

УНИВЕРЗИТЕТ У НОВОМ САДУ
Факултет Техничких Наука
Нови Сад

Петар Матић

**НОВИ АЛГОРИТАМ ЗА ДИРЕКТНО
УПРАВЉАЊЕ МОМЕНТОМ И ФЛУКСОМ
ТРОФАЗНОГ АСИНХРОНОГ МОТОРА**

МАГИСТАРСКИ РАД

Нови Сад, септембар 2002.

На овом мјесту желим да поменем своје пријатеље и колеге који су ми помогли приликом техничке реализације овог рада.

Дејан Раца, асистент на Универзитету Висконсин у Медисону, САД, омогућио ми је приступ неопходној литератури.

Колеге са Електротехничког факултета у Бањалуци, Бранко Блануша, Јасмин Игић, Предраг Родић, Младен Кнежевић и Дражен Брђанин помогли су ми приликом извођења експеримента и током техничке обраде текста.

Свима им се најтоплије захваљујем!

САДРЖАЈ

| | |
|--|-----------|
| 1. УВОД | 1 |
| 1.1. Уводна разматрања | 1 |
| 1.2. Директна контрола момента у литератури | 5 |
| 1.2.1. Директна контрола момента са дискретним напонским векторима | 6 |
| 1.2.2. Директна контрола момента са континуалним напонским векторима | 10 |
| 1.3. Кратак садржај и организација рада | 14 |
| 2. МАТЕМАТИЧКИ МОДЕЛИ АСИНХРОНОГ МОТОРА И ПОГОНСКОГ ПРЕТВАРАЧА | 16 |
| 2.1. Математички модел асинхроног мотора | 16 |
| 2.1.1. Математички модел асинхроне машине у фазном домену | 17 |
| 2.1.2. Трансформисање трофазног модела асинхроне машине у двофазни | 21 |
| 2.1.3. Математички модел асинхроне машине у генерализованом координатном систему | 23 |
| 2.1.4. Еквивалентна шема асинхроног мотора | 27 |
| 2.1.5. Биланс снаге асинхроног мотора | 28 |
| 2.1.6. Природна, експлоатациона и транзијентна карактеристика | 30 |
| 2.1.7. Уважавање магнетног засићења машине | 34 |
| 2.1.7.1. Хистерезисна крива и крива првог магнећења | 35 |
| 2.1.7.2. Проширивање математичког модела | 36 |
| 2.2. Моделовање енергетског претварача | 39 |
| 2.2.1. Топологија трофазног инвертора | 39 |
| 2.2.2. Метода модулације просторног вектора | 41 |
| 2.2.2.1. Принцип рада | 41 |
| 2.2.2.2. Избор нултог вектора | 45 |
| 2.2.2.3. Стратегија директног распореда | 46 |
| 2.2.2.4. Стратегија инверзног распореда | 47 |
| 2.2.3. Дигитална имплементација методе модулације просторног вектора | 48 |
| 2.2.3.1. Одређивање сектора | 48 |
| 2.2.3.2. Рачунање времена трајања активних и нултог вектора | 49 |
| 2.2.3.3. Генерисање PWM сигнала | 50 |
| 3. РАСПРЕГНУТО УПРАВЉАЊЕ МОМЕНТОМ И ФЛУКСОМ ТРОФАЗНОГ АСИНХРОНОГ МОТОРА | 53 |
| 3.1. Векторско управљање | 53 |
| 3.2. Директна контрола момента са дискретним напонским векторима | 59 |
| 3.3. Директна контрола момента са континуалним напонским векторима | 64 |
| 3.3.1. Принцип рада директне контроле момента са континуалним напонским векторима | 64 |
| 3.3.2. Генерисање PWM сигнала при практичној реализацији | 68 |
| 3.3.3. Директна контрола момента у прелазним режимима | 70 |
| 3.3.3.1. Промјена момента при константном флуксу | 70 |
| 3.3.3.2. Промјена флукса при константном моменту | 71 |
| 3.3.3.3. Истовремена промјена и момента и флукса | 73 |
| 3.4. Упоредна анализа различитих техника распрегнутог управљања моментом и флуksom асинхроног мотора | 76 |

| | |
|---|------------|
| 4. НОВИ АЛГОРИТАМ ДИРЕКТНЕ КОНТРОЛЕ МОМЕНТА И ФЛУКСА АСИНХРОНОГ МОТОРА | 78 |
| 4.1. Основна идеја новог концепта | 78 |
| 4.2. Блок шема новог алгоритма директне контроле момента | 82 |
| 4.3. Нови алгоритам директне контроле момента | 84 |
| 4.3.1. Одређивање угла помјераја вектора флуksа статора | 85 |
| 4.3.2. Одређивање вектора инкремента флуksа статора | 89 |
| 4.3.3. Гранични случајеви | 91 |
| 4.3.4. Ограничење референтног напона | 92 |
| 4.4. Естимација | 94 |
| 4.4.1. Естимација флуksа статора | 94 |
| 4.4.1.1. Напонски естиматор флуksа статора | 95 |
| 4.4.1.2. Струјни естиматор флуksа статора | 95 |
| 4.4.2. Естимација момента | 96 |
| 4.4.3. Естимација синхроне брзине | 96 |
| 4.4.4. Естимација учестаности клизања | 97 |
| 4.5. Симулација рада предложеног алгоритма | 98 |
| 5. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНА ВЕРИФИКАЦИЈА | 101 |
| 5.1. Опис хардвера | 101 |
| 5.2. Софтверска реализација | 105 |
| 5.3. Резултати експеримента | 107 |
| 5.3.1. Промјена момента при константном флуksу | 107 |
| 5.3.2. Промјена флуksа при константном моменту | 110 |
| 5.3.3. Истовремена промјена и флуksа и момента | 112 |
| 5.3.4. Брзинска петља, константна брзина | 115 |
| 5.3.5. Брзинска петља, промјене референци | 117 |
| 5.3.6. Брзинска петља, слабљење поља | 119 |
| 5.4. Критички осврт на предложено рјешење директне контроле момента и флуksа | 120 |
| 6. ЗАКЉУЧАК | 122 |
| 7. ЛИТЕРАТУРА | 124 |
| ПРИЛОГ | 126 |

1. УВОД

Предмет научне расправе у овом раду је развој новог алгоритма распрегнутог управљања моментом и флуksom трофазног асинхроног мотора. Предложени алгоритам биће формиран на основу значајних измјена досадашњих алгоритама директне контроле момента.

1.1. Уводна разматрања

У електромоторним погонима високих перформанси захтијева се прецизна регулација брзине и/или позиције вратила мотора. То се постиже распрегнутим (независним) управљањем моментом и флуksom машине. Машине једносмјерне струје конструкционо имају могућност независног управљања моментом и флуksom преко струја арматуре и побуде. Због тога су у дугом временском периоду оне биле доминантне у погонима промјенљиве брзине, иако су погони једносмјерне струје скупи, захтјевни за одржавање, не могу да раде у експлозивним и/или корозивним срединама, и имају малу преоптеретљивост. Асинхроне машине су, за разлику од њих, јефтине, вишеструко преоптеретљиве и не траже готово никакво одржавање. Иако једноставне конструкције, Теслине асинхроне машине су изузетно сложене за анализу и управљање. Алгоритми за распрезање момента и флуksа асинхроног мотора садрже бројне математичке операције које се морају обрадити у реалном времену, што је постало могуће остварити примјеном савремених дигиталних микропроцесора. Падом цијена и даљим усавршавањем микропроцесора и претварача енергетске електронике погони са асинхроним машинама постали су конкурентни погонима једносмјерне струје и по квалитету и по цијени, те их постепено потискују у скоро свим примјенама /1/.

Сложени прорачуни, потреба за познавањем електричних и неелектричних величина асинхроног мотора, те бројних параметара који се мијењају током рада услед загријавања и/или магнетног засићења, дефинишу захтјеве у развоју и усавршавању погона са наизмјеничним машинама. Ти захтјеви су:

- могућност распрегнутог управљања што једноставнијим алгоритмима;
- широк опсег квалитетне регулације брзине, односно добијање номиналног момента до номиналне брзине, и номиналне снаге при брзинама знатно већим од номиналне;

- смањење броја сензора (давача);
- минимизација загријавања, енергетских губитака, буке и електромагнетних сметњи;
- развијање нових топологија конвертора;
- интегрисање мотора и претварача у јединствено кућиште /2/.

Основни алгоритам распрегнутог управљања асинхроним мотором је концепт векторског управљања, развијен почетком осамдесетих година прошлог вијека. Векторско управљање широко је распрострањено, и велики број свјетских произвођача индустријске електронике има читаве спектре векторских контролера који се користе у свим примјенама електромоторних погона (електричној вучи, индустрији, кућним апаратима итд.) /1/. У свијету се и даље развијају нови алгоритми за побољшавање основног концепта векторског управљања, те се повећава робусност ове врсте погона на разне утицаје, минимизирају губици, смањује цијена итд /2/.

Векторским управљањем асинхроним мотором управља се слично као мотором једносмјерне струје, уз исте или боље перформансе регулације, конкурентну цијену и лакше одржавање у односу на једносмјерни погон. Управљање моментом и флуksom преко струја статора захтијева да енергетски претварач – инвертор буде струјно регулисан, а каскада регулатора момента и флуksа и струјног инвертора смањује пропусни опсег управљања. Радом машине на великим брзинама (у области слабљења поља) расположиви напон инвертора је готово потпуно искориштен. Класична регулациона структура, са надређеним регулатором брзине и флуksа, и подређеним регулатором струје мотора, не омогућава квалитетно управљање погоном у области високих брзина. Због веома мале напонске маргине којом се може остварити манипулација струје, а самим тим и управљање, уобичајена регулациона структура која подразумијева редукцију магнетизационе компоненте струје и умањење електромоторне силе, не обезбјеђује коректан одзив. Тиме се значајно смањује преоптеретљивост погона и онемогућује рад са оптималним нивоом флуksа. Векторско управљање је сложено, осјетљиво на промјену параметара мотора током рада, а када се реализује са давачем брзине на вратилу осјетљиво је и на механичке утицаје /1,2/.

Битни недостаци векторског управљања, који представљају мотив за формирање другачијих алгоритама распрегнутог управљања су /1,2,3/:

1. Распрегнуто управљање моментом и флуksom је посредно, преко струја статора по d и q осама;
2. Каскадним управљањем смањује се пропусни опсег регулације;
3. Инвертор је најчешће струјно регулисани напонски инвертор;
4. Струјна регулација реализује се у синхроно ротирајућем координатном систему, те је потребно примијенити обртне трансформације;
5. При раду са великим брзинама (слабљење поља), напонска маргина инвертора је сувише мала да би се могао добити довољно брз одзив на изненадну промјену референци;
6. Потребно је познавати положај вектора флуksа (ротора) без обзира на то да ли се он регулише или не.
7. Погон је осјетљив на варијације параметара током рада.

Директна контрола момента (енг. *Direct Torque Control – DTC*) је релативно новији концепт распрегнутог управљања моментом и флуksom асинхроног мотора у односу на векторско управљање. Управљање је не-каскадно, а инвертор је напонски управљан. Директна контрола момента припада групи “*Dead - Beat*” контрола, односно алгоритмима управљања код којих се задате вриједности управљаних величина достижу у што је могуће мањем броју управљачких периода. Директна контрола момента је једноставнија од векторског управљања, уз исте или чак и боље перформансе /2,3/.

Концепт директне контроле момента још није заживио као векторска контрола, иако је по својој природи мање осјетљив на промјене параметара током рада, уз могућност добијања сличних перформанси као векторска контрола /2/. Посебна предност директне контроле огледа се у добрим динамичким карактеристикама у области слабљења поља, бољим него код векторског управљања. Тиме се директна контрола момента првенствено може користити у електричној вучи, гдје је превасходни циљ регулација момента у широком опсегу брзина, док се увођењем регулатора брзине алгоритам директне контроле момента може користити у скоро свим апликацијама гдје и стандардно векторско управљање /2,3/.

Иако још не постоји стандардизована дефиниција директне контроле момента, може се рећи да свако директно (не-каскадно) управљање моментом и флуksom припада концепту директне контроле /2/.

Код директне контроле момента напонски вектор дефинише се директно на основу грешака момента и флуksа, без повратних веза по струји, за разлику од векторског управљања, гдје се вектор напона дефинише на основу вектора струјне грешке. Регулација момента према томе није ограничена пропусним опсегом струјног регулатора и избјегнуте су обртне трансформације. Већина алгоритама директне контроле момента базирана је на контроли флуksа статора, па је директна контрола момента инхерентно и *sensorless* техника, односно нема потребе за давачем брзине /2,3/.

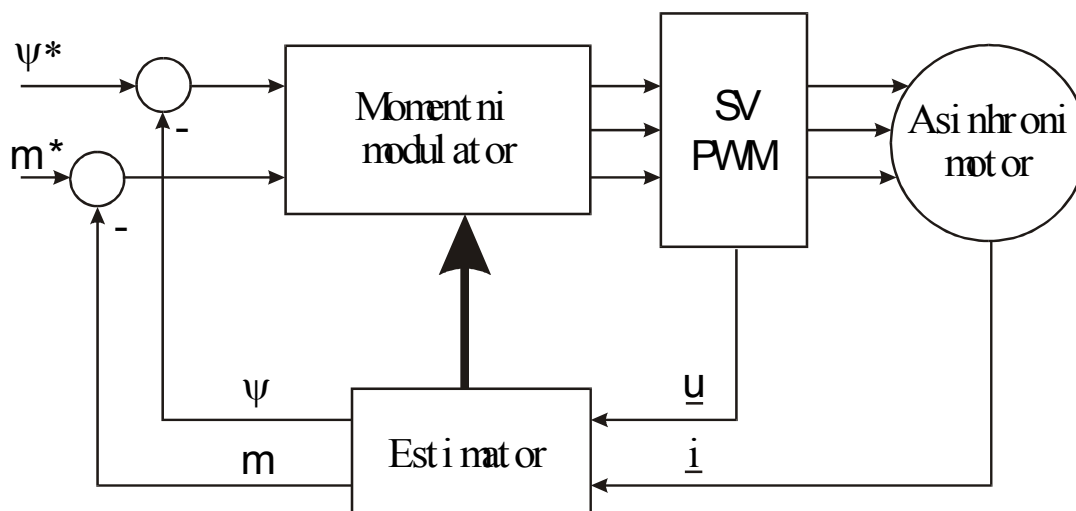
Математичка основа за реализацију директне контроле момента је чињеница да је развијени момент пропорционалан углу између вектора флуksа статора и ротора (и њихових амплитуда), а промјена вектора флуksа статора директно пропорционална напону. Погодним избором вектора напона статора контролишу се и момент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

Основне предности директне контроле момента у односу на векторску контролу су:

1. Распрегнуто управљање моментом и флуksом је директно, на основу грешака момента и флуksа, па нема ограничења у регулацији струје;
2. Нема потребе за обртним трансформацијама, јер се ради у стационарном координатном систему;
3. Инвертор је напонски управљан, чиме се добија бољи одзив при раду са пуним напоном (слабљење поља);
4. Већина алгоритама базирана је на контроли вектора флуksа статора, па је погон инхерентно *sensorless* (осим када се захтијева рад на нултој брзини) /2,3/.

1.2. Директна контрола момента у литератури

У литератури постоје два основна концепта реализације директне контроле момента [2-23]. Оба концепта заснована су на блок – шеми приказаној на Сл. 1.1.



Сл.1.1. Основна блок – шема директне контроле момента

Директна контрола момента на основу одступања жељених и естимираних вриједности момента и флукса током периоде управљања $\Delta T = T_{k+1} - T_k$ помоћу блока “Моментни модулатор” генерише потребан вектор напона статора који ће момент и флукс водити у жељеном правцу. Одступања – грешке момента и флукса према Сл. 1.1. током периода ΔT дефинишу се као:

$$\Delta m = m_{k+1} - m_k, \quad (1.1)$$

$$\Delta \Phi = |\Psi_{k+1}| - |\Psi_k|, \quad (1.2)$$

гдје су:

m_{k+1} , m_k - жељени и стварни момент,

$|\Psi_{k+1}|$, $|\Psi_k|$ - модули жељеног и стварног флукса, а

$\Delta \Phi$ и Δm - одступање модула флукса и одступање момента.

На основу начина минимизирања грешака алгоритми директне контроле момента класификују се у двије групе:

- директна контрола момента са дискретним напонским векторима (директна контрола момента са хистерезисом) и
- директна контрола момента са континуалним напонским векторима (директна контрола момента са нултом грешком управљања).

Први концепт подразумијева да се грешка момента и флукса (1.1. и 1.2) минимизира у оквиру дефинисаног хистерезиса за момент и флукс, ΔH_m и ΔH_ψ , кориштењем само једног активног вектора током периода ΔT . Другим концептом се грешке (1.1. и 1.2) свде на нулу кориштењем класичне модулације просторног вектора, односно потребан напон статора се прорачунава и реализује аплицирањем три напонска вектора током периода ΔT .

Постоје и комбиноване методе које користе и један и други концепт, односно умјесто три користе два напонска вектора током периода ΔT , док неке методе са континуалним напонским векторима у прелазним режимима раде на принципу директне контроле момента са хистерезисом.

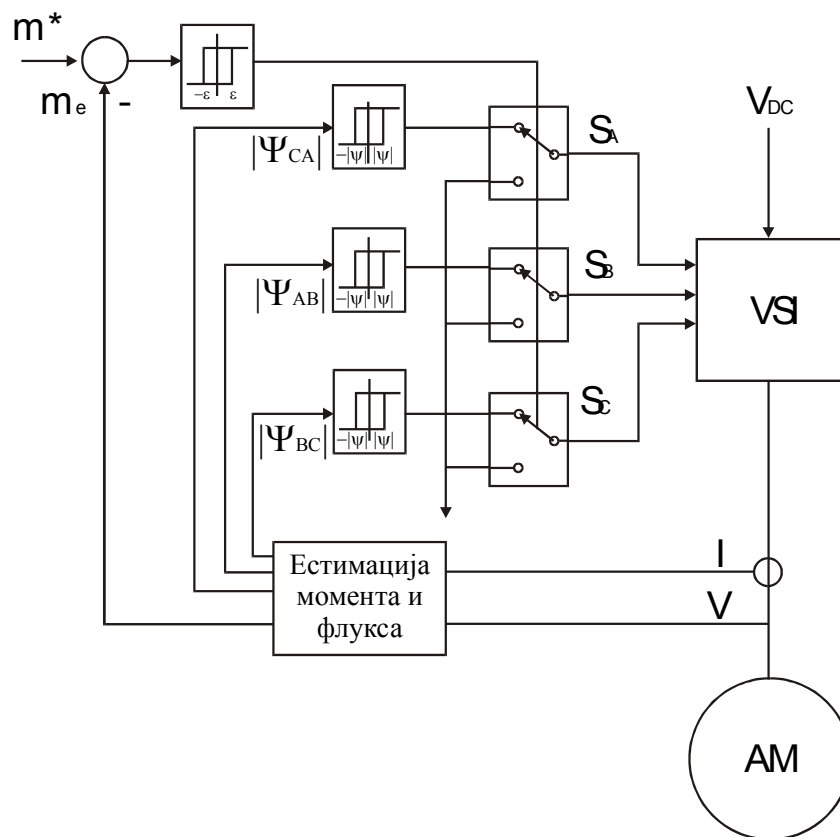
На овом мјесту ће бити укратко изложено стање у доступној литератури, док ће се најзначајније методе директне контроле момента детаљно дискутовати у наставку излагања.

1.2.1. Директна контрола момента са дискретним напонским векторима

Први радови из директне контроле момента, објављени средином осамдесетих година прошлог вијека припадају групи алгоритама директне контроле момента са дискретним напонским векторима [4,5]. Ови алгоритми на основу грешке момента и модула флукса Δm_e и $\Delta \Phi$ у оквиру задатог хистерезиса, те познавања положаја флукса статора у тренутку k , одређују одговарајући напонски вектор у тренутку $k + 1$. Код овог концепта бира се један од шест активних односно два нулта расположива напона. Прорачунати напонски вектор аплицираће се током периода $\Delta T = T(k + 1) - T(k)$. *Dead – Beat* контрола момента и флукса остварена је апликацијом дискретних вектора напона статора. Концепт не води рачуна о величини инкремената/декремената момента и флукса, него само о знаку одступања. Због тога одзиви момента и флукса имају значајан рипл око задате вриједности. Поред таласности момента (а самим тим и

брзине), други недостатак овог концепта је што прекидачка учестаност инвертора није константна. Тиме се компензација ефекта мртвог времена инвертора тешко реализује, уз неповољан хармонијски састав струја мотора. Добра особина овог концепта је једноставност, пошто нема потребе за трансформацијом координата и сложеним математичким прорачунима. Овај концепт се једноставно практично имплементира. Произвођач погонских претварача *ABB* први је развио комерцијално доступан моментни контролер базиран на овом принципу /2/.

Када се контрола реализује директно у фазном домену /5/ (такозвана *директна самоконтрола*), тада се потребни напони статора генеришу директно у све три фазе, без преласка у стационарни координатни систем. Концепт *директне самоконтроле* примјењује се у погонима великих снага, због релативно мале прекидачке учестаности. *Директна самоконтрола* појавила се у литератури готово истовремено када и први концепт /5/. Основна блок – шема приказана је на Сл. 1.2.



Сл. 1.2. Основна блок – шема директне самоконтроле

Принцип рада је сљедећи: ако је командовани момент већи од стварног (естимираног) у оквиру дефинисаног хистерезиса, мотору се аплицира нулти напонски

вектор, који задржава претходну вриједност флукса и смањује момент. Нулти вектор напона тада зауставља ротацију флукса статора, и омогућава флуксу ротора да “ухвати” флукс статора, смањујући момент смањењем угла клизања ϑ_{kl} . Ако је командовани момент мањи од стварног (естимираног) у оквиру задатог хистерезиса, аплицира се активни вектор. Избор активног вектора тада је дефинисан компараторима флукса и то тако да се интеграл (линијског) напона, односно флукс, доведе у задате границе укључивањем односно искључивањем одговарајућег прекидача (Сл.1.2).

Међу највећим недостацима рјешења /4/ и /5/ директне контроле момента са дискретним векторима наведени су значајан рипл момента и брзине у стационарном стању, утицај промјене параметара током рада, те естимација флукса машине при малим брзинама, гдје грешку уносе падови напона на омским отпорима /6-14/.

У раду /6/ истакнут је значај тачног познавања отпора статора за естимацију флукса, и предлаже се алгоритам заснован на ПИ регулаторима и фази логици, којим ће се на основу опсервације грешке струје статора одредити отпор статора. Сличним проблемом се бави и /7/, гдје се унапређује естимација момента и флукса на малим учестаностима *on - line* естимацијом отпора ротора и статора, користећи грешке мјерења и естимирања струја статора. Естимација флукса са тачно одређеним вриједностима отпора намотаја значајно смањује рипл на малим брзинама.

У /8/ аутори предлажу другачији концепт директне контроле, у коме се на основу предиктивног алгоритма у тренутку T_k испитује сваки расположиви напонски вектор понаособ, и бира само један за примјену у тренутку T_{k+1} . Оптималан је онај вектор који даје најмање одступање флукса и момента и не доводи до повећања струје статора преко дозвољене. Ову технику аутори називају “Векторска контрола момента” и наводе да она има боље перформансе, односно мањи рипл него класична директна контрола момента или векторско управљање, и у прелазним режимима и у стационарном стању.

У /9/ предложен је начин за повећавање прекидачке учестаности инвертора, чиме се директно смањује рипл момента. Аутори предлажу да се грешкама момента и флукса (1.1) и (1.2) дода високофреквентни троугаони сигнал мале амплитуде, захваљујући коме ће се у оквиру већ постојећег хистерезиса смањити рипл момента и флукса, односно повећати фреквенција рада. Осим наведених предности, наведено је да

долази и до смањења буке погона. Проблемом рипла и буке баве се и аутори у /10/, који уводе два ПИ регулатора момента и флукса који смањују рипл момента и буку.

Смањење рипла момента може се реализовати повећавањем расположивих напонских вектора током периода ΔT , чиме се добијају комбиноване методе. У /11/ предложена је посебна прекидачка табела, на основу које се бирају три напонска вектора током периода ΔT и тако се добија комбинована метода директне контроле момента са хистерезисом и директне контроле момента са нултом грешком. Тиме се напон статора током периода ΔT добија сличним принципом као и класичном модулацијом просторног вектора напона. На сличан начин, тежећи да се смањи рипл момента и флукса, аутори у /12/ дефинишу критеријумску функцију која представља зависност квадрата рипла момента у времену, односно ефективну вриједност рипла. Минимизацијом те функције по времену добија се тачно одређени тренутак $t_s < \Delta T$ у коме треба активни вектор напона замијенити нултим, да би се рипл момента минимизовао. И ова техника води ка техници класичне модулације просторног вектора, јер се током периода ΔT мотору аплицирају два вектора напона. Уколико је $t_s > \Delta T$, тада момент мотора није у стационарном стању, те се не посматра критеријумска функција, него се мотору доводи пун напон. На сличан начин се у /13/ дефинишу двије критеријумске функције, за момент и флукс, на основу којих се дефинише трајање активних вектора импулсно ширинске модулације.

Занимљива комбинована метода, којом се минимизира рипл момента и брзине, приказана је у /14/. Аутори не користе нулте векторе, него момент и повећавају и смањују активним векторима. Да би омогућили рад без нултих вектора, модификује се табела за избор одговарајућих напонских вектора. Приликом модификације, аутори напомињу да се мора водити рачуна о модификацији табеле, да погон не би почео да непрекидно осцилује између два стања. Пошто нема нултих вектора, струја мотора може се естимирати преко једног сензора у једносмјерном колу инвертора и на основу управљачких сигнала инвертора. Проблем у овом случају уноси зашумљеност струје једносмјерног кола.

У /15/ предложено је да се током периода дискретизације естимирају активна и реактивна снага мотора, те да се, не губећи на квалитету управљања, минимизирају губици у погону.

1.2.2. Директна контрола момента са континуалним напонским векторима

Недостаци хистерезисне методе, рипл момента и флуksа, а самим тим и брзине, довели су до усавршавања комбинованих метода, односно до директне контроле момента са нултом грешком – директне контроле момента са континуалним напонским векторима. Код ове методе одступања момента и флуksа минимизирају се и по знаку и по вриједности. Потребан напон статора се прорачунава, тако да се одступање флуksа и момента током периода управљања ΔT своди на нулу. Израчунати вектор напона статора генерише се техником модулације просторног вектора, кориштењем два активна и једног нулног вектора током периода ΔT . Тиме се у свакој периоди ΔT мотору доводи тачно потребан напон, чиме су таласности момента и брзине драстично смањене, а периода комутације инвертора је постала константна.

У /16/ предложен је први концепт директне контроле момента са нултом грешком управљања. На основу математичког модела асинхроног мотора, и дефиниције одступања момента и флуksа од командованих вриједности (1.1 и 1.2), добијају се потребни континуални напони статора у $\alpha - \beta$ равни. У раду /17/ концепт се додатно усавршава, да би се у /18/ предложени алгоритам на једноставан начин графички приказао.

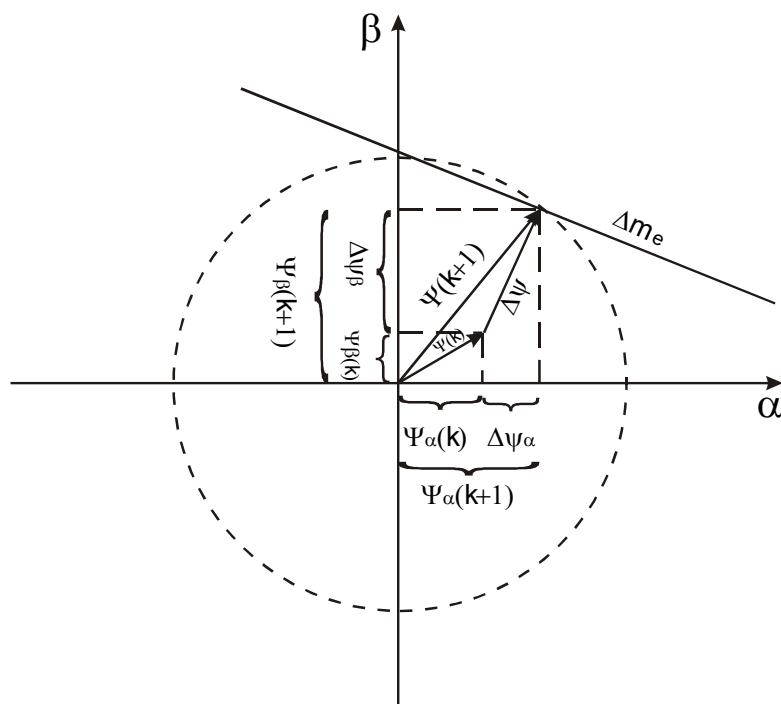
У /16-18/ потребни напони статора у $\alpha - \beta$ равни се одређују из добијеног система двије једначине са двије непознате. Током периода ΔT жељена амплитуда флуksа и одступање момента у $\alpha - \beta$ равни су кружница, односно права, које су функције напона статора по $\alpha - \beta$ осама:

$$\frac{\Delta m_e}{\Delta T} = -m_e \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} \right) + \frac{3}{2} P \frac{M}{\sigma L_s L_r} \left[\Psi_{\alpha r} u_{\beta}^* - \Psi_{\beta r} u_{\alpha}^* - \omega_m \Psi_{\alpha} \Psi_{\alpha r} \right] \quad (1.3)$$

$$\Psi^2(k+1) = \left(\Psi_{\alpha}(k) + u_{\alpha}^* \Delta T \right)^2 + \left(\Psi_{\beta}(k) + u_{\beta}^* \Delta T \right)^2 \quad (1.4)$$

Пресјек кружнице и праве у $\alpha - \beta$ равни одређује потребне компоненте вектора напона статора по α и β оси, који ће одступање момента и амплитуде флуksа свести

на нулу. Напони су једноставно одређени као пројекције вектора $\Delta\Psi$ на α и β осу подијелене са периодом дискретизације ΔT . Принцип рада приказан је на Сл. 1.3.



Сл. 1.3. Одређивање напона статора код директне контроле момента са континуалним напонским векторима

Проблем овог концепта је проналажење потребних напона статора из пресека праве и кружнице. Права и кружница у општем случају могу да се сијекну, додирују, или да немају заједничких тачака. Када постоји пресјек, двије пресјечне тачке (два напона статора) момент и флуks воде у жељеном смјеру. Избор оптималне пресјечне тачке одређен је струјом машине, уз предикцију момента и флуksа у наредном периоду /16/. Осим тога, када су инкременти момента и флуksа превелики да би се реализовали током периода ΔT , права и кружница немају пресјек, те се не може директно израчунати потребан напон који ће грешку флуksа и момента свести на нулу. У том случају се користи једна од двије технике: или посебном логиком изабрати потребан вектор напона који ће грешку момента и флуksа минимизирати /16,17/, или инкременте момента и флуksа унапријед ограничити тако да се права и кружница у свакој периоди ΔT сијекну или додирују /18/.

Уколико не постоји пресјек, односно рјешење система (1.3 и 1.4), тада ће се добити да је трајање нултог напонског вектора негативно. У раду /17/ се у том случају

предлаже да се постави да је $|\underline{V}^*| = V_{\max}$, уз задржавање израчунатог угла. Тада се не аплицира нулти вектор, и напон статора додирује страницу шестоугла добијеног модулацијом просторног вектора напона. Напон статора је тада изобличен. Овај проблем се јавља и у режиму слабљења поља, и аутори у /17/ задржавају предложену логику и у том случају. У раду /18/ се инкременти момента и флуksа, поштујући ограничење струје, унапријед ограниче, тако да се права и кружница увијек сијеку или додирују.

Основни недостаци директне контроле момента са континуалним напонским векторима према томе су: рјешавање система двије једначине са двије непознате, од којих је једна квадратна и избор оптималне радне тачке, одређивање потребног напона када не постоји рјешење система једначина, те естимација флуksа и момента при малим брзинама /19-23/.

У раду /19/ формиран је алгоритам директне контроле момента базиран на флуksу статора и наглашено је да варијације отпора статора битно утичу на естимацију флуksа на малим брзинама. Предложени алгоритам је комбинација директне контроле момента и векторског управљања, јер се синхрони координатни систем поставља тако да q компонента флуksа статора буде једнака нули. Тада момент на вратилу постаје једнак производу d компоненте флуksа статора и q компоненте струје ротора. Флуks статора рачуна се из флуksа ротора, а његов угао на основу сабирања учестаности клизања и брзине обртања вратила. Флуks ротора зависан је од отпора ротора, који се естимира *Model Reference* алгоритмом на основу момента у синхронном координатном систему, и момента добијеног из директне пропорције са клизањем. На тај начин се флуks статора добија преко тачно одређеног флуksа ротора уз уважену промјену отпора ротора. Утицај отпора статора на тачност естимације флуksа статора дискутован је и у /20/. За елиминацију промјене отпора статора аутори користе трећи хармоник напона статора који не зависи од параметара мотора. У раду /21/ аутори на малим брзинама за естимацију флуksа статора не користе чисто интегралчење, него дигитални нископропусни филтер.

Анализом карактеристика директне контроле момента баве се и /22/ и /23/. У /22/ аутори наводе проблеме ефекта мртвог времена и естимације флуksа статора на малим учестаностима. Флуks статора се естимира преко флуksа ротора, који се добија у

затвореној петљи. Не дискутује се промјена отпора ротора, а аутори наводе да се на предложени начин добијају приближно исти резултати као и са употребом знатно сложенијих естиматора (Калмановог филтра). Предложен је начин за компензацију ефекта мртвог времена. Алгоритам користи обртне трансформације, али се захваљујући томе на великим брзинама једноставно ограничавају инкременти момента и флукса да не би дошло до превеликих струја у мотору. У /23/ теоријски су обрађена три математичка модела асинхроног мотора и дискутована је њихова примјена у алгоритму директне контроле момента. Анализирани су комплетан модел асинхроног мотора, те редуковани модели у синхронном и стационарном координатном систему. Математички модели тестирани су у погону гдје су процеси подијељени на брзе и споре, као код дигиталног Калмановог филтра. На основу сложености прорачуна и потребног рачунарског времена, аутори као оптималан модел предлажу редуковани модел асинхроног мотора у стационарном координатном систему са флуксевима статора и брзином као промјенљивим стања.

Поред проблема естимације, побољшавањем перформанси погона на веома малим и великим брзинама, као и утицајем непознавања или промјене параметара мотора, баве се и аутори у радовима /24-30/.

У литератури /24-27/ истакнути су проблеми рада асинхроног мотора на великим брзинама. У /24/ предлаже се посебан модел регулатора флукса ротора у области слабљења поља, којим ће се добити боље динамичке перформансе, првенствено брже залијетање погона. За синтезу регулатора потребно је познавати роторску временску константу, која се одређује на основу индуковане електромоторне силе статора при прекиду напајања. У /25/ аутори за рад погона на великим брзинама предлажу да се, када не постоји довољна резерва напона, напон статора одабере у пресјеку ивице шестоугла формираног методом модулације просторног вектора, и вектора паралелног са α осом који полази из врха вектора флукса статора У /26/ аутори разматрају промјену индуктивности расипања и магнетизације у режиму слабљења поља. Истичу да је потребно уважити магнетну нелинеарност, и предлажу да се *on-line* одређују индуктивности мотора на основу одзива напона при инјекцији мале синусоидалне струје статора. У /27/ напон статора у синхронном координатном систему посматра се преко три дијела: пада напона на омском отпору, контраелектромоторне силе и напона пропорционалног брзини и флуксу по ортогоналној оси. Растом брзине напон

ортогоналне осе постаје доминантан, и аутори предлажу компензацију тога напона помоћу два ПИ регулатора.

У /28, 29 и 30/ утицај промјене параметара мотора елиминише се увођењем неуро-фази логике за идентификацију параметара.

У раду /31/ предложен је концепт директне контроле момента синхроног мотора.

На основу изложеног, могу се дефинисати основни недостаци постојећих алгоритама директне контроле момента:

1. Сложен прорачун са вишеструким радним тачкама од којих се мора изабрати оптимална;
2. Значајна таласност (рипл) момента, а самим тим и брзине у случајевима када се не може тачно прорачунати потребан напон;
3. Проблеми струјне заштите (преко ограничења промјене момента и флукса);
4. Осјетљивост естимације на промјену параметара током рада и рад на нултој брзини, слично као код векторског управљања /2,3/.

Актуелни правци развоја алгоритама директне контроле момента према томе су:

1. Поједностављење постојећих и формирање нових алгоритама директне контроле момента;
2. Побољшавање одзива, односно смањење таласности момента и флукса;
3. Примјена и развој напредних техника естимације флукса, момента и брзине, нарочито на малим брзинама обртања вратила.

1.3. Кратак садржај и организација рада

Овај рад се бави развојем новог алгоритма директне контроле момента за распрегнуто управљање електричним погоном са асинхроним мотором. Нови алгоритам ће бити развијен на основу критичког осврта на постојећа рјешења и аналитичког разматрања рада погона са асинхроним мотором, те ће бити тестиран рачунарским симулацијама и експериментално верификован.

Рад се састоји од сљедећих цјелина:

У претходном дијелу истакнута је потреба за распрегнутим управљањем моментом и флуksom асинхроног мотора, те су наведени постојећи алгоритми за реализацију распрегнутог управљања. Истакнуто је да широко распрострањено векторско управљање у неким случајевима има битне недостатке који се могу превазићи примјеном концепта директне контроле момента. На основу увида у доступну литературу из области директне контроле момента, лоцирани су проблеми који се јављају у реализацији погона са директном контролом момента и истакнути правци потребних побољшања.

У другом дијелу изведен је комплетан математички модел асинхроног мотора потребан за даљу анализу. Након тога је објашњена и математички обрађена техника модулације просторног вектора (енг. *Space Vector Modulation – SVM*) која се стандардно користи у реализацији директне контроле момента.

Детаљан опис најзначајнијих алгоритама распрегнутог управљања моментом и флуksom, заједно са математичким моделима, представљен је у трећем дијелу. Поред класичног векторског управљања, представљени су постојећи алгоритми директне контроле момента са хистерезисом – дискретним напонским векторима, и директне контроле момента са нултом грешком управљања – континуалним напонским векторима. Понашање алгоритама илустровано је рачунарском симулацијом. На крају поглавља укратко су дискутоване перформансе постојећих рјешења.

Нови алгоритам директне контроле момента обрађен је у четвртном дијелу. Алгоритам представља побољшање и поједностављење постојећих рјешења, и заснован је на основним принципима рада асинхроне машине. Након аналитичких разматрања, нови алгоритам је детаљно објашњен и илустрован рачунарском симулацијом.

У петом дијелу експериментално је верификован развијени алгоритам. Прво су описани хардвер и софтвер којима је изведен експеримент. Након тога снимљени су одзиви погона у карактеристичним режимима, те су добијени резултати дискутовани и поређени са теоријским разматрањима.

Шести дио је закључак, у коме су сумирани добијени резултати, истакнуте карактеристике новог алгоритма директне контроле момента и флуksа, те предложени правци даљег истраживања.

Списак референтне литературе налази се у седмом дијелу, док се на крају рада, у прилогу, налазе подаци о конкретно реализованом погону.

2. МАТЕМАТИЧКИ МОДЕЛИ АСИНХРОНОГ МОТОРА И ПОГОНСКОГ ПРЕТВАРАЧА

2.1. Математички модел асинхроног мотора

Математички модел асинхроног мотора је скуп диференцијалних и алгебарских једначина који описује релевантне аспекте динамичког понашања асинхроног мотора. Модел мора бити у довољној мјери сагласан са реалним појавама у машини, и погодан за анализу и даљу обраду /32/. За симулацију на рачунару и анализу, диференцијалне једначине најчешће се представљају у облику једначина стања. Уобичајено се изводи флуksни модел машине, који се након тога може трансформисати у струјни модел, да би се уважила магнетна нелинеарност. У наставку ће бити изведени потребни математички модели, који ће послужити као основа за даља излагања.

Посматра се уравнотежени трофазни асинхронни мотор са три фазна намотаја на статору просторно помјерена за 120° електричних. При моделовању асинхроне машине стандардне конструкције уобичајено се полази од сљедећих идеализација /33/:

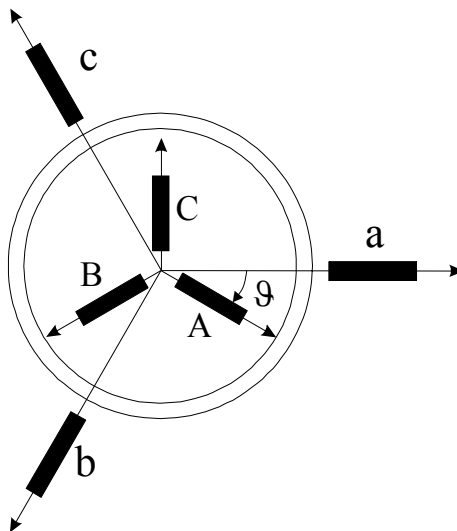
1. Појаве у електричној машини се довољно тачно описују примјеном концентрисаних параметара,
2. Занемарују се појаве паразитних капацитивности у машини,
3. Губици у магнетном колу могу се занемарити,
4. Међусобна зависност струје и флуksа је линеарна,
5. Расподјела магнетопобудне силе по ободу зазора је синусна,
6. Омске отпорности се усвајају као константне,
7. Занемарује се утицај зубаца статора и ротора на индуктивности.

