

Електротехнички факултет

Универзитет у Београду

Лабораторија за микропроцесорско управљање електричним
погонима

Дигитална имплементација R/D процеса

- Семинарски рад -

Предмет: Дигитално управљање претварачима и погонима 2

Студент: Драган Стаменковић

Број индекса: 08/3119

Ментор: Проф. Др. Слободан
Вукосавић

Београд, мај 2009

Садржај

1.	ЕЛЕКТРОМАГНЕТНИ РЕЗОЛВЕР	2
2.	СТАНДАРДНИ R/D КОНВЕРТОР	5
3.	ДИГИТАЛНА ИМПЛЕМЕНТАЦИЈА R/D ПРОЦЕСА.....	7
3.1.	<i>Структура дигиталног R/D конвертора</i>	<i>7</i>
3.2.	<i>Синтеза дигиталног НФ филтра</i>	<i>10</i>
3.3.	<i>Реализација SIN и COS функције</i>	<i>11</i>
3.4.	<i>Подешавање параметара PI регулатора</i>	<i>11</i>
4.	МАТЛАБ МОДЕЛ И СИМУЛАЦИЈА ДИГИТАЛНОГ R/D КОНВЕРТОРА.....	13
4.1.	<i>Утицај резолуције АД конвертора на систем.....</i>	<i>14</i>
4.2.	<i>Утицај броја бита за приказивање бројева</i>	<i>16</i>
4.3.	<i>Утицај шума на понашање система.....</i>	<i>17</i>
5.	ЗАКЉУЧАК.....	20
6.	ЛИТЕРАТУРА.....	21

1. Електромагнетни резолвер

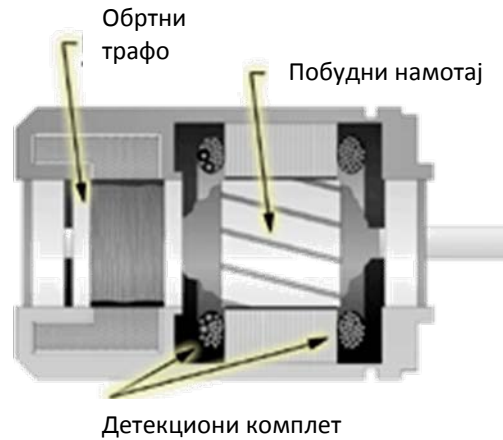
Електромагнетни резолвер је, условно речено, мала електрична машина која се користи као сензор брзине и позиције вратила мотора. Врло је једноставне конструкције и не изискује уграђивање електронских компоненти у себе што га чини применљивим у широком температурном опсегу. Механички је веома робустан а то му омогућава добро функционисање у тешким условима рада (места где се не може избегнути присуство прашине, масноће или других аеросола). На слици 1.1. су приказани неки типични примери резолвера који се користе у пракси.



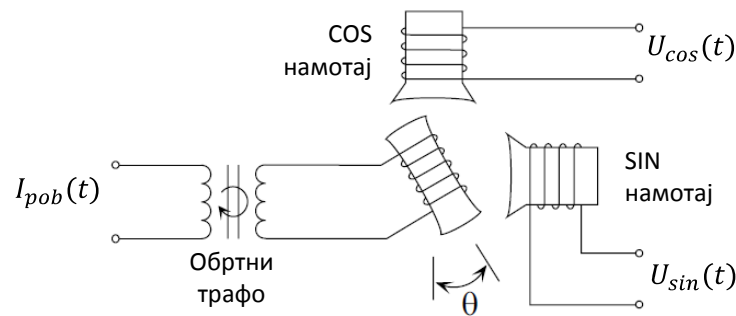
Слика 1.1. – Примери електромагнетног резолвера

Што се конструкције тиче, резолвер се састоји, као и свака електрична машина, из два главна дела – ротора, који се монтира на вратило мотора, и статора, који се најчешће фиксира за статор мотора. Оно што резолвер чини различитим од стандардне електричне машине је распоред и локација намотаја. На ротору постоје два намотаја, један побудни, и други који представља секундар обртног трансформатора. Постављањем обртног трансформатора се избегава употреба четкица или проводника за напајање побуде. Примар овог трафоа се налази на статору а оба његова намотаја су мотана тако да су им осе колинеарне са вратилом машине. На статору се налазе још два намотаја, оса нормалних на

вратило и постављених под углом од 90° , један у односу на други. Ови намотаји се зову „детекциони комплет“ и служе за генерисање сигнала из којих се може издвојити информација о брзини и позицији вратила посматраног мотора. На слици 1.2. је приказан уздужни пресек а на слици 1.3. електрична шема резолвера.



Слика 1.2 - Уздужни пресек електромагнетног резолвера



Слика 1.3. – Електрична шема електромагнетног резолвера

Принцип рада је следећи. У примар обртног трансформатора се инјектује синусна струја кружне учестаности ω_{pob} која је много већа (реда 10kHz) од кружне учестаности вратила мотора. Ова струја се, сходно преносном односу, слика у секундар обртног трафоа који служи као напајање побудног намотаја. Ова струја даље узрокује стварање побудног поља Ψ_{pob} , које јој је директно сразмерно

$$\Psi_{pob} = \Psi_{pob\ max} \cdot \sin(\omega_{pob}t).$$

Флуксеви у детекционим намотојама су

$$\Psi_{cos} = \Psi_{pob\ max} \cdot \sin(\omega_{pob}t) \cdot \cos(\theta_m)$$

$$\Psi_{sin} = \Psi_{pob\ max} \cdot \sin(\omega_{pob}t) \cdot \sin(\theta_m)$$

под претпоставком да је преносни однос између побудног намотаја и детекционог комплета 1 и да нема струје у SIN и COS намотајима. Напон који се индукује ($\frac{d\Psi}{dt}$) на крајевима детекционог комплета је

$$U_{cos} = \Psi_{pob\ max} \cdot \omega_{pob} \cdot \cos(\omega_{pob}t) \cdot \cos(\theta_m) - \Psi_{pob\ max} \cdot \frac{d\theta_m}{dt} \cdot \sin(\omega_{pob}t) \cdot \sin(\theta_m)$$

$$U_{sin} = \Psi_{pob\ max} \cdot \omega_{pob} \cdot \cos(\omega_{pob}t) \cdot \sin(\theta_m) + \Psi_{pob\ max} \cdot \frac{d\theta_m}{dt} \cdot \sin(\omega_{pob}t) \cdot \cos(\theta_m).$$

