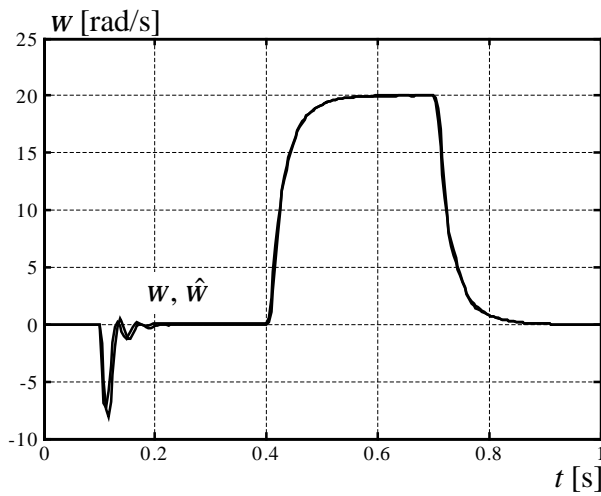
Сл. 6.8б. Нагли прелаз w_{kl} и w_{dq} - м2



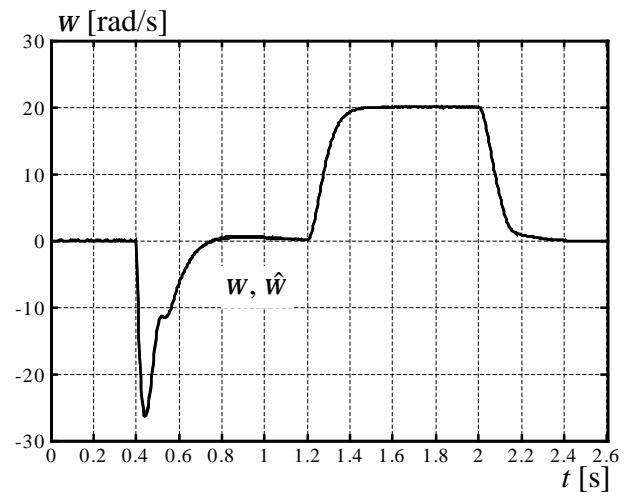
Сл. 6.8в. Линеарни прелаз w_{kl} и w_{dq} - м1



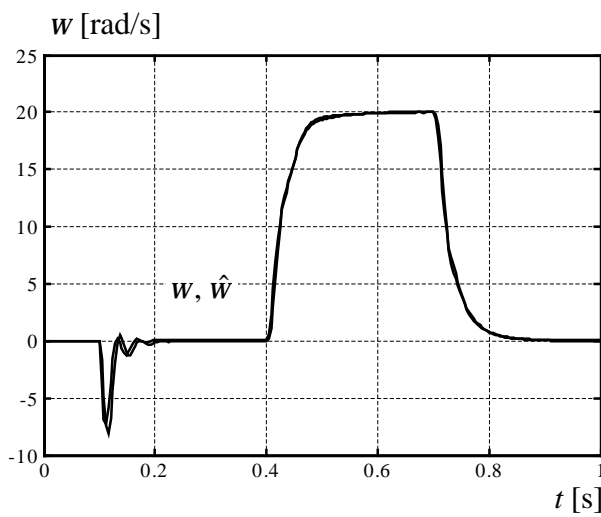
Сл. 6.8г. Линеарни прелаз w_{kl} и w_{dq} - м2