Четврта идеализација је најмање оправдана, али је потребно увести за извођење 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 промјене отпорности намотаја са температуром. Ова промјена може се уважити примјеном техника естимације отпора машине.

2.1.1. Математички модел асинхроне машине у фазном домену

На Сл. 2.1. шематски је приказана трофазна асинхрона машина у оригиналном (фазном) подручју. Кавезни намотај ротора је еквивалентиран одговарајућим трофазним намотајем. Електрични угао ϑ је функција времена и њиме је дефинисан тренутни положај између магнетне осе статора и одговарајуће осе ротора.



Сл. 2.1. Шематски приказ трофазне асинхроне машине у оригиналном (фазном) подручју

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

$$\underline{u} = \underline{R} \cdot \underline{i} + \frac{d\underline{\Psi}}{dt}, \quad (2.1)$$

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

Једначина механичке равнотеже (Њутнова једначина) је:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} \left(m_e - m_m - \frac{k_r}{P} \omega \right). \quad (2.3)$$

Електромагнетни момент је:

$$m_e = \frac{P}{2} \underline{i}^T \frac{d\underline{L}(\vartheta)}{d\vartheta} \underline{i}, \quad (2.4)$$

гдје су:

\underline{u} - вектор напона статора и ротора,

\underline{R} - матрица отпорности намотаја статора и ротора,

\underline{i} - вектор струја статора и ротора,

$\underline{\Psi}$ - вектор флуksних обухвата статора и ротора,

$\underline{L}(\vartheta)$ - матрица индуктивности,

ϑ - угао између осе "а" намотаја статора и осе "А" намотаја ротора,

m_e - електромагнетни момент,

m_m - механички момент оптерећења,

P - број пари полова,

J - момент инерције,

ω - електрична угаона брзина ротора,

k_r - коефицијент трења.

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

$$\omega_m = \frac{\omega}{P}, \quad (2.5)$$

гдје је ω_m брзина обртања вратила мотора.

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

$$\omega = \frac{d\theta}{dt}. \quad (2.6)$$

Матрице у изразима (2.1) – (2.4) приказане у развијеном облику гласе:

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

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

$$\underline{\Psi} = [\Psi_a \ \Psi_b \ \Psi_c \ \Psi_A \ \Psi_B \ \Psi_C]^T, \quad (2.7b)$$

$$\underline{R} = \text{diag}\{R_s, R_s, R_s, R_r, R_r, R_r\}, \quad (2.7г)$$

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

Подматрице \underline{L}_s , \underline{L}_r и \underline{L}_{sr} су облика:

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

$$\underline{L}_{sr} = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix}, \quad (2.10)$$

гдје 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,
- Ψ_a, Ψ_b, Ψ_c - флуksни обухвати намотаја статора,
- Ψ_A, Ψ_B, Ψ_C - флуksни обухвати намотаја ротора,
- R_s - омски отпор намотаја статора,
- R_r - омски отпор намотаја 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_{sr} - међусобна индуктивност намотаја фазе "a" на статору и намотаја фазе "A" на ротору, у складу са Сл. 2.1.

Добијено је седам нелинеарних диференцијалних једначина (једначине 2.1 и 2.4) са исто толико непознатих 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 . Она је функција тренутног положаја ротора (времена). Због тога су ове једначине нелинеарне са промјенљивим коефицијентима, па је математички модел у домену фазних величина непогодан за анализу и треба га трансформисати. Извршиће се трансформације оригиналних величина, ријешити трансформисани модел на знатно једноставнији начин и за краће вријеме, и затим ће се вратити у оригинално подручје помоћу инверзних трансформација.

2.1.2. Трансформисање трофазног модела асинхроне машине у двофазни

Да би се модел асинхроне машине упростио, извршиће се комплексна трансформација распрезања /32,33/, чиме се трофазни намотаји статора (a, b, c) и ротора (A, B, C) еквивалентирају одговарајућим фиктивним двофазним намотајима ($\alpha - \beta$). Нулте компоненте се избацују, пошто не утичу на процес електромеханичке конверзије. Захваљујући помјерају фиктивних намотаја од 90° , нестају електромагнетне спреге између фазних намотаја и трансформисана матрица индуктивности је дијагонална. Ова трансформација назива се Кларкова трансформација.

Примјеном ове трансформације простопериодичне величине (струје, напони и флуксеве) представљају се просторним векторима (полифазорима). Они се могу једноставно превести из комплексног у одговарајуће реално подручје примјеном одговарајуће трансформационе матрице.

У раду ће бити кориштени и реални и комплексни модели, па ће у наставку бити изведен модел машине у оба подручја.

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

$$\underline{f}_s = k[f_a + af_b + a^2 f_c]; \quad a = e^{j\frac{2\pi}{3}}, \quad (2.11)$$

$$\underline{f}_r = k[f_A + af_B + a^2 f_C], \quad (2.12)$$

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

1. $k = 1$, чиме се постиже инваријантност броја навојака 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 ће се узети коефицијент $k = \frac{2}{3}$.

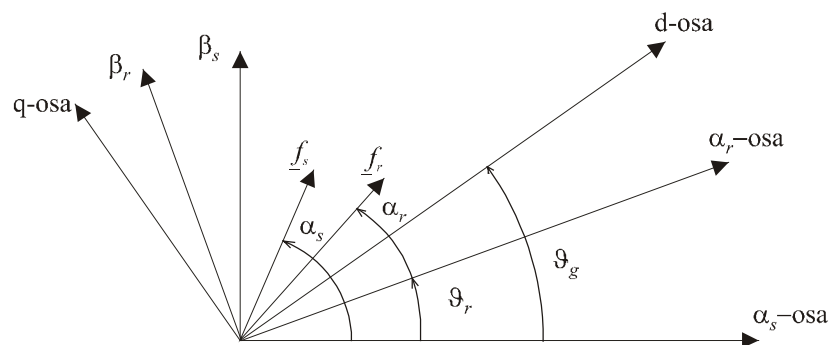
Добија се једна комплексна диференцијална једначина напонске равнотеже статора, и једна комплексна диференцијална једначина напонске равнотеже ротора, умјесто одговарајућих полазних матричних диференцијалних једначина. Друга добијена комплексна једначина за статор (и друга добијена комплексна једначина за ротор) је конјуговано комплексна првој, па се конјуговане једначине могу изоставити из разматрања.

Добијени вектори се могу изразити у поларној форми:

$$\underline{f}_s = |\underline{f}_s| e^{j\alpha_s}, \quad (2.13)$$

$$\underline{f}_r = |\underline{f}_r| e^{j\alpha_r}, \quad (2.14)$$

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



Сл. 2.2. Илустрација вектора у различитим координатним системима

Примјеном Кларкове трансформације оригинални трофазни систем је еквивалентниан двофазним системом. На овај систем може се примијенити трансформација кретања (Паркова трансформација).

2.1.3. Математички модел асинхроне машине у генерализованом координатном систему

Трансформација кретања је замјена једне референтне осе другом, при чему избор трансформације кретања представља избор референтне осе новог система. У генерализованом координатном систему који ротира брзином ω_g трансформисани вектори статорских и роторских величина гласиће /33/:

$$\underline{f}_{sg} = \underline{f}_s e^{-j\vartheta_g} = \left| \underline{f}_s \right| e^{j(\alpha_s - \vartheta_g)}, \quad (2.15)$$

$$\underline{f}_{rg} = \underline{f}_r e^{-j(\vartheta_g - \vartheta_r)} = \left| \underline{f}_r \right| e^{j\alpha_r} e^{-j(\vartheta_g - \vartheta_r)}, \quad (2.16)$$

гдје је ϑ_g угао дефинисан изразом:

$$\omega_g = \frac{d\vartheta_g}{dt}. \quad (2.17)$$

На Сл. 2.2 приказана су три координатна система: координатни систем $\alpha_s - \beta_s$ везан за статор, координатни систем $\alpha_r - \beta_r$ везан за ротор, и координатни систем $d - q$, (тзв. генерализовани координатни систем) који се обрће брзином ω_g .

Примјеном једначина (2.11), (2.12), (2.15) и (2.16) на једначине (2.1) и (2.2), и примјеном навојне трансформације /33/, добијају се једначине напонске равнотеже и флуksних обухвата у комплексном домену у генерализованом координатном систему:

$$\underline{u}_{sg} = R_s \cdot \underline{i}_{sg} + \frac{d\Psi_{sg}}{dt} + j\omega_g \Psi_{sg}, \quad (2.18)$$

$$\underline{u}_{rg} = 0 = R_r \cdot \underline{i}_{rg} + \frac{d\Psi_{rg}}{dt} + j(\omega_g - \omega) \Psi_{rg} \quad (2.19)$$

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

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

Електромагнетни момент у овој представи гласи:

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

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 дијела:

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

гдје су:

\underline{f}_g - вектор флуksа, струје 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), па затим изврши раздвајање реалних и имагинарних дијелова, добија се реални модел асинхроне машине у $B_g T_s$ подручју /33/ приказан једначинама стања (2.3), (2.24 – 2.29):

$$\frac{d\Psi_d}{dt} = u_d - R_s i_d + \omega_g \Psi_q, \quad (2.24)$$

$$\frac{d\Psi_q}{dt} = u_q - R_s i_q - \omega_g \Psi_d, \quad (2.25)$$

$$\frac{d\Psi_D}{dt} = u_D - R_r i_D - (\omega_g - \omega) \Psi_Q, \quad (2.26)$$

$$\frac{d\Psi_Q}{dt} = u_Q - R_r i_Q + (\omega_g - \omega) \Psi_D, \quad (2.27)$$

$$\Psi_d = L_s i_d + L_m i_D; \quad \Psi_D = L_r i_D + L_m i_d,$$

$$\Psi_q = L_s i_q + L_m i_Q; \quad \Psi_Q = L_r i_Q + L_m i_q, \quad (2.28)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} \left(m_e - m_m - \frac{k_{tr}}{P} \omega \right), \quad (2.3)$$

$$m_e = \frac{3}{2} P (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d), \quad (2.29)$$

гдје 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, Ψ ,

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),

ω_g - брзина обртања генерализованог координатног система.

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

Код асинхроне машине постоји слобода у избору брзине обртања референтног координатног система. Најчешће се користе следеће три варијанте/32, 33/:

- $\omega_g = 0$, добија се модел везан за статор, у тзв. стојећем систему оса ($\alpha - \beta$);
- $\omega_g = \omega_e = 2\pi f_s$, гдје је f_s учестаност статорских величина. Ово је тзв. синхронно ротирајући координатни систем ($d - q$) (Парков модел);
- $\omega_g = \omega$, добија се модел са референтним осама које ротирају електричном брзином ротора (брзина обртања вратила мотора сведена на један пар полова).

Једначине (2.18. – 2.22), односно (2.24. – 2.29) представљају модел асинхроне машине у комплексном, односно реалном подручју. У циљу даљег извођења потребно је флуксеве по d и q оси статора и ротора (2.20, 2.21 или 2.28) раставити на расипне флуксеве и компоненте флуksа магнећења. Тада се добија:

$$\Psi_d = L_s i_d + L_m i_D = (L_{\gamma s} + L_m) i_d + L_m i_D = L_{\gamma s} i_d + \Psi_{dm}, \quad (2.30)$$

$$\Psi_q = L_s i_q + L_m i_Q = (L_{\gamma s} + L_m) i_q + L_m i_Q = L_{\gamma s} i_q + \Psi_{qm}, \quad (2.31)$$

$$\Psi_D = L_r i_D + L_m i_d = (L_{\gamma r} + L_m) i_D + L_m i_d = L_{\gamma r} i_D + \Psi_{dm}, \quad (2.32)$$

$$\Psi_Q = L_r i_Q + L_m i_q = (L_{\gamma r} + L_m) i_Q + L_m i_q = L_{\gamma r} i_Q + \Psi_{qm}, \quad (2.33)$$

Ознаке кориштене у изразима (2.30 – 2.33) су исте као и раније, при чему су индуктивности статора и ротора представљене као збир расипне индуктивности и индуктивности магнећења:

$$L_s = L_{\gamma s} + L_m, \quad (2.34)$$

$$L_r = L_{\gamma r} + L_m, \quad (2.35)$$

гдје су $L_{\gamma s}$ и $L_{\gamma r}$ индуктивности расипања статора и ротора.

Флуксеви магнећења по d и q оси Ψ_{dm} и Ψ_{qm} су дефинисани изразима:

$$\Psi_{dm} = L_m (i_d + i_D) = L_m i_{dm}, \quad (2.36)$$

$$\Psi_{qm} = L_m (i_q + i_Q) = L_m i_{qm}, \quad (2.37)$$

а укупни флуks магнећења је:

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

Струја магнећења по d и q оси је:

$$i_{dm} = i_d + i_D, \quad (2.39)$$

$$i_{qm} = i_q + i_Q, \quad (2.40)$$

а укупна струја магнећења је:

$$i_m = \sqrt{i_{dm}^2 + i_{qm}^2}. \quad (2.41)$$

2.1.4. Еквивалентна шема асинхроног мотора

Еквивалентна шема асинхроног мотора изводи се из једначина (2.24-2.28). Једначине се пишу у комплексном облику и посматра се стационарно стање. Усвојиће се синхронно ротирајући координатни систем ($\omega_g = \omega_s$).

$$\underline{u}_{dq} = R_s \underline{i}_{dq} + j\omega_s L_{\gamma s} \underline{i}_{dq} + j\omega_s L_m \underline{i}_m, \quad (2.42)$$

$$0 = R_r \underline{i}_{DQ} + j\omega_{kl} L_{\gamma r} \underline{i}_{DQ} + j\omega_{kl} L_m \underline{i}_m, \quad (2.43)$$

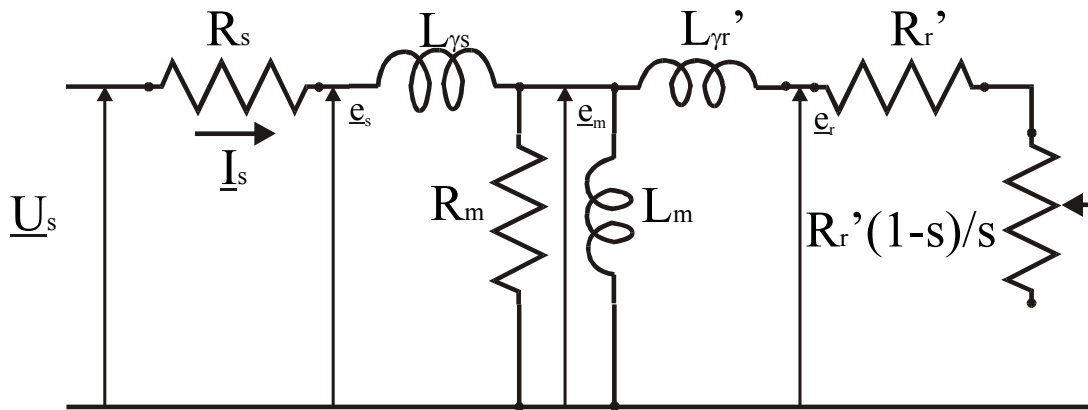
гдје су $\omega_{kl} = \omega_s - \omega$ кружна учестаност клизања, ω_s учестаност статорских величина, а ω брзина обртања вратила сведена на један пар полова. Да би једначине (2.42 и 2.43) биле представљене у зависности од само једне учестаности, уводи се појам релативног клизања s :

$$s = \frac{\omega_{kl}}{\omega_s}. \quad (2.44)$$

Дијелећи једначину (2.43) са s (уз претпоставку $s \neq 0$), добија се да је једначина напонске равнотеже ротора:

$$0 = \frac{R_r}{s} \underline{i}_{DQ} + j\omega_s L_{\gamma r} \underline{i}_{DQ} + j\omega_s L_m \underline{i}_m \quad (2.45)$$

На основу израза (2.42) и (2.45) добија се може се нацртати еквивалентна шема асинхроног мотора која је приказана на Сл. 2.3.



Сл. 2.3. Еквивалентна шема асинхроног мотора

Уважавајући једначине (2.30 – 2.41) може се писати да је:

$$\underline{\Psi}_m = L_m \dot{i}_m, \quad (2.46)$$

$$\underline{\Psi}_s = \underline{\Psi}_m + \underline{\Psi}_{\gamma s}, \quad (2.47)$$

$$\underline{\Psi}_r = \underline{\Psi}_m + \underline{\Psi}_{\gamma r}. \quad (2.48)$$

За простопериодичну побуду статора, на Сл. 2.3. нацртане су и одговарајуће индуковане електромоторне силе:

$$e_m = j\omega_s \underline{\Psi}_m, \quad (2.49)$$

$$e_s = j\omega_s \underline{\Psi}_s, \quad (2.50)$$

$$e_r = j\omega_s \underline{\Psi}_r. \quad (2.51)$$

2.1.5. Биланс снаге асинхроног мотора

Улазна снага у асинхрони мотор у синхроним dq систему је:

$$p_e = \frac{3}{2} (u_d i_d + u_q i_q). \quad (2.52)$$

Уврштавајући једначине напонске равнотеже статорског намотаја (2.24 и 2.25) у (2.52) добија се:

$$p_e = \frac{3}{2} \left[\{R_s i_d^2 + R_s i_q^2\} + \left\{ \frac{d\Psi_d}{dt} i_d + \frac{d\Psi_q}{dt} i_q \right\} + \omega_s \{ \Psi_d i_q + \Psi_q i_d \} \right]. \quad (2.53)$$

Први члан у загради представља Цулове губитке у намотајима статора, други члан представља акумулацију магнетне енергије, док трећи члан представља снагу која се са статора преноси у зазор. Ова снага се назива снага обртног поља (p_{ob}). Дијелењем ове снаге са угаоном учестаношћу статорских величина добија се познати израз за развијени електромагнетни момент (2.29). Елиминишући апроксимације из дијела 2.1.1. о занемарењу губитака у шипкама ротора, те уважавајући постојање губитака у гвожђу статора и губитака фриkcије и вентилације, може се нацртати комплетан биланс снаге асинхроног мотора. Уобичајено се губици у гвожђу ротора занемарују због малих учестаности роторског поља у односу на ротор, те се занемарују додатни губици снаге услијед потискивања струје и појаве скин ефекта.

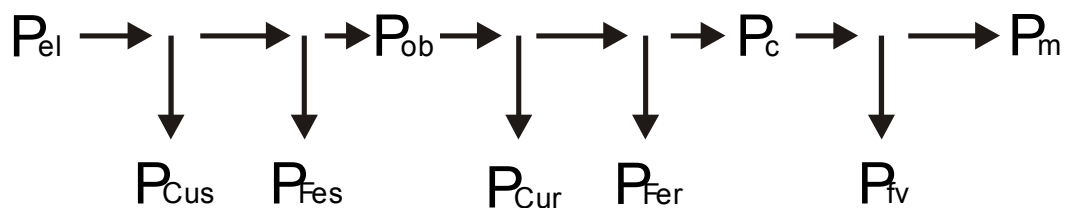
Цулови губици снаге на отпору роторског намотаја су:

$$p_r = \frac{3}{2} R_r (i_D^2 + i_Q^2), \quad (2.54)$$

док су губици снаге у магнетном колу статора (губици у гвожђу) пропорционални учестаности, квадрату учестаности, маси гвожђа и квадрату амплитуде индукције:

$$p_{Fe} \sim (k_H f + k_V f^2) m_{Fe} B_m^2. \quad (2.55)$$

На Сл. 2.4. приказан је биланс снаге трофазног асинхроног мотора.



Сл. 2.4. Биланс снаге трофазног асинхроног мотора

Ознаке величина са Сл. 2.4. су следеће:

- P_{el} - улазна електрична снага;

- P_{Cus} - губици у бакру намотаја статора;
- P_{Fes} - губици у гвожђу статора;
- P_{ob} - снага обртног поља;
- P_{Cur} - губици у бакру ротора;
- P_{Fer} - губици у гвожђу ротора;
- P_c - снага конверзије;
- P_{fv} - снага губитака трења и вентилације;
- P_m - излазна механичка снага.

Снага конверзије, p_c , одговара енергији која се из електричне претвара у механичку енергију, док је p_m излазна механичка снага. Та снага би се на фиктивном отпорнику $\frac{1-s}{s} R_r$ са Сл. 2.3. претворила у топлоту.

2.1.6. Природна, експлоатациона и транзијентна карактеристика

Да би се нацртала карактеристика момента и брзине асинхроне машине, обично се занемарују губици на трење и вентилацију [32]. У том случају је излазна механичка снага једнака снази конверзије. Момент на вратилу мотора тада је једнак количнику снаге конверзије и механичке брзине обртања вратила:

$$m_c = \frac{P_c}{\omega_m}, \quad (2.56)$$

односно:

$$m_c = \frac{3}{2} \frac{P}{(1-s)\omega_s} \frac{1-s}{s} R_r i_r^2. \quad (2.57)$$

Уколико се занемари грана магнећења на еквивалентној шеми са Сл. 2.3., једначина за момент на вратилу мотора постаје:

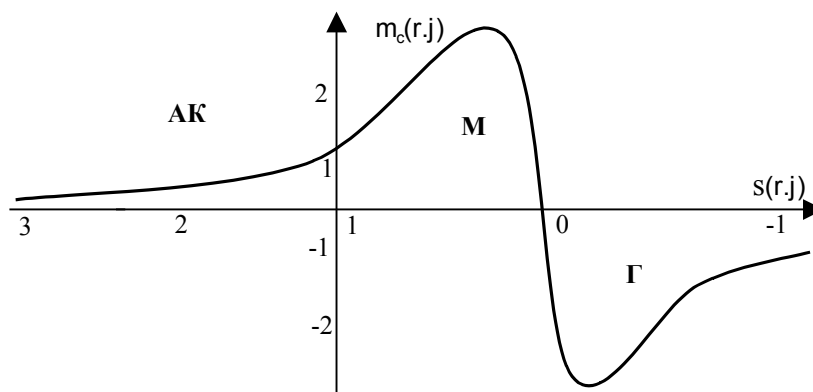
$$m_c = m_e = \frac{3}{2} \frac{P}{\omega_s} u_s^2 \frac{\frac{R_r}{s}}{\left(R_s + \frac{R_r}{s}\right)^2 + (\omega_s L_{\gamma e})^2}, \quad (2.58)$$

гдје је $L_{\gamma e} = L_{\gamma s} + L_{\gamma r}$ укупна расипна индуктивност. Евентуално уважавање индуктивности магнећења може се уважити другачијим дефинисањем индуктивности расипања:

$$L_{\gamma e} = \sigma L_s = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_s L_r}, \quad (2.58a)$$

или увођењем тзв. Хопкинсовог сачиниоца /32/.

Цртањем графика једначине (2.58) за различите вриједности клизања s , при номиналном напону и номиналној учестаности напајања асинхроног мотора, добија се статичка природна карактеристика асинхроног мотора, приказана на Сл. 2.5. Режим са клизањем $0 \leq s \leq 1$ је моторски (М), са клизањем $s < 0$ је генераторски (Г) и са клизањем $s > 1$ је режим асинхроне кочнице (АК).



Сл. 2.5. Статичка природна карактеристика асинхроног мотора

Максимални момент који мотор може развити на своје вратилу назива се превални момент, и добија се или диференцирањем једначине (2.58) по клизању, или примјеном теореме о преносу максималне снаге. Израз за превални момент је:

$$m_{pr} = \frac{\partial m_e}{\partial s} = \frac{3P}{2} \left(\frac{u_s}{\omega_s} \right)^2 \frac{1}{2L_{\gamma e}}, \quad (2.59)$$

и он се има при клизању у којем функција (2.58) има екстрем (тзв. превално клизање):

$$s_{pr} = \frac{R_r}{\omega_s L_{\gamma e}}. \quad (2.60)$$

Варирањем учестаности и напона напајања асинхроног мотора добија се фамилија карактеристика. Све могуће радне тачке (m_e, ω) које се добијају варијацијом напона и учестаности леже у области која се назива транзијентна карактеристика асинхроног мотора. Све могуће радне тачке (m_e, ω) у којима мотор ни у ком погледу није угрожен леже у области која се назива експлоатациона карактеристика. За напоне и учестаности мање од номиналне транзијентна карактеристика мотора ограничена је превалним моментом и номиналном (синхроним) брзином, док је експлоатациона карактеристика ограничена номиналним моментом и номиналном (синхроним) брзином. При томе се индукција у мотору одржава номиналном, да би мотор радио са оптималним нивоом флукса.

Индукција у мотору пропорционална је количнику напона и учестаности напајања (једначина (2.24) у стационарном стању, уз занемарење расипања и пада напона на отпору статора):

$$B \sim \frac{u_s}{\omega_s}. \quad (2.61)$$

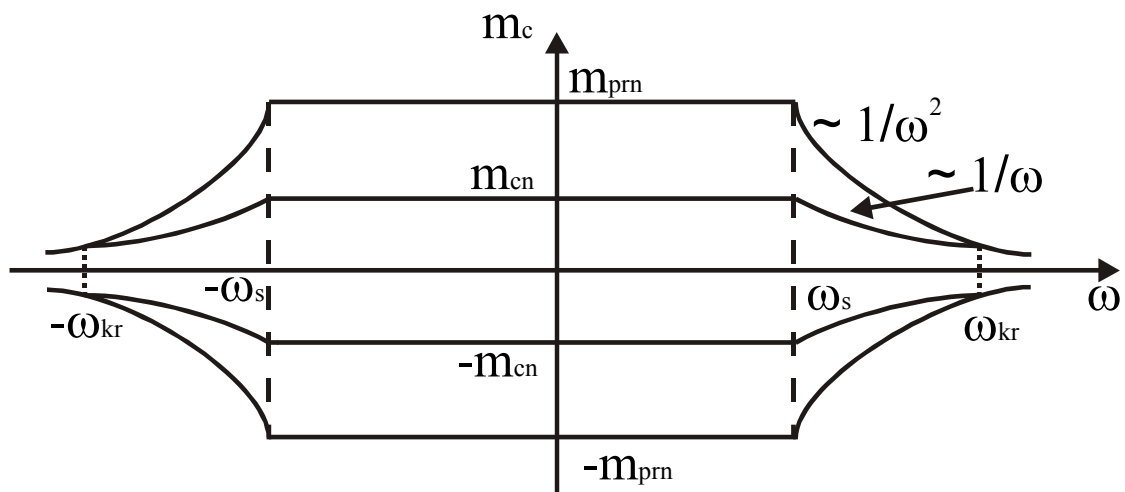
Да би мотор радио са оптималним нивоом флукса, за брзине мање од номиналне, односно учестаности мање од номиналне, однос (2.61) одржава се константним истовременом варијацијом амплитуде и учестаности напона статора. За брзине веће од номиналне, напон на мотору се не смије повећавати, те се даље повећавање учестаности обавља при константном напону. Повећавање учестаности при константном напону доводи до слабљења поља, те се рад машине на брзинама већим од номиналне назива рад машине у области слабљења поља. У области слабљења поља момент који мотор развија (2.58) опада по зависности:

$$m_e \sim \frac{1}{\omega_s}, \quad (2.62)$$

односно, смањује се нагиб експлоатационе карактеристике. Превални момент (2.59) опада по зависности:

$$m_{pr} \sim \frac{1}{\omega_s^2}. \quad (2.63)$$

На Сл. 2.6. приказане су експлоатациона и транзијентна карактеристика трофазног асинхроног мотора.



Сл. 2.6. Експлоатациона и транзијентна карактеристика асинхроног мотора

Ознаке са Сл. 2.6. су следеће:

m_{cn} - номинални момент (конверзије);

ω_s - номинална синхрона брзина;

m_{prn} - номинални превални момент;

ω_{kr} - критична брзина.

У области слабљења поља долази до пресека транзијентне и експлоатационе карактеристике. Брзина при којој се ове двије карактеристике сијеку назива се критична брзина. Повећавањем брзине преко критичне момент опада пропорционално квадрату

брзине, да не би дошло до појаве струје у мотору која би била већа од номиналне. Критична брзина добија се изједначавањем момента на експлоатационој и транзијентној карактеристици при критичној брзини ω_{krit} :

$$m_{ekspl} = m_{tranz} , \quad (2.64)$$

односно:

$$m_n \frac{\omega_n}{\omega_{krit}} = m_{prm} \left(\frac{\omega_n}{\omega_{krit}} \right)^2 . \quad (2.65)$$

Тада је критична брзина:

$$\omega_{krit} = \omega_n \frac{m_{prm}}{m_n} . \quad (2.66)$$

Индексом "n" означене су номиналне вриједности.

Тиме се област слабљења поља дијели на двије под-области: прву, у којој је момент на вратилу обрнуто пропорционалан брзини, и другу, у којој је момент на вратилу обрнуто пропорционалан квадрату брзине. У првој области механичка снага мотора (уз занемарење губитака фрикције и вентилације) је:

$$p_m = m_e \omega = \frac{k}{\omega} \omega = const. \quad (2.67)$$

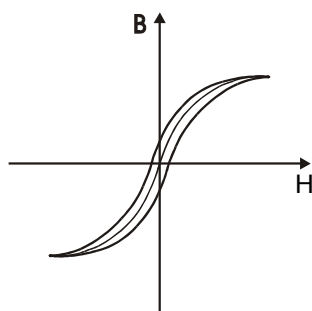
Због тога се уобичајено прва под-област назива област константне снаге. Асинхрона машина се обично не користи у другој под-области.

2.1.7. Уважавање магнетног засићења машине

За квалитетну анализу појава у електричној машини, а посебно при раду у области слабљења поља, неопходно је размотрити утицај магнетног засићења. У излагањима у дијеловима 2.1.1.-2.1.3. изведен је флуксни модел асинхроне машине у простору стања без уважавања засићења. Изведени модел биће у овом дијелу допуњен тако да се уважи појава магнетне нелинеарности.

2.1.7.1. Хистерезисна крива и крива првог магнећења

Зависност флукса и струје асинхроне машине одређена је магнетним материјалом машине. Магнетно коло асинхроне машине начињено је од меког феромагнетика, који има уску хистерезисну криву. На Сл.2.7. приказана је хистерезисна крива једног магнетно меког материјала.



Сл. 2.7. Хистерезисна крива и крива првог магнећења меког магнетног материјала

За простопериодичну побуду током једне периоде магнетопобудне силе индукција у машини описује комплетну хистерезисну криву. Промјеном амплитуде магнетопобудне силе мијења се и хистерезисна крива. За различите магнетопобудне силе добијају се фамилије хистерезисних петљи, које леже једне унутар других. Сви врхови хистерезисних петљи леже на кривој првог магнећења, приказаној на Сл. 2.7.

Зависност индукције (флукса) и магнетопобудне силе (струје) машине није функција, пошто за исту вриједност струје постоје двије вриједности флукса у машини (доњи и горњи сегмент хистерезисне криве). Тачно одређивање тренутне вриједности флукса у машини на основу познате струје је веома сложен проблем. Потребно је познавати хистерезисну криву за дату побуду, претходну вриједност флукса, те 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 промјени амплитуде струје.

Уважавање магнетне нелинеарности проучавано је у низу радова /1,2,32,33/. Већина аутора наводи да се за магнетно меке материјале, код којих је хистерезисна петља 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. Тиме је фамилија

хистерезисних кривих апроксимирана математичком функцијом криве првог магнећења.

У литератури је наведено више различитих функција којима се крива првог магнећења апроксимира /1,32,33/. Најчешће су то полиноми или експоненцијалне функције чији се коефицијенти одређују интерполацијом тачака флуksа магнећења и струје празног хода (Ψ_m, i_{pH}) снимљених на основу експеримента празног хода.

У овом раду функционална зависност флуksа и струје асинхроног мотора биће апроксимирана слједећом функцијом /1/:

$$\left(\frac{i_m}{i_{mn}}\right) = \beta \left(\frac{\Psi_m}{\Psi_{mn}}\right) + (1 - \beta) \left(\frac{\Psi_m}{\Psi_{mn}}\right)^s, \quad (2.68)$$

гдје су i_{mn} и Ψ_{mn} номиналне вриједности струје магнећења и флуksа магнећења, док коефицијенти β и s узимају вриједности дате у Табели 2.1.

Табела 2.1. Коефицијенти β и s

| | Стандардни мотори | Мотори са високим степеном корисног дејства |
|---------|-------------------|---|
| β | 0.7 | 0.92 |
| s | 9 | 6.9 |

На наведени начин хистерезисна крива апроксимирана је кривом првог магнећења, која се представља функцијом (2.68).

2.1.7.2. Проширивање математичког модела

Да би се у математичком моделу асинхроног мотора уважила нелинеарност, потребно је изведени модел трансформисати, као што је урађено у дијелу 2.1.3.

Све индуктивности у изразима (2.31-2.37) су нелинеарне. Током рада мотора долази до zasiћења и флуksа магнећења и расипних флуksева. Међутим, zasiћење расипних флуksева може се занемарити /1,32/, те се расипне индуктивности $L_{\gamma s}$ и $L_{\gamma r}$

сматрају константним. Тиме се магнетна нелинеарност магнетног кола посматра искључиво преко засићења индуктивности магнећења:

$$L_m = \Psi_m / i_m, \quad (2.69)$$

$$L_m = L_m(i_m). \quad (2.70)$$

Нелинеарност индуктивности магнећења L_m у изразима (2.69) и (2.70) у овом раду уважена је помоћу нелинеарне функције (2.68) из које се види да су струја и флуks магнећења у фази. Потребно је из флуksева машине (2.24-2.29) пронаћи флуks магнећења, па затим помоћу нелинеарне функције (2.68) одредити струју магнећења. Након тога се из познате струје магнећења и помоћу (2.24-2.29) једноставно одређују струје статора и ротора.

Флуksни модел асинхроне машине (2.24 – 2.29) има флуksеве статора и ротора Ψ_d , Ψ_q , Ψ_D и Ψ_Q као промјенљиве стања. Сматрајући ове флуksеве познатим, потребно је одредити струје статора и ротора, уважавајући нелинеарност (2.69) и (2.70).

Сабирањем једначина (2.30) и (2.32), односно (2.31) и (2.33) добија се:

$$\Psi_{dm} = \frac{1}{2}(\Psi_d + \Psi_D) - \frac{L_{\gamma e}}{4}(i_d + i_D), \quad (2.71)$$

$$\Psi_{qm} = \frac{1}{2}(\Psi_q + \Psi_Q) - \frac{L_{\gamma e}}{4}(i_q + i_Q), \quad (2.72)$$

гдје је $L_{\gamma e} = L_{\gamma s} + L_{\gamma r}$ укупна индуктивност расипања статора и ротора (сматра се да је $L_{\gamma s} \approx L_{\gamma r}$). На тај начин су компоненте флуksа магнећења (2.71 и 2.72) одређене преко познатих флуksева статора и ротора и претходно одређених вриједности струја статора и ротора. Амплитуда флуksа магнећења дефинисана је једначином (2.38), док је фазни угао флуksа:

$$\vartheta_\Psi = \arctg \frac{\Psi_{qm}}{\Psi_{dm}}. \quad (2.73)$$

Користећи чињеницу да је флукс магнећења у фази са струјом магнећења, из зависности (2.68) може се на основу познате амплитуде флукса магнећења Ψ_m одредити амплитуда струје магнећења i_m . Тада су компоненте струје магнећења:

$$i_{dm} = i_m \cos \vartheta_\Psi; \quad (2.74)$$

$$i_{qm} = i_m \sin \vartheta_\Psi, \quad (2.75)$$

Када су на основу криве првог магнећења одређене компоненте струје магнећења, i_{dm} и i_{qm} (2.74 и 2.75), могу се израчунати струје статора и ротора. Одузимањем једначине (2.32) од (2.30), односно (2.33) од (2.31), добија се:

$$i_d = \frac{\Psi_d - \Psi_D}{L_{\gamma e}} + \frac{i_{dm}}{2}; \quad (2.76)$$

$$i_q = \frac{\Psi_q - \Psi_Q}{L_{\gamma e}} + \frac{i_{qm}}{2}. \quad (2.77)$$

Познавајући компоненте струја статора (2.76 и 2.77), као и струје магнећења (2.74) и (2.75), могу се израчунати компоненте струје ротора:

$$i_D = i_{dm} - i_d; \quad (2.78)$$

$$i_Q = i_{qm} - i_q. \quad (2.79)$$

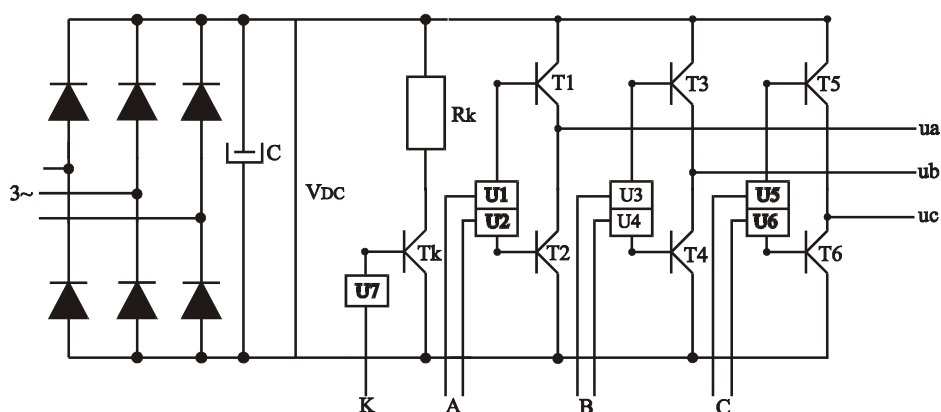
На овај начин су на основу познатих вриједности флуксева статора и ротора одређене струје статора и ротора уз уважену нелинеарност магнетног кола асинхроне машине.

У свим рачунарским симулацијама у наредним излагањима користиће се модел асинхроне машине у коме је уважена појава магнетне нелинеарности.

2.2. Моделовање енергетског претварача

2.2.1. Топологија трофазног инвертора

Трофазни асинхрони мотор напаја се из трофазног погонског претварача - инвертора. Блок – шема трофазног инвертора приказана је на Сл. 2.8.



Сл. 2.8. Трофазни погонски претварач - инвертор

Погонски претварач састоји се из диодног исправљача, једносмјерног међукола, и инверторског моста. Трофазни инверторски мост напаја се из извора једносмјерног напона. Једносмјерни напон обезбјеђује се најчешће из диодног мрежно комутованог исправљача. Напон једносмјерног међукола филтрира се помоћу електролитског кондензатора C .

Инверторски мост састоји се од шест прекидача. Прекидачи су обично или снажни биполарни транзистори, снажни мосфет 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. Сигнал за укључивање транзистора обликује се управљачким колима, на Сл. 2.8. означеним са $U_1..U_7$. 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 мијења знак (мотор ради у генераторском режиму), енергија кочења не може се вратити назад у мрежу, јер диодни исправљач не дозвољава негативан смјер струје једносмјерног кола. У том случају напон

једносмјерних 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 улазе A , B и C . Прекидачки сигнали се могу генерисати на више начина [34, 35]:

1. Управљање методом елиминације хармоника;
2. Управљање методом струјне контроле напонског инвертора;
3. Оптималне стратегије;
4. Стратегије базиране на носећем сигналу троугаоног или тестерастог облика;
5. Управљање методом модулације просторног вектора.

У овом раду управљање инвертором обављаће се методом модулације просторног вектора.

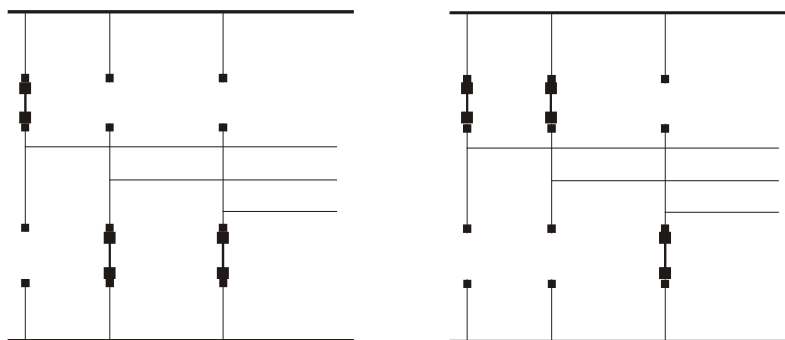
2.2.2. Метода модулације просторног вектора

2.2.2.1. Принцип рада

Метода модулације просторног вектора (енг. *Space Vector Modulation – SVM*) подразумеје генерисање трофазног излазног напона у све три фазе истовремено. Напони три гране (фазе) инвертора одређени су стањем одговарајућих прекидача. Нека је прекидачка (логичка) функција F_A фазе А одређена тако да је њена вриједност једнака логичкој јединици када је укључен горњи прекидач (Т1), односно једнака логичкој нули када је укључен доњи прекидач (Т2). Аналогно се дефинишу прекидачке функције остале двије гране. Стања када су оба прекидача у једној фази истовремено укључена или искључена нису дозвољена. Прекидачка функција цијелог моста F је:

$$F = [F_A \quad F_B \quad F_C]. \quad (2.80)$$

Мост може укупно имати $2^3 = 8$ стања. Стања у којима су укључена односно искључена сва три прекидача ($[1 \ 1 \ 1]$ и $[0 \ 0 \ 0]$) на излазу генеришу нулти вектор (линијског) напона, односно кратко спајају потрошач. На Сл. 2.9. приказана су два стања прекидачке функције F .