Како је $\omega_{pob} \gg \frac{d\theta_m}{dt} = \omega_m$, други сабирци у горњим једначинама се могу занемарити што на крају даје

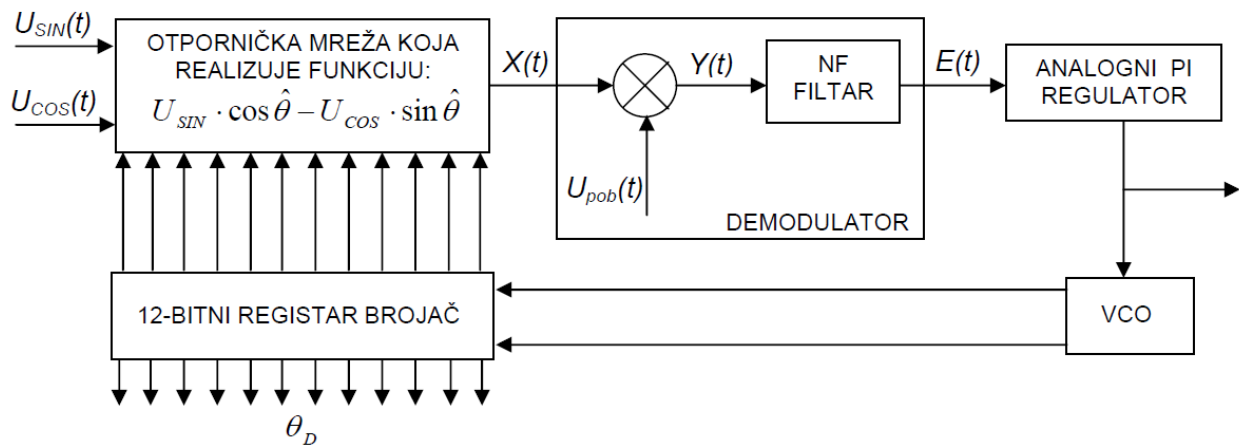
$$U_{cos} = U_{max} \cdot \cos(\omega_{pob}t) \cdot \cos(\theta_m)$$

$$U_{sin} = U_{max} \cdot \cos(\omega_{pob}t) \cdot \sin(\theta_m).$$

Из претходних једначина видимо да на излазу из резолвера добијамо два амплитудски модулисана сигнала чије су амвелопе сразмерне механичком углу вратила машине. Даљом обрадом ових сигнала могуће је добити информацију о позицији посматраног вратила.

2. Стандардни R/D конвертор

За деривацију позиције и брзине из излазних сигнала резолвера најчешће се кориси стандардни R/D конвертор. То је додатни хардвер, електронски део, на који се сем сигнала U_{cos} и U_{sin} доводи и сигнал побуде резолвера. Блок шема система који је врши естимацију угла дат је на слици 2.1.



Слика 2.1. – Принципска блок шема R/D конвертора

Систем садржи пет главних блокова:

1. Отпорничка мрежа високе тачности која имплементира функцију

$$X(t) = U_{sin} \cdot \cos(\theta_D) - U_{cos} \cdot \sin(\theta_D) = U_{max} \cdot \cos(\omega_{pob} \cdot t) \cdot \sin(\theta_m - \theta_D)$$
2. Демодулатор, врши демодулацију тако што прво сигнал $X(t)$ множи сигналом побуде

$$Y(t) = k \cdot U_{max} \cdot \cos^2(\omega_{pob} \cdot t) \cdot \sin(\theta_m - \theta_D)$$

$$= k \cdot U_{max} \cdot \sin(\theta_m - \theta_D) \cdot (1 + \cos(2 \cdot \omega_{pob} \cdot t))$$
 а затим НФ филтар одстрањује компоненту на учестаности $2 \cdot \omega_{pob}$. На његовом излазу добијамо сигнал

$$E(t) = k_2 \cdot \sin(\theta_m - \theta_D).$$
3. Аналогни PI регулатор уобличава динамичке карактеристике система. Он у комбинацији са регистром бројачем уноси двоструки степен астатизма у функцију повратног преноса и на тај начин даје могућност систему да сигнал грешке сведе на нулу при брзинској побуди на улазу. Додавањем спољних пасивних R и C елемената врши се подешавање пропусног опсега система у затвореној петљи. На излазу овог блока се јавља аналогни напон директно сразмеран брзини обртања вратила који се може искористити као замена за тахогенератор.

4. Напонски контролирани осцилатор је блок који, зависно од знака улазног напона на једном од својих излаза, даје поворку правоугаоних импулса чија је учестаност сразмерна амплитуди улазног напона.
5. Регистар бројач зависно од сигнала које прима из напонски контролисаног осцилатора броји на горе или на доле. Садржај овог бројча ја дигитализована вредност мерене позиције вратила мотора.