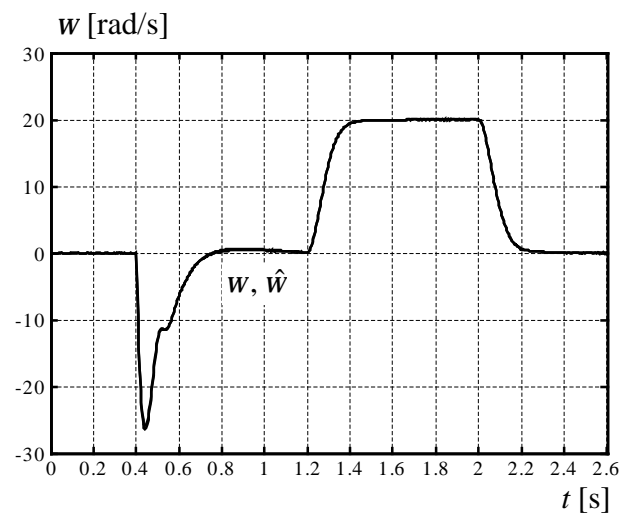
Сл. 6.8д. Нагли прелаз, брзине - м1



Сл. 6.8ђ. Нагли прелаз, брзине - м2

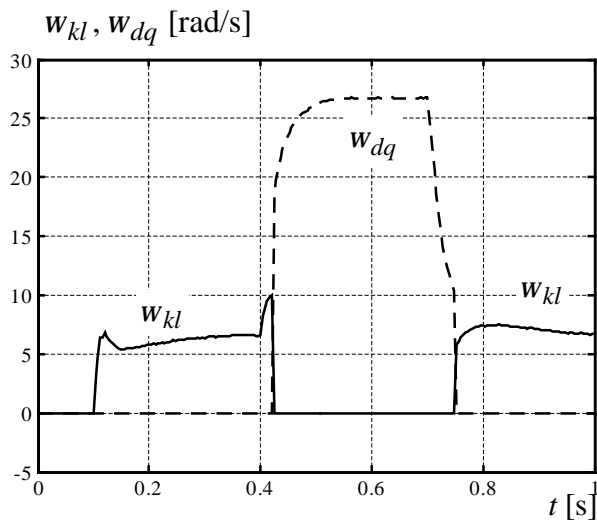


Сл. 6.8е. Линеарни прелаз, брзине - м1

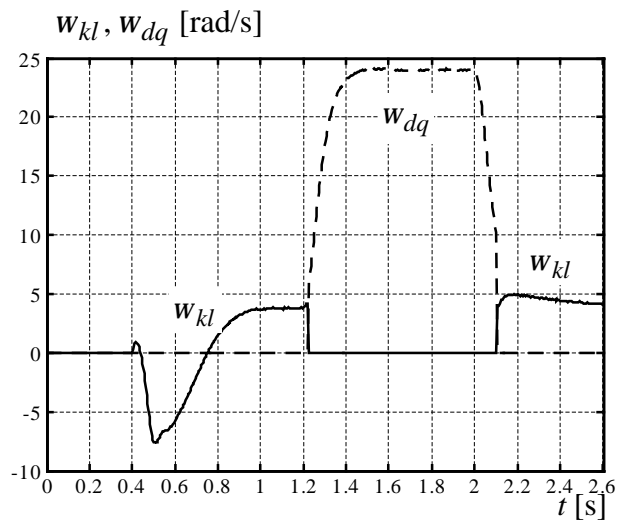


Сл. 6.8ж. Линеарни прелаз, брзине - м2

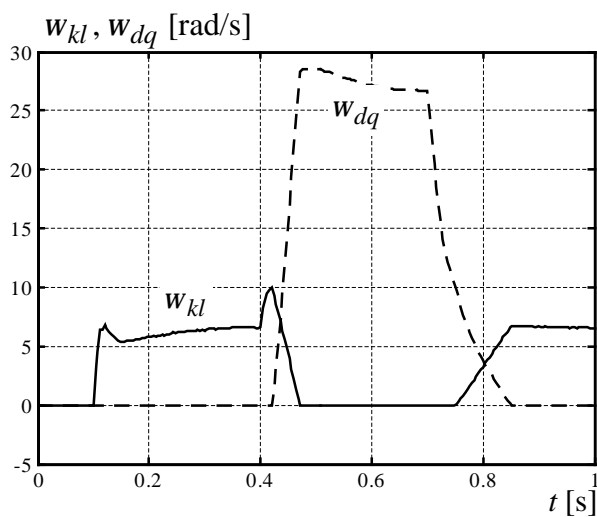
Коначно, употреба Луенбергеровог опсервера за естимацију брзине у погону са сл. 6.3., даје резултате приказане на сл. 6.9.



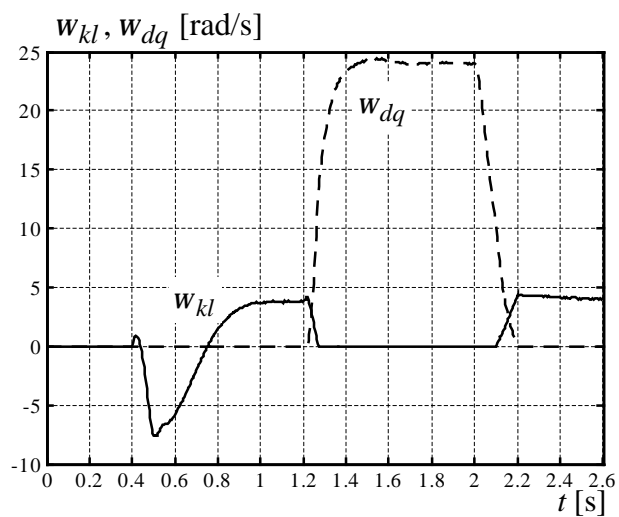
Сл. 6.9а. Нагли прелаз w_{kl} и w_{dq} - м1



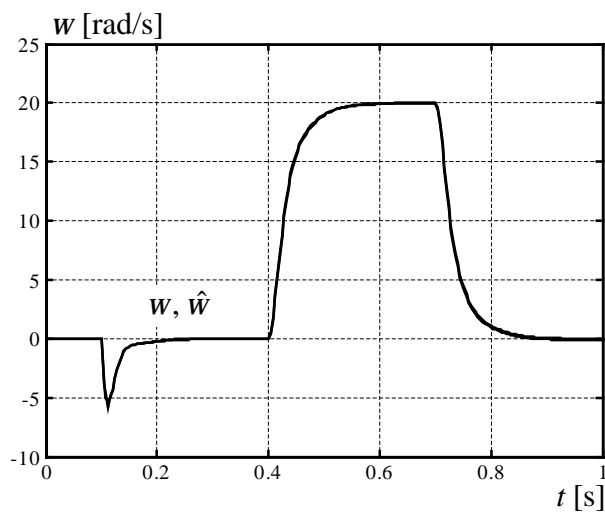
Сл. 6.9б. Нагли прелаз w_{kl} и w_{dq} - м2