Сл. 2.9. Стања $[1 \ 0 \ 0]$ и $[1 \ 1 \ 0]$ инверторског моста

Дискретне вриједности излазног напона могу се примјеном модификоване Кларкове трансформације трансформисати у стационарни координатни систем /34/. Оса α стационарног координатног система поклапа се са осом фазе a мотора, док је оса β нормална на њу. Модификована трансформација добија се изbacивањем коефицијента $k = 2/3$. Тако се добијају дискретни фазни напони у стационарном координатном систему:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos 0 & \cos \frac{2\pi}{3} & \cos \frac{4\pi}{3} \\ \sin 0 & \sin \frac{2\pi}{3} & \sin \frac{4\pi}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = V_{DC} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} F^T. \quad (2.81)$$

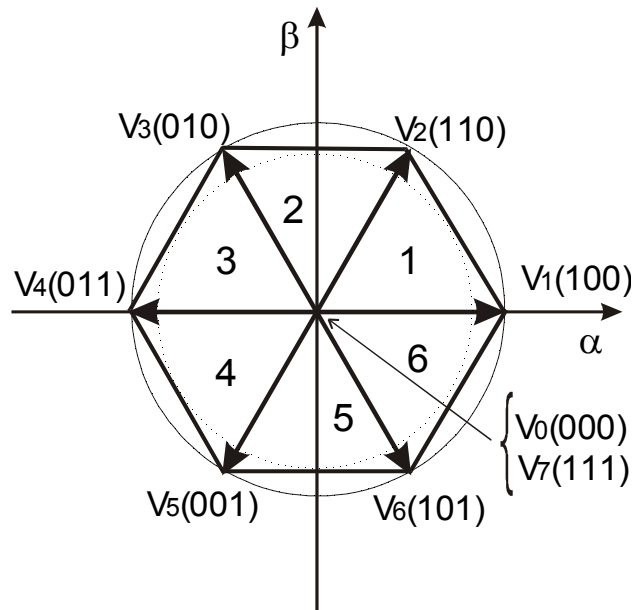
Вриједности фазних напона у стационарном координатном систему за све комбинације прекидачке функције F приказане су у Табели 2.2.

Табела 2.2. Дискретне вриједности напона у стационарном координатном систему за све вриједности прекидачке функције F

| Вектор | $\angle(V, \alpha)$ | u_α | u_β | F_A | F_B | F_C | $ \underline{u}_{\alpha\beta} $ |
|--------|---------------------|-------------|---------------------|-------|-------|-------|---------------------------------|
| V_1 | 0 | V_{DC} | 0 | 1 | 0 | 0 | V_{DC} |
| V_2 | $\pi/3$ | $V_{DC}/2$ | $V_{DC}\sqrt{3}/2$ | 1 | 1 | 0 | V_{DC} |
| V_3 | $2\pi/3$ | $-V_{DC}/2$ | $V_{DC}\sqrt{3}/2$ | 0 | 1 | 0 | V_{DC} |
| V_4 | π | $-V_{DC}$ | 0 | 0 | 1 | 1 | V_{DC} |
| V_5 | $4\pi/3$ | $-V_{DC}/2$ | $-V_{DC}\sqrt{3}/2$ | 0 | 0 | 1 | V_{DC} |
| V_6 | $5\pi/3$ | $V_{DC}/2$ | $-V_{DC}\sqrt{3}/2$ | 1 | 0 | 1 | V_{DC} |
| V_7 | - | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| V_0 | - | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

Ако се дискретне вриједности напона u_α и u_β представе у комплексној равни, ненулти вектори $V_1 - V_6$ ће образовати шестоугао са центром у координатном почетку.

Унутрашњи пречник овог шестоугла је $d = V_{DC} \sin \frac{2\pi}{3}$, а вањски $D = V_{DC}$. Нулти вектори V_0 и V_7 леже у координатном почетку. Шест ненултих вектора $V_1 - V_6$ образују шест сектора, при чему сваки сектор обухвата угао од $\pi/3$. Распоред ових вектора приказан је на Сл. 2.10.



Сл. 2.10. Распоред напонских вектора у стационарном координатном систему

Ако $k = 0..7$ представља редни број излазног фазног напонског вектора, сви излазни дискретни напони могу се представити у комплексном облику као:

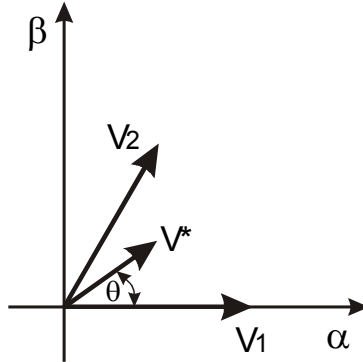
$$\underline{u}_{\alpha\beta} = \begin{cases} V_{DC} \cdot e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}}, & k = 1..6 \\ 0, & k = 0, 7 \end{cases} \quad (2.82)$$

Било који референтни вектор може се реализовати у току једног прекидачког периода као средња вриједност три напонска вектора. При томе се максимална вриједност неизобличеног излазног напона добија када референтни вектор додирује кружницу уписану у шестоугао:

$$|\underline{u}_{\alpha\beta}|_{\max} = V_{DC} \sin \frac{2\pi}{3} = V_{DC} \frac{\sqrt{3}}{2}. \quad (2.83)$$

Овај напон је за 15,4% већи у односу на оствариви неизобличени напон при импулсно-ширинској модулацији, и он представља 90,6% напона оствареног *six – step* модулацијом /35/. Модулацијом методом просторног вектора могуће је добити и већи излазни напон, тако што ће референтни напон додиривати странице шестоугла, али тада ће излазни напони бити изобличени.

Нека жељени (референтни) вектор излазног напона у стационарном координатном систему V^* лежи у првом сектору и нека према α оси заклапа угао ϑ (Сл. 2.11).



Сл. 2.11. Референтни вектор у првом сектору

Вектор излазног напона може се остварити у току једног прекидачког периода помоћу два сусједна ненулта вектора (V_1 и V_2) и једног нултог вектора. Времена трајања ненултих вектора T_1 и T_2 , као и трајање нултог вектора T_0 зависе од амплитуде и смјера референтног вектора. За референтни вектор који лежи у првом сектору средња вриједност излазног напона у једном прекидачком периоду T_s добија се помоћу вектора V_0 , V_1 и V_2 и износи:

$$\int_0^{T_s} V^* dt = \int_0^{T_1} V_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} V_0 dt . \quad (2.84)$$

Претпостављајући да је прекидачка учестаност $f_s = 1/T_s$ довољно велика, може се сматрати да је референтни вектор у једном прекидачком периоду константан. Тада се може сматрати и да су вектори V_0 , V_1 и V_2 константни. Вектор V_0 је једнак нули, те су пројекције излазног напона на осе стационарног координатног система:

$$V^* \begin{bmatrix} \cos \vartheta \\ \sin \vartheta \end{bmatrix} T_s = V_{DC} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} T_1 + V_{DC} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} (T_2 - T_1) + 0, \quad (2.85)$$

$$0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{3}.$$

Угао ϑ представља угао између α осе и референтног вектора V^* . Индекс модулације m_T дефинише се као однос референтног напона и максималног неизобличеног излазног напона:

$$m_T = \frac{V^*}{|u_{\alpha\beta}|_{\max}} = \frac{V^*}{V_{DC} \sqrt{3}/2}. \quad (2.86)$$

Из израза (2.85) добијају се времена трајања напонских вектора у једном прекидачком периоду T_S за познати индекс модулације m_T :

$$T_1 = T_S \cdot m_T \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \vartheta\right); \quad (2.87)$$

$$T_2 = T_S \cdot m_T \cdot \sin \vartheta; \quad (2.88)$$

$$T_0 = T_S - T_1 - T_2. \quad (2.89)$$

На сличан начин се изводе времена трајања и за остале секторе. Увођењем нултог вектора који не утиче на стварање излазног напона омогућено је да учестаност $f_S = 1/T_S$ буде константна. Иако се за било који од вектора V_0 и V_7 добија иста вриједност излазног напона, погодним избором нултог вектора могу се побољшати перформансе инвертора.

2.2.2.2. Избор нултог вектора

Редослијед три напонска вектора у једном прекидачком циклусу не утиче на вриједност излазног напона, али се погодним избором редослиједа могу смањити прекидачки губици и струјни рипл, као и побољшати спектар излазног напона.

Посматра се случај када је потребно да се током више прекидачких периода T_S на излазу инвертора реализује непромијењен напон. Не губећи на општости, нека тај референтни напон лежи у првом сектору, као на Сл. 2.11. За реализацију тог напона

потребни су, као што је објашњено раније, вектори V_1 и V_2 , док је избор нултог вектора произвољан. Генерално постоје двије стратегије /35/.

2.2.2.3. Стратегија директног распореда

Прва стратегија је стратегија директног распореда, код које је распоред вектора у једном сектору током сваког прекидачког периода исти. У Табели 2.3. приказане су вриједности прекидачких функција у овом случају.

Табела 2.3. Напонски вектори у првом сектору

| | F_A | F_B | F_C |
|-------|-------|-------|-------|
| V_1 | 1 | 0 | 0 |
| V_2 | 1 | 1 | 0 |
| V_0 | 0 | 0 | 0 |
| V_7 | 1 | 1 | 1 |

Ако се као нулти вектор у првом сектору изабере вектор V_7 , грана A неће комутовати, док ће гране B и C имати по двије комутације. Аналогно, ако се за нулти вектор изабере вектор V_0 , грана C неће комутовати, док ће гране A и B имати по двије комутације. У Табели 2.4. представљена је методологија избора нултог вектора за све случајеве у све три фазе, те је наглашено која фаза неће комутовати.

Табела 2.4. Избор нултог вектора у стратегији директног распореда

| Сектор | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
|---------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| Вектор | V_7 | V_0 | V_7 | V_0 | V_7 | V_0 |
| не ком. | A | C | B | A | C | B |

Избор нултог вектора своди се на то да грана у којој је струја највећа не комутује, да би се смањили прекидачки губици /34/. Струја асинхроног мотора због индуктивне природе фазно заостаје за напонем, те ће струја гране A достигати

максимум у првом сектору, док ће струја гране C у том сектору пролазити кроз нулу. Због тога је најбоље да у првом и четвртом сектору не комутује грана A , односно да се као нулти вектор у секторима 1, 3 и 5 узме вектор V_7 .

Стратегијом директног распореда смањују се прекидачки губици пошто су они директно сразмјерни струји која се прекида.

2.2.2.4. Стратегија инверзног распореда

Стратегијом инверзног распореда се у сукцесивним прекидачким периодима у истом сектору наизмјенично узимају нулти вектори V_0 и V_7 . У Табели 2.5. приказан је начин избора нултих вектора у двије сукцесивне прекидачке периоде T_{S1} и T_{S2} за случај да у обје периоде референтни вектор лежи у првом сектору. Поступак се даље понавља.

Табела 2.5. Избор нултог вектора у стратегији инверзног распореда

| | | F_A | F_B | F_C |
|----------|-------|-------|-------|-------|
| T_{S1} | V_1 | 1 | 0 | 0 |
| | V_2 | 1 | 1 | 0 |
| | V_7 | 1 | 1 | 1 |
| T_{S2} | V_2 | 1 | 1 | 0 |
| | V_1 | 1 | 0 | 0 |
| | V_0 | 0 | 0 | 0 |

Примјеном ове стратегије укупан број комутација током прекидачког периода смањује се са четири на три. Упоредном анализом ове двије стратегије, урађеном у раду /35/, показано је да при раду асинхроног мотора са великим оптерећењем боље резултате даје стратегија директног распореда, јер је фактор снаге тада велики, те су струјни рипл и прекидачки губици мањи. При раду асинхроног мотора са малим оптерећењима, односно малим фактором снаге, оптимално је користити инверзни

распоред за индекс модулације мањи од неког специфицираног. Међутим, код примјене овог распореда учестаност доминантног хармоника се смањује са $1/T_s$ на $1/2T_s$ /34/.

Распоред нултих вектора може се једноставно промијенити током рада погона при дигитално реализованој имплементацији методе модулације просторног вектора.

2.2.3. Дигитална имплементација методе модулације просторног вектора

Принцип рада методе модулације просторног вектора објашњен у претходном дијелу излагања може се упростити са циљем лакше имплементације при дигиталном управљању. На овом мјесту поступак дигиталне имплементације је детаљно објашњен.

На основу задатог референтног вектора \underline{V}^* и периоде T_s потребно је изабрати напонске векторе који ће бити активни, те одредити њихово трајање. Овај поступак се одвија у четири корака:

1. Потребно је одредити сектор k у коме лежи референтни вектор, на основу кога се бирају напонски вектори V_k и V_{k+1} .
2. На основу амплитуде вектора \underline{V}^* , и сектора k потребно је израчунати времена трајања активних и нултог вектора T_k , T_{k+1} и T_0 .
3. Провјерити да ли се задати вектор може реализовати током прекидачког периода; уколико то није могуће, примијенити посебну стратегију (енг. *overmodulation*).
4. Генерисати управљачке PWM сигнале.

2.2.3.1. Одређивање сектора

Редни број сектора k одређен је углом \mathcal{G} на сљедећи начин (Сл. 2.11.):

$$\mathcal{G} = \arg(\underline{V}^*) = \arctg \frac{V_\beta^*}{V_\alpha^*}, \quad (2.90)$$

$$k = \begin{cases} 1, & 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{3} \\ \dots \\ 6, & \frac{5\pi}{3} \leq \vartheta \leq 2\pi \end{cases}.$$

Приликом дигиталне имплементације једноставније је умјесто функције за аркус тангенс користити логичке функције поређења амплитуда и апсолутних вриједности. Да би се једнозначно могао детерминисати сектор (енг. *Sector Determination*) потребно је да буду задовољена три услова. На примјер, ако су сва три логичка израза задовољена (Сл. 2.11.):

1. $V_{\beta}^* \geq 0$ - (референтни вектор лежи у сектору 1, 2 или 3) и
2. $V_{\alpha}^* \geq 0$ - (референтни вектор лежи у сектору 1 или 2) и
3. $|V_{\alpha}^*| > \frac{|V_{\beta}^*|}{\sqrt{3}}$ - (референтни вектор лежи у сектору 1 или 4),

тада референтни вектор лежи у сектору $k = 1$. Сличним логичким условима одређује се локација вектора и у осталим секторима. Познавајући локацију референтног вектора може се изабрати одговарајући нулти вектор у зависности од тога да ли се примјењује стратегија директног или инверзног распореда.

2.2.3.2. Рачунање времена трајања активних и нултог вектора

Ако је V^* референтни напон који се налази у сектору k , тада се може писати да је његова средња вриједност током периоде T_s једнака:

$$V^* = \frac{T_k}{T_s} V_k + \frac{T_{k+1}}{T_s} V_{k+1}. \quad (2.91)$$

У претходном излагању показано је како се одређују времена T_k и T_{k+1} у случају да референтни вектор лежи у првом сектору. Уколико би се референтни вектор који лежи у k -том сектору ротирао за угао $(k-1)\frac{\pi}{3}$, поступак прорачуна времена у том

сектору био би идентичан као да вектор лежи у првом сектору. На тај начин се може показати да су времена трајања активних вектора T_k и T_{k+1} једнака:

$$T_k = \frac{\sqrt{3}T_S}{V_{DC}} \left[V_\alpha^* \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) - V_\beta^* \cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \right], \quad (2.92)$$

$$T_{k+1} = \frac{\sqrt{3}T_S}{V_{DC}} \left[V_\alpha^* \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) - V_\beta^* \sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \right], \quad (2.93)$$

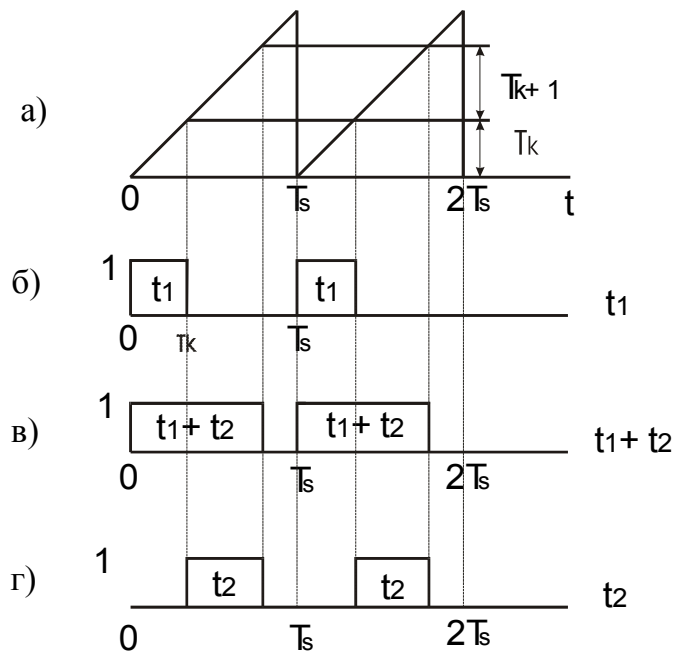
док је трајање нултог вектора

$$T_0 = T_S - T_k - T_{k+1}. \quad (2.94)$$

Рачунање синуса и косинуса и изразима (2.92 и 2.93) може се избјећи употребом *Look – Up* табеле у којој ће бити унапријед припремљене све потребне вриједности синуса и косинуса.

2.2.3.3. Генерисање PWM сигнала

Након што је одређен сектор m у коме лежи референтни вектор, те времена вођења T_k , T_{k+1} и T_0 , потребно је генерисати управљчке PWM сигнале. Потребни временски дијаграми приказани су на Сл. 2.12.



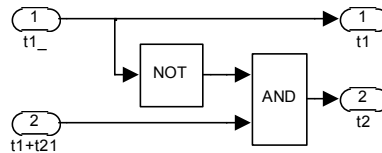
Сл. 2.12. Генерисање PWM сигнала

За омогућавање прекидачког рада користи се носећи сигнал троугаоног или тестерастог облика. Обично се код микропроцесорске реализације тестераста носиоц реализује помоћу “*free – running*” бројача. Нека су позната времена вођења, као и периода T_s током које је потребно реализовати задати вектор V^* . Овај бројач током периоде T_s броји до дигиталне ријечи која одговара периоди T_s , након чега се ресетује и поново почиње бројање од нуле (Сл 2.12.а).

Нека је t_{tr} тренутна вриједност бројача:

$$t_{tr} = \frac{t}{T_s}, \quad nT_s < t < (n+1)T_s, \quad (2.95)$$

и нека се бројач ресетује ($t_{tr} = 0$) у тренуцима $t = nT_s$. Поређењем стања бројача са потребним временима T_k и $T_k + T_{k+1}$ генеришу се логичке функције t_1 и $t_1 + t_2$ приказане на Сл. 2.12. б и в. Логички сигнали t_1 и $t_1 + t_2$ ће бити једнаки јединици ако је $t_{tr} > T_k$, односно $t_{tr} > T_k + T_{k+1}$ респективно. Довођењем функција t_1 и $t_1 + t_2$ на једноставно логичко коло приказано на Сл. 2.13. добијају се тренуци укључења t_1 и t_2 приказана на Сл. 2.12.б и Сл. 2.12.г.



Сл. 2.13. Логичко коло за добијање времена t_1 и t_2

Трајање нултог вектора је једноставно:

$$t_0 = \text{not}(t_1 + t_2). \quad (2.96)$$

Након што су одређени тренуци укључивања одговарајућих прекидача, потребно је преко логичке функције F (2.80) изразити стања прекидача. Одговарајући напонски вектори V_k , $k = 0..7$ могу се представити својим логичким репрезентима v_k , $k = 0..7$. На примјер, вектор V_1 биће активан у првом сегменту ако је $m = 1$ и ако је

$t_1 = 1$, или активан у шестом сегменту ако је $m = 6$ и $t_2 = 1$, (тада је $v_1 = 1$).

Дефинишући логичку функцију

$$seg(i) = \begin{cases} 1, & i = m \\ 0, & i \neq m \end{cases}, \quad (2.97)$$

могу се написати изрази за логичке репрезенте свих напонских вектора v_k , $k = 0..7$.

$$v_1 = [seg(1) \wedge t_1] \vee [seg(6) \wedge t_2],$$

$$v_2 = [seg(2) \wedge t_1] \vee [seg(1) \wedge t_2],$$

...

$$v_6 = [seg(6) \wedge t_1] \vee [seg(5) \wedge t_2],$$

$$v_0 = 0, v_7 = 1. \quad (2.98)$$

Логички сигнали за одговарајуће фазе су:

$$F_A = v_1 + v_2 + v_6 + t_0 \wedge v_n,$$

$$F_B = v_2 + v_3 + v_4 + t_0 \wedge v_n,$$

$$F_C = v_4 + v_5 + v_6 + t_0 \wedge v_n, \quad (2.99)$$

v_n је нулти вектор (v_0 или v_7) који се бира у зависности да ли је примјењен директни или инверзни распоред. У изразима (2.99) може се користити обично сабирање, пошто су услови за истовремено постојање више вектора v_k , $k = 0..7$ међусобно искључиви.

3. РАСПРЕГНУТО УПРАВЉАЊЕ МОМЕНТОМ И ФЛУКСОМ ТРОФАЗНОГ АСИНХРОНОГ МОТОРА

У овом дијелу биће детаљно објашњени постојећи алгоритми распрегнутог управљања моментом и флуksom трофазног асинхроног мотора:

- векторско управљање,
- директна контрола момента са хистерезисом (дискретним напонским векторима) и
- директна контрола момента са нултом грешком управљања (континуалним напонским векторима).

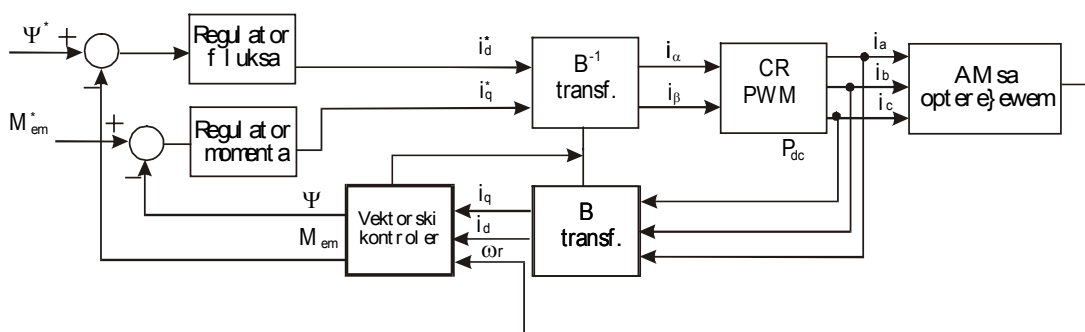
3.1. Векторско управљање

Векторско управљање представља основни концепт распрегнутог управљања моментом и флуksom асинхроног мотора. Оно је базирано на распрезању струје статора на магнетизациону и активну компоненту у синхроно ротирајућем координатном систему. Магнетизациона компонента струје статора (струја по d оси) управља флуksom, а активна компонента (струја по q оси) управља моментом. Управљање је слично као код машина једносмјерне струје, гдје се флуksom и моментом управља преко струја побуде и арматуре:

$$m_e = c_1 \Psi_d \cdot i_q, \tag{3.1}$$

$$\Psi_d = c_2 i_d. \tag{3.2}$$

Напон асинхроног мотора добија се посредно, јер је енергетски претварач струјно управљан. На Сл. 3.1. приказана је основна блок – шема векторске контроле.



Сл. 3.1. Основна блок - шема векторске контроле

Референце момента и флуksа се преко ПИ регулатора преводе у референце струје статора по d и q оси, које се након примјене 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 жељеног момента и флуksа. Каскадна веза ПИ регулатора и струјног инвертора смањује пропусни опсег момента и флуksа. Овај проблем посебно је изражен у области високих брзина, када је напон једносмјерног међукола инвертора потпуно искориштен /1/.

Матрицама B инверзне B^{-1} трансформације са Сл. 3.1. прелази се из фазног у синхрон координатни систем, односно у њима су обједињене Кларкова (C) и Паркова (D) трансформација:

$$\underline{i}_{dq} = B \underline{i}_{abc}$$

$$\underline{i}_{abc} = B^{-1} \underline{i}_{dq}$$

$$B = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \vartheta_g & \cos(\vartheta_g - 2\pi/3) & \cos(\vartheta_g - 4\pi/3) \\ -\sin \vartheta_g & -\sin(\vartheta_g - 2\pi/3) & -\sin(\vartheta_g - 4\pi/3) \end{bmatrix},$$

$$B^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \vartheta_g & -\sin \vartheta_g \\ \cos(\vartheta_g - 2\pi/3) & -\sin(\vartheta_g - 2\pi/3) \\ \cos(\vartheta_g - 4\pi/3) & -\sin(\vartheta_g - 4\pi/3) \end{bmatrix},$$

гдје је ϑ_g угао који одређује положај синхронно ротирајућег координатног система.

Момент конверзије асинхронног мотора у синхронно ротирајућем координатном систему ($\omega_g = \omega_s = \frac{d\vartheta_g}{dt}$), изведен у претходном дијелу је:

$$m_e = \frac{3}{2} P (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d). \quad (2.29)$$

Користећи изразе за флуksне обухвате (2.30-2.33) момент конверзије може се написати у функцији струја статора и флуksева ротора:

$$m_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (\Psi_D i_q - \Psi_Q i_d). \quad (3.3)$$

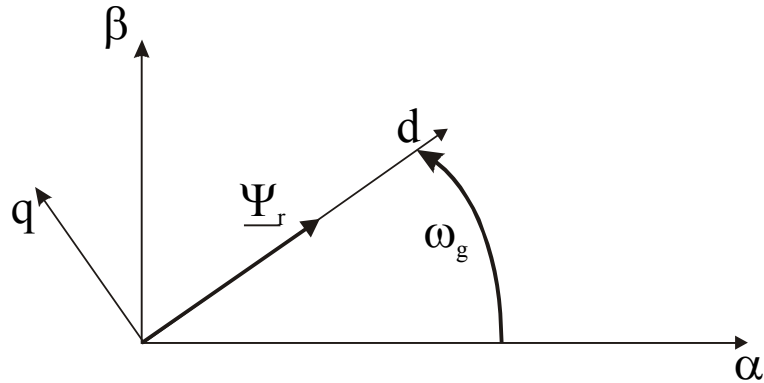
Да би се моментом управљало преко струја d и q оса, потребно је да буде:

$$\Psi_Q \equiv 0, \quad (3.4)$$

па је момент конверзије функција флукса ротора по d оси и струје статора по q оси:

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

Да би услов (3.4) био испуњен, потребно је да се d оса синхронно ротирајућег координатног система поклапа са полифазором флукса ротора, што је приказано на Сл.3.2.



Сл. 3.2. Положај синхронно ротирајућег координатног система за испуњење услова $\Psi_Q \equiv 0$

Уврштавајући услов (3.4) у једначине математичког модела асинхронног мотора, добија се да је $\underline{\Psi}_r = \Psi_D \cdot \vec{d}$, односно вектор флукса ротора лежи по d оси. Из једначина напонске равнотеже ротора (2.19), елиминишући струју ротора помоћу израза (2.21), добија се израз за флуке ротора у функцији струје статора:

$$T_r \frac{d\underline{\Psi}_r}{dt} + (1 + j\omega_{kl} T_r \underline{\Psi}_r) = L_m \underline{i}_s, \quad (3.4)$$

гдје је

$T_r = L_r / R_r$ - временска константа намотаја ротора, а

$\omega_{kl} = \omega_g - \omega$ - угаона учестаност клизања.

Раздвајањем израза (3.4) на реални и имагинарни дио добијају се двије једначине:

$$T_r \frac{d\Psi_D}{dt} + \Psi_D = L_m i_d \text{ и} \quad (3.5)$$

$$\omega_{kl} = \frac{1}{T_r} \frac{i_q}{i_d}. \quad (3.6)$$

Израз (3.5) показује да се флуksom ротора по d оси, а самим тим и укупним флуksom ротора, управља само струјом статора по d оси. Управљање се одвија са заостајањем првог реда (временском константом T_r) на сличан начин као што се код машине једносмјерне струје побудни флуks подешава преко побудног напона.

Израз (3.6.) показује колика треба да буде учестаност клизања при задатим струјама i_d и i_q , да би био испуњен услов (3.2).

Постављање d осе синхронно ротирајућег координатног система у правац вектора флуksа ротора захтијева познавање положаја вектора флуksа ротора. На основу начина на који се одређује положај вектора флуksа ротора у машини, векторско управљање може бити директно и индиректно¹. У првом случају угао вектора флуksа ротора одређује се естимацијом, односно на основу познатих струја и напона мотора, може се на основу естимације флуksева ротора прорачунати положај флуksа ротора. Обично се флуksеви ротора израчунавају у стационарном координатном систему, па је угао вектора флуksа:

$$\vartheta_g = \arctg \frac{\Psi_{\beta r}}{\Psi_{\alpha r}}, \quad (3.7)$$

а брзина обртања синхронно ротирајућег координатног система:

$$\omega_g = \frac{d\vartheta_g}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\arctg \frac{\Psi_{\beta r}}{\Psi_{\alpha r}} \right). \quad (3.8)$$

Начини одређивања флуksева у машини, као и електромагнетног момента биће објашњени у наредном поглављу.

¹ Трећи начин одређивања положаја вектора флуksа, директним мјерењем Холовим елементима, више се не користи

Код индиректног векторског управљања положај вектора флукса ротора одређује се сабирањем измјерене брзине обртања вратила ω_m и потребне учестаности клизања ω_{kl} одређене изразом (3.6):

$$\mathcal{G}_g = \int (\omega_{kl} + \omega_m) dt, \quad (3.9)$$

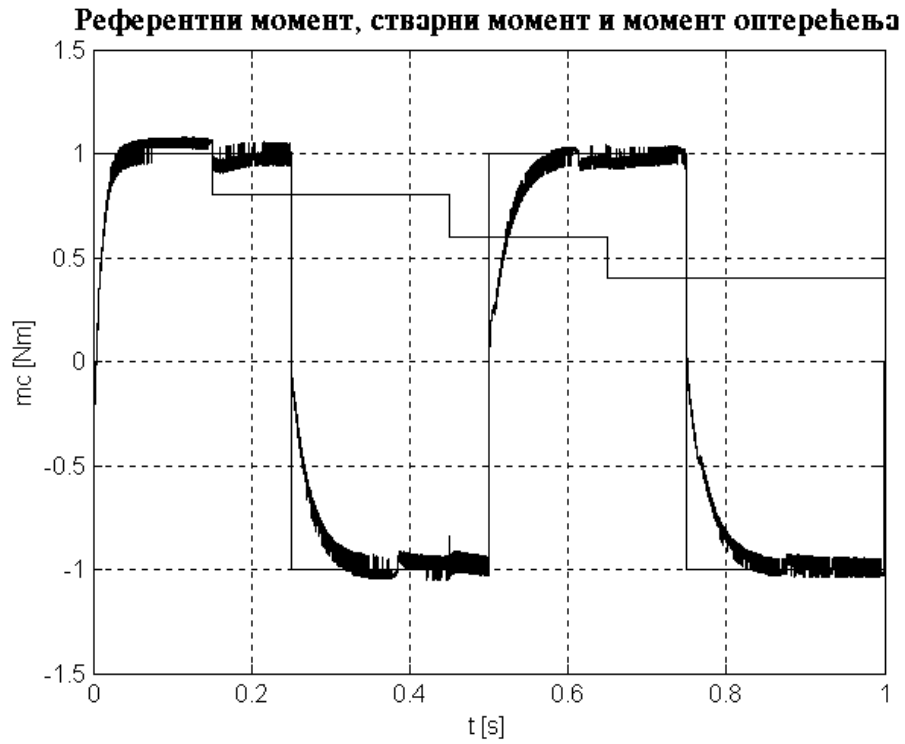
гдје је ω_{kl} учестаност клизања (3.6), а ω_m измјерена брзина обртања вратила.

Основни недостатак директног векторског управљања је велика грешка у естимацији флуксева (ротора) при малим брзинама, док је индиректно векторско управљање због постојања давача на вратилу скупље и осјетљиво на утицај вибрација, прашине итд. Зато се директно векторско управљање користи у погонима гдје се не захтијева рад у области малих брзина, а индиректно векторско управљање се користи и на нултој брзини обртања вратила. Одређивањем положаја синхроно ротирајућег координатног система једнозначно су дефинисане обртне трансформације са Сл. 3.1.

Код векторског управљања мотор је најчешће напајан из струјно регулисаног напонског извора. Регулатор струје мора бити изузетно брз, да би динамика погона била практично независна од динамике успостављања струја у намотају статора. Сама регулација струја статора обавља се у синхроно ротирајућем координатном систему, гдје су струје статора једносмјерне, те је могућа њихова регулација употребом ПИ регулатора.

Поред векторског управљања према флуксу ротора, постоји и векторско управљање према флуксу статора, те према флуксу магнећења /1,2/.

На наредним графицима симулацијом на рачунару илустрована је примјена векторског управљања. На Сл. 3.3. приказан је референтни момент мотора, развијени електромагнетни момент, те момент оптерећења. Са Сл. 3.3. види се да одзив момента није тренутан, односно да постоји извјесно вријеме за које ће момент аperiodично да достигне задату вриједност. Вријеме достизања референце одређено је ПИ регулатором момента и пропусним опсегом струјног извора. Вријеме достизања референци никада не може бити бесконачно мало, односно не може се за сваку референцу добити тренутан одзив момента као код *Dead – Beat* контрола.



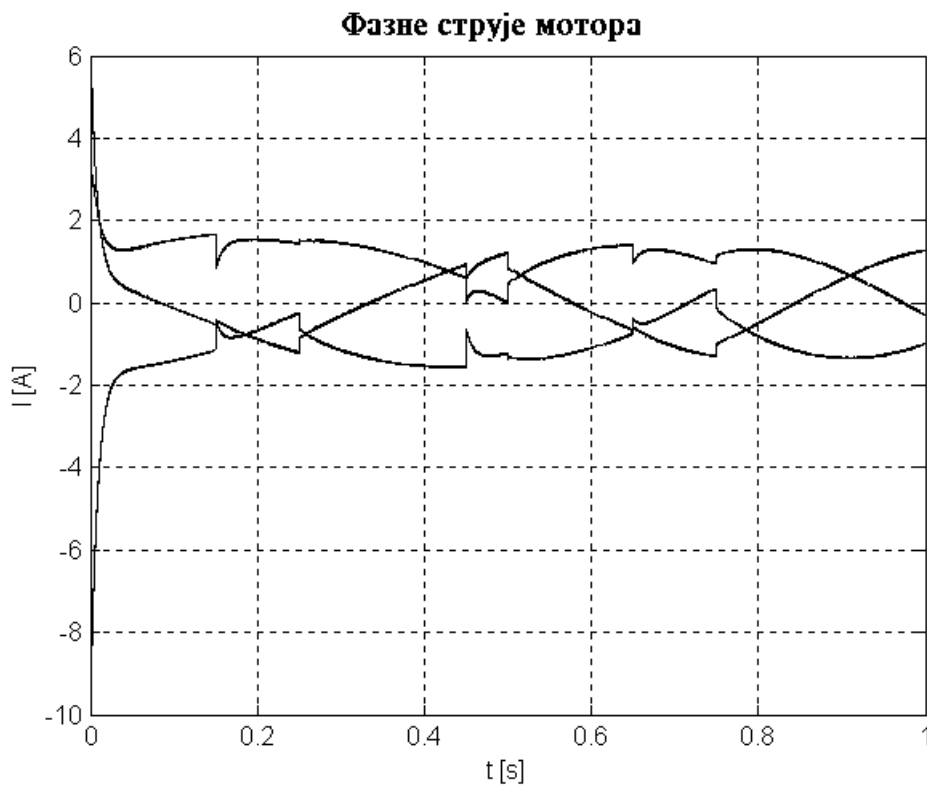
Сл. 3.3. Референтни момент, електромагнетни момент и момент оптерећења код векторског управљања



Сл. 3.4. Референтни и стварни флукс мотора код векторског управљања

На Сл. 3.4. приказан је одзив флукса при степенастом слабљењу поља. Са Сл.3.4. види се да и код регулације флукса у мотору постоји вријеме успостављања флукса, које је одређено параметрима регулатора флукса, временском константом ротора и напонском маргином струјно регулисаног инвертора. За велике вриједности флукса потребно је велико вријеме да би флукс достигао референцу.

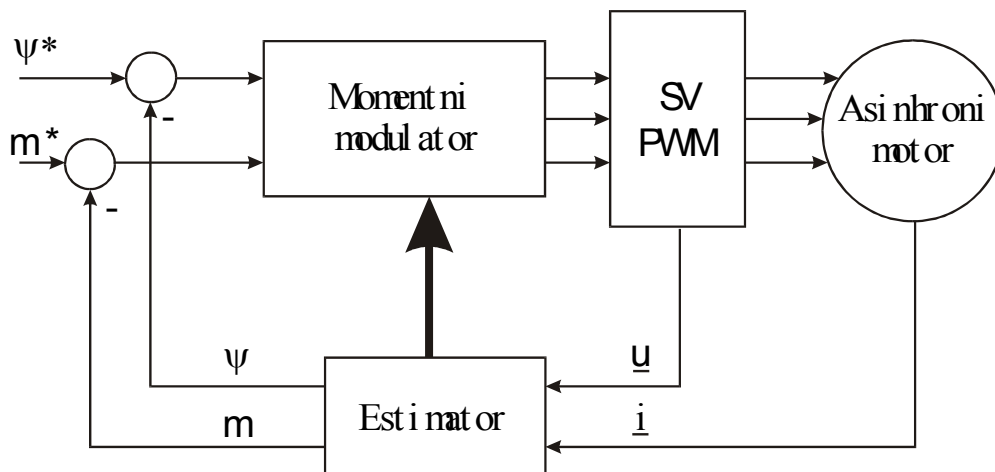
На Сл. 3.5. приказане су три фазне струје мотора. Са Сл. 3.5. види се да струје мотора мијењају и амплитуду, и учестаност и фазу при промјени референце момента или флукса.



Сл. 3.5. Фазне струје мотора код векторског управљања

3.2. Директна контрола момента са дискретним напонским векторима

Блок шема директне контроле момента приказана је на Сл. 1.1, која је ради комплетности излагања поново приказана на овом мјесту.



Сл. 1.1. Блок-шема алгоритма директне контроле момента

Одступања момента и флуksа од задатих вриједности су:

$$\Delta\Phi = |\Psi_{k+1}| - |\Psi_k|, \quad (1.1)$$

$$\Delta m = m_{k+1} - m_k, \quad (1.2)$$

гдје су $|\Psi_{k+1}|$, $|\Psi_k|$ модули жељеног и стварног флуksа, m_{k+1} , m_k жељени и стварни момент на вратилу, а $\Delta\Phi$ и Δm инкремент модула флуksа и инкремент момента.

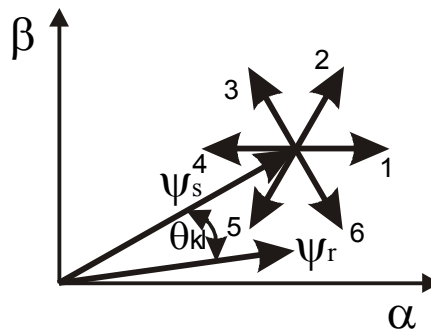
У алгоритмима директне контроле момента на основу одступања задатих и стварних вриједности момента и флуksа директно се дефинишу потребни напони мотора. Алгоритми директне контроле су због тога тзв. *Dead – Beat* алгоритми, јер се у њима референце достижу у најмањем броју управљачких периода.

Принцип рада директне контроле момента са дискретним напонским векторима заснован је на избору таквог напонског вектора, који ће грешку момента и флуksа минимизирати у оквиру задатог хистерезиса. Изабрани напонски вектор се аплицира током цијеле периоде управљања, и користи се особина да је флуks мотора директно пропорционалан напону (уз занемарење пада напона на омском отпору статора):

$$\underline{u}_s \approx \frac{\Delta\Psi}{\Delta T}. \quad (3.10)$$

На Сл. 3.6. приказан је вектор флуksа статора и шест вектора напона који се добијају примјеном модулације просторног вектора напона статора. Сви вектори су у стационарном координатном систему, а расположиви вектори напона, односно

прираштаја флуksа (3.10) постављени су тако да леже на врху вектора флуksа статора (није узета у обзир размјера за флуks и напон).



Сл. 3.6. Основни принцип рада директне контроле момента са дискретним напонским векторима

Сматрајући да је флуks ротора током периода дискретизације константан, и посматрајући изразе (1.1) и (1.2), на основу Сл. 3.6 може се одабрати такав вектор напона статора који ће грешке момента и флуksа минимизирати. Ако вектор флуksа $\underline{\Psi}(k)$ лежи у првом сектору ($m = 1$), као на Сл. 3.6, тада напонски вектори V_1 и V_2 повећавају моду флуksа, док вектори V_4 и V_5 смањују флуks. Вектори V_2 , V_3 и V_4 повећавају момент повећавањем угла клизања, док вектори V_1 , V_5 и V_6 смањују момент смањењем угла клизања. Момент на вратилу машине може се смањити и аплицирањем нултог вектора, V_0 или 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 у наредном тренутку.