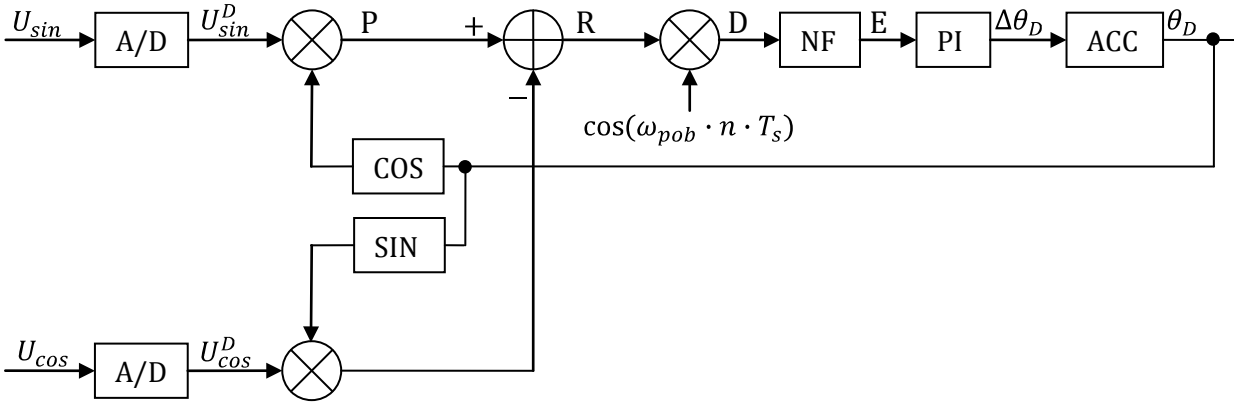
3. Дигитална имплементација R/D процеса

Недостаци стандардних R/D конвертора пристичу из самих конструкција њихових кола. На њиховом улазу се налази отпорничка мрежа која реализује тригонометријске функције. Њена израда у интегрисаним колима је сложена и самим тим скупа. Присуство аналогних делова умањује имуност на шум и уноси грешке због постојања стуја поларизације у офсета. Примена ових конвертора подразумева и употребу осцилатора за генерисање побуде што уноси фазна кашњења како између побудног и резолверских сигнала тако и између појединачних резолверских сигнала што даље умањује тачност мерења. Пропусни опсег као и динамичка својства система се такође подешавају додавањем одређених отпорника или кондензатора. Што се пројектовања система тиче, горе напоменуте компоненте се прорачунавају и монтирају на штампану плочу. Свака промена услова рада или потреба за корекцијом динамичких карактеристика система подразумева одговарајућу интервенцију на хардверу што у сложеним системима може да буде тешко изводљиво.

Поменути проблеми би се могли умањити или чак и уклонити конструисањем дигиталног R/D конвертора. Тригонометријске трансформације сигнала са резолвера се у овим системима реализују извршавањем операција сабирања и множења њихових одбирака са коефицијентима из одговарајућих *look-up* табела. Дигитални системи показују већу имуност на шум од аналогних а и не постоје проблеми са струјама офсета и поларизације. Овако реалиован систем даје могућност генерисања побуде са познатим фазним ставом који се лако може подесити тако да се компензују евентуална кашњења резолверских сигнала.

3.1. Структура дигиталног R/D конвертора

За добијање математичког алгоритма за процену позиције из резолверских сигнала можемо поћи од принципске шеме класичног R/D конвертора. Блок дијаграм оваквог система изгледа као на слици 3.1.



Слика 3.1. – Блок дијаграм система за деривацију угла из резолверских сигнала

Сигнали U_{cos} и U_{sin} су класични амплитудски модулисани сигнали чијом дискретизацијом добијамо сигнале U_{cos}^D и U_{sin}^D са периодом одабирања T_s .

$$U_{cos}^D(n \cdot T_s) = A_D \cdot \cos(\omega_{pob} \cdot n \cdot T_s) \cdot \cos(\theta_m)$$

$$U_{sin}^D(n \cdot T_s) = A_D \cdot \cos(\omega_{pob} \cdot n \cdot T_s) \cdot \sin(\theta_m).$$

Множењем ових сигнала са синусом и косинусом дигитализоване вредности механичког угла добијамо:

$$P = A_D \cdot \cos(\omega_{pob} \cdot n \cdot T_s) \cdot \sin(\theta_m) \cdot \cos(\theta_D)$$

$$Q = A_D \cdot \cos(\omega_{pob} \cdot n \cdot T_s) \cdot \cos(\theta_m) \cdot \sin(\theta_D),$$

где A_D представља појачање од излаза резолвера преко прилагодних картица и АД конвертора до дигитализоване вредности сигнала. После одузимања горе наведених сигнала добијамо следеће:

$$R = P - Q = A_D \cdot \cos(\omega_{pob} \cdot n \cdot T_s) \cdot \sin(\theta_m - \theta_D)$$

а након множења са дигитализованом вредношћу побуде резолвера добијамо:

$$D = A_D \cdot \cos^2(\omega_{pob} \cdot n \cdot T_s) \cdot \sin(\theta_m - \theta_D)$$

што после малих измена изгледа овако:

$$D = \frac{A_D}{2} \cdot \sin(\theta_m - \theta_D) + \frac{A_D}{2} \cdot \cos(2 \cdot \omega_{pob} \cdot n \cdot T_s) \cdot \sin(\theta_m - \theta_D).$$

Сигнал $D(t)$ садржи две компоненте – први сабирак је корисна компонента и представља синус разлике између улазне и излазне угаоне координате мотора док је други сабирак непотребни продукт демодулације на двоструко већој

учестаности од учестаности побуде резолвера. Пропуштањем кроз дигитални филтар добијамо:

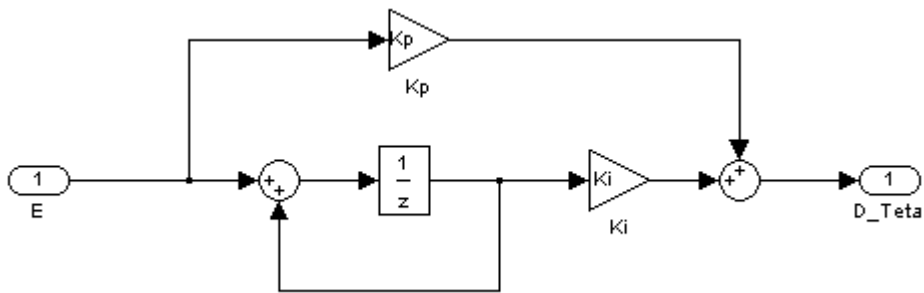
$$E = \frac{A_D}{2} \cdot \sin(\theta_m - \theta_D).$$

Ова једначина се за мале вредности разлике два угла ($\theta_m - \theta_D$) може, на основу првог сабирка Тејлоровог развоја у околини нуле, може апроксимирати правом.

$$\sin(\theta_m - \theta_D) \approx (\theta_m - \theta_D) \Rightarrow$$

$$E = \frac{A_D}{2} \cdot (\theta_m - \theta_D).$$

Овако добијени сигнал се даља води на дигитални PI регулатор и акумулатор који заједно обезбеђују астатизам другог реда потребан за свођење грешке на нулу при константној брзини обртања вратила мотора. Блок дијаграм дигиталног PI регулатора дат је на слици 3.2.



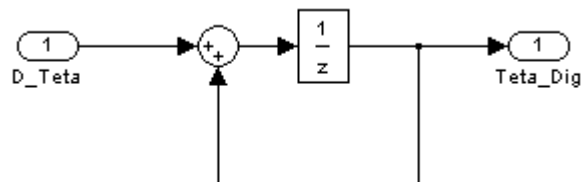
Слика 3.2. – Дигитални PI регулатор

Функција преноса овог блока је

$$\frac{\Delta\theta_D(z)}{E(z)} = K_p + \frac{K_i}{z-1}.$$

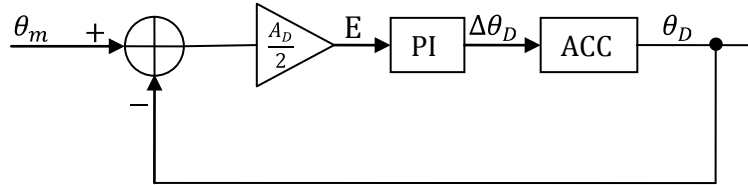
Акумулатор има задатак да акумулира прираштај механичке координате θ_m и на тај начин својим садржајем θ_D прати стварну вредност угла θ_m . Блок дијаграм акумулатора приказан је на слици 3.3. а његова функција преноса гласи

$$\frac{\theta_D(z)}{\Delta\theta(z)} = \frac{1}{z-1}.$$



Слика 3.3. – Блок дијаграм акумулатора

Упрошћени блок дијаграм система са слике 3.1. дата је на слици 3.4.



Слика 3.4. – Апроксимација система са слике 4.1.

Овако упрошћен модел је погодан за подешавање параметара PI регулатора. Функција преноса система у отвореној спрези је

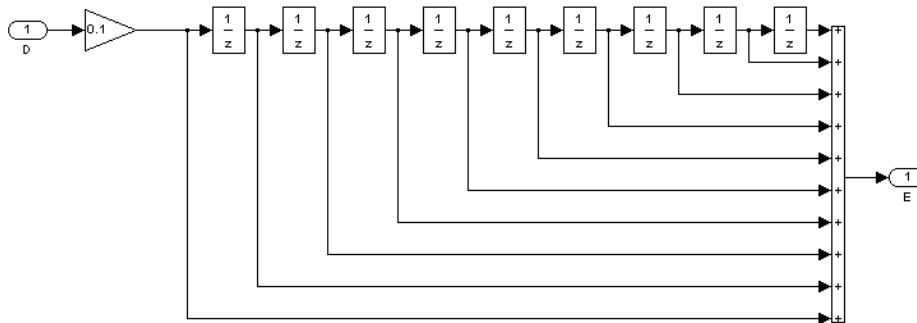
$$W_{pp}(z) = \frac{A_D}{2} \cdot \frac{K_p \cdot z - K_p + K_i}{z-1} \cdot \frac{1}{z-1} = \frac{A_D \cdot (K_p \cdot z - K_p + K_i)}{2 \cdot (z-1)^2}.$$

После затварања повратне спреге добијамо систем са функцијом спрегнутог преноса

$$W_{ss}(z) = \frac{A_D \cdot (K_p \cdot z - K_p + K_i)}{2 \cdot (z-1)^2 + A_D \cdot (K_p \cdot z - K_p + K_i)}.$$

3.2. Синтеза дигиталног НФ филтра

На улаз филтра се доводи сигнал $D(t)$ који има две компонентен: користан сигнал и високофреквентни продукт демодулације око учестаности $2 \cdot \omega_{pob}$. Пошто је учестаност механичких појава много мања од учестаности побуде узећемо да је високофреквентна компонента сигнала $D(t)$ коју треба уклонити филтром простопериодична функција учестаности $2 \cdot \omega_{pob}$. С обзиром на задату учестаност одабирања ($T_s = 5\mu s, f_s = 200kHz$) и учестаност побудног сигнала ($f_{pob} = 10kHz$), потискивање компоненте на учестаности $2 \cdot f_{pob}$ је могуће остварити сабирањем 10 ($f_s/2/f_{pob}$) узастопних одбирака сигнала $D(t)$. Реализација филтра је приказана на слици 4.5. Коефицијент 0.1 служи да сведе појачање филтра на 1.