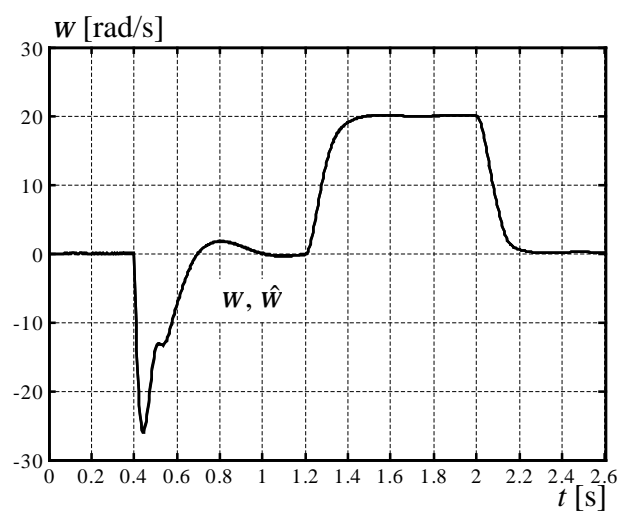
Сл. 6.9в. Линеарни прелаз w_{kl} и w_{dq} - м1



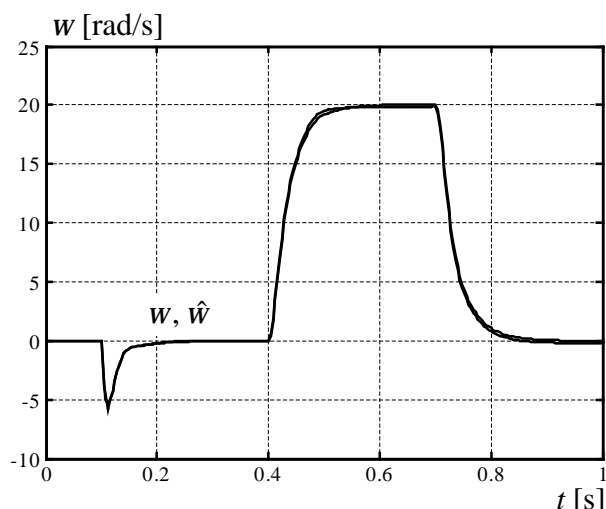
Сл. 6.9г. Линеарни прелаз w_{kl} и w_{dq} - м2



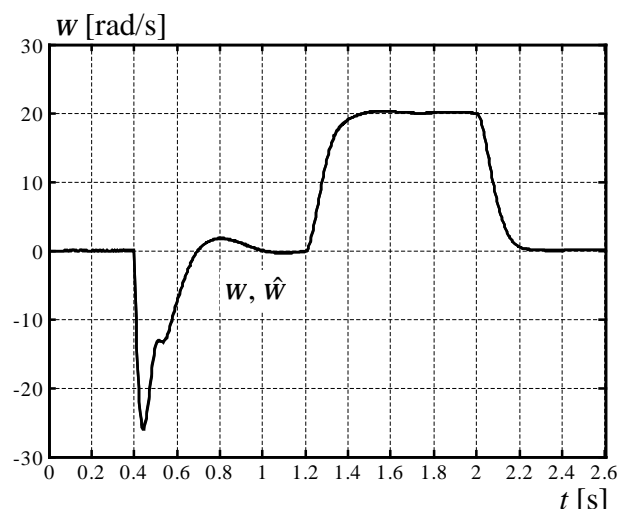
Сл. 6.9д. Нагли прелаз, брзине - м1



Сл. 6.9ђ. Нагли прелаз, брзине - м2



Сл. 6.9е. Линеарни прелаз, брзине – $m1$



Сл. 6.9ж. Линеарни прелаз, брзине – $m2$

Анализирајући слике 6.4д-ж. – 6.9д-ж., симулациони експерименти нису показали значајније побољшање у одзиву брзина мотора код примене новог начина преласка са индиректне на директну контролу и обрнуто. Сlike 6.4а,б. – 6.9а,б. указују на могуће проблеме који би се појавили при практичној реализацији управљачке електронике јер употреба прекидачког кола може да доведе до штетних струјних и напонских пикова. За разлику од прекидача, коло које обезбеђује линеаран прелаз не би стварало такве проблеме, што се може закључити посматрајући сл. 6.4в,г – 6.9в,г. Побољшање створено заменом обичног прекидача специјалним колом које даје линеаран прелаз између два начина векторског управљања, може у пуној мери доћи до изражаја тек изработом прототипа и серијом експеримената који би потврдили или оповргли ово тврђење.