На овај начин омогућена је директна контрола флуksа и момента. Потребно је одредити сектор m у коме лежи флуks статора $\underline{\Psi}(k)$, а затим, према знаку потребних инкремената флуksа и момента (Табела 3.1.), аплицирати вектор статорског напона $V_0 - V_7$. Као што је већ речено у Уводу овог рада, концепт не води рачуна о величини инкремената/декремената момента и флуksа, јер се током цијелог периода ΔT мотор напаја напоном максималне амплитуде. Одзиви момента и флуksа имају значајан рипл око задате вриједности, а прекидачка учестаност инвертора није константна.

У Табели 3.1. приказан је избор потребног вектора напона статора у зависности од положаја (сектора) флуksа статора m , те потребних инкремената/декремената момента и флуksа (1.1 и 1.2).

Табела 3.1. Избор одговарајућег вектора код директне контроле момента са дискретним напонским векторима

| <i>sektor = m</i> | | |
|-------------------------|-----------------------------|--|
| $\text{sgn}(m^* - m_e)$ | $\text{sgn}(\Psi^* - \Psi)$ | <i>индекс новог напонског вектора $K + 1$</i> |
| <i>1</i> | <i>1</i> | <i>m + 1</i> |
| <i>1</i> | <i>0</i> | <i>m + 2</i> |
| <i>0</i> | <i>без обзира</i> | <i>0</i> |

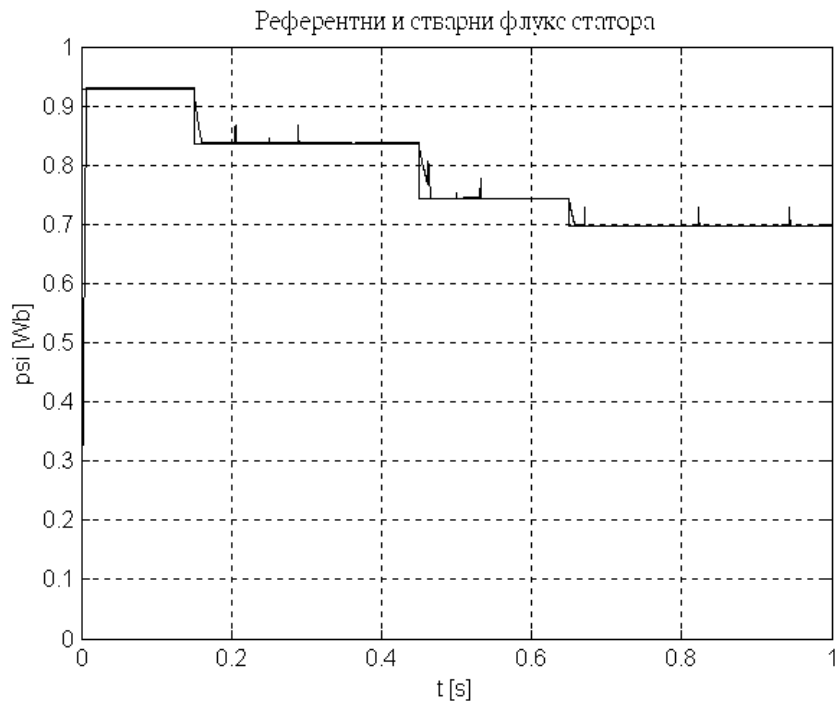
Индекс новог напонског вектора одређеног из Табеле 3.1. потребно је кориговати:

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

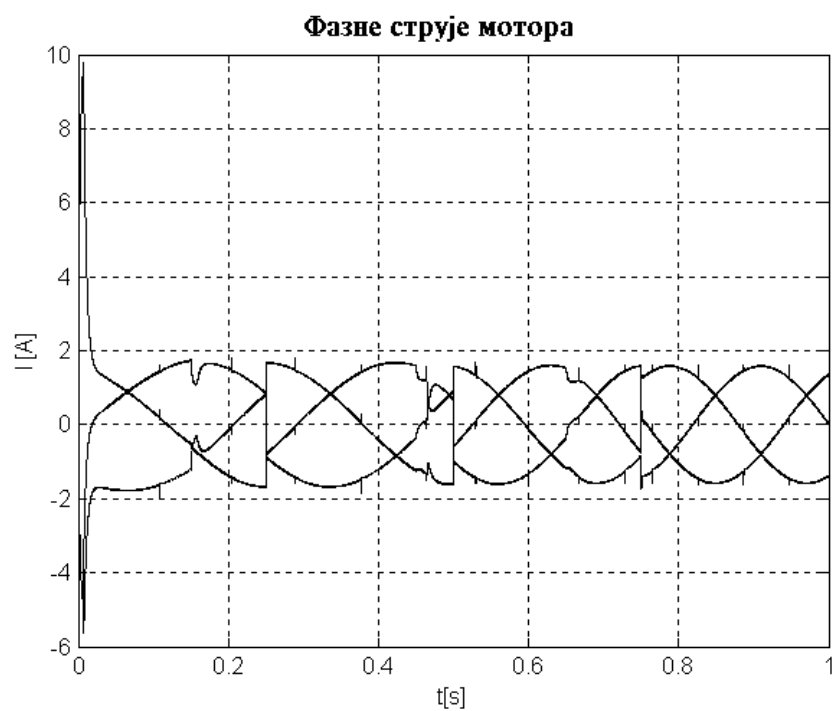
На наредним сликама симулацијом на рачунару илустрована је примјена директне контроле момента са дискретним напонским вектором.



Сл. 3.7. Референтни момент, електромагнетни момент и момент оптерећења код примјене директне контроле момента са дискретним напонским вектором



Сл. 3.8. Референтни и стварни флукс статора асинхроног мотора код примјене концепта директне контроле момента са дискретним напонским вектором



Сл. 3.9. Фазне струје мотора код примјене концепта директне контроле момента са дискретним напонским вектором

Са Сл. 3.7. види се да је код примјене концепта директне контроле момента одзив момента на референцу тренутан, без коначног времена успостављања момента.

На Сл. 3.8. приказан је одзив флукса при слабљењу поља. Флукс има одређено вријеме успостављања, али знатно мање него код примјене векторског управљања.

На Сл. 3.9. приказане су фазне струје мотора. Код директне контроле момента са дискретним напонским вектором, као и код векторског управљања, приликом промјене референци струје мијењају и амплитуду и фазу и учестаност.

3.3. Директна контрола момента са континуалним напонским векторима

Блок – шема директне контроле момента са континуалним напонским векторима је идентична као на Сл. 1.1, али је принцип рада моментног модулятора другачији. У концепту директне контроле момента са континуалним напонским векторима потребни напони статора се у сваком периоду $n\Delta T$, $n = 1, 2, \dots$ прорачунавају тако да се одступања момента и флукса свде на нулу. За разлику од претходне методе, у сваком тренутку $n\Delta T$ потребан напон се генерише помоћу три напонска вектора примјеном *Space – Vector* модулације. Апликацијом континуалног напонског вектора таласност момента и флукса се знатно смањује у односу на претходну методу, уз константну учестаност прекидања. Може се рећи да је директна контрола момента са континуалним напонским векторима основни концепт савремених рјешења директне контроле момента.

3.3.1. Принцип рада директне контроле момента са континуалним напонским векторима

За реализацију овог приступа директне контроле момента, потребно је прво одредити (естимирати) флукс статора, електромагнетни момент и синхрону брзину. Флукс статора се код овог концепта обично одређује помоћу напонског естиматора флукса статора [2, 16]. Нека су познати напони и струје статора у стационарном координатном систему, \underline{u}_s и \underline{i}_s . Флукс статора може се одредити из једначина напонске равнотеже намотаја статора:

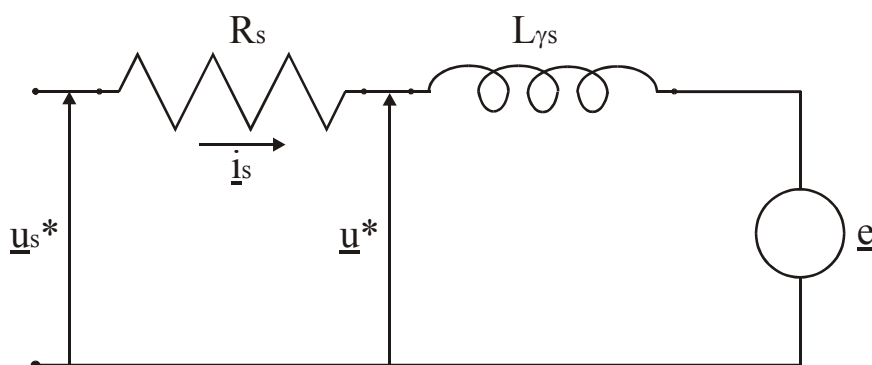
$$\underline{\Psi}_s = \int_0^t (\underline{u}_s - R_s \underline{i}_s) dt, \quad (3.11)$$

док је развијени електромагнетни момент:

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

Грешка у естимацији флукса на малим брзинама се на овом мјесту неће разматрати.

Сматрајући да је период ΔT довољно мали, еквивалентна шема асинхроне машине приказана на Сл. 2.3. при напајању из инвертора може се, уз занемарење роторског кола, представити као на Сл. 3.10.



Сл.3.10. Еквивалентна шема асинхроног мотора напајаног из инвертора

Са шеме се види да је промјена струје статора током периода ΔT :

$$\Delta \underline{i}_s = \frac{\underline{u}^* - \underline{e}}{\sigma L_s} \Delta T, \quad (3.12)$$

гдје је, према (2.28), (2.46) и (2.49):

$$\underline{e} = \underline{u}_s^* - R_s \underline{i}_s - \frac{d}{dt}(\sigma L_s \underline{i}_s) = \frac{d}{dt}(\underline{\Psi}_s - \sigma L_s \underline{i}_s). \quad (3.13)$$

Уз претпоставку да је \underline{e} синусоидална, може се у разматрање узети само основни хармоник синхроне учестаности електромоторне силе:

$$\underline{e} = j\omega_s (\underline{\Psi}_s - \sigma L_s \underline{i}_s). \quad (3.14)$$

Синхрона учестаност може се одредити из израза:

$$\omega_s = \frac{\underline{\Psi}_s \times j\omega_s \underline{\Psi}_s}{|\underline{\Psi}_s|^2} = \frac{\underline{\Psi}_s \times (\underline{u}^* - R_s \underline{i}_s)}{|\underline{\Psi}_s|^2}. \quad (3.15)$$

Сматрајући да је временска константа статора $T_s = L_s / R_s$ много већа од периода ΔT , промјена струје током периода ΔT је линеарна [16], док се флукс може сматрати константним. Тада је промјена момента машине:

$$\Delta m_e \approx \frac{3}{2} P(\underline{\Psi}_s \times \Delta \underline{i}_s) = \frac{3}{2} P\left(\underline{\Psi}_s \times \frac{\underline{u}^* - \underline{e}}{\sigma L_s} \Delta T\right), \quad (3.16)$$

док је промјена флукса линеаризацијом (2.18) и (3.11) током периода ΔT :

$$\Delta \underline{\Psi}_s = (\underline{u}_s - R_s \underline{i}_s) \Delta T = \underline{u}^* \Delta T. \quad (3.17)$$

Директна контрола момента са континуалним напонским векторима на основу израза (3.16) и (3.17) одређује потребне напоне статора.

Инкремент момента Δm_e задат је изразом (1.1). Пишући израз (3.16) у развијеном облику, добија се да је инкремент момента:

$$\Delta m_e = m_{k+1} - m_k \approx \frac{3\Delta T}{2\sigma L_s} P\left[(\Psi_\alpha u_\beta^* - \Psi_\beta u_\alpha^*) + (\Psi_\beta e_\alpha - \Psi_\alpha e_\beta)\right]. \quad (3.18)$$

Израз (3.18) представља зависност потребних напона статора за реализацију задатог момента. То је једначина праве у $\alpha - \beta$ координатном систему. Уводећи смјену:

$$K_e = \frac{2\Delta m_e \sigma L_s}{3P\Delta T} + (\Psi_\beta e_\alpha - \Psi_\alpha e_\beta), \quad (3.19)$$

једначина праве (3.18) добија се у једноставнијем облику:

$$u_\alpha^* = \frac{\Psi_\alpha u_\beta^* + K_e}{\Psi_\alpha} \quad (3.20)$$

Потребан модуо флукса је (уз занемарење омског отпора намотаја статора)

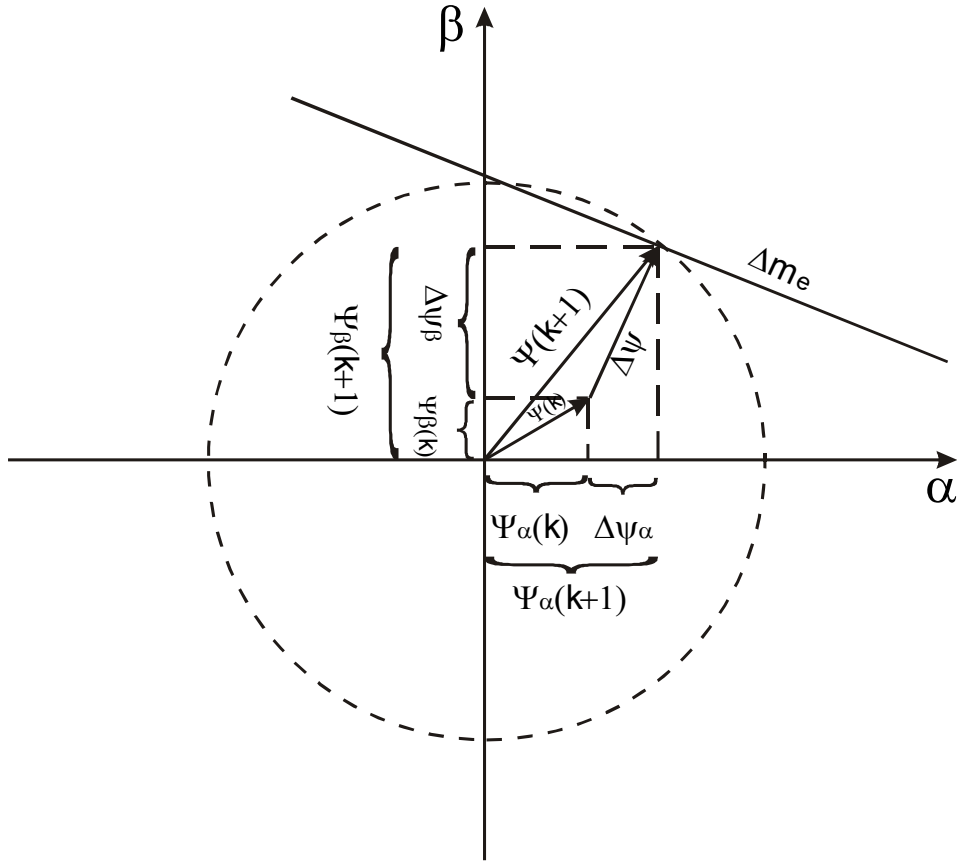
$$|\underline{\Psi}_{k+1}| = |\underline{\Psi}_k + \Delta \underline{\Psi}| = |\underline{\Psi}_k + \underline{u}^* \Delta T|, \quad (3.21)$$

односно у развијеном облику:

$$|\underline{\Psi}_{k+1}|^2 = (\Psi_\alpha + u_\alpha^* \Delta T)^2 + (\Psi_\beta + u_\beta^* \Delta T)^2. \quad (3.22)$$

Израз (3.22) представља зависност напона статора по α и β оси да би се током периода ΔT реализовао тражени модуо флукса. То је једначина кружнице у $\alpha - \beta$ равни.

На Сл. 1.3. графички су представљени изрази (3.20) и (3.22).



Сл.1.3. Графичка представа потребних услова за одређивање напона статора.

Потребан напон статора одређује се рјешавањем система (3.20) и (3.22). Тако се добија квадратна једначина са непознатим напоном статора u_α :

$$\left[\Delta T^2 + \left(\frac{\Psi_\beta \Delta T}{\Psi_\alpha} \right)^2 \right] (u_\alpha^*)^2 + \left[2K_e \Psi_\beta \left(\frac{\Delta T}{\Psi_\alpha} \right)^2 + 2\Delta T \Psi_\alpha + \frac{2\Psi_\beta^2 \Delta T}{\Psi_\alpha} \right] u_\alpha^* + 2K_e \Delta T \frac{\Psi_\beta}{\Psi_\alpha} + \left(\frac{K_e \Delta T}{\Psi_\alpha} \right)^2 + \Psi_\alpha^2 + \Psi_\beta^2 - |\Psi_{k+1}|^2 = 0 \quad (3.23)$$

Два рјешења једначине (3.23) представљају два напона статора u_α који доводе до реализације потребног момента и флукса (двје пресјечне тачке на Сл. 1.3). Оптимална радна тачка лежи десно од превалног момента на Сл. 2.5, док се у другој

радној тачки има клизање веће од превалног. У /16/ предлаже се избор напона u_α мање апсолутне вриједности, пошто он одговара мањем напону статора који ће момент и флуks водити у жељеном правцу. Након што је одређен напон статора по α оси, напон статора по β оси добија се уврштавањем одабраног напона u_α (3.23) у (3.19).

Полифазор напона статора \underline{u}^* је:

$$\underline{u}^* = u_\alpha + ju_\beta, \quad (3.24)$$

а стварни напон статора добија се када се коригује пад напона на омском отпору намотаја статора:

$$\underline{u}_s^* = \underline{u}^* + R_s \underline{i}_s. \quad (3.25)$$

У овом случају се уважава пад напона из претходне периоде. У /16/ је наведено да уважавање пада напона преко струје из претходне периоде не ствара велику грешку, зато што је промјена струје током периода ΔT линеарна, а и пад напона на омском отпору је мали у поређењу са падом напона на транзијентној индуктивности намотаја статора.

3.3.2. Генерисање PWM сигнала при практичној реализацији

PWM сигнали генеришу се модулацијом просторног вектора. На основу одређеног напона статора \underline{u}_s^* бирају се два вектора, V_n и V_{n+1} који су најближи референтном напону. Користећи израз (2.81) може се одредити трајање активних вектора:

$$\underline{u}_s^* = \underline{V}_n T_n + \underline{V}_{n+1} T_{n+1}, \quad (3.26)$$

док је трајање нултог вектора:

$$T_0 = \Delta T - T_n - T_{n+1}. \quad (3.27)$$

Сваки од осам расположивих вектора може се приказати у фазорском облику:

$$\underline{u}_m = \begin{cases} \frac{2}{3} V_{DC} e^{j(k-1)\pi/3}, & m = 1..6 \\ 0, & m = 0, 7 \end{cases}. \quad (3.28)$$

Уврштавајући (3.26) у (3.28), и раздвајањем реалних и имагинарних дијелова, одређују се времена трајања активних вектора:

$$T_n = \frac{3\Delta T}{2V_{DC}} \left[\frac{u_{s\alpha}^* - u_{s\beta}^*}{\sqrt{3}} \right], \quad (3.29)$$

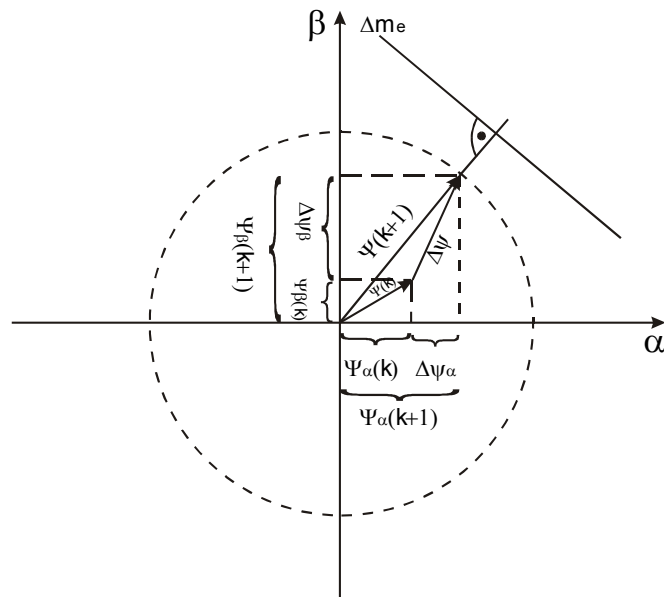
$$T_{n+1} = \frac{\sqrt{3}}{V_{DC}} \Delta T u_{s\beta}^*. \quad (3.30)$$

Прелазак из нултог у два активна стања изазива комутацију сваке фазе инвертора тачно једанпут, односно ΔT је полупериод прекидачке учестаности. Због тога се у литератури [2, 16] наводи да је момент мотора контролисан два пута по једној периоди прекидања. На тај начин се смањују осцилације струје статора.

Предложени алгоритам не омогућава директну контролу момента у прелазним режимима. Узрок томе је што при великим промјенама флуksа и момента нема довољно расположивог напона једносмјерног међукола за реализацију задатих референци. Тада су промјене момента и флуksа (1.1) и (1.2) превелике, па се у изразу (3.27) добија да је $T_0 < 0$, односно

$$T_n + T_{n+1} > \Delta T. \quad (3.31)$$

Потребан напон статора не може се реализовати током само једног периода, па се морају користити посебне технике за управљање моментом и флуksом у прелазним режимима. Графички ова ситуација одговара случају када права и кружница са Сл. 1.3. немају пресјек, што је приказано на Сл. 3.11.



Сл. 3.11 Случај када је инкремент момента превелики да би се реализовао у само једном прекидачком периоду

Постоји више приступа којима се рјешавају конфликтне ситуације које се дешавају у случајевима приказаним на Сл. 3.11, што је наглашено у Уводу овог рада. Као што је показано на Сл. 3.11, један од могућих начина је да се вектор прираштаја флукса статора постави тако да флукс Ψ_{k+1} заклапа прави угао са правом (3.23). Два најчешће кориштена приступа објашњена су у наставку излагања.

3.3.3. Директна контрола момента у прелазним режимима

У случају конфликтних ситуација, када су инкременти момента и флукса превелики, модуо референтног напона већи је од напона једносмјерног међукола. Да би се омогућио што квалитетнији одзив, мотор се напаја максимално могућим напоном, односно напон мотора додирује странице шестоугла са Сл. 2.10. У том случају не користе се нулти вектори.

У прелазним режимима потребно је знати положај вектора флукса статора, односно угао полифазора флукса статора према α оси.

У литератури постоје два начина за рјешавање конфликтних ситуација /16,17,18/.

Први начин за рјешавање конфликтне ситуације при превеликом инкременту момента и флукса представљен је у /16/ и /17/. Посматрају се три случаја: промјена момента при константном флуксу, промјена флукса при константном моменту, и истовремена промјена момента и флукса.

3.3.3.1. Промјена момента при константном флуксу

Када се погону зада сувише велики инкремент момента при константном (номиналном) флуксу, што је најчешћи случај у погону, напонски вектори се бирају тако да момент воде у траженом правцу, док грешку управљања флуksom свде на нулу. У том случају има се директна контрола флукса, док је контрола момента слична као код хистерезисних метода.

Нека, као што је показано на Сл. 3.6, флукс мотора лежи у првом сектору. Напонски вектори V_2 и V_3 повећавају и флукс и момент мотора. Слично, напонски вектори V_5 и V_6 смањују и флукс и момент мотора. Бирајући векторе V_2 и V_3 може се флукс мотора директно контролисати, а уједно ће и момент мотора током цијелог периода ΔT расти. Слично се поступа и у случају да се момент мотора смањује.

Знајући у ком сектору се налази вектор флуksа статора, могу се одабрати одговарајући активни вектори који ће момент водити у жељеном правцу и омогућити директну контролу флуksа. Да би флуks био једнак задатој вриједности, услов:

$$|\underline{\Psi}_{k+1}| = |\underline{\Psi}_k + \Delta\underline{\Psi}| = |\underline{\Psi}_k + \underline{V}_n T_n + \underline{V}_{n+1} T_{n+1}| \quad (3.32)$$

мора бити задовољен. Нулти вектори се не користе, па је укупно трајање активних вектора:

$$T_n + T_{n+1} = \Delta T. \quad (3.33)$$

Рјешавајући систем (3.32) и (3.33) добијају се трајања активних вектора, напон статора је тада по свом модулу једнак напону једносмјерног међукола, момент се максималним коракoм води ка задатој вриједности, и постоји директна контрола флуksа статора.

Избор потребних активних вектора за свих шест сектора приказан је у Табели 3.2.а.

3.3.3.2. *Промјена флуksа при константном моменту*

Када се машини зада превелик инкремент (тачније декремент) флуksа при константном моменту, права и кружница са Сл. 1.3 се поново не сијеку. Овај режим настаје при слабљењу поља. Према [2] у реалном погону ова ситуација не наступа често, јер се флуks обично слаби континуирано (линеарно или параболично), односно постепено.

Када се референтни флуks не може реализовати у једном прекидачком периоду, тада се поново концепт директне контроле момента са нултом грешком управљања - континуалним напонским векторима комбинује са хистерезисном методом - дискретним напонским векторима. Поново се не користе нулти вектори, омогућава се директна контрола момента, а флуks се максималним коракoм води у жељеном правцу.

Посматрајући Сл. 3.6. и случај да флуks статора лежи у првом сегменту, вектори V_1 и V_2 повећавају модуо флуksа, а вектори V_3 и V_4 смањују модуо флуksа. На основу одабраних активних вектора из Табеле 3.2.б. за одговарајући сегмент, могу се израчунати времена њихових трајања користећи (3.34) и (3.35):

$$\Delta m_e = \frac{3P}{2\sigma L_s} [\underline{\Psi}_s \times (\underline{V}_n T_n + \underline{V}_{n+1} T_{n+1} - \Delta T \underline{e})] \quad (3.34)$$

$$T_n + T_{n+1} = \Delta T . \quad (3.35)$$

На овај начин омогућена је директна контрола момента, и флукс статора се води у жељеном правцу. Пошто се не користе нулти вектори, и у овом случају напон статора додирује странице шестоугла.

Табела 3.2. Избор активних вектора при промјени флукса и момента

| <i>sektor = m</i> | | |
|--|---------------------------------------|---|
| <u>а) Промјена момента уз константан флукс</u> | | |
| $\text{sgn}(m^* - m_e)$ | индекс новог напонског вектора n | индекс новог напонског вектора $n + 1$ |
| 1 | $m + 1$ | $m + 2$ |
| 0 | $m + 4$ | $m + 5$ |
| <u>б) промјена флукса уз константан момент</u> | | |
| $\text{sgn}(\Psi^* - \Psi)$ | n | $n + 1$ |
| 1 | m | $m + 1$ |
| 0 | $m + 2$ | $m + 3$ |
| <u>в) истовремена промјена флукса и момента</u> | | |
| $\text{sgn}(m^* - m_e)$ | $\text{sgn}(\Psi^* - \Psi)$ | индекс новог вектора n |
| 1 | 1 | $m + 1$ |
| 1 | 0 | $m + 2$ |
| 0 | 1 | $m + 5$ |
| 0 | 0 | $m + 4$ |

Индекс новог напонског вектора потребно је кориговати:

$$n = \begin{cases} n, & n \leq 6 \\ n - 6, & n > 6 \end{cases} \quad n + 1 = \begin{cases} n + 1, & n + 1 \leq 6 \\ n + 1 - 6, & n + 1 > 6 \end{cases}$$

3.3.3.3. Истовремена промјена и момента и флукса

У случају истовремене промјене и момента и флукса, која се не може директно остварити у једном периоду, током цијелог периода ΔT мотору се аплицира само један активан вектор. У овом случају се има идентична ситуација као код класичне хистерезисне директне контроле момента. Нека, као на Сл. 3.6 флукс статора лежи у првом сегменту. Вектор V_2 повећава и момент и флукс, вектор V_3 повећава момент и смањује флукс, вектор V_6 смањује момент и повећава флукс, док вектор V_5 смањује и момент и флукс. Избор одговарајућег активног вектора приказан је у Табели 3.2.в.

Мотору се током цијелог периода ΔT аплицира само један активан вектор, односно у овом случају вектор напона статора лежи у тјеменима шестоугла са Сл. 2.10.

У практичној реализацији прво се провјерава да ли је испуњен услов

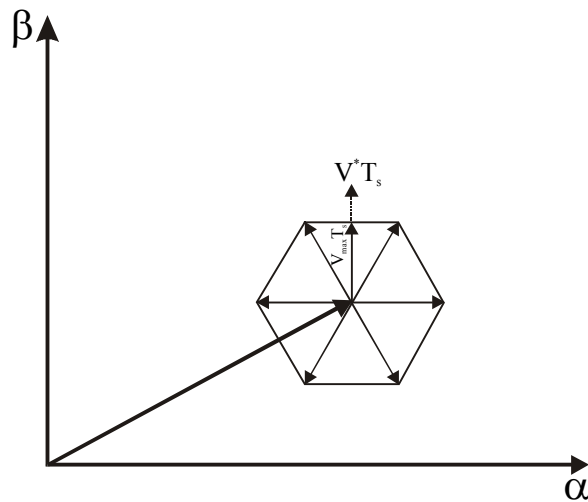
$$T_n + T_{n+1} \leq \Delta T . \quad (3.36)$$

Када је услов (3.36) испуњен, тада се може остварити директна контрола момента и флукса, а ако услов није испуњен, тада се примјењују три сљедећа корака:

У првом кораку претпоставља се да се ради о промјени момента при константном флуксу, те се поступа према Табели 3.2.а, и налазе се времена T_n и T_{n+1} . Уколико су оба времена T_n и T_{n+1} позитивна, тада се стварно ради о промјени момента при константном флуксу. Ако рјешење не постоји, тада се прелази на други корак, односно претпостави се да се ради о промјени флукса при константном моменту. Из Табеле 3.2.б се одаберу одговарајући активни вектори и прорачунају времена њиховог трајања. Уколико су T_n и T_{n+1} позитивни, тада је претпоставка оправдана, и ради се о промјени флукса при константном моменту. Коначно, ако претходна два корака нису дала позитивна времена трајања активних вектора, из Табеле 3.2.в се одабере одговарајући активни вектор и аплицира машини током цијелог периода ΔT .

Предложени предиктивни алгоритам је због потребе за испитивањем бројних услова рачунарски веома захтјеван. Осим тога, због естимације флукса и момента који се не могу остварити у бесконачно кратком времену, долази до појаве статичке грешке у контроли момента [2,3,18]. Овај проблем није посебно изражен када се референца момента добија из брзинског регулатора.

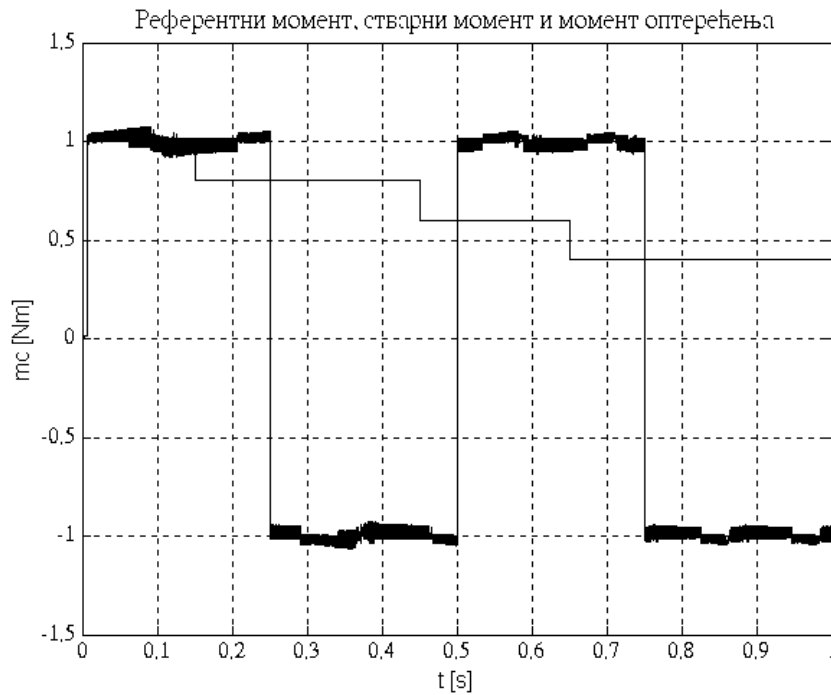
Други начин рјешавања конфликтних ситуација у прелазним режимима предложен је у /18/. Овај концепт не даје директну контролу ни момента ни флукса у прелазним режимима, али је рачунарски много мање захтјеван. У /18/ је наведено да деградација квалитета одзива није велика у односу на први приступ. Принцип рада приказан је на Сл. 3.12.



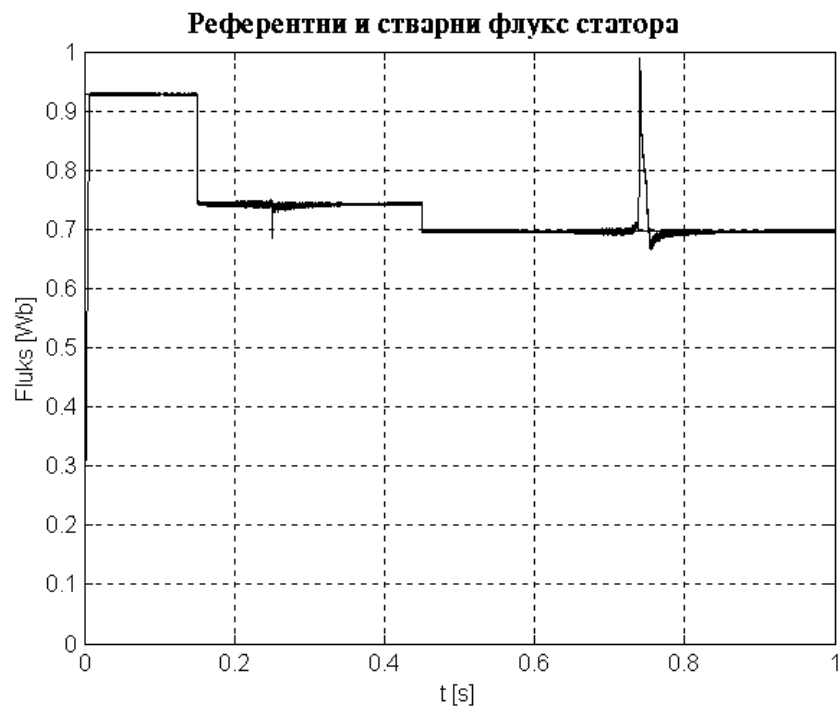
Сл. 3.12. Алтернативни начин рјешавања конфликтних ситуација у прелазним режимима

На Сл. 3.12. приказана је ситуација када референтни напон u_s^* одређен директном контролом момента са континуалним напонским векторима лежи изван шестоугла. Тада се модуо напона инвертора поставља на максималну вриједност V_{max} , а задржава се потребан правац и смјер. Примјеном ове технике “губи” се дио напона који инвертор и онако не може да реализује (на Сл.3.12. вектор исцртан испрекиданим линијама, односно дио напона који излази изван шестоугла). У /18/ је показано да се добија већи корак момента у жељеном правцу него примјеном претходног концепта, без обзира што се ни моментом ни флуksom не управља са нултом грешком.

На Сл. 3.13. приказан је референтни момент, момент конверзије и момент оптерећења асинхроног мотора код примјене концепта директне контроле момента са континуалним напонским векторима. Са Сл. 3.13. види се да је шум момента знатно мањи него код директне контроле момента са дискретним напонским векторима, јер се потребан момент мотора у свакој периоди тачно прорачунава. Одзив момента је тренутан, пошто нема ограничења пропусног опсега као код векторског управљања.



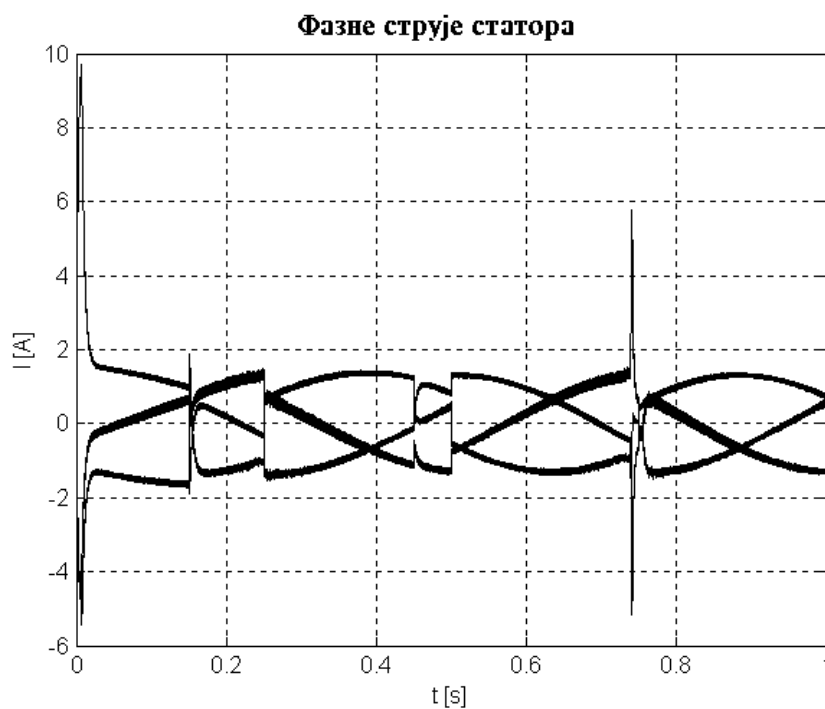
Сл. 3.13. Референтни момент, развијени електромагнетни момент и момент оптерећења код директне контроле момента са континуалним напонским векторима



Сл. 3. 14. Референтни и стварни флуks статора код директне контроле момента са континуалним напонским векторима

На Сл. 3.14. приказани су референтни и стварни флуks статора. Одзив флуksа статора је тренутан, за разлику од директне контроле момента са хистерезисом. Због постојања бројних услова, не може се даље ићи са слабљењем поља као код хистерезисне методе. Велики скок флуksа при промјени момента узрокован је конфликтном ситуацијом која се јавља код нагле промјене момента при смањеном флуksу.

На Сл. 3.15. приказане су фазне струје мотора. Као и код осталих техника распрегнутог управљања моментом и флуksом, и овдје долази до истовремене промјене и амплитуде, и учестаности и фазног става.



Сл. 3.15. Фазне струје мотора код примјене концепта директне контроле момента са континуалним напонским векторима

3.4. Упоредна анализа различитих техника распрегнутог управљања моментом и флуksом асинхроног мотора

На основу теоријске анализе и рачунарских симулација из претходног дијела, могу се укратко навести основне карактеристике представљених техника распрегнутог управљања моментом и флуksом асинхроног мотора. Сви алгоритми су испитани у равноправним експлоатационим условима, уз исти корак симулације. Најзначајније карактеристике приказане су у Табели 3.3.

Табела 3.3. Упоредне карактеристике различитих техника распрегнутог управљања моментом и флуksom асинхроног мотора

| | Векторско управљање | Директна контрола момента са дискретним напонским векторима | Директна контрола момента са континуалним напонским векторима |
|---|---------------------|---|---|
| Одзив момента | Није тренутан | Тренутан | Тренутан |
| Одзив флуksа | Није тренутан | Није тренутан | Тренутан |
| Учестаност рада инвертора | Није константна | Није константна | Константна |
| Шум момента | Није велики | Велики | Није велики |
| Карактеристике рада при смањеном флуksу | Нису задовољавајуће | Задовољавајуће | Нису задовољавајуће |
| Сложеност алгоритма | Веома компликован | Није компликован | Веома компликован |

Директна контрола момента, као *Dead – Beat* техника управљања има тренутан одзив момента и боље понашање у режиму смањеног флуksа него векторско управљање. Кориштењем дискретних напонских вектора шум момента и флуksа је велики, а прекидачка учестаност није константна. Овај концепт је једноставан за практичну реализацију.

Код концепта директне контроле момента са континуалним напонским векторима прекидачка учестаност инвертора је константна, а шум момента и флуksа је драстично смањен. Алгоритам директне контроле момента са континуалним напонским векторима је због своје сложености рачунарски веома захтјеван, те је у наставку овог рада предложена модификација овог алгоритма, која ће уз знатна поједностављења, дати исте или чак и боље резултате.

4. НОВИ АЛГОРИТАМ ДИРЕКТНЕ КОНТРОЛЕ МОМЕНТА И ФЛУКСА АСИНХРОНОГ МОТОРА

4.1. Основна идеја новог концепта

Нови алгоритам директне контроле момента и флукса асинхроног мотора треба да разријешу недостатке постојећих рјешења директне контроле момента са континуалним напонским векторима:

1. Концепт треба да буде једноставан;
2. Вектор напона статора којим ће се остварити потребна манипулација момента и флукса треба да буде једнозначно одређен;
3. Таласност момента и флукса и у стационарном стању и у прелазним режимима треба да буде што мања.

Да би се формирао нови алгоритам директне контроле момента, поћи ће се од принципа рада асинхроног мотора. Нека асинхронни мотор развија константан момент при константном флуксу. Полифазор флукса статора тада се обрће синхронном брзином, док се полифазор флукса ротора обрће заједно са ротором. Разлика између брзине обртања флуксева статора и ротора је учестаност клизања и задовољена је једначина слагања брзина асинхроне машине:

$$\omega_s = \omega_m + \omega_{kl}, \quad (4.1)$$

гдје су

- ω_s - синхрона брзина;
- ω_m - механичка брзина и
- ω_{kl} - учестаност клизања.