Слика 3.5. – Реализација НФ филтра

3.3. Реализација SIN и COS функције

Нелинеарне функције, као што су синус и косинус, се могу представити коначним бројем сабирака њиховог развоја у степени ред или формирањем *lookup* табела. Први начин захтева извођење великог броја рачунских операција што одузима доста процесорског времена. *Lookup* табеле се формирају израчунавањем одређеног броја одбирака функције у интервалу од интереса и њиховим уписивањем у меморију. Вредност функције за одређени аргумент се одређује читавањем одговарајуће меморијске локације; овакав поступак се одликује великом брзином израчунавања тражене вредности функције а тачност зависи од број одбирака уписаних у табелу и од број бита којим је сваки одбирок представљен.

3.4. Подешавање параметара PI регулатора

Функција преноса система погодног за посматрање кад је подешавање параметара PI регулатора у питању изведена је у параграфу 4.1. али ће овде бити још једном написана ради прегледности.

$$W_{ss}(z) = \frac{A_D \cdot (K_p \cdot z - K_p + K_i)}{2 \cdot (z-1)^2 + A_D \cdot (K_p \cdot z - K_p + K_i)}$$

Како је у датом систему изабрано да је $A_D = 1$ и после мало сређивања коефицијената у бројиоцу и имениоцу, добијамо

$$W_{ss}(z) = \frac{K_p \cdot z - (K_p - K_i)}{2 \cdot z^2 + (K_p - 4) \cdot z + (K_i - K_p + 2)}$$

Запажа се постојање једне нуле и два пола у систему:

$$\text{Нула: } n_1 = \frac{K_p - K_i}{K_p}$$

$$\text{Полови: } p_{1/2} = \frac{(4-K_p) \pm \sqrt{K_p^2 - 8 \cdot K_i}}{4}.$$

Систем у затвореној спрези не сме бити нестабилан па полови морају бити унутар јединичног круга а пошто се желе избећи и непотребне осцилације усваја се позитивни део реалне осе као место постављања полова. Најбоље перформансе система се постижу двостукиком полом који не сме бити преблизу координатном почетку јер би то значило велика појачања која, због немоделоване динамике и шума, могу довести систем у нестабилно стање.

Двоструки пол је могуће остварити кад је израз под кореном у једнакости за добијање полова једнак нули

$$K_p^2 - 8 \cdot K_i \Rightarrow K_i = \frac{K_p^2}{8}$$

па су сада полови облика

$$p_{1/2} = \frac{4-K_p}{4}.$$

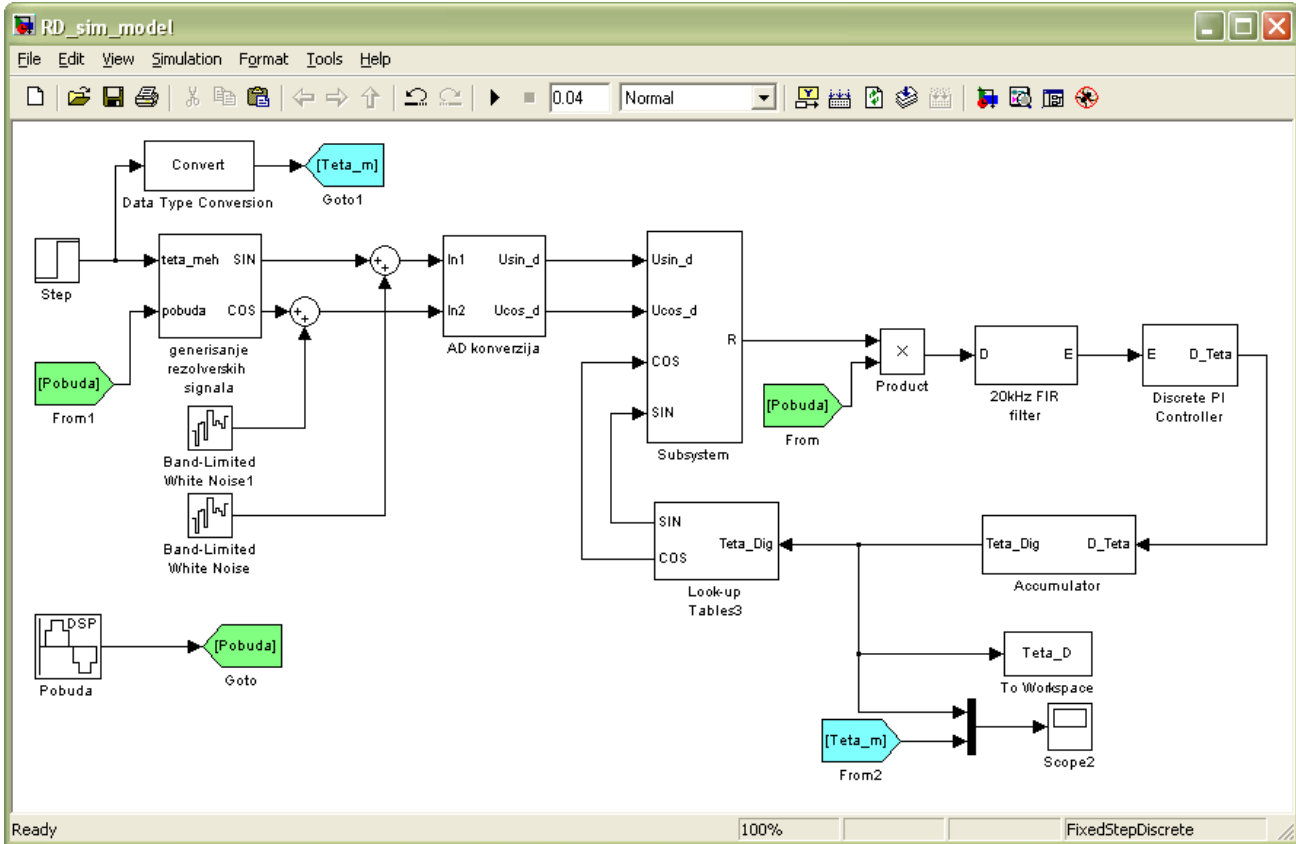
Нула у систему побољшава динамичке карактеристике тако што убрзава прелазни процес али изазива и пребачај.