Са друге стране, могуће је искористити предности индиректне контроле при малим, и директне контроле при великим брзинама, без примене специјалних кола за прелаз [77]. Фреквенцијско-хибридна контрола, представљена у [77], не захтева употребу прекидачких кола при прелазу са ИВК на ДВК и обрнуто, већ се то чини увођењем тежинског фактора у форми Батервортовог (*Butterworth*) филтра. Помоћу поменутог тежинског фактора остварује се ниско пропусни филтер, који је активан за време индиректне контроле, и високо пропусни филтер који омогућује реализацију директне векторске контроле. Извршени су обимни експерименти у којима су употребљени асинхрони мотори различитих снага (0,3 kW; 2,0 kW; 3,7 kW; 5,0 kW и 30 kW). Аутори истичу нарочиту применљивост фреквенцијско-хибридне контроле код електричних возила и наводе следеће перформансе таквих погона: 1) могућност стварања електромагнетног момента у машини који је 4 пута већи од номиналног, и то при укоченом стању ротора; 2) номинални момент је могуће остварити и при веома малим брзинама, укључујући нулту брзину; 3) остварена је добра линеарна карактеристика одзива момента, при константној брзини; 4) способност да машина прати променљиву референцу брзине са убрзањем од $\pm 5000 \text{ rad/s}^2$ у механичком смислу; 5) за задату нулту референцу брзине, машина заузима стабилно стање мировања без вибрација; 6) погон прихвата тренутно оптерећење номиналним моментом, чак и при управљању нултом брзином.

7. Закључак

Електромоторни погони са наизменичним машинама данас у свету представљају предмет интензивног проучавања са циљем унапређивања њихових перформанси, како у индустријским постројењима тако и у широкој употреби (кућни апарати и сл). Употреба савремених дигиталних контролера и процесора сигнала у електричним погонима, нарочито са асинхроним мотором, омогућује да се у решавању проблема управљања, уградња додатних давача и сензора замени много флексибилнијом применом програмске подршке. До сада су развијене бројне методе одређивања брзине и положаја ротора међу којима практичну примену у највећој мери заузимају методе које користе информацију о статорским струјама и напонима (комбиновани метод). Уградња давача на вратило асинхроног мотора се настоји избећи јер чини мотор нестандартним доносећи смањење поузданости и повећање сложености погона.

У овом раду извршена су поређења понашања векторски управљаног погона са асинхроним мотором мале и средње снаге без давача на вратилу, на бази рачунарских симулација. Посматрана је динамика одзива погона у којима је повратна спрега по брзини затварана податком о брзини у погону, која је естимирана применом различитих метода. Резултати су дати за мале и за велике брзине, те су упоређене све величине од значаја у асинхронном мотору и њихови естимирани представници. Најбоље динамичке карактеристике, у смислу брзине достизања задате референце брзине и нулте грешке у стационарном стању, показали су погони са векторским управљањем оријентацијом у односу на просторни вектор флуksа ротора и примењеним *MRAS* опсервером, односно Луенбергеровим опсервером. При достизању великих референци брзина треба напоменути да је погон са управљањем у односу на просторни вектор флуksа статора и примењеним *PLL* опсервером брзине, једини остварио донекле прихватљив одзив приликом достизања брзинске референце, након извршеног реверсирања мотора.

Конвенционално векторско управљање је изузетно сложено јер се моментом и флуksом управља посредно уз ограничен пропусни опсег регулације, малу напонску маргину у режиму слабљења поља и изразиту осетљивост на одступања параметара у мотору. Зато се предлаже развој директне контроле момента која омогућава непосредно управљање и брз одзив момента. Постојећи алгоритми директне контроле момента, који су базирани на основном принципу поменуте контроле, једноставно се реализују али имају велики шум флуksа и момента. Да би се решио тај проблем, развијени су нови алгоритми за директно управљање моментом и флуksом са основним циљем смањења таласности момента и флуksа, уз очување једноставности у конструкцији и потребном времену рачунарских израчунавања.

Непознавање параметара погона и њихово одступање услед промене температуре, учестаности или засићења, условљавају погрешну естимацију брзине мотора и погрешну процену положаја координатног система у коме се реализује управљачки алгоритам. У овом раду је пажња била усредсређена на варијацију отпорности статора и ротора, услед термалног дрифта или погрешног иницијалног погађања. У раду је успостављен математички модел за стационарно стање погона опште намене, који омогућује да се истражи утицај непознавања и одступања статорског и роторског отпора, на стационарно стање погона.

Показано је да одступање отпорности статора узрокује како грешку у процењеној брзини, тако и грешку у оријентацији просторног вектора флукса. Резултати добијени симулацијама динамичког модела погона су показали изузетно слагање са резултатима добијеним анализом предложеног модела за стационарно стање, нарочито у случају примене *PLL* и *MRAS* опсервера приликом одређивања брзине у погону. Одступање отпорности ротора има искључиво утицаја на процењену брзину, док је процењена оријентација положаја просторног вектора флукса имуна на варијације R_r . Последња констатација важи подједнако за било који начин естимације брзине у погону са асинхроним мотором, што је потврђено слагањем резултата модела за стационарно стање погона и резултата симулација динамичког модела. Изузетак је естимација брзине помоћу алгоритма природне оријентације поља (*NFO*) код које, знатно пре краја интервала симулације, долази до потпуног отказа система при повећаној отпорности статора и при повећању оптерећења на вратилу. Такође је уочено да грешка између стварне брзине мотора и процењене брзине опада са повећењем референтне вредности брзине у случају да постоји одступање R_s и R_r .