Све брзине у изразу (4.1) сведене су на један пар полова.

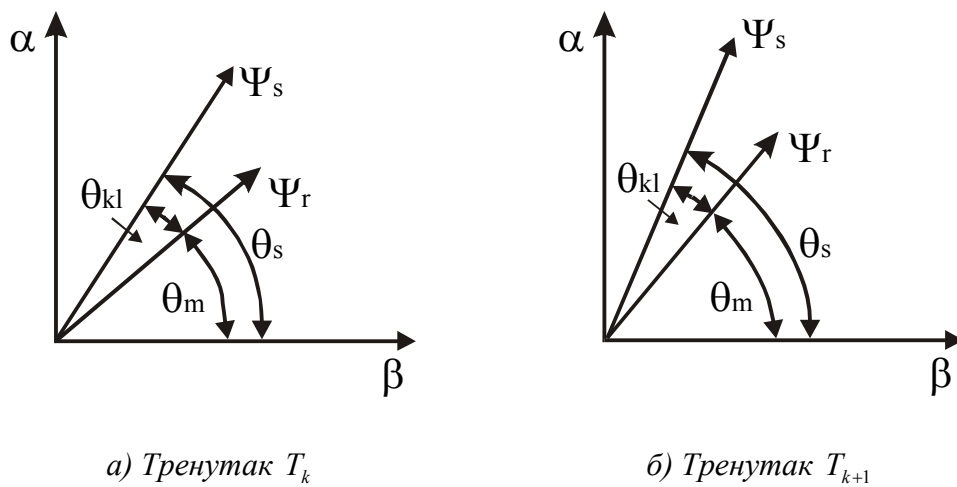
Израз (4.1) може се написати у интегралном облику:

$$\vartheta_s = \vartheta_m + \vartheta_{kl}, \quad (4.2)$$

гдје су:

- $\vartheta_s = \int \omega_s dt$ - угао вектора флуksа статора према оси везаној за статор.
- $\vartheta_m = \int \omega_m dt$ - угао ротора према оси везаној за статор;
- $\vartheta_{kl} = \int \omega_{kl} dt$ - угао клизања, односно угао између флуksева статора и ротора.

Нека се референтна оса везана за статор поклапа са α осом стационарног координатног система. У наведеном режиму, када нема промене ни момента ни флуksа, брзине (4.1) су константне, те се ова ситуација у два произвољна сукцесивна тренутка T_k и T_{k+1} може приказати на Сл. 4.1.а и 4.1.б.



Сл.4.1. Угао статора, ротора и клизања у тренуцима k и $k + 1$ када машина развија константан момент при константном флуksу

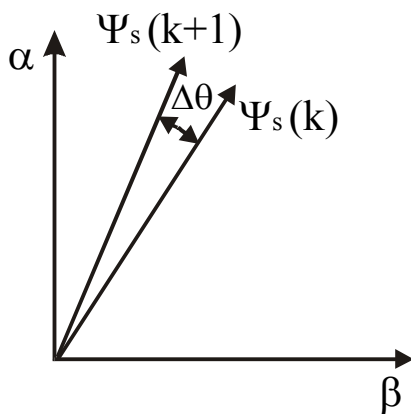
Током периода:

$$\Delta T = T_{k+1} - T_k \quad (4.3)$$

вектор флуksа статора прећи ће пут:

$$\Delta \vartheta = \omega_s \Delta T . \quad (4.3.a)$$

При константном моменту и флуksу, вектор флуksа статора прелази у сваком тренутку ΔT константан угао $\Delta \vartheta$. Пређени пут вектора флуksа статора приказан је на Сл. 4.2.



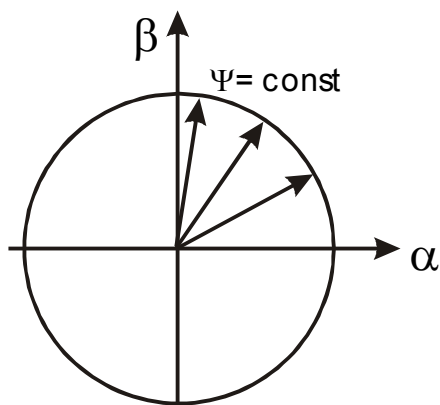
Сл.4.2. Помјерај вектора флуksа статора током периода ΔT

Момент на вратилу мотора пропорционалан је производу амплитуда флуksа статора и ротора, и угла између њих:

$$m_e = c |\underline{\Psi}_s| \cdot |\underline{\Psi}_r| \sin \vartheta_{kl}, \quad (4.4)$$

гдје су $|\underline{\Psi}_s|$ и $|\underline{\Psi}_r|$ амплитуде флуksа статора и ротора, c је константа, а ϑ_{kl} угао клизања, који су у овом режиму константни.

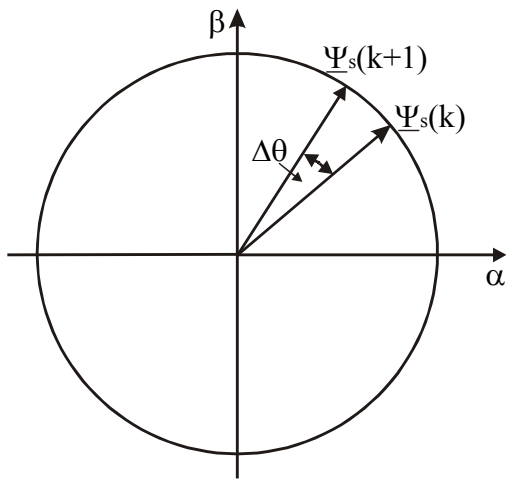
При константном нивоу флуksа у машини вектор флуksа статора током једног обртаја вратила описаће кружницу полупречника $|\underline{\Psi}_s|$ у стационарном координатном систему. Одржавање флуksа на истој вриједности аналогно је држању полупречника кружнице коју описује вектор флуksа статора константним, што је приказано на Сл. 4.3.



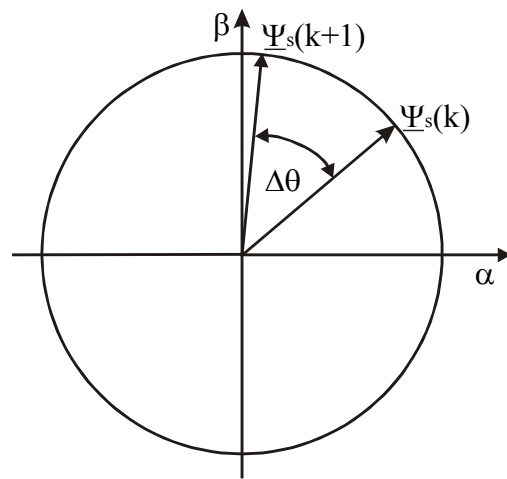
Сл. 4.3. Кружница константног флуksа статора у стационарном координатном систему

Нека је мотору и даље задат исти ниво флуksа, али је потребно да се развије већи момент на вратилу. Према (4.4) потребно је да се угао клизања ϑ_{kl} повећа, уз

претпоставку да се флуks ротора током периода ΔT неће промијенити. Тада ће вектор флуksа статора прећи пут $\Delta \vartheta > \omega_s \Delta T$. Пређени пут вектора флуksа статора у два сукцесивна периода T_k и T_{k+1} приказан је на Сл. 4.4. Случај када је развијени момент у тренутку T_{k+1} једнак моменту у тренутку T_k приказан је на Сл. 4.4.а, док је случај када је момент у тренутку T_{k+1} већи од момента у тренутку T_k при константном флуksу приказана на Сл. 4.4.б.



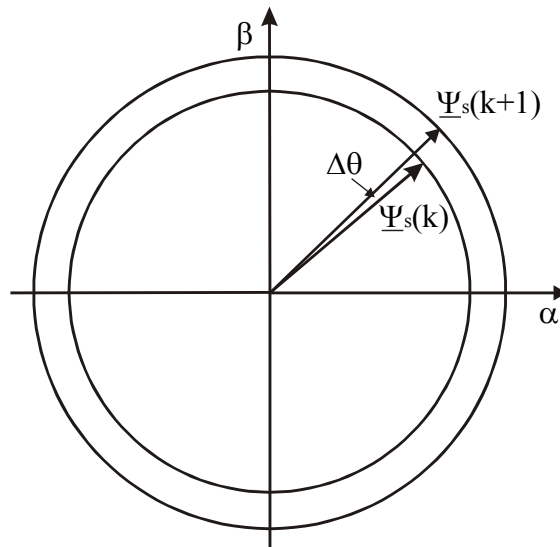
Сл. 4.4.а Помјерај вектора флуksа статора при константном моменту



Сл. 4.4.б. Помјерај вектора флуksа статора при повећавању момента

Дакле, при константном флуksу, повећавањем угла помјераја $\Delta \vartheta$ вектора флуksа статора долази до повећавања момента, и обрнуто, смањењем угла $\Delta \vartheta$ при истом флуksу према (4.4) долази до смањења момента.

Нека мотор сада треба да развија исти момент при повећавању флуksа. Повећавање нивоа флуksа у машини аналогно је повећавању полупречника кружнице са Сл. 4.3. Сматрајући да се флуks ротора неће битно промијенити, да би се при повећаном флуksу одржао исти момент, потребно је да се угао клизања (4.4) смањи. Смањење угла клизања може се приказати преко угла помјераја вектора флуksа статора $\Delta \vartheta$, односно угао помјераја флуksа статора треба да се смањи да би се при већем флуksу развио исти момент. Ова ситуација приказана је на Сл. 4.5.

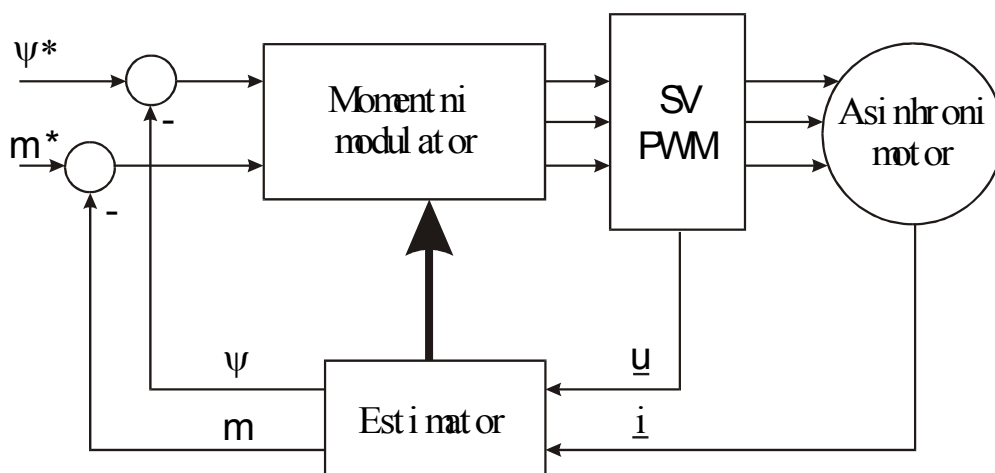


Сл. 4.5. Помјерање вектора флуksа статора при константном моменту и повећавању флуksа

Основна идеја новог принципа директне контроле момента је тако помјерити полифазор флуksа статора да се при познатом стању у машини (брзини, флуksу, моменту, учестаности клизања итд) реализују задати момент и флуks дефинисани изразима (1.1.) и (1.2).

4.2. Блок шема новог алгоритма директне контроле момента

Предложени концепт директне контроле момента заснован је на блок – шеми приказаној на Сл. 1.1.



Сл.1.1. Блок-шема алгоритма директне контроле момента

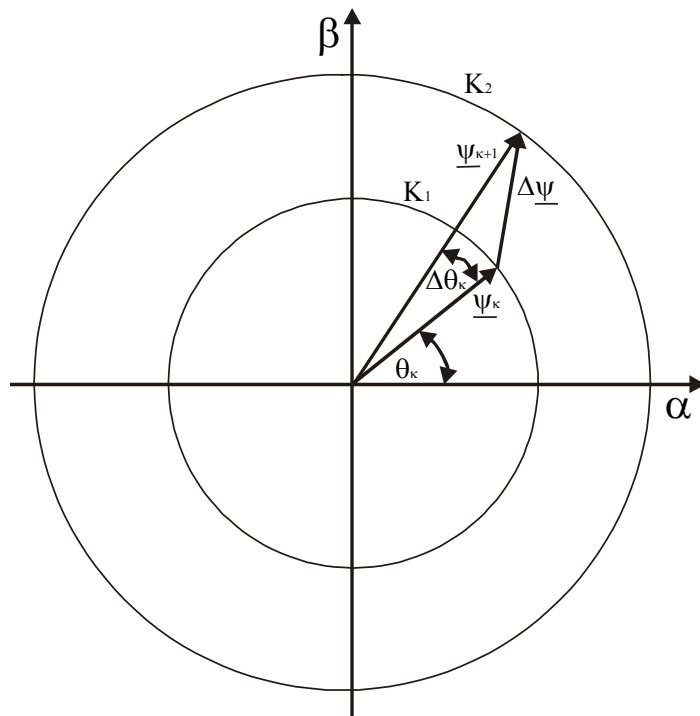
Одступања момента и модула флуksа од задатих вриједности су:

$$\Delta\Phi = |\underline{\Psi}_{k+1}| - |\underline{\Psi}_k|, \quad (1.2)$$

$$\Delta m = m_{k+1} - m_k, \quad (1.1)$$

гдје су $|\underline{\Psi}_{k+1}|$, $|\underline{\Psi}_k|$ - модули жељеног и стварног флуksа, m_{k+1} , m_k - жељени и стварни момент на вратилу, а $\Delta\Phi$ и Δm инкремент модула флуksа и инкремент момента.

У стационаром $\alpha - \beta$ координатном систему могу се нацртати вектор флуksа из претходног периода, $\underline{\Psi}_k$, и жељени вектор флуksа у наредном периоду $\underline{\Psi}_{k+1}$ (Сл.4.6). У општем случају, када је $|\underline{\Psi}_{k+1}| \neq |\underline{\Psi}_k|$, вектор флуksа $\underline{\Psi}_{k+1}$ лежи на кружници K_2 , чији пречник може бити већи или мањи од пречника кружнице K_1 . Уколико је инкремент амплитуде флуksа једнак нули, односно $|\underline{\Psi}_k| = |\underline{\Psi}_{k+1}|$, тада жељени вектор флуksа $\underline{\Psi}_{k+1}$ лежи на кружници K_1 . Повећавање амплитуде флуksа одговара повећавању пречника кружнице, и обрнуто. Повећавање угла $\Delta\vartheta$ за неку малу вриједност при истим $|\underline{\Psi}_k|$ и $|\underline{\Psi}_{k+1}|$ доводи до повећавања момента и обрнуто, као што је показано у претходном дијелу.



Сл. 4.6. Дефиниција вектора прираштаја флуksа $\Delta\underline{\Psi}$

У овом случају директна контрола момента своди се на избор таквог вектора прираштаја флуksа $\Delta\Psi$ са Сл.4.6, који ће испуњавати услов:

$$\Delta\Psi = \Psi_{k+1} - \Psi_k, \quad (4.5)$$

тако да грешке момента и флуksа, Δm и $\Delta\Phi$ (1.1 и 1.2), буду једнаке нули.

Да би се једнозначно одредио вектор прираштаја флуksа $\Delta\Psi$ (4.5), потребно је одредити угао помјераја флуksа статора $\Delta\vartheta$ при потребном нивоу флуksа $|\Psi_{k+1}|$ у тренутку T_{k+1} . На основу одређеног вектора инкремента флуksа статора $\Delta\Psi$ једноставно се одређују потребни напони статора:

$$u_\alpha^* = \frac{\Delta\Psi_\alpha}{\Delta T}, \quad (4.8)$$

$$u_\beta^* = \frac{\Delta\Psi_\beta}{\Delta T}. \quad (4.9)$$

Да би се уважио пад напона на отпору статора користе се изрази:

$$u_\alpha = R_s i_\alpha + \frac{\Delta\Psi_\alpha}{\Delta T}, \quad (4.10)$$

$$u_\beta = R_s i_\beta + \frac{\Delta\Psi_\beta}{\Delta T}. \quad (4.11)$$

Напони (4.10) и (4.11) представљају референце за управљање погонским претварачем. Приликом практичне имплементације, напоне (4.8-4.11) потребно је ограничити тако да не буду већи од максимално расположивог напона инвертора.

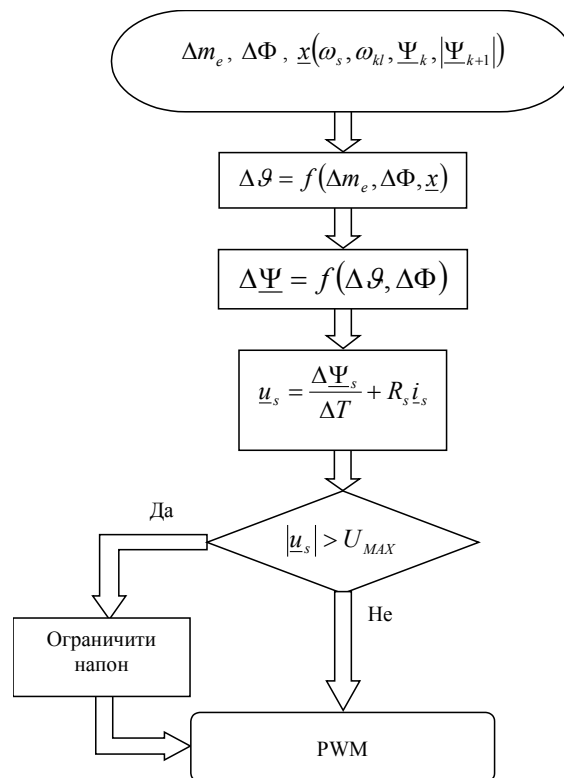
4.3. Нови алгоритам директне контроле момента

Циљ новог алгоритма директне контроле момента је да се на основу познатих одступања момента и модула флуksа статора, Δm_e и $\Delta\Phi$ (1.1) и (1.2), те познатог вектора стања $\underline{x}(\omega_s, \omega_{kl}, \Psi_k, |\Psi_{k+1}|)$ генеришу референтни напони за реализацију директне контроле момента. Овај поступак се одвија према следећим корацима:

1. Потребно је естимацијом одредити вектор стања $\underline{x}(\omega_s, \omega_{kl}, \Psi_k, |\Psi_{k+1}|)$, те израчунати потребне прираштаје момента и флуksа Δm_e и $\Delta\Phi$ (1.1 и 1.2);

2. На основу познатог вектора стања и инкремента момента и флуksа рачуна се угао помјераја вектора флуksа статора $\Delta\vartheta = f(\Delta m_e, \Delta\Phi, \underline{x})$ који одређује положај новог вектора флуksа статора $\underline{\Psi}_{k+1}$ у односу на флуks статора из претходног периода $\underline{\Psi}_k$;
3. Када је одређен угао прираштаја вектора флуksа статора $\Delta\vartheta$, једнозначно се одређује вектор прираштаја флуksа статора $\Delta\underline{\Psi}$ (4.5.) у складу са Сл. 4.6.
4. На основу вектора прираштаја флуksа $\Delta\underline{\Psi}$ дефинисани су напони статора у $\alpha - \beta$ равни (4.10 и 4.11).

Алгоритам новог концепта директне контроле момента приказан је на Сл. 4.8.



Сл.4.8. Алгоритам новог концепта директне контроле момента

4.3.1. Одређивање угла помјераја вектора флуksа статора

За одређивање функције $\Delta\vartheta = f(\Delta m_e, \Delta\Phi, \underline{x})$ користиће се линеаризована једначина за момент конверзије асинхроног мотора (2.22) током периода ΔT .

Претпоставља се да је периода ΔT , током које је потребно обавити манипулацију флуksа и момента асинхроног мотора довољно мала. Момент m_e који

мотор развија на вратилу може се линеаризовати током периода ΔT око стационарне вриједности m_e^0 . Стационарна вриједност момента конверзије у систему оса $(\alpha - \beta)$ везаних за статор је:

$$m_e^0 = \frac{3}{2} P(\underline{\Psi}_s \times \underline{i}_s) = \frac{3}{2} P(\Psi_\alpha^0 i_\beta^0 - \Psi_\beta^0 i_\alpha^0), \quad (4.12)$$

гдје су суперскриптом "0" означене стационарне вриједности струја и флукса статора. Промјена момента конверзије око стационарне тачке може се писати у облику:

$$m_e^0 + \Delta m_e = \frac{3}{2} P[(\Psi_\alpha^0 + \Delta\Psi_\alpha) \cdot (i_\beta^0 + \Delta i_\beta) - (\Psi_\beta^0 + \Delta\Psi_\beta) \cdot (i_\alpha^0 + \Delta i_\alpha)], \quad (4.13)$$

гдје су са Δm_e , $\Delta\Psi_\alpha$, $\Delta\Psi_\beta$, Δi_α и Δi_β означене промјене момента, флукса и струја статора око стационарних вриједности.

Сређивањем једначине (4.13) и одбацивањем малих величина другог реда добија се:

$$m_e^0 + \Delta m_e = \frac{3}{2} P(\Psi_\alpha^0 i_\beta^0 - \Psi_\beta^0 i_\alpha^0) + \frac{3}{2} P(\Psi_\alpha^0 \Delta i_\beta - \Psi_\beta^0 \Delta i_\alpha) + \frac{3}{2} P(\Delta\Psi_\alpha i_\beta^0 - \Delta\Psi_\beta i_\alpha^0), \quad (4.14)$$

односно уврштавањем једначине (4.12) у (4.14) и избацивањем суперскрипта "0":

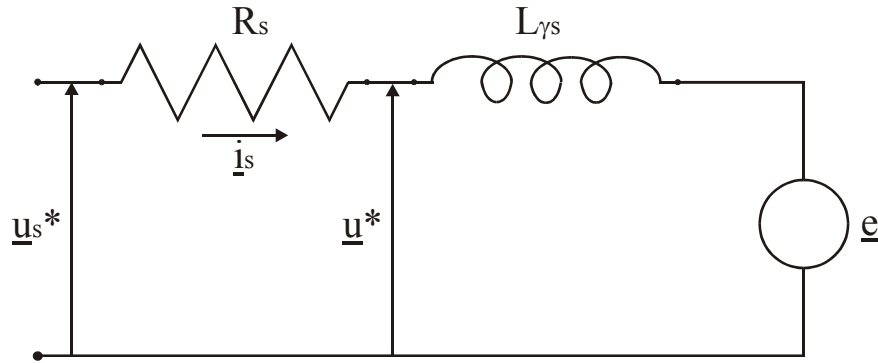
$$\Delta m_e = \frac{3}{2} P(\Psi_\alpha \Delta i_\beta - \Psi_\beta \Delta i_\alpha) + \frac{3}{2} P(\Delta\Psi_\alpha i_\beta - \Delta\Psi_\beta i_\alpha), \quad (4.15)$$

или у векторском облику:

$$\Delta m_e = \frac{3}{2} P(\underline{\Psi}_s \times \Delta \underline{i}_s) + \frac{3}{2} P(\Delta \underline{\Psi}_s \times \underline{i}_s). \quad (4.16)$$

Може се примијетити да је израз (4.16) сличан изразу (3.16) који се користи код класичне директне контроле момента са континуалним напонским векторима, с тим што је израз (4.16) комплетан, јер у њему осим промјене струје $\Delta \underline{i}_s$ током периода ΔT фигурише и промјена флукса $\Delta \underline{\Psi}_s$.

Из једначине (4.16) потребно је елиминисати струју и извод струје статора. За елиминацију извода струје користи се еквивалентна шема асинхроног мотора напајаног из инвертора приказана на Сл.3.10.



Сл. 3.10. Еквивалентна шема једне фазе асинхроног мотора напајаног из инвертора

$L_{\gamma s} = \sigma L_s$ је динамичка индуктивност, а $\sigma = 1 - M^2 / L_s \cdot L_r$ коефицијент расипања.

Може се сматрати да је током периода ΔT промјена струје линеарна, јер је $\Delta T \ll L_s / R_s$, па је:

$$\Delta i_s = \frac{\underline{u}^* - \underline{e}}{\sigma L_s} \Delta T, \quad (4.17)$$

гдје је:

$$\underline{u}^* = \underline{u}_s - R_s \underline{i}_s. \quad (4.18)$$

Посматра се хармоник синхроне учестаности индуковане електромоторне силе:

$$\underline{e} = j\omega_s \underline{\Psi}_m = j\omega_s (\underline{\Psi}_s - \sigma L_s \underline{i}_s), \quad (4.19)$$

гдје је ω_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 стационарном систему оса. На тај начин је уважена динамика роторског кола, и самим тим је елиминисана претпоставка из дијела 4.1. о константном флуксу ротора током периода ΔT :

$$0 = R_r \underline{i}_r + \frac{\Delta \underline{\Psi}_r}{\Delta T} - j\omega_m \underline{\Psi}_r, \quad (2.19)$$

$$\underline{\Psi}_s = L_s \underline{i}_s + M \underline{i}_r, \quad (2.20)$$

$$\underline{\Psi}_r = L_r \underline{i}_r + M \underline{i}_s. \quad (2.21)$$

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

$$\underline{\Psi}_r = \frac{L_r}{M} (\underline{\Psi}_s - \sigma L_s \underline{i}_s), \quad (4.20)$$

$$\underline{i}_r = \frac{1}{M} (\underline{\Psi}_s - L_s \underline{i}_s), \quad (4.21)$$

а тотални диференцијал израза (4.20) је:

$$\Delta \underline{\Psi}_r = \frac{L_r}{M} (\Delta \underline{\Psi}_s - \sigma L_s \Delta \underline{i}_s). \quad (4.22)$$

Уврштавајући изразе (4.20), (4.21) и (4.22) у (2.19), те користећи (4.19) добија се израз за струју статора:

$$\underline{i}_s = \frac{(1 + \sigma T_r^2 \omega_{kl}^2) + j(1 - \sigma) T_r \omega_{kl}}{L_s (1 + \sigma^2 T_r^2 \omega_{kl}^2)} \underline{\Psi}_s \quad (4.23)$$

Израз за струју статора (4.23) потребно је уврстити у (4.19), односно (4.17), те је извод струје:

$$\Delta \underline{i}_s = \frac{\Delta \underline{\Psi}_s}{\sigma L_s} - j \omega_s \frac{(1 - \sigma) \Delta T L_r}{\sigma L_s (1 + \sigma^2 T_r^2 \omega_{kl}^2)} \underline{\Psi}_s - \omega_s \Delta T \frac{(1 - \sigma) T_r \omega_{kl}}{L_s (1 + \sigma^2 T_r^2 \omega_{kl}^2)} \underline{\Psi}_s. \quad (4.24)$$

Изразе (4.23) и (4.24) треба уврстити у (4.16). Користиће се следеће једнакости:

$$\Delta \underline{\Psi} = \underline{\Psi}_{k+1} - \underline{\Psi}_k, \quad (4.7)$$

$$\underline{\Psi}_s \times \Delta \underline{\Psi} = \underline{\Psi}_k \times (\underline{\Psi}_{k+1} - \underline{\Psi}_k) = |\underline{\Psi}_k| \cdot |\underline{\Psi}_{k+1}| \sin \Delta \mathcal{G}, \quad (4.25)$$

јер је:

$$\underline{\Psi}_k \times \underline{\Psi}_k = 0. \quad (4.26)$$

Такође је:

$$\underline{\Psi}_s \times j \underline{\Psi}_s = |\underline{\Psi}_k|^2, \quad (4.27)$$

$$\Delta \underline{\Psi} \times \underline{\Psi}_s = -|\underline{\Psi}_k| \cdot |\underline{\Psi}_{k+1}| \sin \Delta \mathcal{G}, \text{ па је:} \quad (4.28)$$

$$\Delta \underline{\Psi} \times j \underline{\Psi}_s = |\underline{\Psi}_k| \cdot |\underline{\Psi}_{k+1}| \cos \Delta \mathcal{G} - |\underline{\Psi}_k|^2. \quad (4.29)$$

Уврштавајући (4.23) и (4.24) у (4.16), те користећи (4.25-4.29) добија се:

$$\Delta m_e = \frac{3P(1-\sigma)|\underline{\Psi}_k|}{2\sigma L_s [1 + \omega_{kl}^2 \sigma^2 T_r^2]} \left[|\underline{\Psi}_{k+1}| \sin \Delta \mathcal{G} - |\underline{\Psi}_k| \omega_s \Delta T + |\underline{\Psi}_{k+1}| \omega_{kl} \sigma T \cos \Delta \mathcal{G} + |\underline{\Psi}_k| \omega_{kl} \sigma T_r \right]. \quad (4.30)$$

За мале углове $\Delta \mathcal{G}$ синус и косинус могу се развити у Тејлоров ред:

$$\sin \Delta \mathcal{G} \approx \Delta \mathcal{G} \quad (4.31)$$

$$\cos \Delta \mathcal{G} \approx 1, \quad (4.32)$$

па је:

$$\Delta \mathcal{G} = \frac{2\sigma L_s [1 + \omega_{kl}^2 \sigma^2 T_r^2]}{3P(1-\sigma)|\underline{\Psi}_k| |\underline{\Psi}_{k+1}|} \Delta m_e + \frac{|\underline{\Psi}_k|}{|\underline{\Psi}_{k+1}|} \omega_s \Delta T - \frac{\Delta \Phi \omega_{kl} \sigma T_r}{|\underline{\Psi}_{k+1}|}. \quad (4.33)$$

Израз (4.33) представља тражени помјерај вектора флуksа статора $\Delta \mathcal{G}$ током периода ΔT у функцији од тражених промјена момента и флуksа те стања у машини.

Из израза (4.33) види се да када нема промјене ни момента ($\Delta m_e = 0$) ни флуksа ($\Delta \Phi = 0$) угао помјераја флуksа статора је $\Delta \mathcal{G} = \omega_s \Delta T$ и фазор флуksа статора наставља са обртањем синхроним брзином (Сл. 4.4.а)

Промјена момента $\Delta m_e > 0$ при истом флуksу $\Delta \Phi = 0$ према (4.33) доводи до повећавања угла статора $\Delta \mathcal{G} > \omega_s \Delta T$ и обрнуто. Ова ситуација приказана је на Сл. 4.4.б.

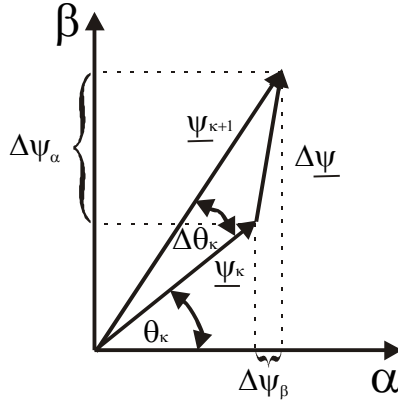
Повећавање флуksа $\Delta \Phi > 0$ при истом моменту $\Delta m_e = 0$ доводи до смањења угла статора $\Delta \mathcal{G} < \omega_s \Delta T$, јер се при већем флуksу реализује исти момент. Ова ситуација приказана је на Сл. 4.5.

4.3.2. Одређивање вектора инкремента флуksа статора

Након што је одређен угао $\Delta \mathcal{G}$, могу се одредити пројекције вектора инкремента флуksа $\Delta \underline{\Psi}$ у складу са Сл.4.10.

$$\Delta \Psi_\alpha = |\underline{\Psi}_{k+1}| \cos(\mathcal{G}_k + \Delta \mathcal{G}) - |\underline{\Psi}_k| \cos \mathcal{G}_k, \quad (4.34)$$

$$\Delta \Psi_\beta = |\underline{\Psi}_{k+1}| \sin(\mathcal{G}_k + \Delta \mathcal{G}) - |\underline{\Psi}_k| \sin \mathcal{G}_k. \quad (4.35)$$



Сл. 4.10. Пројекције вектора инкремента флуksа

Уважавајући (4.5), те знајући да је за мале вриједности угла $\Delta \vartheta$:

$$\sin \Delta \vartheta \approx \Delta \vartheta \quad (4.31)$$

$$\cos \Delta \vartheta \approx 1, \quad (4.32)$$

изрази (4.34) и (4.35) постају:

$$\Delta \Psi_{\alpha} = \Delta \Phi \cos \vartheta_k - |\underline{\Psi}_{k+1}| \sin \vartheta_k \cdot (\Delta \vartheta_k), \quad (4.36)$$

$$\Delta \Psi_{\beta} = \Delta \Phi \sin \vartheta_k + |\underline{\Psi}_{k+1}| \cos \vartheta_k \cdot (\Delta \vartheta_k), \quad (4.37)$$

гдје је

$$\Delta \Phi = |\underline{\Psi}_{k+1}| - |\underline{\Psi}_k| \quad (1.2)$$

одступање амплитуда флуksа из претходне и наредне периоде.

Приликом практичне имплементације, не морају се рачунати синуси и косинуси угла ϑ_k , зато што је вектор флуksа статора $\underline{\Psi}_k$ већ одређен преко својих пројекција:

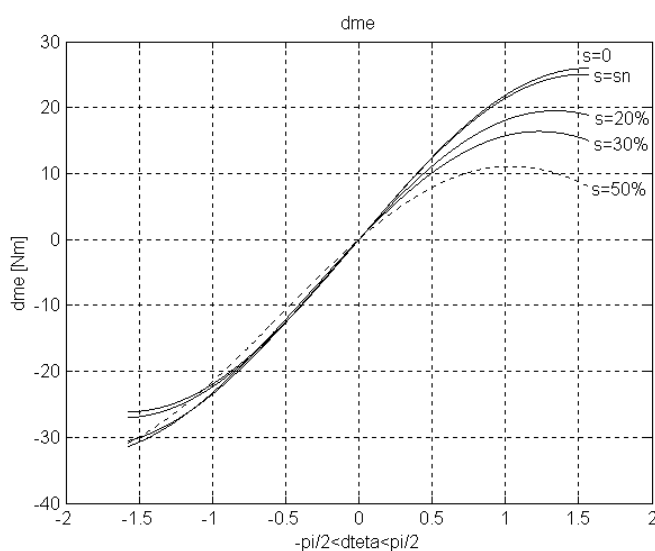
$$\cos \vartheta_k = \Psi_{\alpha k} / \sqrt{\Psi_{\alpha k}^2 + \Psi_{\beta k}^2}, \quad (4.38)$$

$$\sin \vartheta_k = \Psi_{\beta k} / \sqrt{\Psi_{\alpha k}^2 + \Psi_{\beta k}^2}. \quad (4.39)$$

Када су познате пројекције вектора инкремента флуksа (4.36) и (4.37), напони статора се добијају дијелењем израза (4.36) и (4.37) са ΔT , као што је показано у (4.8-4.11).

4.3.3. Гранични случајеви

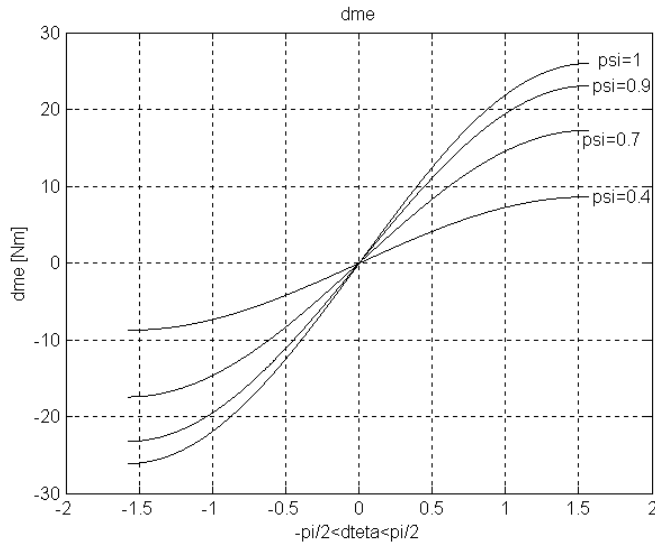
На наредним графицима приказан је инкремент момента Δm_e (4.30) при разним клизањима и флуксевима мотора. Параметри мотора дати су у Прилогу П.1. Претпоставља се да нема напонских ограничења, односно да је резерва расположивог напона бесконачно велика.



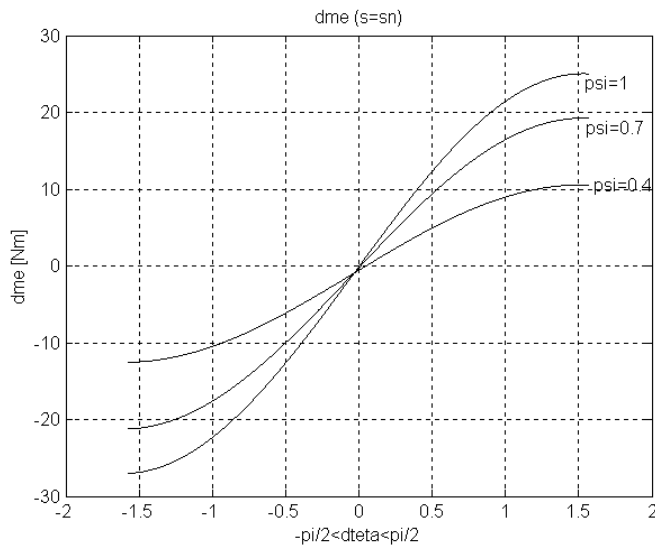
Сл.4.11. Промјена инкремента момента при промјени оптерећења мотора при номиналном флуксу

На Сл. 4.11. приказана је промјена инкремента момента при промјени оптерећења мотора при номиналном флуксу. Са Сл. 4.11 види се да при константном флуксу приликом повећавања угла $\Delta \vartheta$ развија већи момент. Растом оптерећења, односно повећавањем клизања, смањује се величина инкремента момента. При истој апсолутној вриједности угла $\Delta \vartheta$, машина развија већи момент у кочном режиму.

На Сл. 4.12. приказана је зависност инкремента момента од угла (4.30) при смањењу поља у машини у празном ходу. Смањењем флукса могући инкременти момента се смањују при истом углу $\Delta \vartheta$. Утицај смањења флукса при номиналном оптерећењу приказан је на Сл. 4.13.



Сл.4.12. Промјена инкремента момента при слабљењу поља у празном ходу



Сл. 4.13. Промјена инкремента момента при номиналном оптерећењу и смањењу флукса

Поредећи Сл.4.11-4.13, може се закључити да остварени момент на вратилу у линеарном дијелу моментне карактеристике не утиче битно на резерву момента при истом флуксу.

4.3.4. Ограничење референтног напона

Напон статора (4.8) и (4.9), односно (4.10) и (4.11), одређен на овај начин ће грешке момента и флукса (1.1) и (1.2) 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 (4.8) и (4.9) добити да је потребан већи напон од максимално могућег. У том случају је потребно референце смањити, односно ограничити угао помјераја вектора флуksа статора $\Delta \vartheta$ у изразу (4.33) тако да се на излазу инвертора генерише максимално могући напон, те да се омогући директна контрола флуksа, и момент максималним коракoм води у жељеном правцу.

Модуо референтног напона (4.8) и (4.9) је:

$$|\underline{u}_{\alpha\beta}| = \sqrt{u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2}, \quad (4.40)$$

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

$$|\underline{u}_{\alpha\beta}| \leq U_{MAX}, \quad (4.41)$$

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

$$\sqrt{u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2} \leq U_{MAX}. \quad (4.42)$$

Референтни напон је из израза (4.36) и (4.37):

$$u_{\alpha} = \frac{\Delta\Phi \cos \vartheta_k - |\underline{\Psi}_{k+1}| \sin \vartheta_k \cdot (\Delta \vartheta_k)}{\Delta T}, \quad (4.43)$$

$$u_{\beta} = \frac{\Delta\Phi \sin \vartheta_k + |\underline{\Psi}_{k+1}| \cos \vartheta_k \cdot (\Delta \vartheta_k)}{\Delta T}. \quad (4.44)$$

Након уврштавања (4.43) и (4.44) у (4.42) добија се услов:

$$(\Delta\Phi)^2 + |\underline{\Psi}_{k+1}|^2 (\Delta \vartheta)^2 \leq U_{MAX}^2 (\Delta T)^2. \quad (4.45)$$

Да референце напона не би биле веће од максимално расположивог напона, угао $\Delta \vartheta$ се на основу (4.45) ограничава на:

$$\Delta \vartheta \leq \pm \sqrt{\frac{U_{MAX}^2 (\Delta T)^2 - (\Delta\Phi)^2}{|\underline{\Psi}_{k+1}|^2}}. \quad (4.46)$$

У овом случају ће се и даље имати директна контрола флуksа, 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. Ситуација је слична као у осталим рјешењима директне контроле момента /2/, када се задржава израчунати угао вектора напона статора, али се ограничава његова амплитуда. Два знака за инкремент угла у (4.46) представљају ограничења угла за повећавање и смањење момента.

4.4. Естимација

У свим алгоритмима распрегнутог управљања моментом и флуksom потребно је познавати момент и флуks мотора, те брзину (обртања вратила, синхрону брзину или учестаност клизања). Ове величине се одређују естимацијом.