После свега реченог и пар симулација на рачунару усвајају се следеће вредности за K_p и K_i :

$$K_p = 0.2, K_i = 0.005.$$

4. Матлаб модел и симулација дигиталног R/D конвертора

Матлаб симулациони модел дигиталног R/D конвертора је приказан на слици 4.1.

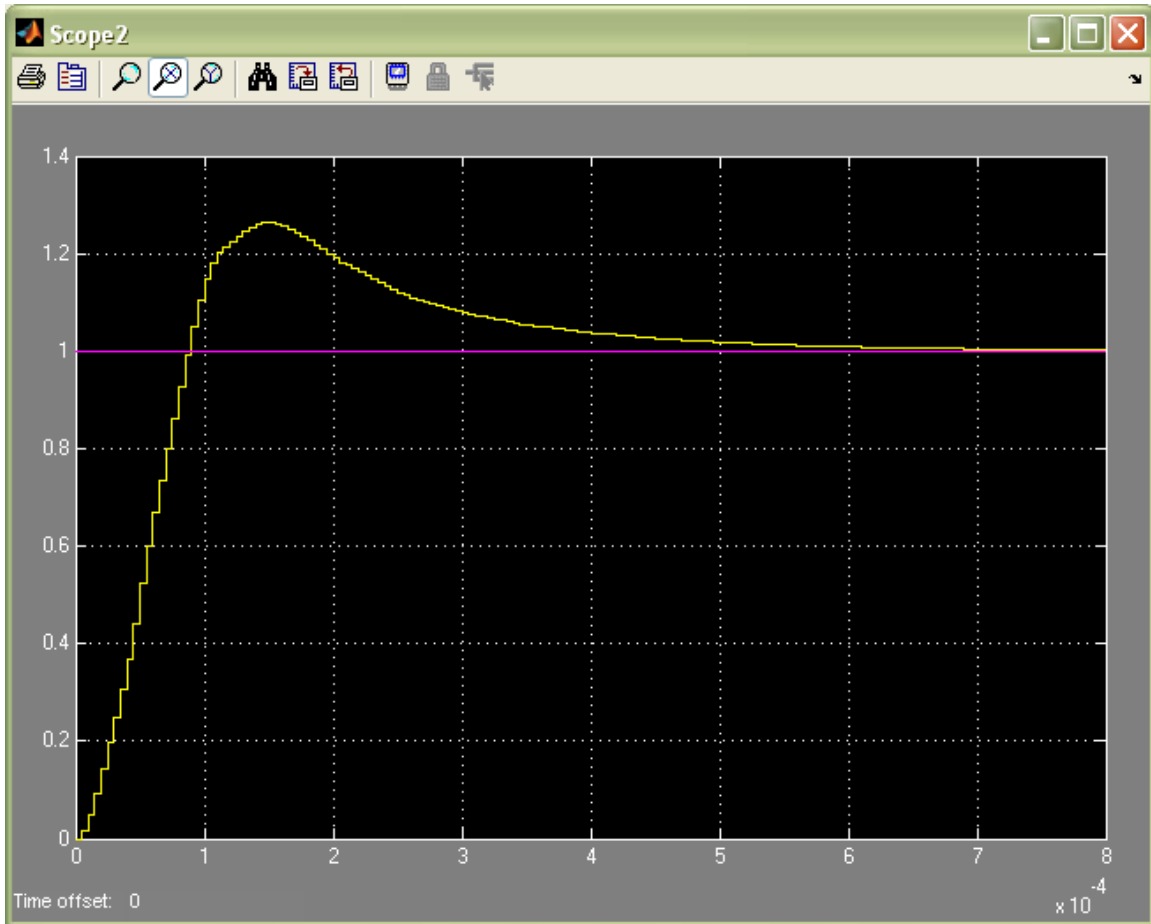


Слика 4.1. – Матлаб симулациони модел дигиталног R/D конвертора

Параметри од интереса се налазе у “Model Explorer-u” који се покреће кликом на мени *View>>Model Explorer* а на слици 5.2. су приказани параметри. Значење параметара је следеће:

- bits – број битова за приказ варијабли;
- fprob – учестаност побуде резолвера;
- Ki – појачање интегралног дејства PI регулатора;
- Kr – појачање пропорционалног дејства PI регулатора;
- N – број битова АД конвертора;
- Ts – периода одабирања.

Блокови коришћени у симулацији су детаљно објашњени у претходним поглављима.