Утицај одступања отпорности статора у опсерверу и мотору код директне контроле момента, манифестује се у значајном одступању оствареног и референтног момента у погону, те драстичним неслагањем естимиране и стварне брзине. Непознавање тачне вредности роторске временске константе, доводи до знатно блажих последица по рад структуре са директном контролом момента и флукса, које се могу отклонити погодном реализацијом естиматора роторског отпора.

Тежња ка оптималном искоришћењу свих позитивних карактеристика оба начина векторског управљања у погону са асинхроним мотором без давача на вратилу, довела је до развоја алгоритама управљања који садрже карактеристике и директне и индиректне контроле брзине. На великим брзинама боље резултате даје директна векторска контрола, док принцип индиректне контроле омогућава прецизније управљање брзином (и позицијом) на малим учестаностима, укључујући нулту. Најједноставнија реализација прелаза између ова два начина управљања се остварује прекидачем што може у пракси довести до нежељених напонских и струјних пикова. Заменом прекидача нешто сложенијим колом које остварује линеарни прелаз између директне и индиректне контроле (и обрнуто), проблеми везани за нагли прелаз би били отклоњени. Упоредни резултати симулација динамике погона са обе врсте управљања и наглим односно линеарним прелазом, те примењеним различитим методама естимације брзине, не показују значајније разлике. Поново је изражена немогућност правилног рада погона са примењеном естимацијом брзине помоћу алгоритма природне оријентације поља.

Истраживање које је изнето у овом раду базирано је на рачунарским симулацијама погона са асинхроним мотором. Експериментална верификација добијених резултата се намеће као природан наредни корак, са циљем пружања веродостојне потврде овде изнетих резултата. Практична реализација кола које реализује линеаран прелаз између директног и индиректног векторског управљања, представљала би значајан допринос у развоју тог новог алгоритма управљања електромоторним погонима који би своју примену сигурно нашао у конструкцији савремених саобраћајних средстава на електрични погон.

8. Литература

1. С. Н. Вукосавић, *Пројектовање адаптивног микропроцесорског управљања брзином и позицијом асинхроног мотора*. Докторска дисертација, Електротехнички факултет у Београду, 1989.
2. N. Mohan, T. Undeland, W. Robbins, *Power Electronics – Converters, Applications, and Design*. John Wiley & Sons, Inc., New York, 1995.
3. N. Hingorani, *Power Electronics Applications in Energy Systems*. University of Minnesota NSF-Sponsored Faculty Workshop, Tempe, Arizona, January 2002.
4. P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford University Press, London, 1998.
5. K. Rajashekara, A. Kawamura, K. Matsuse, *Sensorless Control of AC Motor Drives – Speed and Position Sensorless Operation*. IEEE Press, 1996.
6. С. Н. Вукосавић, “Трендови у развоју електричних погона са асинхроним мотором без давача на вратилу”, *X Симпозијум Енергетска електроника*, Нови Сад, pp. 553-574, 1999.
7. В. Стефановић, Д. Боројевић, “Савремени проблеми електромоторних погона у индустрији”, *VIII Симпозијум Енергетска електроника*, Нови Сад, pp. 15-23, 1995.
8. T. Orłowska-Kowalska, “Rotor Flux Observers and Speed Estimators for Sensorless Induction Motor Drives – Comparative Study”, *Conf. Rec. of EPE-PEMC, Dubrovnik & Cavtat, Croatia 2002*.
9. C. Ias, A. Bettini, L. Ferraris, G. Griva, F. Profumo, “Comparison of Different Schemes without Shaft Sensors for Field Oriented Control Drives”, *Conf. Rec. of IEEE IECON*, pp. 1579-1588, 1994.
10. P. Jansen, R. Lorenz, D. Novotny, “Observer-Based Direct Field Orientation: Analysis and Comparison of Alternative Methods”, *Conf. Rec. of IEEE IAS Ann. Meet.*, Toronto, pp. 536-543, 1993.
11. C. Schauder, “Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 5, pp. 1054-1061, Sep/Oct 1992.
12. F. Peng, T. Fukao, “Robust Speed Identification for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 5, pp. 1234-1240, Sep/Oct 1994.