Естимација је поступак којим се на основу познатих (мјерених) величина одређују непознате величине неопходне за рад и регулацију погона. Тражи се да скуп мјерених величина буде што је могуће мањи, односно да се на основу минималног броја мјерења естимира што је више могуће непознатих величина. Тиме се смањује цијена погона, јер нису потребни додатни сензори, а сам погон постаје мање осјетљив на кварове сензора и спољне утицаје. Величине које се мјере су најчешће фазни напони и струје, и на основу њих се одређују – естимирају флуks, момент и брзине.

Три фазна напона односно струје су међусобно линеарно зависни, те се умјесто шест сензора (три напонска и три струјна) могу користити четири. Даље, пошто се познају управљачки сигнали инвертора, фазни напони могу се естимирати само на основу мјерења напона једносмјерних сабирница и познавања управљачких сигнала инвертора. Тиме минимални скуп мјерења има три величине: фазну струју и разлику друге двије фазне струје, те напон једносмјерног међкола.

У даљем разматрању претпоставиће се да су познати фазни напони и фазне струје, те да су они преведени у $\alpha - \beta$ подручје. Начин мјерења потребних величина биће објашњен заједно са описом експеримента.

4.4.1. Естимација флуksа статора

За затварање повратних спрега по флуksу, рачунање угла вектора флуksа статора, те за рачунање брзине и момента, неопходно је познавати флуks статора. Зато се прво изводе естиматори флуksа статора. Постоје двије врсте, напонски и струјни естиматор флуksа статора.

4.4.1.1. Напонски естиматор флукса статора

Флукс статора може се естимирати на основу једначина напонске равнотеже намотаја статора:

$$\frac{d\underline{\Psi}_s^V}{dt} = \underline{u}_s - R_s \underline{i}_s. \quad (4.47)$$

У овом естиматору фигуришу напон и струја намотаја статора, те се овај естиматор често назива “напонски естиматор”, и означава суперскриптом “ V ”. Недостатак овог естиматора је што он представља чисти интегратор улазних величина и осјетљив је на шум. Осим тога, нема повратну спрегу по естимираној величини. Тиме је напонски естиматор осјетљив на грешке, те није могућа његова употреба у погонима код којих се захтјева рад са нултом брзином.

Флукс ротора се на основу познатог флукса статора може лако одредити преко:

$$\underline{\Psi}_r = \frac{L_r}{M} (\underline{\Psi}_s - \sigma L_s \underline{i}_s). \quad (4.20)$$

Потребни модули флукса статора и ротора су:

$$|\underline{\Psi}_s| = \sqrt{\Psi_\alpha^2 + \Psi_\beta^2} \quad \text{и} \quad (4.48)$$

$$|\underline{\Psi}_r| = \sqrt{\Psi_{\alpha r}^2 + \Psi_{\beta r}^2}. \quad (4.49)$$

4.4.1.2. Струјни естиматор флукса статора

На основу једначина напонске равнотеже ротора, може се писати:

$$\frac{d\underline{\Psi}_r}{dt} = -R_r \underline{i}_r + j\omega_m \underline{\Psi}_r, \quad (4.50)$$

односно:

$$\underline{i}_r = \frac{1}{L_r} (\underline{\Psi}_r - M \underline{i}_s), \quad (4.21)$$

па је:

$$\frac{d\underline{\Psi}_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \underline{\Psi}_r + \frac{M}{T_r} \underline{i}_s + j\omega_m \underline{\Psi}_r. \quad (4.51)$$

У овом естиматору фигуришу струја статора и брзина обртања вратила, па се овај естиматор назива “струјни естиматор”. На основу флукса ротора лако се може одредити флукс статора:

$$\underline{\Psi}_s^I = \frac{M}{L_r} \underline{\Psi}_r - \sigma L_s \dot{i}_s. \quad (4.52)$$

Флукс статора који је одређен на основу струјног естиматора флукса означен је знаком “ I ” у суперскрипту.

Струјни естиматор има у себи повратну везу по естимираном флуксу, те је отпорнији на појаву грешака него напонски естиматор. Брзина обртања вратила која фигурише у њему обично се не мјери давачем брзине, него се естимира.

4.4.2. Естимација момента

Момент на вратилу мотора се не мјери директно (тордуктором), него се рачуна на основу познатих струја и флуксева статора:

$$m = \frac{3P}{2} (\underline{\Psi}_s \times \dot{i}_s) = \frac{3P}{2} (\Psi_\alpha \dot{i}_\beta - \Psi_\beta \dot{i}_\alpha). \quad (2.22)$$

4.4.3. Естимација синхроне брзине

Положај вектора флукса статора може се одредити на основу његових пројекција на α и β осу у складу са Сл. 4.2:

$$\vartheta_s = \arctg \frac{\Psi_\beta}{\Psi_\alpha}. \quad (4.53)$$

Умјесто функције за аркус тангенс (4.53), која се тешко имплементира у дигиталној реализацији, једноставније је горњу једначину диференцирати:

$$\omega_s = \frac{d\vartheta_s}{dt} = \frac{\Psi_\alpha \frac{d\Psi_\beta}{dt} - \Psi_\beta \frac{d\Psi_\alpha}{dt}}{\Psi_\alpha^2 + \Psi_\beta^2}. \quad (4.54)$$

Потребан извод флукса статора може се добити из напонског естиматора, а угао флукса према α оси је

$$\vartheta_s = \int \omega_s dt. \quad (4.55)$$

4.4.4. Естимација учестаности клизања

Једначине напонске равнотеже ротора у стационарном координатном систему (2.19) написане преко својих пројекција су:

$$\frac{d\psi_{cr}}{dt} = -R_r i_{cr} - \omega_m \psi_{\beta r}, \quad (4.56)$$

$$\frac{d\psi_{\beta r}}{dt} = -R_r i_{\beta r} + \omega_m \psi_{cr}. \quad (4.57)$$

Уврштавањем ове двије једначине у једначину за прорачун синхроне брзине (4.54) (умјесто флуксева статора користе се флуксеви ротора) добија се:

$$\omega_s = \frac{1}{\psi_{cr}^2 + \psi_{\beta r}^2} \left[-R_r i_{\beta r} \psi_{cr} + \omega_m \psi_{cr}^2 + R_r i_{cr} \psi_{\beta r} + \omega_m \psi_{\beta r}^2 \right], \quad (4.58)$$

односно:

$$\omega_s = \omega_m + \frac{R_r}{\psi_{cr}^2 + \psi_{\beta r}^2} \left[i_{cr} \psi_{\beta r} - i_{\beta r} \psi_{cr} \right]. \quad (4.59)$$

Други сабирак у изразу (4.59) представља учестаност клизања:

$$\omega_{kl} = \frac{R_r}{\psi_{cr}^2 + \psi_{\beta r}^2} \left[i_{cr} \psi_{\beta r} - i_{\beta r} \psi_{cr} \right], \quad (4.60)$$

док се израз у загради може изразити преко развијеног електромагнетног момента:

$$m = \frac{3P}{2} (\Psi_{\beta r} i_{cr} - \Psi_{cr} i_{\beta r}). \quad (2.22)$$

Тада је учестаност клизања, изражена преко естимираног модула флукса ротора и естимираног момента:

$$\omega_{kl} = \frac{2}{3P} \frac{R_r m_{em}}{|\psi_r|^2}. \quad (4.61)$$

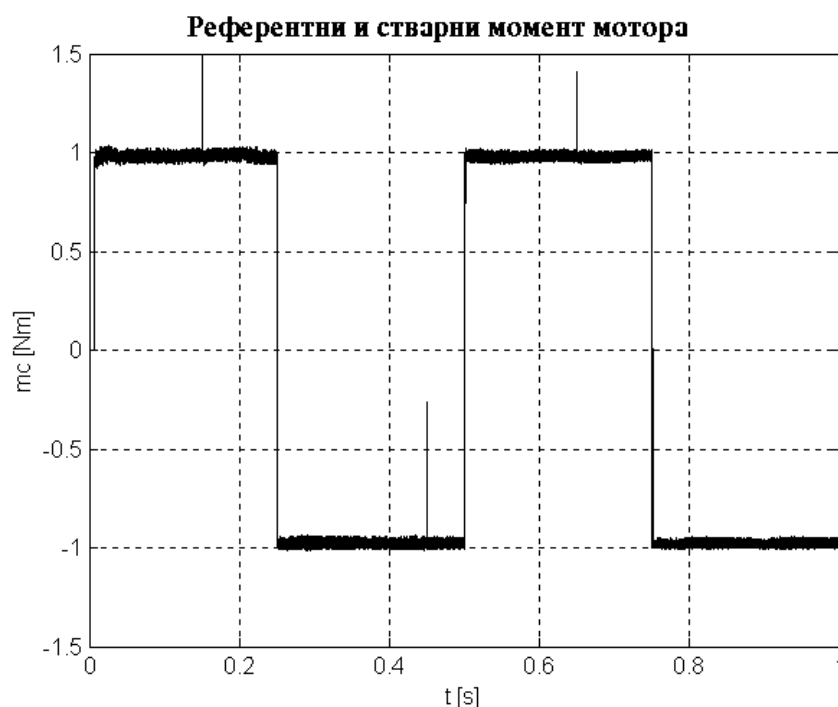
Потребан флукс ротора рачуна се преко естимираног флукса статора на основу израза (4.52).

4.5. Симулација рада предложеног алгоритма

Рад предложеног алгоритма директне контроле момента и флукса илустрован је симулацијама приказаним на Сл. 4.14-4.16.

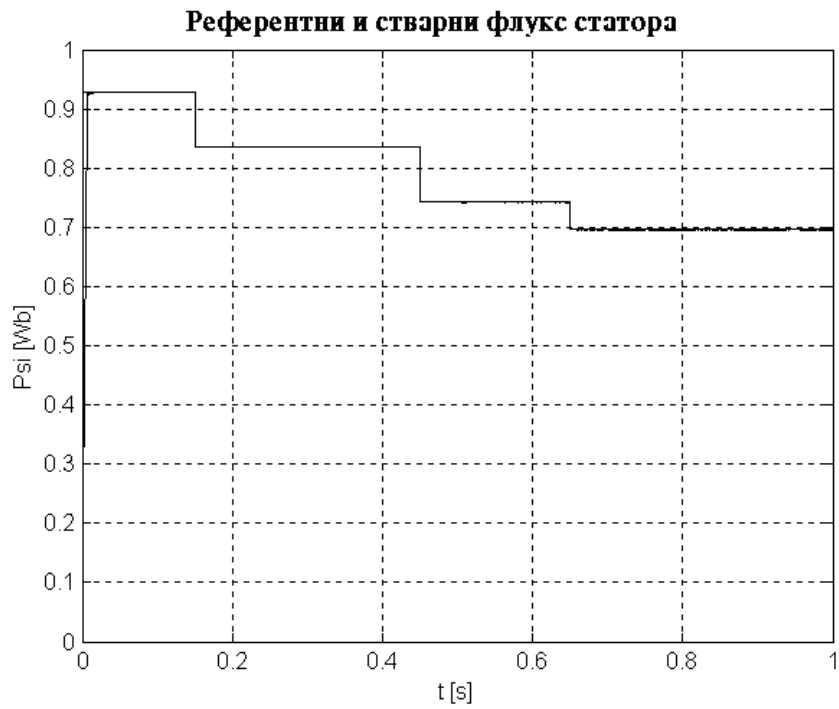
Блок – шема симулационог програма дата је у Прилогу П.2 овог рада. За естимацију флуксева користи се напонски естиматор флукса статора (дио 4.4.1.1), естимација момента се обавља на начин објашњен у дијелу 4.4.2, прорачун синхроне брзине и учестаности клизања обавља се према поступку објашњеном у дијеловима 4.4.3 и 4.4.4.

Референтни и стварни момент мотора приказани су на Сл. 4.14. Поредећи Сл. 4.14 са класичним рјешењима директне контроле момента приказаним на Сл. 3.13 може се закључити да ново рјешење има бољи одзив, првенствено због знатно мањег шума у одзиву момента.

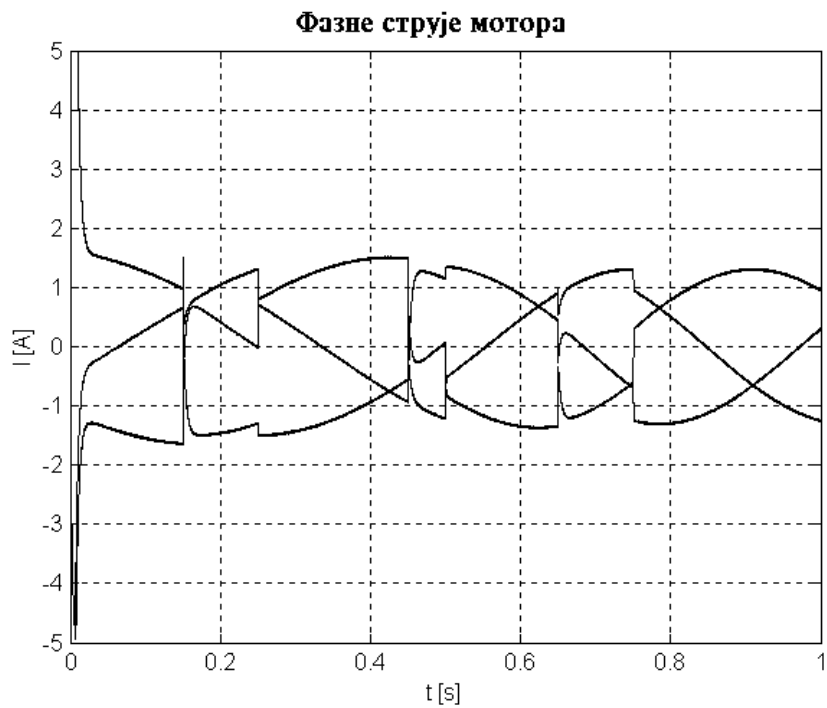


Сл. 4.14. Референтни и стварни момент мотора код примјене новог алгоритма директне контроле момента и флукса

На Сл. 4.15. приказани су референтни и стварни флукс статора при промјени момента са Сл. 4.14. Са Сл. 4.15 види се да флукс статора веома добро прати референцу. Одзив са Сл. 4.15. много је бољи у односу на одзив са Сл. 3.14. код класичне структуре директне контроле момента



Сл 4.15. Референтни и стварни флукс мотора код примјене новог концепта директне контроле момента и флуksа



Сл.4.16. Фазне струје мотора код примјене новог алгоритма директне контроле момента и флуksа

Фазне струје мотора код примјене новог алгоритма директне контроле момента приказане су на Сл. 4.16. Са Сл. 4.16. види се да струје мотора мијењају и амплитуду, и учестаност и фазни став приликом промјене референци момента и флукса.

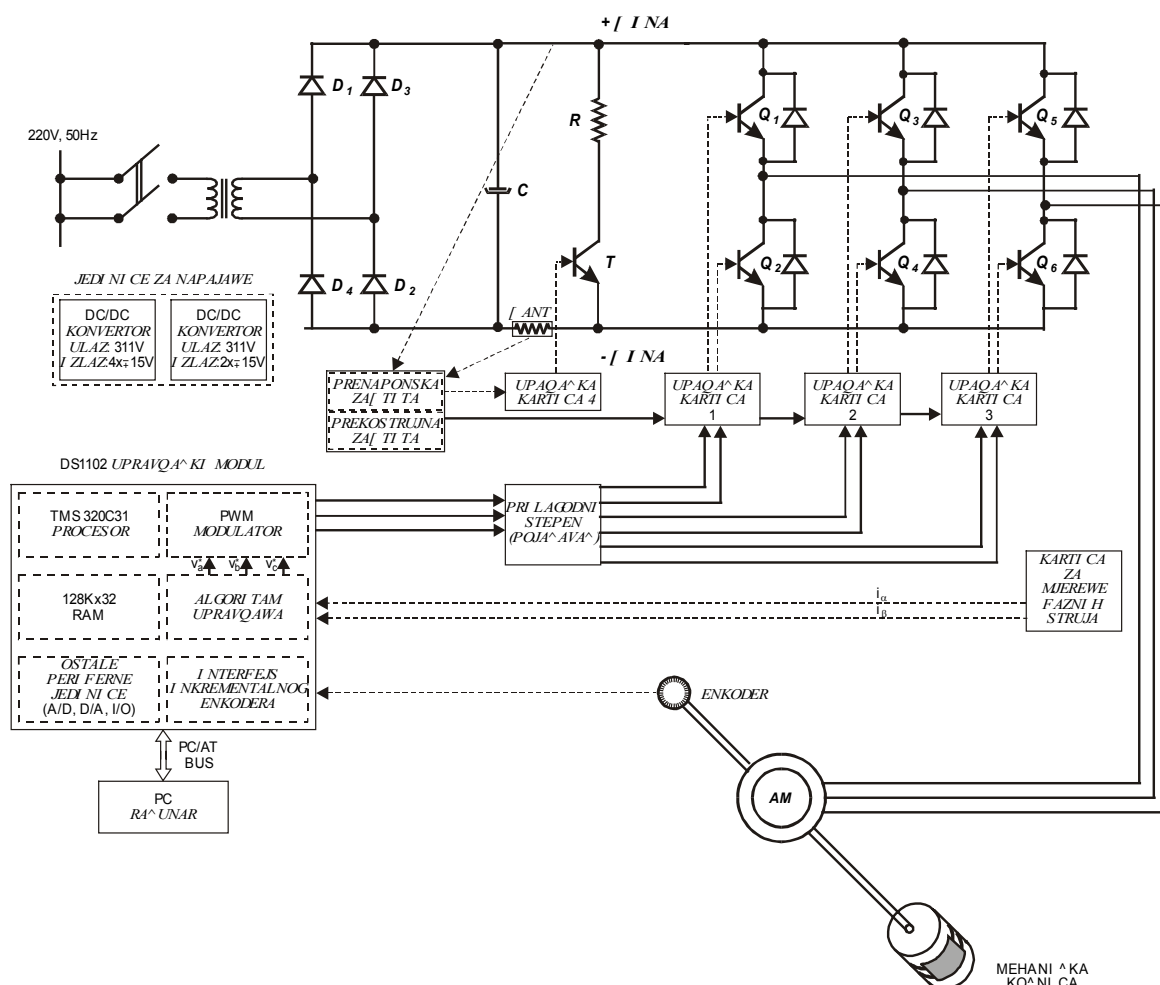
Симулација рада погона представљена у овом дијелу послужиће као основ за развој и програмирање прототипа, на коме ће бити испитани сви аспекти понашања реалног погона. Детаљно тестирање и верификација предложеног рјешења биће обављени у наредном дијелу, са посебним освртом на граничне режиме рада.

5. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНА ВЕРИФИКАЦИЈА

Експериментална верификација предложеног алгоритма обављена је на лабораторијској станици ВЕКТРА, на Електротехничком факултету у Бањалуци. Станица ВЕКТРА развијена је по узору на истоимену станицу која се налази у Лабораторији за микропроцесорско управљање електромоторним погонима Електротехничког факултета у Београду [1]. Првенствена намјена лабораторијске станице је реализација векторског управљања асинхроним машином, али се на истом хардверу могу тестирати алгоритми скаларног управљања или директне контроле момента и то само измјеном софтвера.

5.1. Опис хардвера

Блок – шема лабораторијске станице Вектра приказана је на Сл. 5.1.



Сл. 5.1. Блок – шема лабораторијске станице Вектра

Лабораторијска станица ВЕКТРА састоји се од:

- асинхроног мотора са приграђеним енкодером и оптерећењем,
- трофазног погонског претварача (инвертора са једносмјерним међуколом),
- РС рачунара са DSP *dSPACE 1102* картицом на којој се налази TMS320C31 *floating point procesor* са одговарајућим периферијским модулима,
- прилагодног степена између DSP картице и инвертора.

Асинхрони мотор је трофазни, четворополни, са кавезним ротором. Његови параметри дати су у Прилогу П.1. Оптерећење је Пронијева кочница, а приграђени енкодер на вратилу мотора даје 1000 импулса по обртају, уз могућност детекције смјера обртања и положаја вратила.

Инвертор је реализован као трофазни транзисторски мост са шест енергетских транзистора. Сваки транзистор је 100 амперски, и опремљен је замајном диодом монтираном у исто кућиште. Инвертор се напаја из градске мреже преко монофазног диодног исправљача са четири диоде везане у Грецов спој. Сви енергетски транзистори и Грецов спој налазе се на посебном хладњаку. У једносмјерном међуколу налази се електролитски кондензатор капацитета $1000\mu F$ напона $450V$ који служи са умањење таласности једносмјерног напона. Свака фаза трофазног инвертора посједује своју упалачку картицу, чији је задатак да упалачке сигнале добијене са сигналног процесора оптички одвоји и појача. Инвертор је опремљен отпорником за дисипацију снаге кочења, која се појављује при искључењу погона односно преласку мотора у генераторски режим. Отпорник за кочење укључује се помоћу посебног транзистора чим напон једносмјерних сабирница пређе номиналну вриједност, односно ако дође до враћања активне снаге у једносмјерно међуколо.

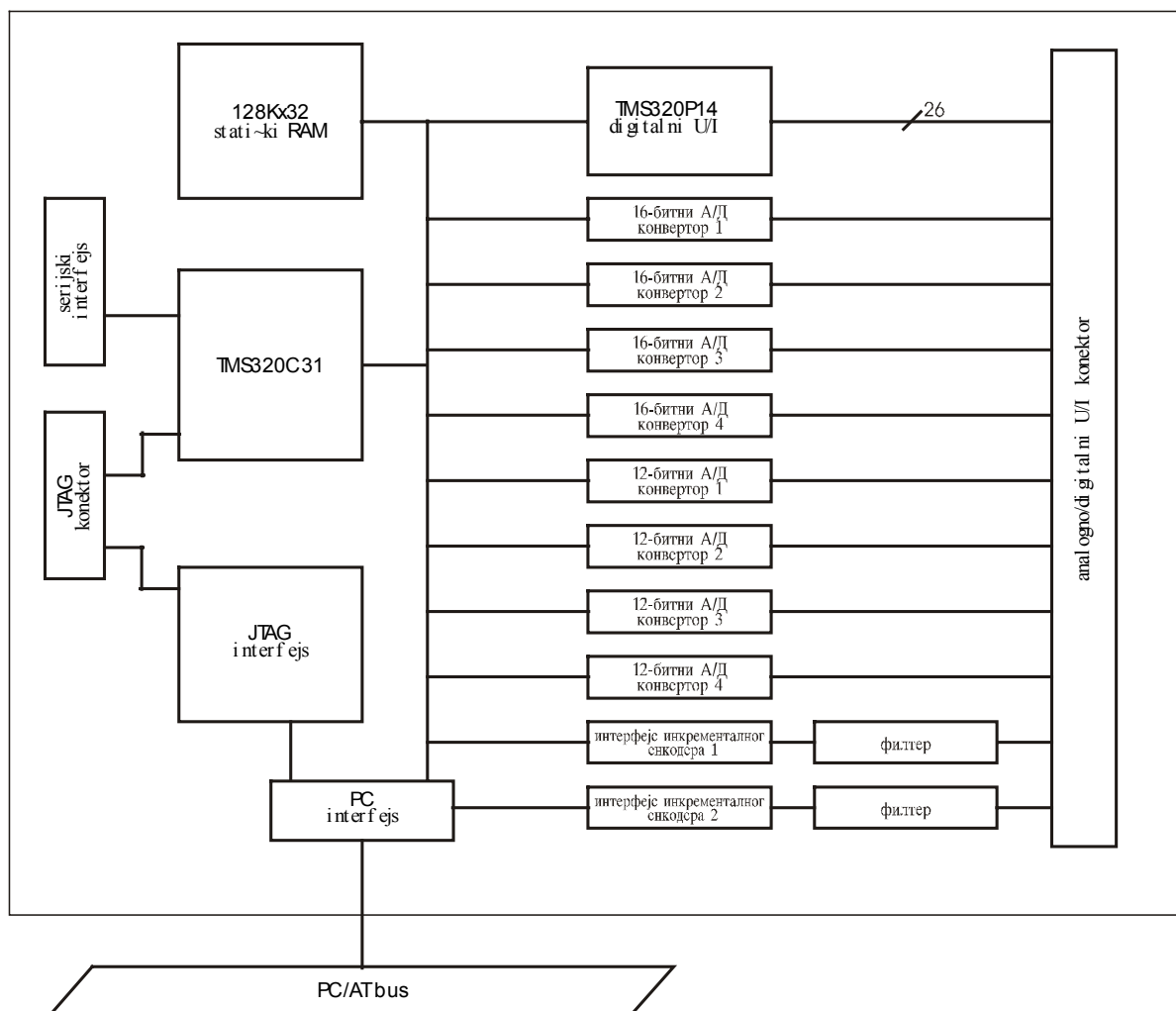
Сигнални процесор налази се на посебној *dSPACE DS 1102* картици која је убачена у *ISA* слот РС рачунара. Ова картица обавља све управљачке функције, аквизицију и обраду сигнала, док се РС рачунар користи за обезбјеђење комфорног интерфејса према кориснику.

Прилагодни степен служи за напајање енкодера, те подешавање мртвог времена вођења транзистора у инверторском мосту у оспегу од $0.1 - 40\mu s$.

Управљачка картица *dSPACE DS 1102* намјењена је дигиталној обради сигнала и управљању у реалном времену. Састоји се из следећих компоненти:

- TMS320C31 дигиталног сигналног процесора,
- TMS 320P14 микроконтролера
- 128×32 zero wait state статичког RAM-а,
- серијског интерфејса,
- четири А/Д конвертора (два 16-битна и два 12-битна),
- четири 12-битна Д/А конвертора,
- два интерфејса инкременталног енкодера,
- интерфејса према РС рачунару и
- дигиталног У/И подсистема /36,37/.

Блок – шема DS 1102 картице приказана је на Сл. 5.2.



Сл. 5.2. Блок – шема DS 1102 картице

TMS320C31 је сигнални *floating point* процесор високих перформанси. Има могућност паралелног извођења операције множења и аритметичко – логичке операције на цијелом броју, или реалном броју представљеном у формату покретног зареза и то у само једном машинском циклусу. Један машински циклус траје $33.33ns$. Процесор подржава велики адресни простор ($16M \times 32$) и различите начине адресирања, тако да је олакшан развој апликација у вишим програмским језицима /36/.

Подсистемима периферних јединица подржана је примјена *dSpace* картице у апликацијама управљања у реалном времену. У лабораторијској станици ВЕКТРА користе се само неке од расположивих периферних јединица, односно јединице за аквизицију струја мотора и сигнала са инкременталног енкодера, те одговарајући *PWM* излази.

Струје мотора мјере се помоћу двије Холове сонде и доводе на два А/Д конвертора управљачке картице. Прва Холова сонда мјери струју фазе a , док друга сонда мјери разлику струја фаза b и c , чиме се добијају еквиваленти струјама статора у $\alpha - \beta$ координатном систему. Струје у $\alpha - \beta$ систему на основу (2.11) написане преко својих пројекција су:

$$i_{\alpha} = i_a, \quad (5.1)$$

$$i_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_b - i_c). \quad (5.2)$$

Холове сонде информацију о струји претварају у напонски сигнал и уједно врше галванско одвајање енергетског дијела од управљачке електронике. Множење одговарајућим коефицијентом у Кларковој трансформацији реализовано је хардверски, односно аналогни сигнал се посебно подешеним отпорним раздјелником своди на одговарајући напонски ниво. Добијени напонски сигнал уводи се у два 16-битна аналогно - дигитална конвертора. А/Д конверзија обавља се методом сукцесивне апроксимације у трајању од $4\mu s$. Опсег улазног напона је $\pm 10V$, а оба А/Д конвертора везана су на масу картице /36/.

Сигнали са инкременталног енкодера уводе се у два посебна интерфејса на управљачкој картици намјењеним прикључењу енкодера. Сваки интерфејс има диференцијални пријемник за улазне сигнале, дигитални филтер шума, декодер који конвертује информацију о фази улазних сигнала у смјер бројања импулса (*up* или *down*)

те 24-битни бројач који садрже информацију о текућој позицији сензора и 24-битни излазни лач. Максимална фреквенција улазних сигнала које интерфејс инкременталног енкодера може да обради износи 8.3MHz . Дигитални филтер шума филтрира сметње за мање од 80ns /36,37/.

Генерисање *PWM* сигнала помоћу *dSpace* управљачке картице обавља се у У/И подсистему у оквиру кога се налази шест *PWM* излаза помоћу којих се генерише шест импулсно – ширински модулисаних сигнала. Генерисање *PWM* сигнала остварује се у блоку за поређење, који се састоји од шест посебних регистара за поређење и шест акционих регистара преко којих се контролишу излази У/И прикључака. Садржаји регистара за поређење пореде се са вриједношћу бројачких регистара тајмера 1 или тајмера 2, те се тако остварује импулсно – ширинска модулација, односно добијају *PWM* сигнали са дефинисаним трајањем високог нивоа импулса /36,37/.

5. 2. Софтверска реализација

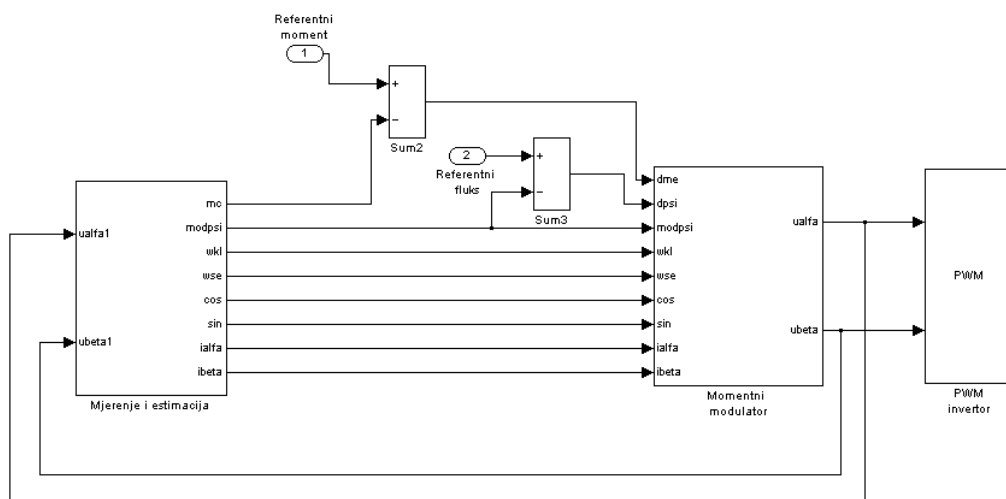
Картица *dSpace 1102* са сигналним процесором TMS320C31 високих перформанси подржава програмирање сигналног процесора на више начина, почев од машинског језика ниског нивоа, до програмских језика високог нивоа. У конкретној реализацији комплетан софтвер реализован је у програмском пакету *Matlab – Simulink* и *dSpace*-овом пакету за развој апликација у реалном времену. *dSpace*-ов пакет садржи софтвер за развој апликација као *Simulink* модела или *C* програма за извођење на *DS 1102* картици. Овај пакет се инсталира у већ постојећи *Matlab 5.1*. (или новији), чиме се *Simulink* библиотеке проширују блоковима за креирање апликације за рад у реалном времену. Само писање програма своди се на избор и спајање одговарајућих блокова, односно додавање *dSpace* блокова *Simulink* моделу погона у простору стања /39,40/.

dSpace развојни кит садржи:

- *MLIB/MTRACE* програмске библиотеке,
- *dSpace* програмску библиотеку (*RTLib1102*) која подржава програме за рад у реалном времену,
- *ControlDesk* софтвер којим се обезбјеђују функције читавања програма, те стартовање и заустављање извршења програма на *DS 1102* картици,
- *ControlDesk* графички интерфејс за управљање експериментом, управљање хардвером и едитором изворног кода /37,38,39,40/.

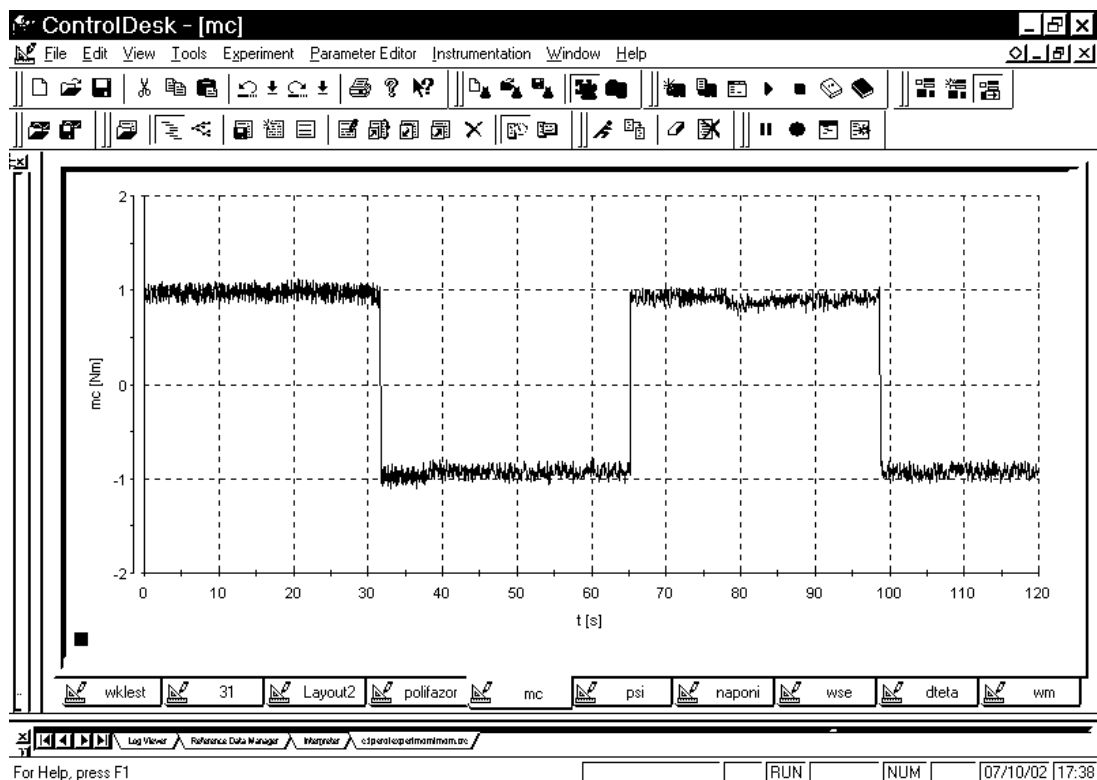
ControlDesk sadrži i сет виртуелних инструмената, едитор параметара, макро запис изведених операција, те омогућује употребу *Python* програмског језика за прављење модула којима се могу аутоматизовати готово све *ControlDesk* функције, или приступити *MSExcel*-у, *MSWord*-у итд.

Кориштењем *Simulink* – *dSpace* програмског пакета прављење апликације за рад у реалном времену одвија се идентично као и прављење стандардне *Simulink* симулације. Веза са реалним системом (инвертором, енкодером и Холовим сондама) остварује се избором и повезивањем одговарајућих блокова. Блок – шема модела који је имплементиран у апликацији у реалном времену приказана је на Сл. 5.3, док су блок – шеме одговарајућих подсистема дате у Прилогу П.2.



Сл.5.3. Блок – шема погона са директним контролом момента прилагођена извођењу у реалном времену

Након што се формира блок – шема и подесе одговарајући параметри, покреће се *Build* процедура, у оквиру које се обавља аутоматско превођење програма и његово пуњење у програмску меморију *dSpace* картице. Само извођење експеримента (покретање и заустављање), као и аквизиција жељених величина може се обављати директно из *Matlab*-а, или из *ControlDesk*-а /39,40/. На Сл. 5.4. приказан је изглед окружења *ControlDesk*-а са снимљеном карактеристичном величином (моментом мотора).



Сл. 5.4. Control – Desk окружење са снимљеном карактеристичном величином (моментом мотора)

Брзина рада сигналног процесора одређена је степеном сложености управљачког алгоритма. У свим експериментима она је износила $3,5kHz$, што је уједно и учестаност прекидања прекидача у инверторском мосту.

5.3. Резултати експеримента

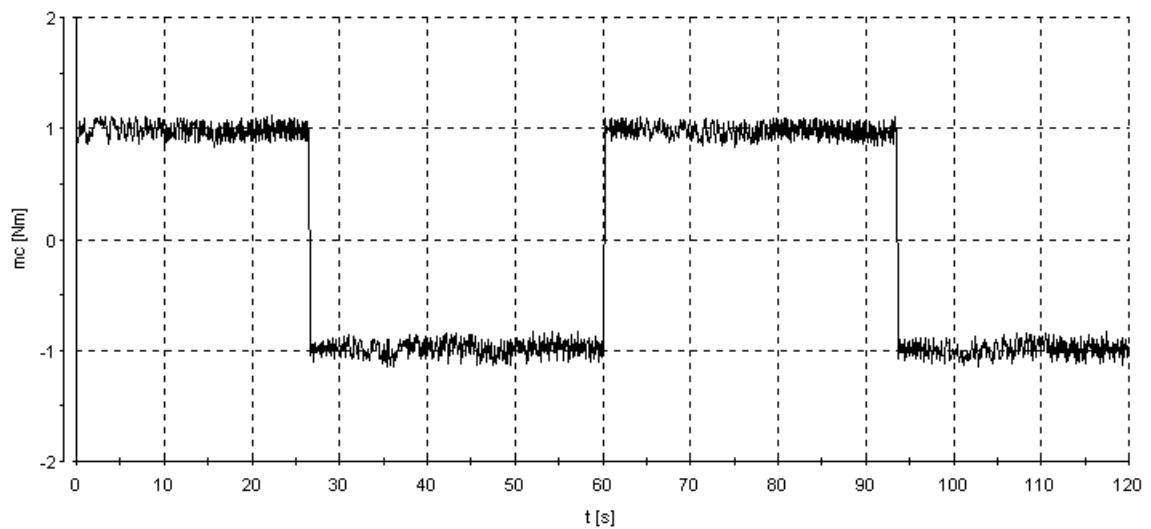
Да би се испитало понашање предложеног алгоритма у реалној ситуацији, извршен је низ експеримената којима су обухваћени сви могући прелазни процеси (промјена момента при константном флуксу, промјена флукса при константном моменту, истовремена промјена момента и флукса, те понашање погона у затвореној брзинској петљи). Посебно је посвећена пажња понашању погона у случајевима када су инкременти момента и флукса превелики, односно када се активира ограничење дефинисано у дијелу 4.3.4.

5.3.1. Промјена момента при константном флуксу

Мотору је задата правоугаона референца момента при номиналном флуксу (статора). Амплитуда промјене момента је $1Nm$, периода $70s$, и фактор испуне сигнала

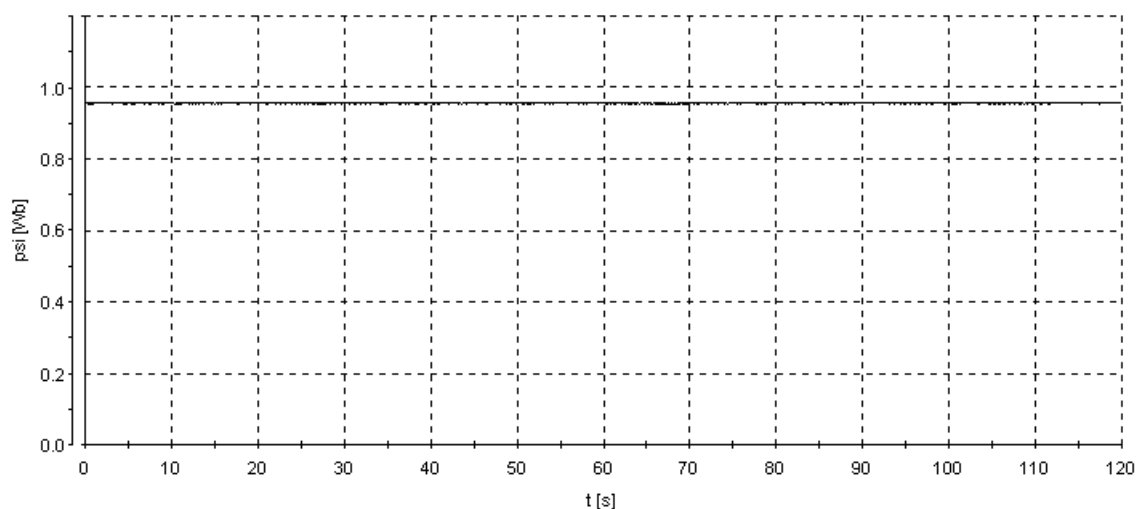
референце 0,5. Добош Пронијеве кочнице монтиране на вратилу мотора представља оптерећење са вентилаторском карактеристиком. Након дужег времена рада погона снимљени су карактеристични сигнали и приказани на Сл. 5.6-5.10.

На Сл. 5.6. приказан је одзив момента. Одзив на скоковиту промјену референце је тренутан, јер алгоритам директне контроле момента припада принципу *Dead – Beat* управљања. Шум момента на малим брзинама је последица грешке естимације напонског естиматора флукса статора на малим брзинама.