Слика 4.3. – Резултат симулације за $N=12$; љубичасто – референца, жуто – одзив система

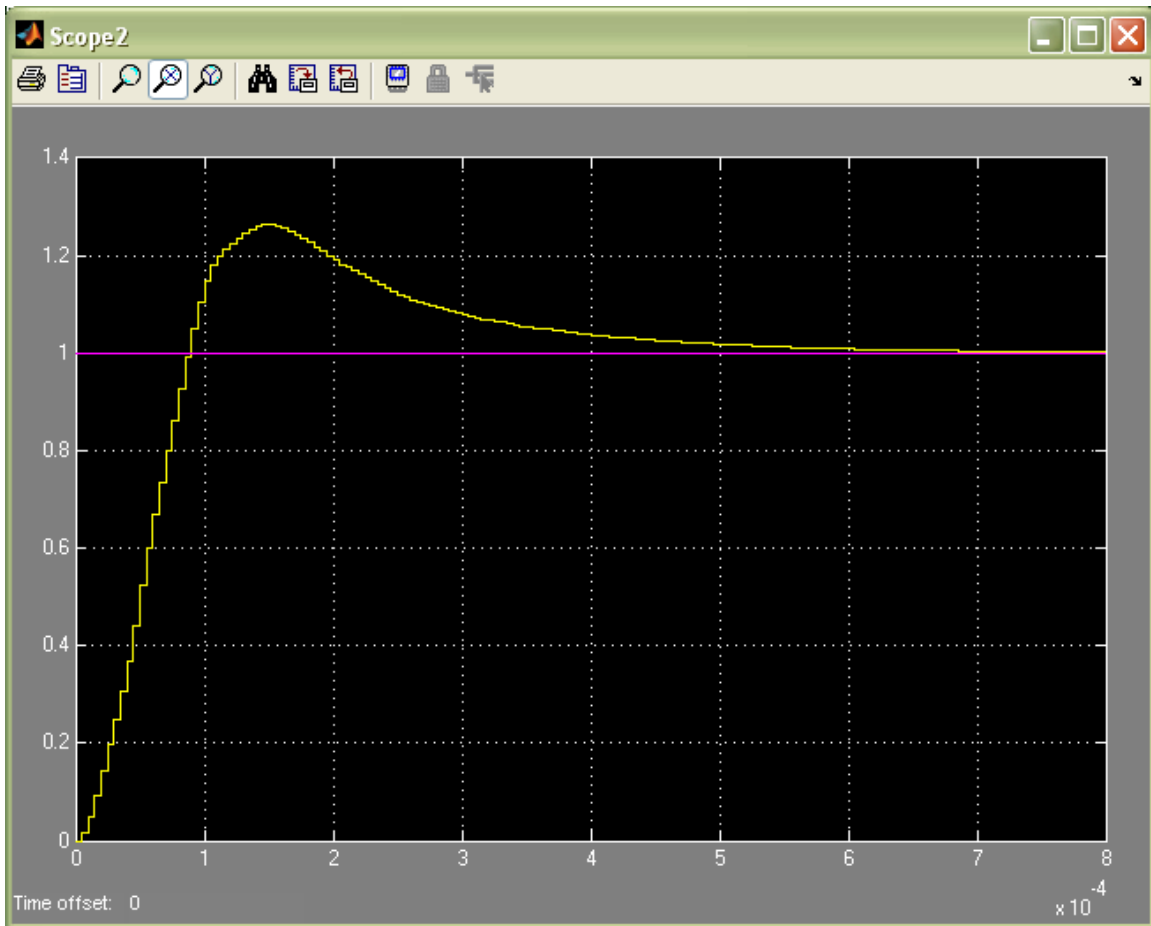
Пропусни опсег система се приближно рачуна као

$$f_{BW} = \frac{0.3}{t_{rise}}$$

где је t_{rise} време за које вредност сигнала промени са 10% на 90% своје устаљене вредности. Према изнетом, добијамо

$$t_{rise} = 65\mu s \Rightarrow f_{BW} = 4615 Hz.$$

За вредност $N=10$ добијамо следеће резултате:



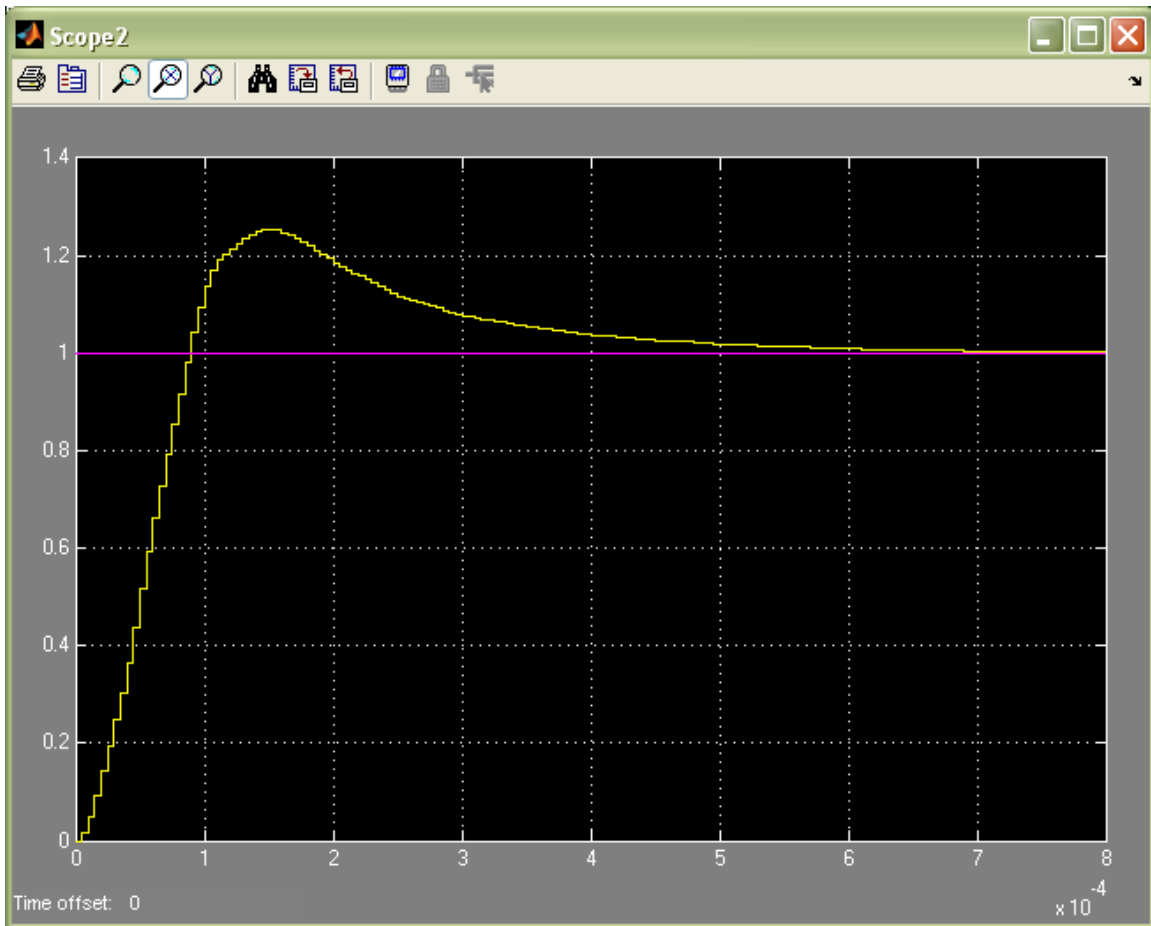
Слика 4.4. – Резултат симулације за $N=10$; љубичасто – референца, жуто – одзив система