13. H. Tajima, Y. Hori, "Speed Sensorless Field-Orientation Control of the Induction Machine", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 29, no. 1, pp. 175-180, Jan/Feb 1993.
14. H. Kubota, K. Matsuse, T. Nakano, "DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 29, no. 2, pp. 344-348, March/April 1993.
15. G. Griva, F. Profumo, R. Magureanu, P. Vranka, "A Unitary Approach to Speed Sensorless Induction Motor Field Oriented Drives Based on Various Model Reference Schemes", *Conf. Rec. of IEEE IAS Ann. Meet.*, pp. 1594-1599, 1996.
16. G. Yang, T. H. Chin, "Adaptive-Speed Identification Scheme for a Vector-Controlled Speed Sensorless Inverter-Induction Motor Drive", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 29, no. 4, July/Aug 1993.
17. J. Song, K. Lee, J. H. Song, I. Choy, K. Kim, "Sensorless Vector Control of Induction Motor Using a Novel Reduced-Order Extended Luenberger Observer", *Conf. Rec. of IEEE IAS Ann. Meet.*, Roma, Italy, 2000.
18. S. Doki, S. Sangwongwanich, S. Okuma, "Implementation of Speed-Sensor-Less Field Oriented Vector Control using Adaptive Sliding Observer", *Conf. Rec. of IEEE IECON*, pp. 453-458, 1992.
19. K. Jezernik, G. Edelbaher, A. Šabanović, "Sliding Mode Approach in Speed Sensorless Control of an Induction Motor", *Conf. Rec. of EPE – PEMC*, Dubrovnik & Cavtat, Croatia, 2002.
20. P. Jansen, R. Lorenz, "A Physically Insightful Approach to the Design and Accuracy Assessment of Flux Observers for Field Oriented Induction Machine Drives", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 1, pp. 101-110, Jan/Feb 1994.
21. X. Xu, D. Novotny, "Selection of the Flux Reference for Induction Machine Drives in the Field Weakening Region", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 6, pp. 1353-1358, Nov/Dec., 1992.
22. Y. Xue, X. Xu, T. Habetler, D. Divan, "A Low Cost Stator Flux Oriented Voltage Source Variable Speed Drive", *Conf. Rec. of IEEE IAS Ann. Meet.*, pp. 410-415, 1990.
23. Z. Krzeminski, "Estimation of Rotor Speed for Nonlinear Control of the Induction Motor", *Conf. Rec. of EPE – PEMC*, Dubrovnik & Cavtat, Croatia, 2002.
24. R. Jonsson, "Method and Apparatus for Controlling an AC Induction Motor by Indirect Measurement of the Air-gap Voltage", United States Patent, Patent Number: 5,294,876, Date of Patent: March 15th 1994.

25. G. Henneberger, B. Brunsbach, T. Klepsch, "Field-Oriented Control of Synchronous and Asynchronous Drives without Mechanical Sensors using Kalman Filter", *Conf. Rec. of EPE*, Firenze, vol. 3, pp. 664-671, 1991.
26. Y. Kim, S. Sul, M. Park, "Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Using Extended Kalman Filter", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 5, pp. 1225-1233, Sep/Oct 1994.
27. G. Terorde, R. Belmans, "High Performance Induction Motor Drive with Speed, Flux and Torque Estimation", *Conf. Rec. of ICEM*, Brugge, Belgium, 2002.
28. L. Ben-Brahim, A. Kawamura, "A Fully Digitized Field-Oriented Controlled Induction Motor Drive Using Only Current Sensors", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 39, no. 3, pp. 241-249, June 1992.
29. П. Матић, *Нови алгоритам за директно управљање моментом и флуksom трофазног асинхроног мотора*. Магистарски рад, Факултет техничких наука у Новом Саду, 2002.
30. Y. Lai, J. Chen, "A New Approach to Direct Torque Control of Induction Motor Drives for Constant Inverter Switching Frequency and Torque Ripple Reduction", *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 16, no. 3, pp. 220-227, September 2001.
31. V. Lovati, M. Marchesoni, M. Oberti, P. Segarich, "A Microcontroller-Based Sensorless Stator Flux-Oriented, Asynchronous Motor Drive for Traction Applications", *IEEE Trans. Power Elec.*, vol. 13, no. 4, pp. 777-785, July 1998.
32. A. Monti, F. Pironi, F. Sartogo, P. Vas, "A New State Observer for Sensorless DTC Control", *Power Electronics and Variable Speed Drives*, Conf. Pub. No. 456, pp. 311-317, September 1998.
33. T. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli, L. Tolbert, "Direct Torque Control of Induction Machines Using Space Vector Modulation", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 5, pp. 1045-1053, Sep/Oct 1992.
34. J. Faiz, M. Sharifian, A. Keyhani, A. Proca, "Sensorless Direct Torque Control of Induction Motors Used in Electric Vehicle", *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 18, no. 1, pp. 1-10, March 2003.
35. D. Casadei, C. Rossi, G. Serra, A. Tani, "A Predictive Voltage-Vector Algorithm in Direct Torque Control of Induction Motor Drives", *Conf. Rec. of EPE – PEMC*, Dubrovnik & Cavtat, Croatia, 2002.