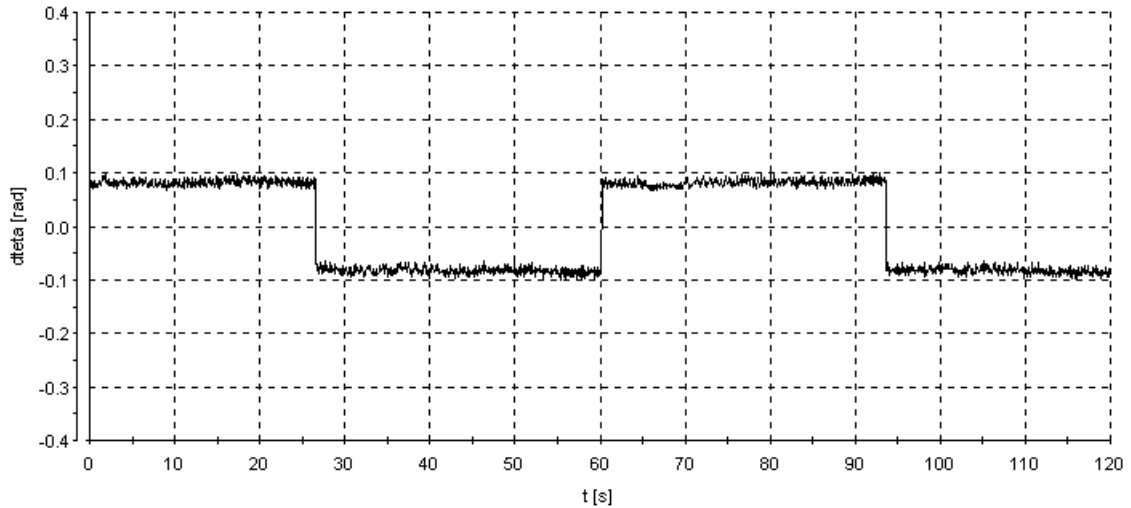
Сл. 5.6. Момент мотора при правоугаоној промјени референце

На Сл. 5.7. приказан је флукс мотора. Референтни флукс једнак је номиналном флуксу, и алгоритам добро одржава задати ниво флукса.



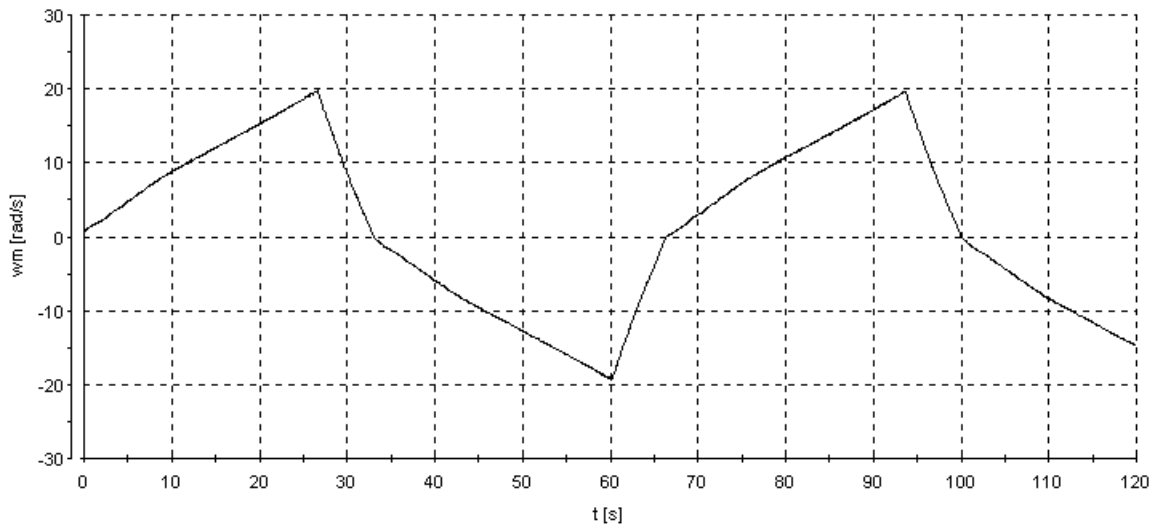
Сл. 5.7. Флукс мотора

На Сл. 5.8. приказана је промјена угла $\Delta\theta$ инкремента флукса статора. Са Сл. 5.9. види се да је при номиналном флуксу и неоптерећеном мотору потребан инкремент угла пропорционалан моменту.



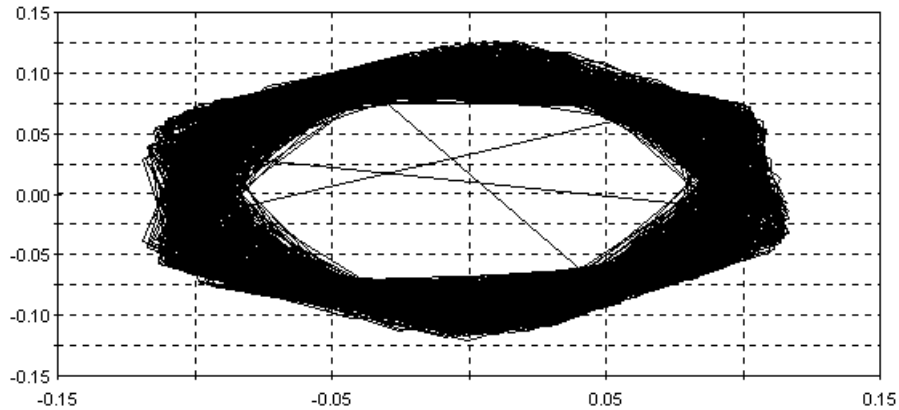
Сл. 5.8. Угао $\Delta\theta$

Брзина обртања вратила мотора приказана је на Сл. 5.9. Због великог момента инерције погона и релативно мале референце момента, промјена брзине је скоро линеарна.



Сл. 5.9. Брзина обртања вратила мотора.

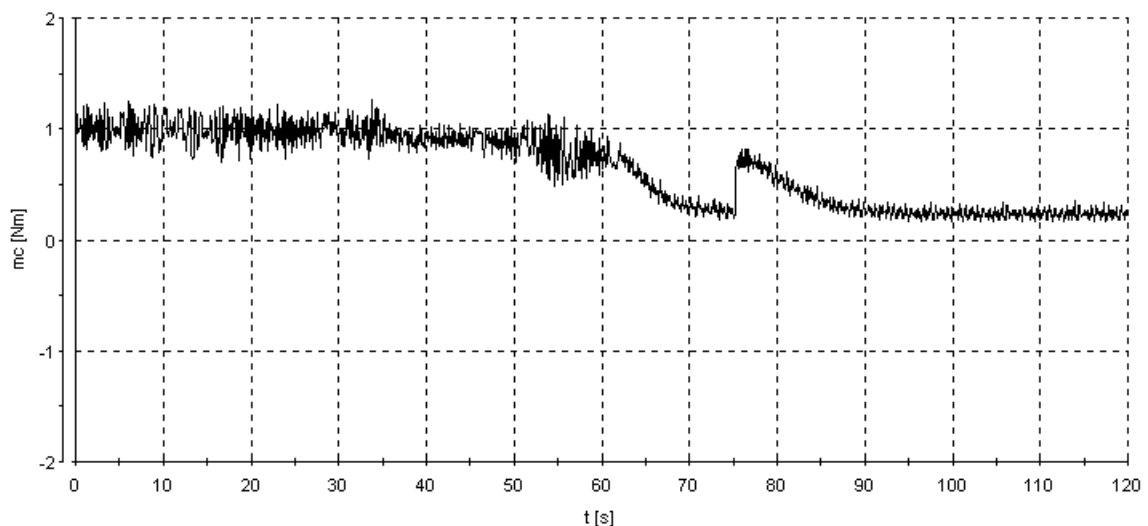
Полифазор струје статора приказан је на Сл. 5.10.



Сл. 5.10. Полифазор струје статора.

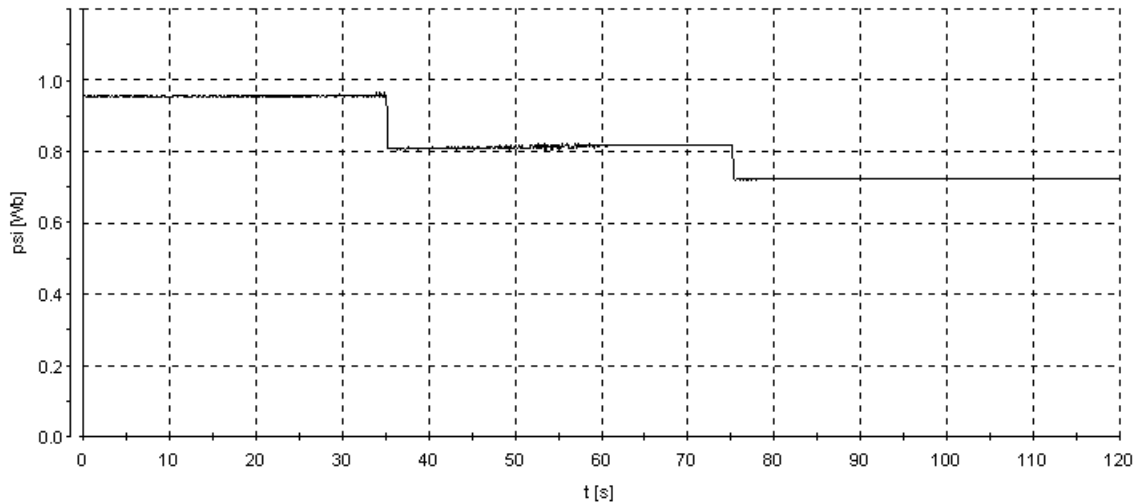
5.3.2. Промјена флукса при константном моменту

На наредним графицима приказан је одзив погона на константну референцу момента, уз слабљење поља на 0,85 и 0,75 номиналне вриједности у 35s и 75s трајања експеримента. На Сл. 5.11. приказан је момент мотора, на Сл. 5.12. флукс, на Сл. 5.13. инкремент угла вектора флукса статора, на Сл. 5.14.брзина погона и на Сл. 5.15. полифазор струје статора.

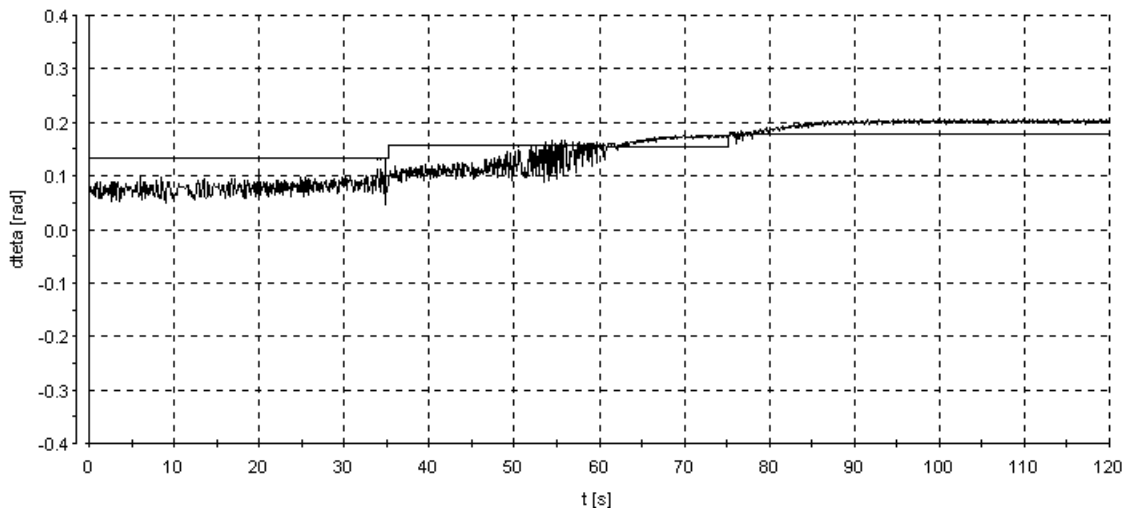


Сл. 5.11. Момент мотора

Мотор убрзава до стационарног стања, и са Сл. 5.11. види се колико износи оптерећење мотора на достигнутој брзини са Сл. 5.14.



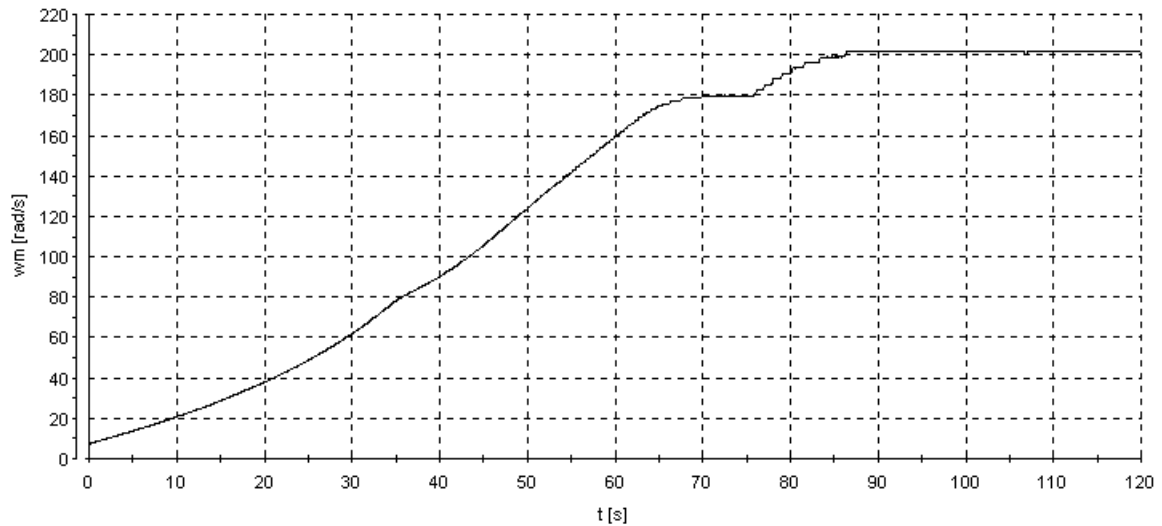
Сл. 5.12. Флукс мотора



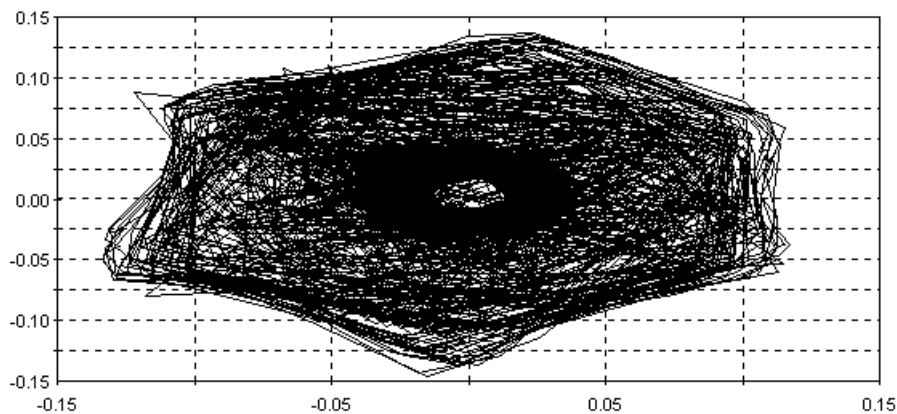
Сл. 5.13. Угао $\Delta\theta$ и ограничење угла

Са Сл. 5.12. види се да је одзив флукса на промјену референце готово тренутан. Посматрајући Сл. 5.11 - 5.14 може се примијетити да смањењем флукса на 85% номиналне вриједности долази до малог одступања момента од задате вриједности. У тренутку $t = 60$ s долази до достизања номиналне брзине обртања, и самим тим напон на мотору постаје једнак номиналној вриједности. Тада се, према Сл. 5.13. ограничава инкремент угла $\Delta\theta$ и момент мотора почиње да опада. У тренутку $t = 75$ s због смањења флукса статора (израз 4.46) дозвољава се повећавање инкремента угла $\Delta\theta$ на Сл. 5.13, што резултује повећавањем момента на Сл. 5.11, односно брзине на Сл. 5.14. Присутно је мало повећавање флукса мотора на Сл. 5.12. У тренутку $t = 80$ s потребан

инкремент угла $\Delta\vartheta$ поново постаје већи од максимално дозвољеног, што резултује смањењу момента на Сл. 5.11. Момент на вратилу мотора тада се изједначава са моментом оптерећења, што се види и уласком брзине обртања на Сл. 5.14. у стационарно стање.



Сл. 5.14. Брзина обртања вратила мотора

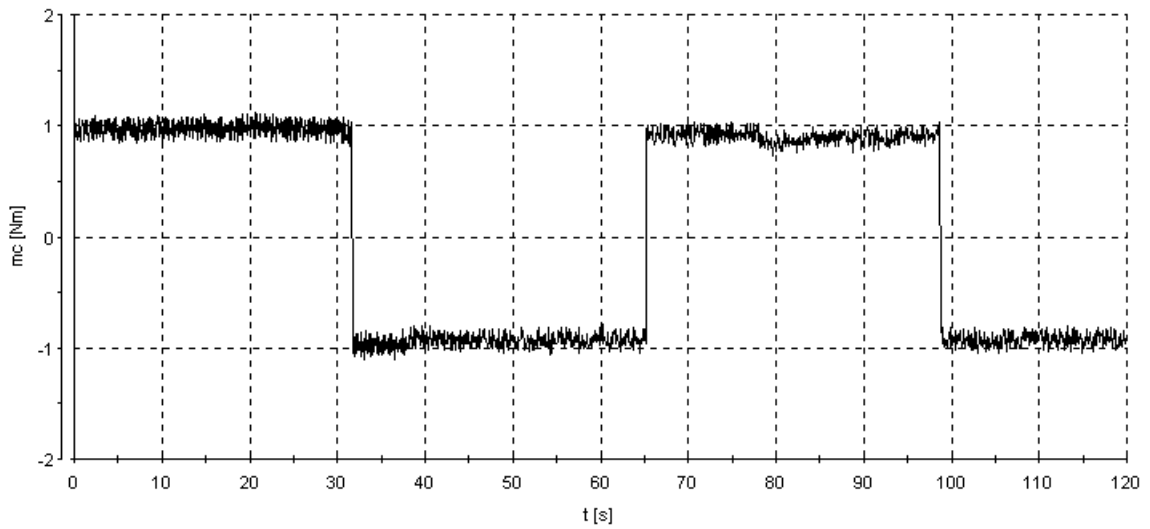


Сл. 5.15. Полифазор струје статора

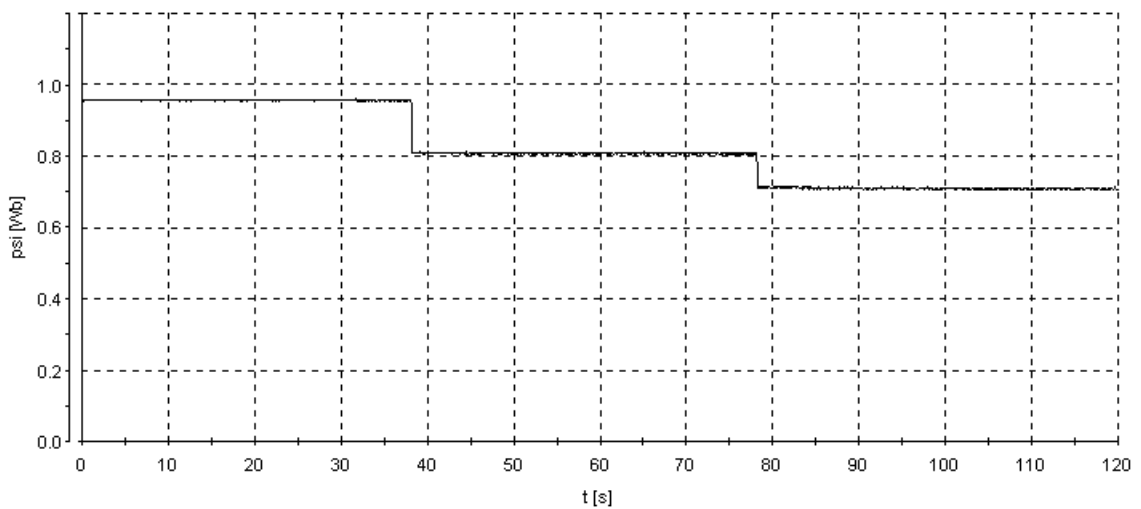
5.3.3. Истовремена промјена и флукса и момента

На Сл. 5.16-5.20. приказана је комбинација претходне двије ситуације: мотору се истовремено задаје правоугаона референца момента као у дијелу 5.3.1, док је референца флукса идентична као у дијелу 5.3.2.

Са Сл. 5.16 и 5.17 види се да момент и флуks имају скоковит одзив на промјену референце. Евидентно је мало опадање момента мотора при смањеном флуksу.

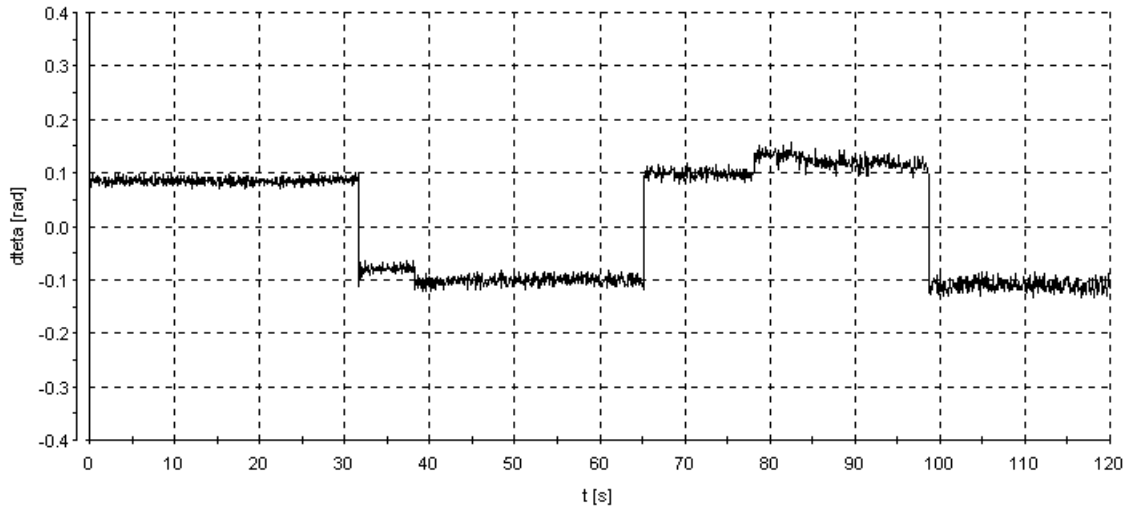


Сл. 5.16. Момент мотора

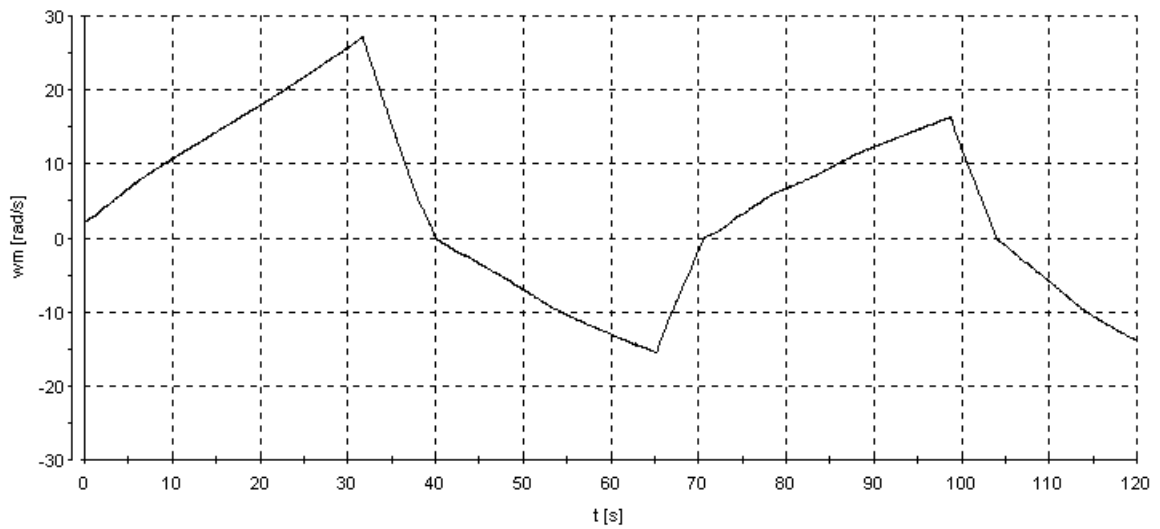


Сл. 5.17. Флуks мотора

Са Сл. 5.18. види се да се смањењем флуksа повећава угао $\Delta\theta$, јер је потребно реализовати исти момент при мањој вриједности флуksа.

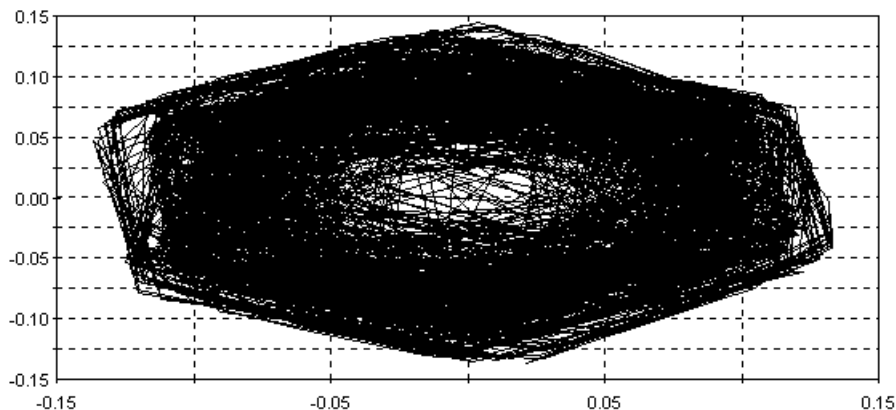


Сл. 5.18. Инкремент угла вектора флукса статора



Сл. 5.19. Брзина обртања вратила мотора

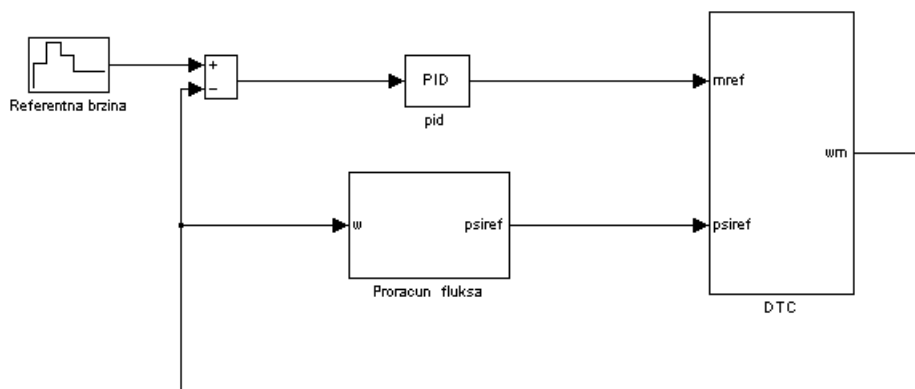
Са Сл. 5.19. се види да брзина мотора достиже мању максималну вриједност при смањеном флуксу, што је последица мањег развијеног момента.



Сл. 5.20. Полифазор струје статора

5.3.4. Брзинска петља, константна брзина

За илустрацију могућности примјене предложеног алгоритма директне контроле момента у серво апликацијама, урађен је експеримент брзински регулисаног погона са алгоритмом директне контроле момента. У блок – шему са Сл. 5.3. убачени су регулатори брзине и флукса. Блок – шема погона приказана је на Сл. 5.21.



Сл. 5.21. Блок – шема брзински регулисаног погона са алгоритмом директне контроле момента

Брзинска петља затворена је преко мјерене брзине мотора. Алгоритам директне контроле момента не користи информацију о мјереној брзини, те се брзина мјерена енкодером користи искључиво за затварање повратне спреге по брзини. Умјесто мјерене брзине, могла би се користити и естимирана брзина примјеном неке од

напредних техника естимације /2/. Овдје је искориштен већ присутан енкодер монтиран у оквиру лабораторијске станице ВЕКТРА.

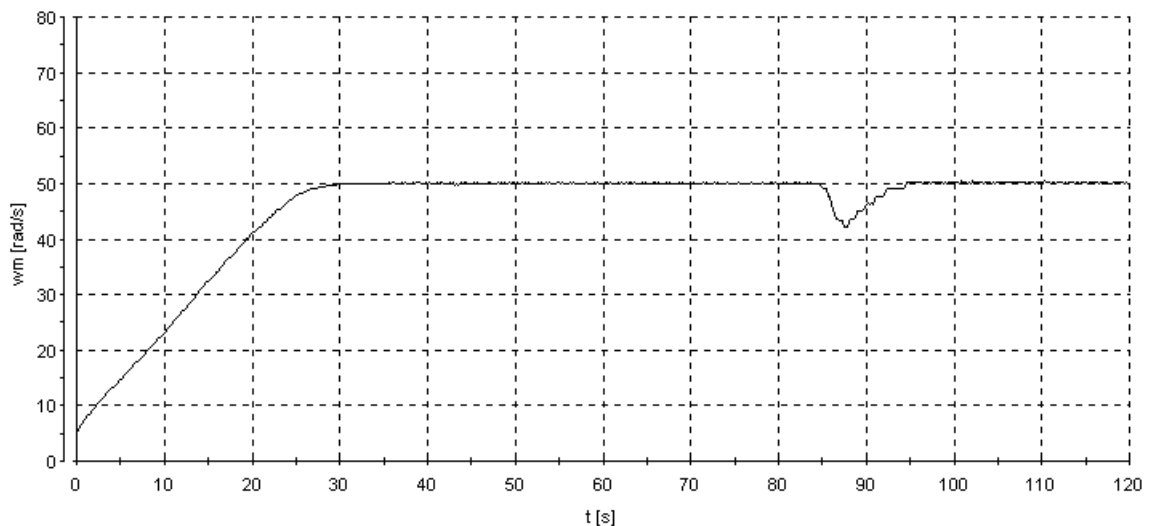
Употријебљен је класичан ПИ регулатор брзине. Одређивање параметара регулатора брзине излази из оквира овог рада, тако да су појачања преузета из литературе /2/. Пропорционално и интегрално појачање су: $K_p = 4/50$ и $K_i = 0,0003$.

Флукс мотора се прорачунава у блоку “Прорачун флуksа” и то тако да се флукс мотора у првој зони регулације (до номиналне брзине) одржава на номиналној вриједности, док се на брзинама већим од номиналне флукс слаби обрнуто пропорционално брзини обртања вратила.

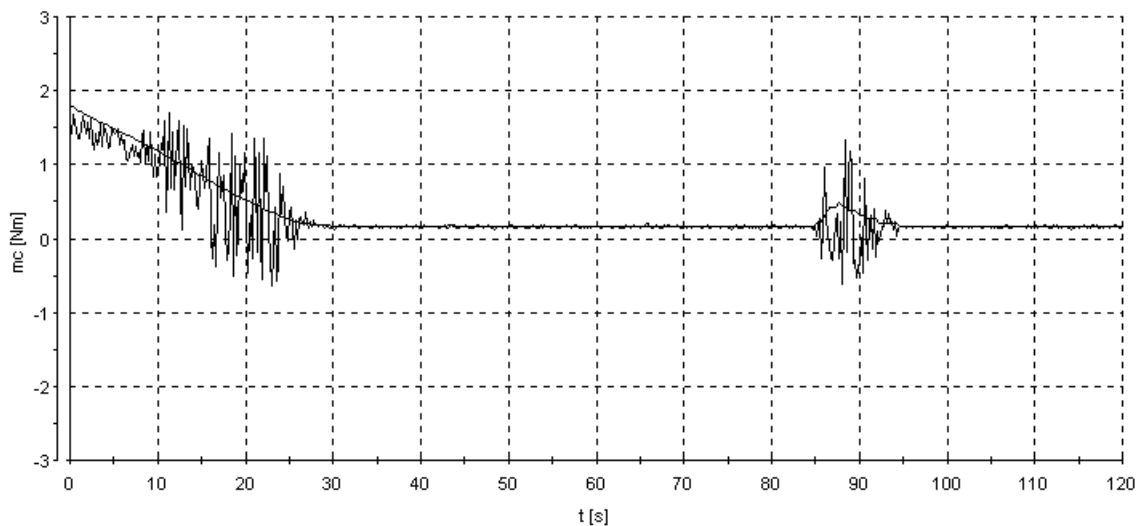
Мотору је задата референца брзине од $50\text{rad} / \text{s}$. Референтна брзина се налази у првој зони регулације, те је флукс мотора номиналан.

Брзина мотора добро прати референцу. У тренутку $t = 85\text{s}$ дошло је до промјене оптерећења (активирана је Пронијева кочница). У тренутку $t = 95\text{s}$ брзина се поново вратила на задату вриједност.

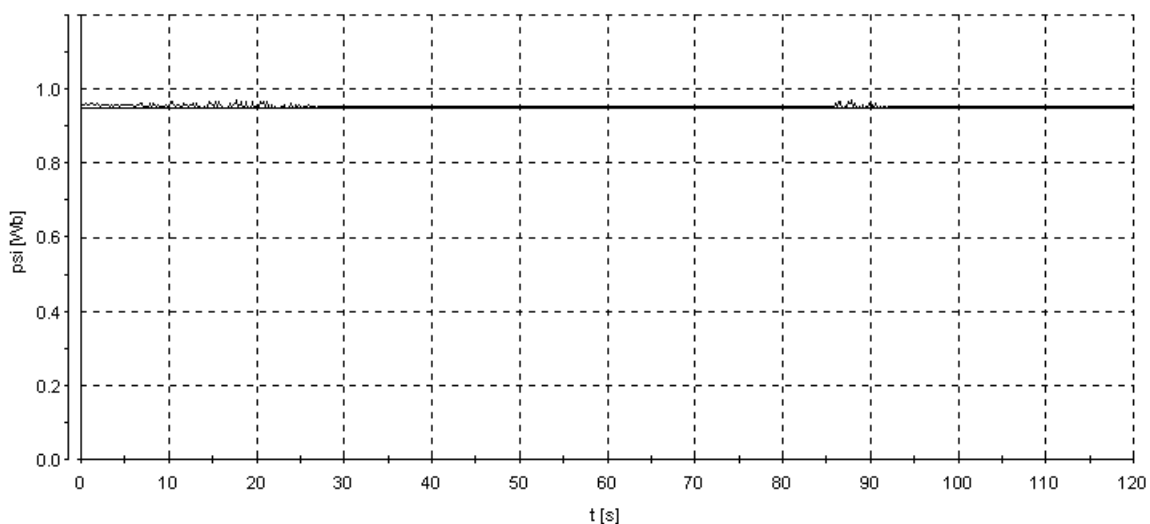
Са сл. 5.23. евидентан је мали шум моментау прелазном периоду, док се са Сл. 5.24. види да флукс добро прати задату референцу.



Сл. 5.22. Брзина мотора



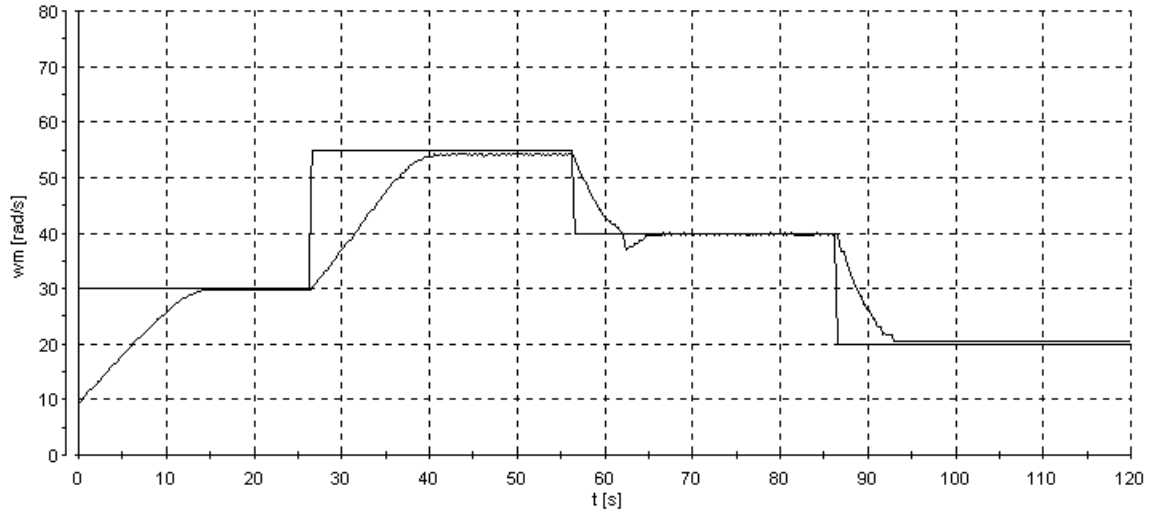
Сл. 5.23. Референтни и стварни момент мотора



Сл. 5.24. Флукс мотора

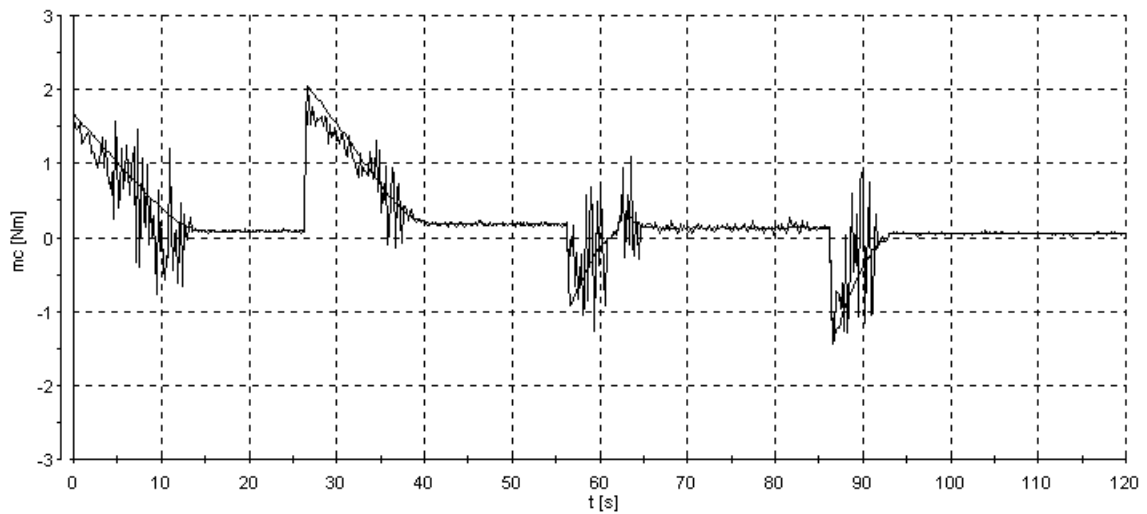
5.3.5. Брзинска петља, промјена референци

На Сл.5.25-5.27. приказан је рад погона са алгоритмом директне контроле момента у брзинској петљи и његов одзив на скоковиту промјену референце брзине. Регулациона структура је идентична као у претходној симулацији, уз исте параметре ПИ регулатора.



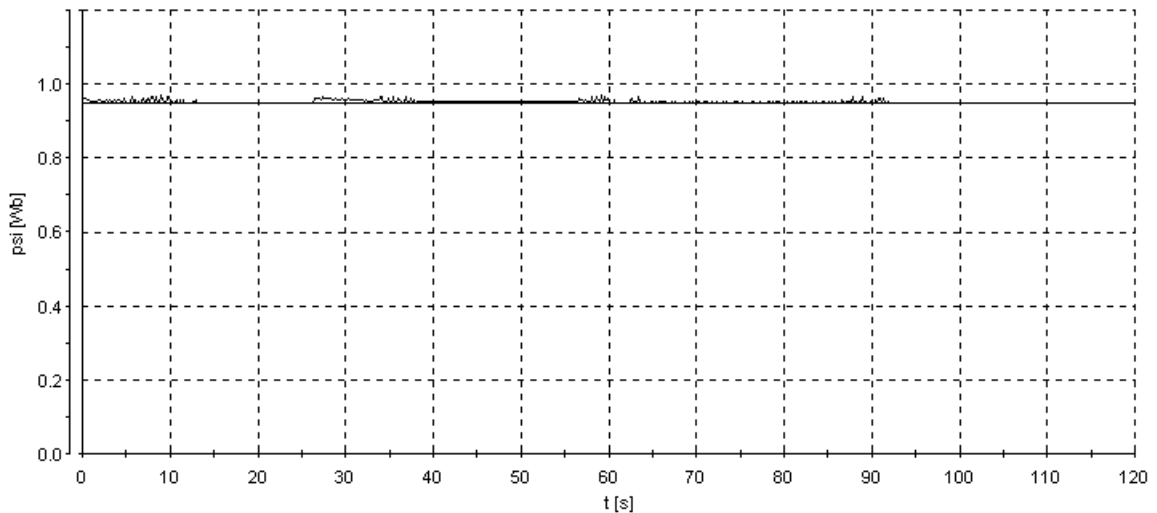
Сл. 5.25. Референтна и стварна брзина обртања вратила мотора

Са Сл. 5.25. види се да погон добро прати задату референцу брзине. Статичка грешка у регулацији брзине са Сл. 5.25. која наступа на референци од 20rad/s може се елиминисати другачијим избором параметара ПИ регулатора.