36. H. Hofmann, S. Sanders, "Speed-Sensorless Vector Torque Control of Induction Machines Using a Two-Time-Scale Approach", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no.1, pp. 169-177, Jan/Feb 1998.
37. K. Shi, T. Chan, Y. Wong, S. Lo, "Direct Self Control of Induction Motor Based on Neural Network", *Conf. Rec. of IEEE IAS Ann. Meet.*, Roma, Italy, 2000.
38. M. Žalman, I. Kurić, "Fuzzy-Logic Based State Selector for DTFC of Induction Machine", *Conf. Rec. of EPE – PEMC*, Dubrovnik & Cavtat, Croatia, 2002.
39. I. El Hassan, E. Westerholt, X. Roboam, B. de Fornel, "Comparison of Different State Models in Direct Torque Control of Induction Machines Operating Without Speed Sensor", *Conf. Rec. of IEEE IAS Ann. Meet.*, Roma, Italy, 2000.
40. J. Hu, B. Wu, "New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux over a Wide Speed Range", *IEEE Trans. Power Elec.*, vol. 13, no. 5, pp. 969-977, September 1998.
41. B. Bose, M. Simoes, D. Crecelius, K. Rajashekara, R. Martin, "Speed Sensorless Hybrid Vector Controlled Induction Motor Drive", *Conf. Rec. of IEEE IAS Ann. Meet.*, pp. 137-143, 1995.
42. R. De Doncker, D. Novotny, "The Universal Field Oriented Controller", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 1, pp.92-100, Jan/Feb 1994.
43. S. N. Vukosavić, M. R. Stojić, "On-Line Tuning of the Rotor Time Constant for Vector Controlled Induction Motor in Position Control Applications", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 40, no. 1, pp. 130-138, February 1993.
44. H. Kubota, K. Matsuse, "Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 5, pp. 1219-1224, Sep/Oct 1994.
45. M. Marwali, A. Keyhani, "A Comparative Study of Rotor Flux Based MRAS and Back EMF Based MRAS Speed Estimators for Speed Sensorless Vector Control of Induction Machines", *Conf. Rec. of IEEE IAS Ann. Meet.*, New Orleans, USA, 1997.
46. V. Vasić, S. Vukosavić, D. Reljić, "Induction Motor Control With Parallel Speed and Stator Resistance MRAS Based Estimation", *Conf. Rec. of EPE – PEMC*, Dubrovnik & Cavtat, Croatia, 2002.
47. H. Tajima, G. Guidi, H. Umida, "Consideration about Problems and Solutions of Speed Estimation Method and Parameter Tuning for Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Drives", *Conf. Rec. of IEEE IAS Ann. Meet.*, Roma, Italy, 2000.

48. K. Hurst, T. Habetler, G. Griva, F. Profumo, "Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Machines Using Current Harmonic Spectral Estimation", *Conf. Rec. of IEEE IAS Ann. Meet.*, pp. 601-607, 1994.
49. P. Jansen, R. Lorenz, "Transducerless Position and Velocity Estimation in Induction and Salient AC Machines", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 2, pp. 240-247, March/April 1995.
50. P. Jansen, R. Lorenz, "Transducerless Field Orientation Concepts Employing Saturation-Induced Saliencies in Induction Machines", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 6, pp. 1380-1393, Nov/Dec 1996.
51. M. Degner, R. Lorenz, "Using Multiple Saliencies for the Estimation of Flux, Position, and Velocity in AC Machines", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no. 5, pp. 1097-1104, Sep/Oct 1998.
52. J. Holtz, "Sensorless Position Control of Induction Motors – An Emerging Technology", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 45, no. 6, pp. 840-852, December 1998.
53. J. Ha, S. Sul, "Sensorless Field-Orientation Control of an Induction Machine by High-Frequency Signal Injection", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 1, pp. 45-51, Jan/Feb 1999.
54. J. Cilia, G. Asher, K. Bradley, M. Sumner, "Sensorless Position Detection for Vector-Controlled Induction Motor Drives Using an Asymmetric Outer-Section Cage", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 5, pp. 1162-1169, Sep/Oct 1997.
55. C. Staines, G. Asher, K. Bradley, "A Periodic Burst Injection Method for Deriving Rotor Position in Saturated Cage-Salient Induction Motors Without a Shaft Encoder", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 4, pp. 851-858, July/Aug 1999.
56. R. Cuzner, R. Lorenz, D. Novotny, "Application of Non-Linear Observers for Rotor Position Detection on an Induction Motor Using Machine Voltages and Currents", *Conf. Rec. of IEEE IAS Ann. Meet.*, pp. 416-421, 1990.
57. D. Zinger, F. Profumo, T. Lipo, D. Novotny, "A Direct Field-Oriented Controller for Induction Motor Drives Using Tapped Stator Windings" *IEEE Trans. Power Elec.*, vol. 5, no. 4, pp. 446-453, October 1990.
58. J. Ha, S. Sul, K. Ide, I. Murokita, K. Sawamura, "Physical Understanding of High Frequency Injection Method to Sensorless Drives of an Induction Machine", *Conf. Rec. of IEEE IAS Ann. Meet.*, Roma, Italy, 2000.