Сл. 5.26. Референтни и стварни момент мотора

Момент мотора са Сл. 5.26. добро прати референцу момента генерисану ПИ регулатором, уз присутан шум у прелазном периоду.

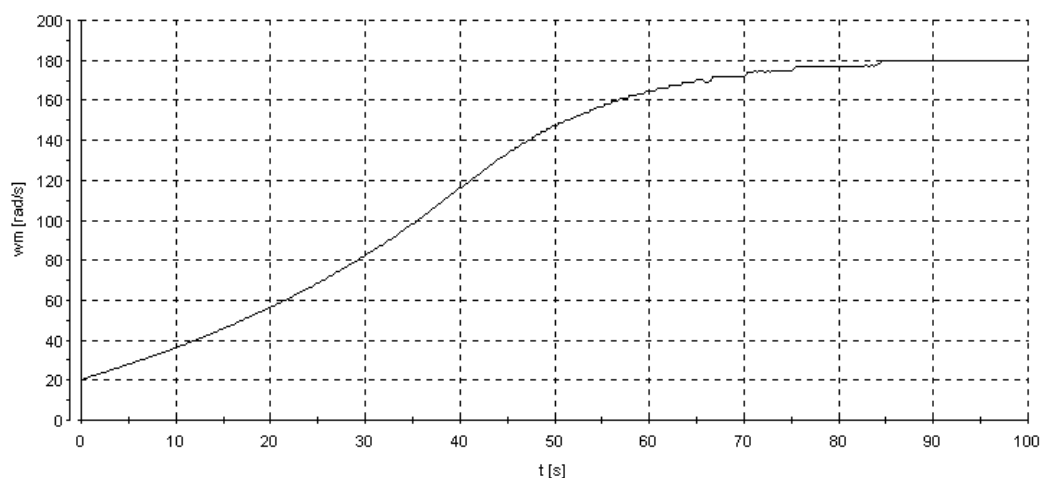


Сл. 5.27. Флукс мотора

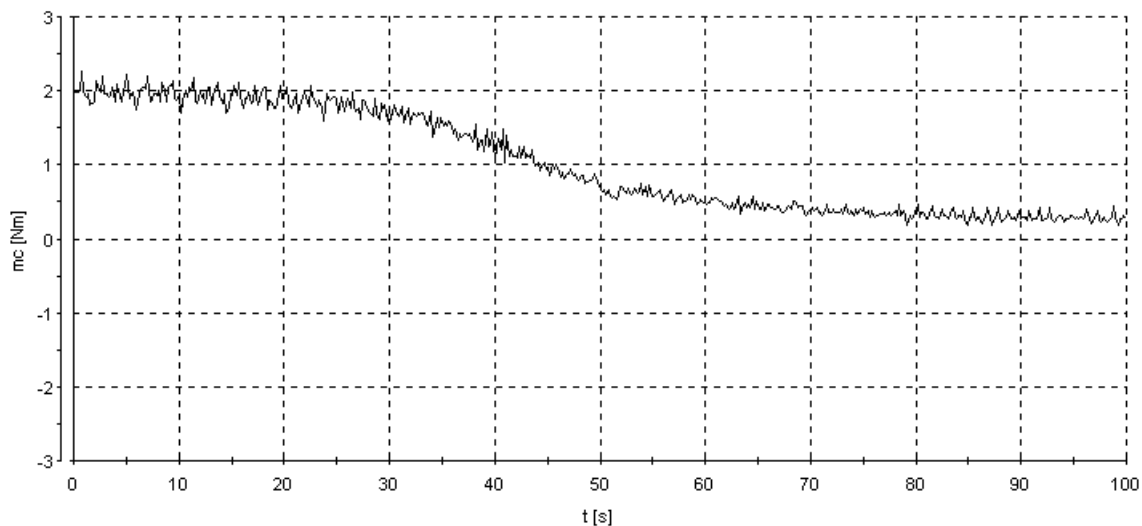
Флукс мотора са Сл. 5.27. одржава се на номиналној вриједности, уз присуство шума при промјени референце момента.

5.3.6. Брзинска петља, слабљење поља

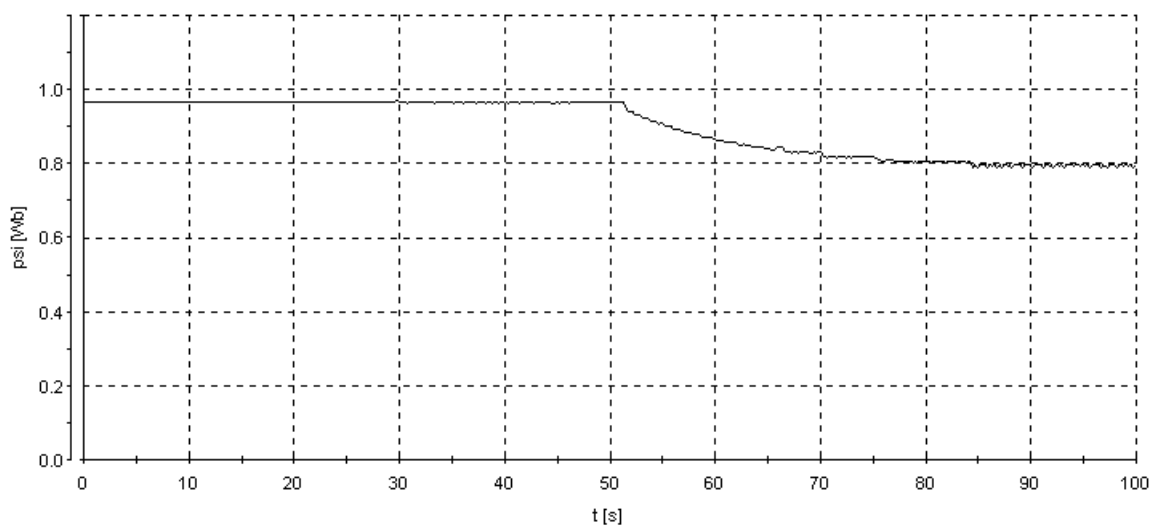
На Сл. 5.28-5.30. приказан је рад погона са затвореном брзинском петљом у режиму слабљења поља. Флукс мотора се до номиналне брзине обртања вратила одржава на номиналној вриједности, те преласком у другу зону регулације опада обрнуто пропорционално брзини обртања вратила. Према [2] за рад погона у режиму високих брзина, узета су појачања ПИ регулатора брзине која износе $K_p = 1/50$ и $K_I = 0.0001$. Мотору је задата референтна брзина од 180 rad/s , што одговара 120% номиналне брзине.



Сл. 5.28. Брзина обртања вратила мотора



Сл. 5.29. Момент мотора



Сл. 5.30. Флукс мотора

5.4. Критички осврт на предложено рјешење директне контроле момента и флукса

На основу рачунарских симулација у дијелу 4.5, те резултата експеримента из дијела 5.3, могу се истаћи основне предности новог алгоритма директне контроле момента у односу на постојећа рјешења:

1. Нови алгоритам је једноставнији у односу на постојећа рјешења, првенствено због своје једнозначности јер нема потребе за рјешавањем квадратне једначине и анализом вишеструких рјешења;
2. У реализацији новог алгоритма није потребно користити обртне трансформације, па је погон инхерентно *sensorless*.
3. Нема потребе за рачунањем тригонометријских функција, које су рачунарски веома захтјевне;
4. Алгоритам је базиран на основним принципима рада асинхроног мотора;
5. Контрола момента и флукса има исте или чак и боље перформансе у односу на знатно сложенија рјешења.

Уочени недостаци предложеног рјешења су:

1. У стационарном стању евидентно је мало одступање момента од задате вриједности (Сл. 5.6, Сл.5.11, Сл.5.16);
2. Приликом активирања ограничења напона (нпр. Сл. 5.12) може се уочити мало одступање флукса од референтне вриједности
3. Приликом линеарне промјене референце момента (Сл. 5.26) шум момента око референтне вриједности је релативно велики. Овај шум момента се ипак не одражава негативно на регулацију брзине (Сл. 5.25).

6. ЗАКЉУЧАК

Пред савремене електромоторне погоне постављају се опречни захтјеви за што бољим перформансама у свим радним режимима, те што нижом цијеном. Потребно је остварити квалитетно управљање: постићи брз одзив (широк пропусни опсег регулације), смањити таласност управљаних величина, остварити задовољавајуће понашање у режимима када не постоји могућност достизања референци, те смањити губитке, буку итд. При томе треба водити рачуна да алгоритам управљања буде једноставан, јер се тиме оставља више рачунарских ресурса за имплементацију напредних техника естимације момента, флуksа и брзине, те заштите мотора и претварача, корекције промјене параметара током рада, минимизације губитака итд. Због тога је један од актуелних праваца истраживања у овој области формирање нових алгоритама распрегнутог управљања моментом и флуksом који треба да задрже или побољшају перформансе досадашњих знатно сложенијих рјешења.

Постојећи алгоритми распрегнутог управљања моментом и флуksом асинхроне машине дијеле се у двије групе: векторско управљање и директна контрола момента. Конвенционално векторско управљање је изузетно сложено, моментом и флуksом се управља посредно уз ограничен пропусни опсег регулације, малу напонску маргину у режиму слабљења поља и изразиту осјетљивост на варијације параметара. Алгоритми директне контроле момента базирани на дискретним напонским векторима поред једноставне реализације имају велики шум флуksа и момента. Оба ова алгоритма карактерише промјенљива учестаност комутације инветора, што се негативно одражава на комутационе губитке и компензацију ефекта мртвог времена. Директна контрола момента са континуалним напонским векторима има добре перформансе, али је рачунарски веома захтјевна због потребе да се у свакој периоди управљања рјешава квадратна једначина и од двије могуће радне тачке бира оптимална. Осим тога, потребно је испитивати низ опречних услова у граничним режимима (при појави превеликих референтних вриједности) да би се погоном могло управљати у жељеном правцу.

Нови алгоритам за директно управљање моментом и флуksом асинхроног мотора има за циљ побољшавање перформанси постојећих рјешења директне контроле момента са континуалним напонским векторима. Приликом формирања новог рјешења посебно је вођено рачуна да алгоритам буде једноставан, те је због тога заснован на основним принципима рада асинхроне машине. Нови алгоритам базиран је на одређивању потребног угла помјераја вектора флуksа статора према задатим референтним

вриједностима момента и флуksа. На основу њега одређује се инкремент вектора флуksа статора који једнозначно дефинише референтни напон. Прорачунати напон статора максималним кораком води флуks и момент мотора у жељеном правцу уз минималну грешку.

Предности новог алгоритма у односу на постојећа рјешења директне контроле момента су: одзиви флуksа и момента су веома брзи са драстично смањеном таласношћу, алгоритам је заснован на комплетном математичком моделу асинхроне машине без увођења претпоставки о константности флуksа ротора, и прорачун је једнозначан (без вишеструких радних тачака од којих се мора бирати оптимална). Као и остали алгоритми директне контроле момента заснован је на контроли вектора флуksа статора, те не користи информацију о брзини обртања вратила (самим тим се реализује без давача брзине на вратилу - *Sensorless*) и нема потребу за обртним трансформацијама. Алгоритам нема нити једну рачунарски захтјевну тригонометријску функцију и има знатно мање осталих рачунских операција него постојећа рјешења. Учестаност комутације инвертора је константна чиме се директно контролишу прекидачки губици и отвара могућност једноставне компензације ефекта мртвог времена.

Недостаци новог алгоритма су постојање мале статичке грешке у регулацији момента и флуksа, те грешка естимације на малим брзинама. Статичка грешка у регулацији момента може се елиминисати компензацијом ефекта мртвог времена, док се грешка естимације може избјећи примјеном напредних техника естимације флуksа статора.

Једноставност предложеног алгоритма и веома добре перформансе пружају могућност за његову широку примјену у савременим електромоторним погонима. Предложени алгоритам може послужити као основа за развој квалитетних, једноставних и јефтиних брзински и позиционо регулисаних електромоторних погона. Подређене петље контроле момента и флуksа које постоје у стандардним електромоторним погонима могу се реализовати према новом алгоритму чиме ће се побољшати регулација брзине и позиције. Остали могући правци усавршавања предложеног рјешења су: компензација ефекта мртвог времена, естимација флуksа при малим брзинама, анализа стабилности погона, избор структуре и прорачун параметара брзинског и позиционог регулатора, примјена техника компензације варијације параметара и напона једносмјерног међукола, те даље побољшавање перформанси у режиму слабљења поља.

7. ЛИТЕРАТУРА

1. Слободан Н. Вукосавић: *Пројектовање адаптивног микропроцесорског управљања брзином и позицијом асинхроног мотора*, докторска дисертација, Универзитет у Београду, 1989.
2. Peter Vas: *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford University Press, London, 1998.
3. Barbara H. Kenny *Direct Torque Control of Induction Machine Using Self – Sensing at Low and Zero Speed*, Ph. D. Thesis, University of Wisconsin – Madison, 2000.
4. Takahashi Isao, Noguchi Toshihiko: “A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-22, No.5, Sept/Oct 1986.
5. M. Depenbrock: “Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.3, No.4, Oct. 1988.
6. Sayeed Mir, Malik E. Elbuluk, Donald S. Zinger: “PI and Fuzzy Estimators for Tuning the Stator Resistance in Direct Torque Control of Induction Machines”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 13, No. 2, March 1998.
7. A. Monti, F. Pironi, F. Sartogo, P. Vas: ”A New State Observer for Sensorless DTC Control”, *Power Electronics and Variable Speed Drives*, Conference Publication, No. 456, September 1998, *IEE 1998*
8. Ciro Attaianesi, Viro Nardi, Aldo Perfetto, Giuseppe Tomaso: “Vectorial Torque Control: A Novel Approach to Torque and Flux Control of Induction Motor Drives”, *IEEE Transactions on Industry applications*, Vol. 35, No. 6, Nov/Dec 1999.
9. Toshihiko Noguchi, Masaki Yamamoto, Seiji Kondo, Isao Takahashi: “Enlarging Switching Frequency in Direct Torque-Controlleed Inverter by Means of Dithering”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 35, No. 6, Nov/Dec 1999.
10. Cristian Lascy, Ion Boldea, Frede Blaabjerg: “A Modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 36, No. 1, Jan/Feb 2000.
11. Domenico Casadei, Giovanni Serra, Angelo Tani: “Implementation of a Direct Torque Control Algorithm for Induction Motors Based on Discrete Space Vector Modulation”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 15, No. 4, July 2000.
12. Jun – Koo Kang, Seung – Ki Sul: “New Direct Torque Control of Induction Motor for Minimum Torque Ripple and Constant Switching Frequency”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 35, No5, Sept/Oct 1999.
13. F. Neves, T. Habetler, B. Menzes: ”Induction Motor DTC Strategy Using Discrete – Time Sliding Mode Control”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.3. 1999.
14. Thomas G. Habetler, Deepakraj M. Divan: ”Control Strategies for Direct Torque Control Using Discrete Pulse Modulation”, *IEEE Transactions on Indurstry Applications*, Vol. 27, No. 5, Sept/Oct 1991.
15. Toshihiko Noguchi, Hiroaki Tomiki, Seiji Kondo, Isao Takahashi: ”Direct Power Control of PWM Converter Without Power-Source Voltage Sensors”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 34, No.3, May/June 1998.

16. Thomas G. Habetler, Francesco Profumo, Michele Pastorelli, Leon M. Tolbert: "Direct Torque Control of Induction Machines Using Space Vector Modulation", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol 28, No.5, Sept/Oct 1992.
17. Giovanni Griva, Thomas G. Habetler: "Performance Evaluation of a Direct Torque Controlled Drive in the Continuous PWM-Square Wave Transition Region", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 10, No.4, July 1995.
18. Barbara H. Kenny, Robert D. Lorenz: "Stator and Rotor Flux Based Deadbeat Direct Torque Control of Induction Machines", *IEEE Transactions on Industrial electronics*, Vol 30, No. 4 2001.
19. Thomas G. Habetler, Francesco Profumo, Michele Pastorelli: "Direct Torque control of Induction Machines Over a Wide Speed Range", *IEEE-IAS Annual Meeting*, Conf. Rec. 1992. pp.600-606
20. Francesco Bonanno, Alfio Consoli, Angelo Raciti, Antonio Testa: "An Innovative Direct – Self Control Scheme for Induction Motor Drives", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 12, No. 5, September 1997.
21. Kevin D. Hurst, Thomas G. Habetler: "A Simple, Tacho-Less, I. M. Drive with Direct Torque Control Down to Zero Speed", *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1995, Vol 5, No. 5pp563-568.
22. D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri, F. Profumo: "Performance Analysis of a Speed Sensorless Induction motor Drive Based on a Constant Switching Frequency DTC Scheme", *IAS Proceedings*, IAS 2001
23. El Hassan, E. v. Westerholt, X Roboam, B. de Fornel: "Comparison of different State Models in Direct torque Control of induction Machines Operating without Speed Sensors", *IAS Proceedings*, IAS 2001.
24. R. S. Wieser: "Optimal rotor Flux Regulation for Fast Accelerating Induction Machines in the Field Weaking Region", *IEEE Industry Applications Society*, Annual Meeting, October 5-9, 1997.
25. Jul – Ki Seok, Joohn – Sheok Kim, Seung – Ki Sul: "Overmodulation Strategy for High – Performance Torque Control", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 13, No. 4, July 1998.
26. Jul – Ki Seok, Seung – Ki Sul: "Optimal Flux Selection of an Induction Machine for Maximum Torque Operation in Flux – Weaking Region", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 14, No. 4, July 1999.
27. Jinhwan Jung, Kwanghee Nam: "A Dynamic Decoupling Control Scheme for High – Speed Operation of induction Motors", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 46, No. 1, February 1999.
28. Chich – Yi Huang, Tien – Chi Chen, Ching – Lien Huang: "Robust Control of Induction Motor with A Neural – Network Load Torque Estimator and A Neural – Network Identification", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 46, No. 5, October 1999.
29. Alireza R. Bakhsahai, Geza Joos, Praveen K. Jain, Hua Jin: "Incorporating The Overmodulation Range in Space Vector Pattern Generators Using a Classification Algorithm", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 15, No. 1, January 2000.
30. Pawel Z. Grabowski, Marian P. Kazmierkowski, Bimal K. Bose, Frede Blaabjerg: "A Simple Direct – Torque Neuro – Fuzzu Control of PWM – Inverter – Fed Induction Motor Drive", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 47, No. 4, August 2000.

31. Se – Kyo Chung, Hyun – Soo Kim, Chang – Gyun Kim, Myung – Joong Youn: “A New Instantaneous Torque Control of PM Synchronous Motor for High – Performance Direct – Drive Applications, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol 13, No. 3, May 1998.
32. Peter Vas *Electrical machines and drives: a space-vector theory approach*, Oxford University Press, London, 1992.
33. В. Вучковић: *Општа теорија електричних машина*, Наука, Београд 1992.
34. J. Holtz: “Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion”, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 82, No. 8, Aug. 1994, pp. 1994-1214.
35. Victor R. Stefanovic, Slobodan N. Vukosavic: ”Space – Vector PWM Voltage Control with Optimised Switching Strategy”, *Proceedings of the IEEE IAS 1992*, pp. 1025-1033.
36. *Floating – Point Controller Board*, DS1102 User’s Guide, dSPACE Digital Signal Processing and Control Engineering GmbH, 1996.
37. *Installation and Configuration Guide*, DS1102 DSP Controller Board, dSPACE Digital Signal Processing and Control Engineering GmbH, May 1999.
38. MLIB/MTRACE MATLAB – dSPACE *Interface Libraries*, dSPACE Digital Signal Processing and Control Engineering GmbH, May 1999.
39. *ControlDesk Experiment Guide*, dSPACE Digital Signal Processing and Control Engineering GmbH, May 1999.
40. *Real Time Interface (RTI and RTI-MP) Implementation Guide*, dSPACE Digital Signal Processing and Control Engineering GmbH, May 1999.

ПРИЛОГ

Прилог П.1

На натписној плочици мотора кориштеног у симулацијама и експерименту налазе се следећи подаци:

3 MOT $\Delta 220 / Y 380V$

3,7/2,12A $0,75kW$

$\cos \varphi = 0,71$ $1410o / \text{min}$

50Hz

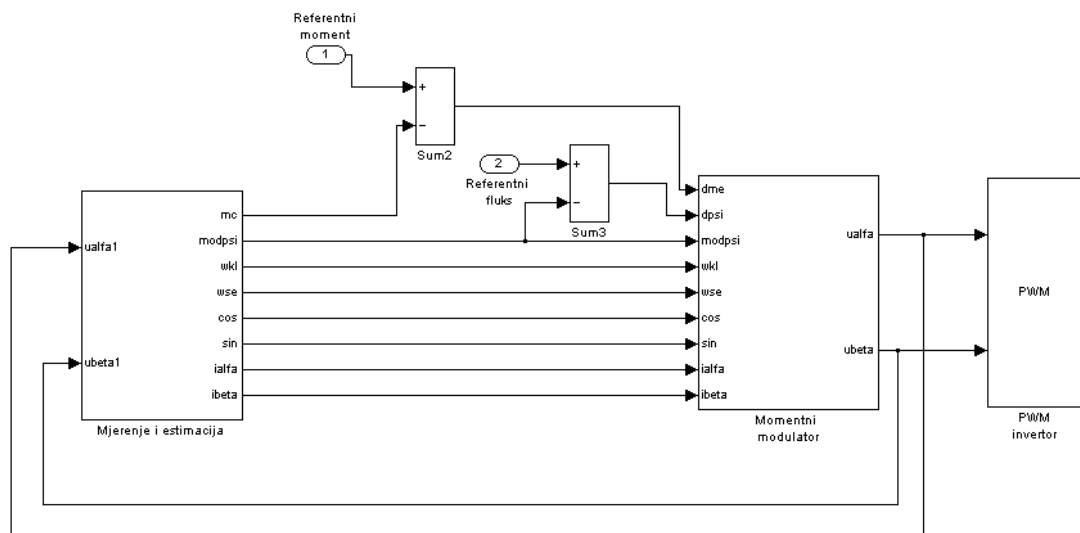
Параметри мотора одређени експериментално су:

$R_s = 10,4\Omega$ $R_r = 11,6\Omega$ $L_{js} = 22mH$ $L_{jr} = 22mH$ $L_{mn} = 0,557H$

Укупни момент инерције мотора и оптерећења $J = 1,2kgm^2$.

Прилог П.2

У овом дијелу дати су подсистеми блок – дијаграма приказаног на Сл. 5.3.

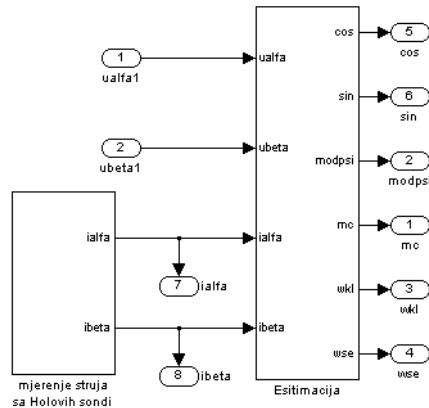


Сл. 5.3. Модел новог алгоритма директне контроле момента

Модел новог алгоритма директне контроле момента приказан на Сл. 5.3. састоји се од три главна подсистема: подсистема за мјерење и естимацију, подсистема

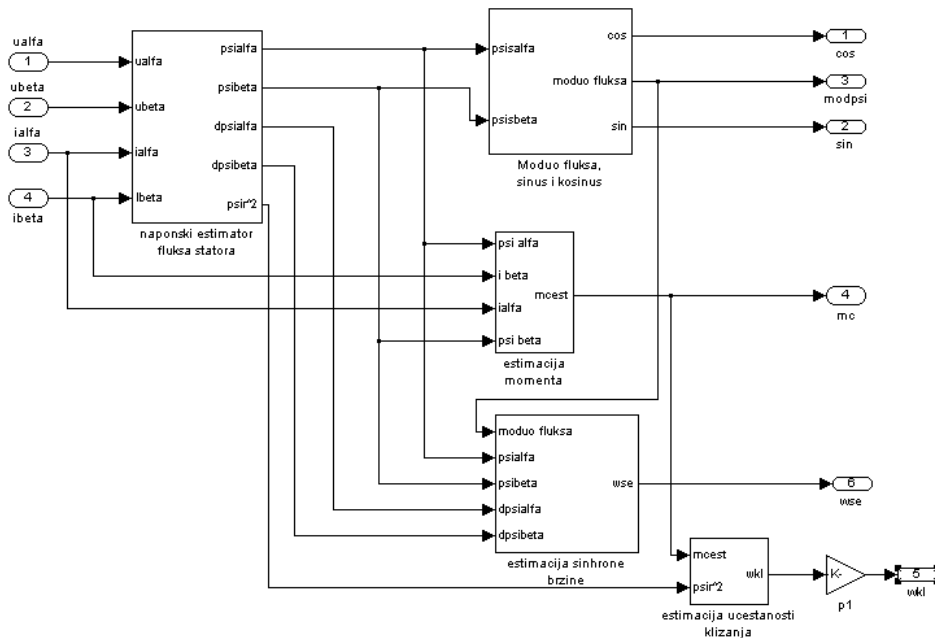
“Моментни модулатор” и подсистема за генерисање излазних *PWM* сигнала по принципу *Space – Vector* модулације.

На Сл. П.1. приказан је подсистем за мјерење и естимацију, који на основу мјерења струја мотора са Холових сонди, и прорачунатог напона мотора из претходног периода естимира момент мотора, модуо флукса, синус и косинус угла вектора флукса према α оси, те синхрону брзину и учестаност клизања.



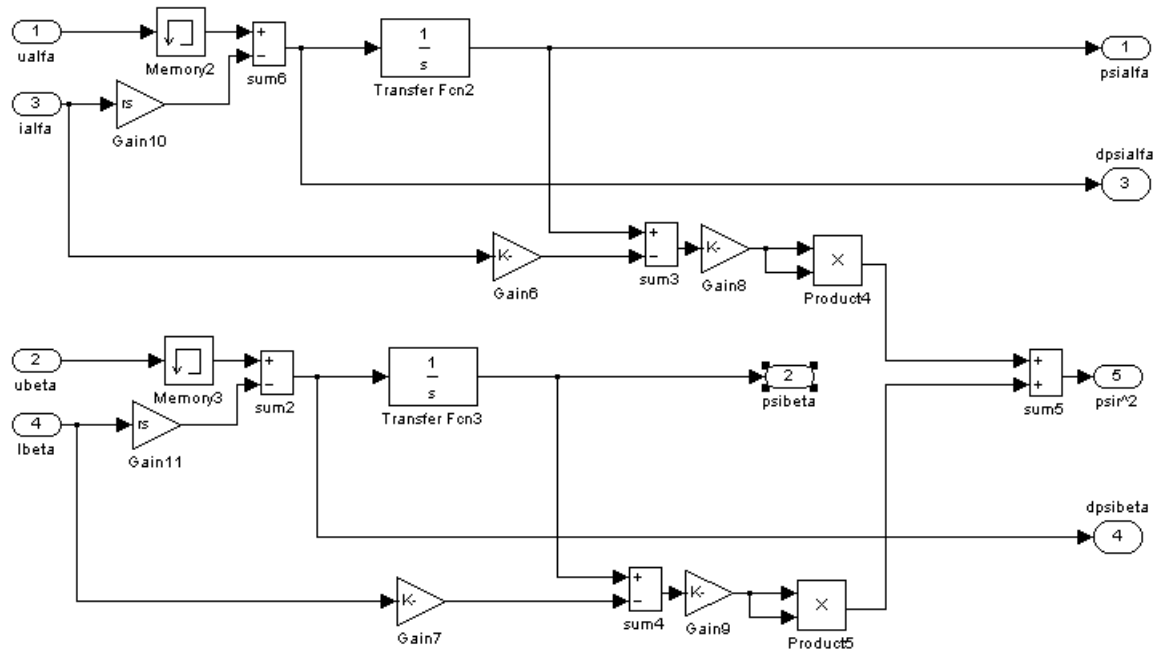
Сл. П.1. Подсистем за мјерење и естимацију

Подсистеми блока за естимацију са Сл. П.1. приказани су на Сл. П.2.



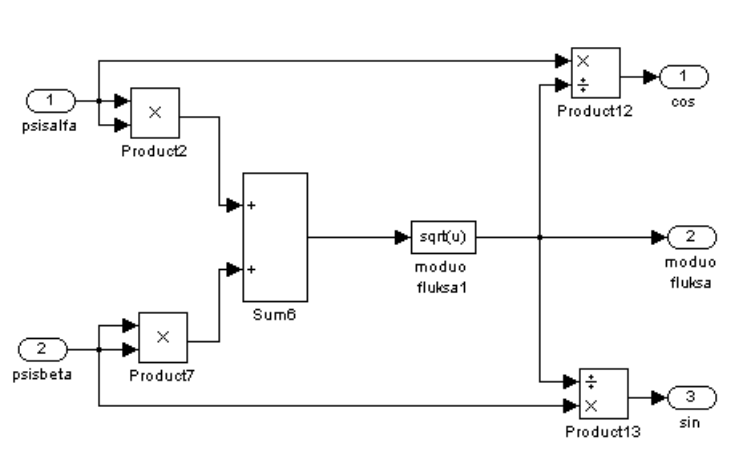
Сл. П.2. Подсистем за естимацију флукса, момента, синхроне брзине, учестаности клизања, те прорачун синуса и косинуса на основу компоненти флукса статора

Напонски естиматор флукса статора приказан је на Сл. П.3. На основу мјерених струја мотора, те прорачунатог напона из претходног периода естимира се флукс статора, индукована електромоторна сила потребна за прорачун синхроне брзине, те моду флукса ротора потребан за естимацију учестаности клизања.



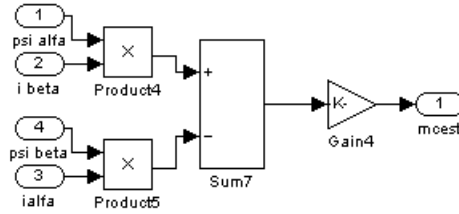
Сл. П.3. Напонски естиматор флукса статора, те естимација флукса ротора

На основу естимираних компоненти флукса статора са Сл. П.3, естимирају се синус и косинус угла вектора флукса статора према α оси, што је показано на Сл. П.4.



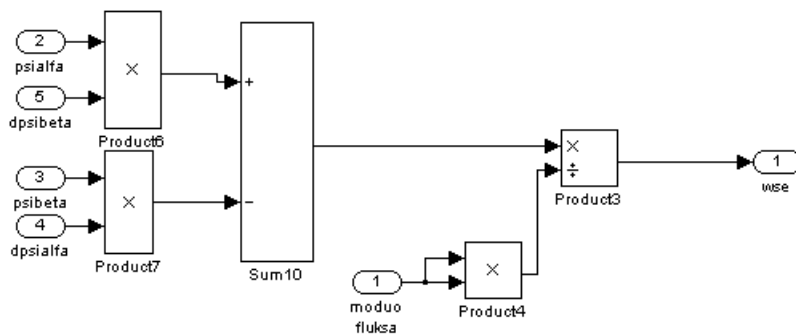
Сл. П.4 Прорачун синуса и косинуса на основу компоненти флукса статора

Блок – дијаграм подсистема за естимацију момента на основу компоненти флукса статора и измјерене струје статора приказан је на Сл. П. 5.



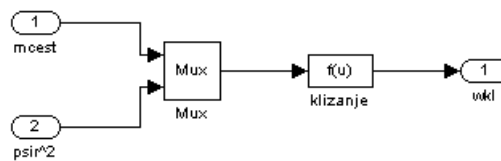
Сл. П.5. Естимација момента на основу компоненти флукса и струје статора

Естимација синхроне брзине на основу израза (4.54) остварена је подсистемом приказаним на Сл. П.6.



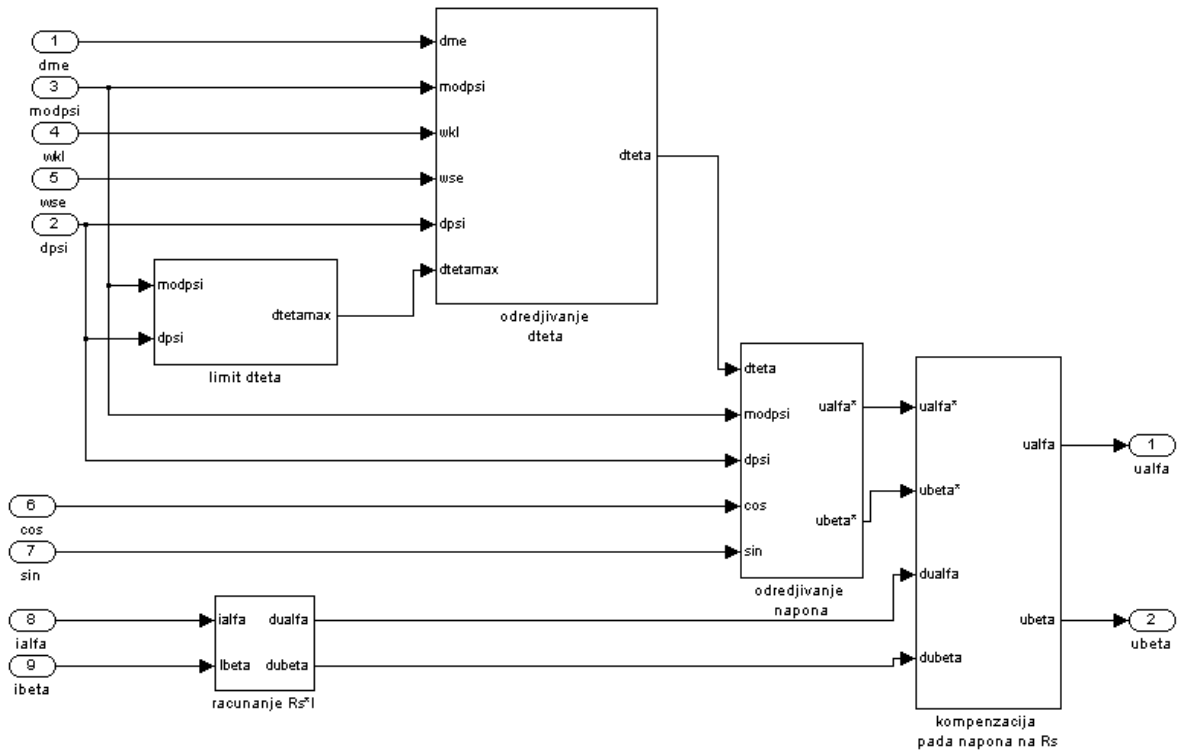
Сл. П.6. Подсистем за естимацију синхроне брзине

Естимација учестаности клизања на основу модула флукса ротора и естимираног момента (израз (4.61)) приказана је на Сл. П. 7.



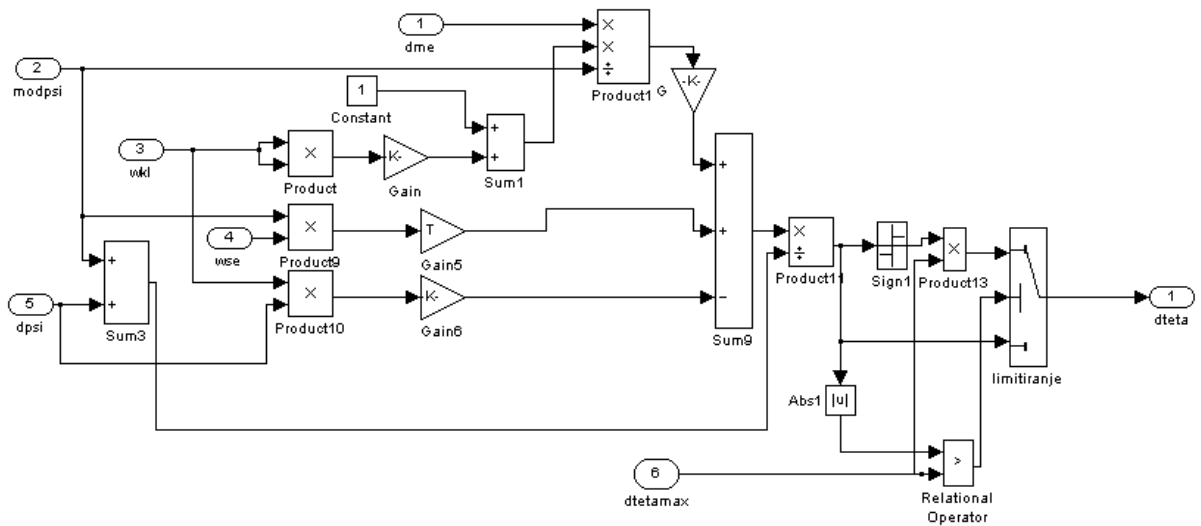
Сл. П.7. Подсистем за естимацију учестаности клизања

Подсистем “Моментни модулатор” у коме се на основу естимираних величина и задатих промјена момента и флукса (1.1) и (1.2) рачуна потребан напон статора приказан је на Сл. П.8. Он се састоји из подсистема за одређивање инкремента угла вектора флукса статора $\Delta\theta$, подсистема за његово ограничење у складу са максимално расположивим напоном инвертора, те подсистема за генерисање референтног напона у $(\alpha - \beta)$ равни и компензацију пада напона на омском отпору намотаја статора.



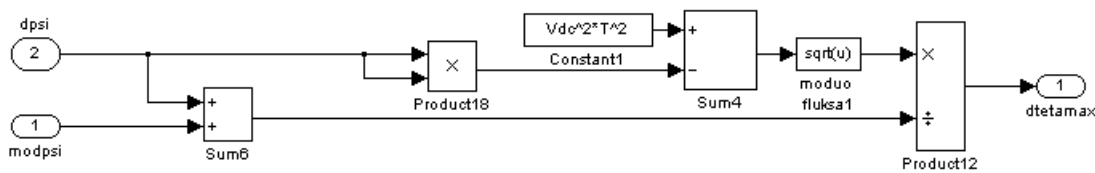
Сл. П.8. Подсистем “Моментни модулатор”

Подсистем за одређивање инкремента угла вектора флуksа статора $\Delta\vartheta$ према изразу (4.33) приказан је на Сл. П.9.



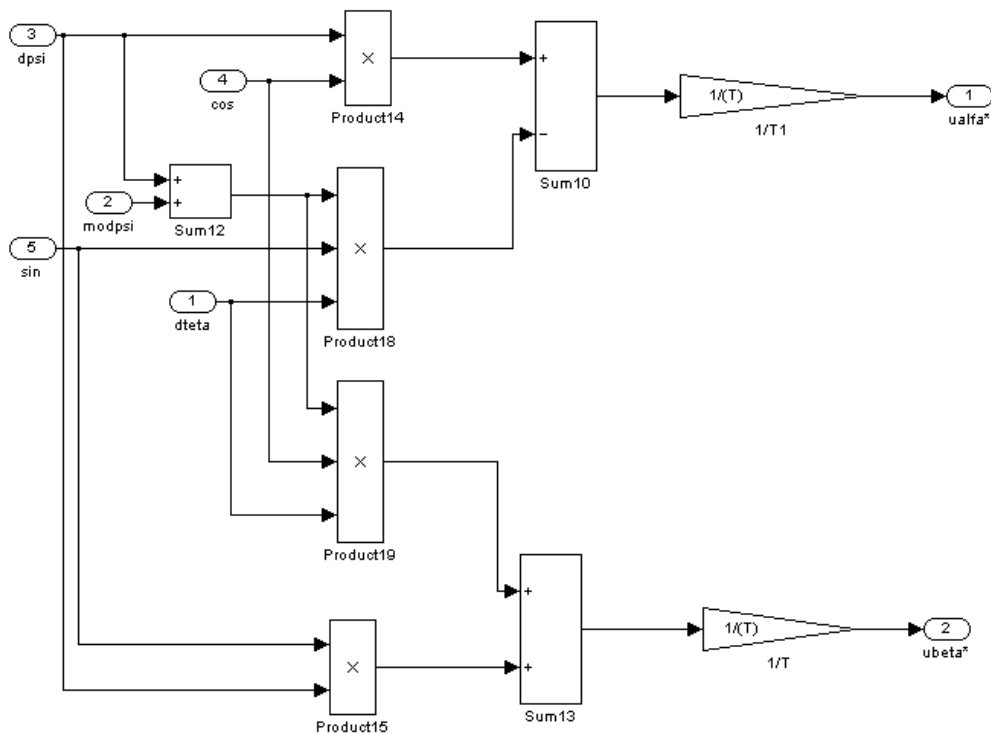
Сл. П.9. Подсистем за одређивање прираштаја угла $\Delta\vartheta$

Прорачун максимално могућег инкремента угла $\Delta\vartheta$ према изразу (4.46) одвија се у подсистему приказаном на Сл. П. 10.



Сл. П. 10. Подсистем за прорачун максимално дозвољеног прираштаја угла $\Delta\theta$

На основу одређеног угла $\Delta\theta$, модула флукса статора и синуса и косинуса угла који он заклапа са α осом, те инкремента флукса $\Delta\Phi$ одређује се референтни напон потребан за реализацију алгоритма директне контроле момента. Блок – дијаграм подсистема за прорачун референтног напона према изразима (4.10 и 4.11) приказан је на Сл. П. 11.



Сл. П. 11. Подсистем за прорачун напона