59. L. Kreindler, J. Moreira, A. Testa, T. Lipo, "Direct Field Orientation Controller Using the Stator Phase Voltage Third Harmonic", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 2, pp. 441-447, March/April 1994.
60. F. Briz, M. Degner, A. Diez, R. Lorenz, "Static and Dynamic Behavior of Saturation-Induced Saliencies and Their Effect on Carrier Signal Based Sensorless AC Drives", *Conf. Rec. of IEEE IAS Ann. Meet.*, Chicago, USA, 2001.
61. L. Ben-Brahim, R. Kurosawa, "Identification of Induction Motor Speed using Neural Networks", *Conf. Rec. of IEEE PCC – Yokohama*, pp. 689-694, 1993.
62. M. Simoes, B. Bose, "Neural Network Based Estimation of Feedback Signals for a Vector Controlled Induction Motor Drive", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 3, May/June 1995.
63. B. Bose, N. Patel, "A Sensorless Stator Flux Oriented Vector Controlled Induction Motor Drive with Neuro-Fuzzy Based Performance", *Conf. Rec. of IEEE IAS Ann. Meet.*, 1997.
64. M. Wlas, Z. Krzeminski, "Neural Network Based Tuning of Speed Observer for Control System of Induction Motor", *Conf. Rec. of EPE – PEMC, Dubrovnik & Cavtat, Croatia*, 2002.
65. M. Chekkouri, J. Catala, E. Aldabas, L. Romeral, "Fuzzy Adaptive Control of an Induction Motor Drive", *Conf. Rec. of EPE – PEMC, Dubrovnik & Cavtat, Croatia*, 2002.
66. F. Betin, D. Depernet, G. Capolino, D. Pinchon, C. Goedel, "Scalar Control of Induction Machine Drive Using Fuzzy Logic: Comparison With Classical Control", *Conf. Rec. of ICEM, Brugge, Belgium*, 2002.
67. B. Вучковић, *Опита теорија електричних машина*. Наука, Београд, 1988.
68. P. Vas, *Electrical Machines and Drives: A Space-Vector Theory Approach*. Oxford University Press, London, 1992.
69. V. R. Stefanović, S. N. Vukosavić, "Space-Vector PWM Voltage Control with Optimized Switching Strategy", *Conf. Rec. of IEEE IAS Ann. Meet.*, pp. 1025-1033, 1992.
70. A. Khambadkone, J. Holtz, "Vector-Controlled Induction Motor Drive with a Self-Commissioning Scheme", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 38, no. 5, pp. 322-327, October 1991.
71. J. Lee, T. Takeshita, N. Matsui, "Stator-Flux-Oriented Sensorless Induction Motor Drive for Optimum Low Speed Performance", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 5, pp. 1170-1176, Sep/Oct 1997.

72. В. В. Васић, *Управљање асинхроним мотором без давача брзине*. Докторска дисертација, Електротехнички факултет у Београду, 2001.
73. В. Васић, С. Вукосавић, “Одређивање положаја синхроно ротирајућег координатног система у погону са асинхроним мотором без давача брзине”, *XLV Конференција за ЕТРАН*, Буковичка Бања, 2001.
74. Z. Beres, P. Vranka, “Sensorless IFOC of Induction Motor with Current Regulators in Current Reference Frame”, *Conf. Rec. of IEEE IAS Ann. Meet.*, Roma, Italy, 2000.
75. C. Jacobina, J. Bione, F. Salvadori, A. Lima, L. Ribeiro, “A Simple Indirect Field Orientation Control of Induction Machines Without Speed Measurement”, *Conf. Rec. of IEEE IAS Ann. Meet.*, Roma, Italy, 2000.
76. S. Shinnaka, “Frequency-Hybrid Vector Control and its Performance for Sensorless Induction Motor Drive”, *Conf. Rec. of IEEE IAS Ann. Meet.*, Roma, Italy, 2000.
77. *Learning MATLAB and Simulink – student version*, Release 12, The Mathworks Inc., 2001.

9. Прилог

ПОДАЦИ О АСИНХРОНИМ МОТОРИМА

величина	ознака	вредност	
		м1: ZK 80 – M4	м2: ZK 180 – M4
номинална снага	P_n	0,75 kW	18,5 kW
номинална струја	I_n	2,1 A	38 A
номинални напон	U_n	$\Delta 220/Y 380$ V	380 V
номинални момент	M_n	5,1 Nm	121 Nm
номинални флуks статора	Y_{rn}	0,8866 Wb	1,586 Wb
номинални флуks ротора	Y_{sn}	0,9773 Wb	1,6741 Wb
номинална струја магнећења	i_{mn}	2,11 A	21,61 A
номинални флуks магнећења	Y_{mn}	0,8887 Wb	1,5932 Wb
фактор снаге	$\cos f$	0,72	0,82
коэффициент искоришћења	h	0,73	0,89
номинална брзина обртања	n_n	1390 o/min	1460 o/min
отпорност статора	R_s	10 Ω	0,574 Ω
отпорност ротора	R_r	6,3 Ω	0,502 Ω
индуктивност расипања статора	L_{gs}	43,067 mH	3,307 mH
индуктивност расипања ротора	L_{gr}	40,107 mH	5,729 mH
индуктивност магнећења	L_m	0,4212 H	0,07373 H
број пари полова	P	2	2
момент инерције вратила	J	0,00442 kgm ²	0,086 kgm ²