$$t_{\text{rise}} = 65\mu\text{s} \Rightarrow f_{\text{BW}} = 4615\text{Hz}.$$

Добијају се исти резултати али ово је донекле тачно. Наиме, регулатор је подешен тако што су неке нелинеарности занемарене па је одзив добар за „мале“ промене угла тј. за промене које га не истерују из опсега апроксимације. За веће промене одзив би би био знатно спорији а пропусни опсег мањи.

4.2. Утицај броја бита за приказивање бројева

Број битова за приказивање вредности бројева се лако мења променом параметра bits. Од интереса су две вредности – 32 и 16. За 32-битни систем имамо резултате из претходних симулација. Остаје још да се испита 16-битни ситем.



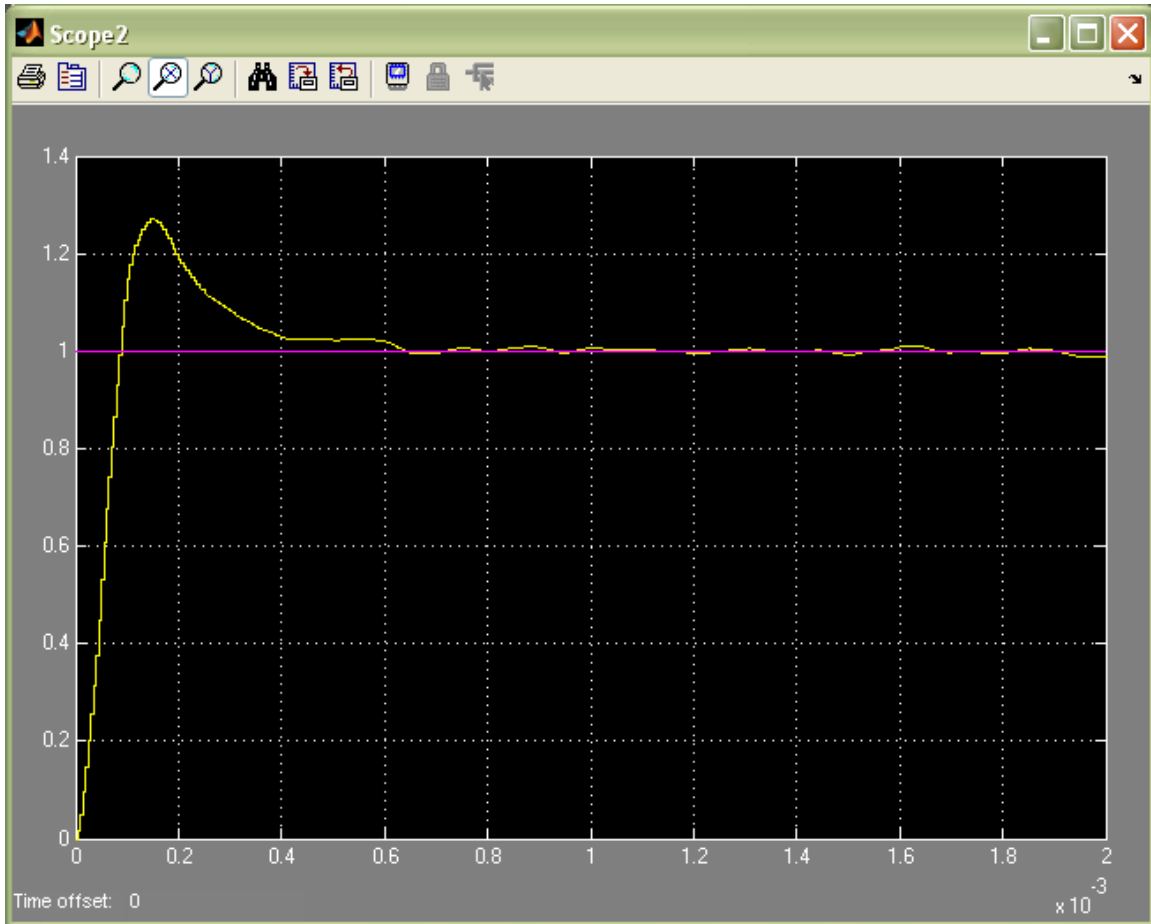
Слика 4.5. – Резултат симулације за $N=12$ и $bits=16$; љубичасто – референца, жуто – одзив система

$$t_{rise} = 65\mu s \Rightarrow f_{BW} = 4615Hz.$$

Може се видети да ни овде нема значајне промене перформанси.

4.3. Утицај шума на понашање система

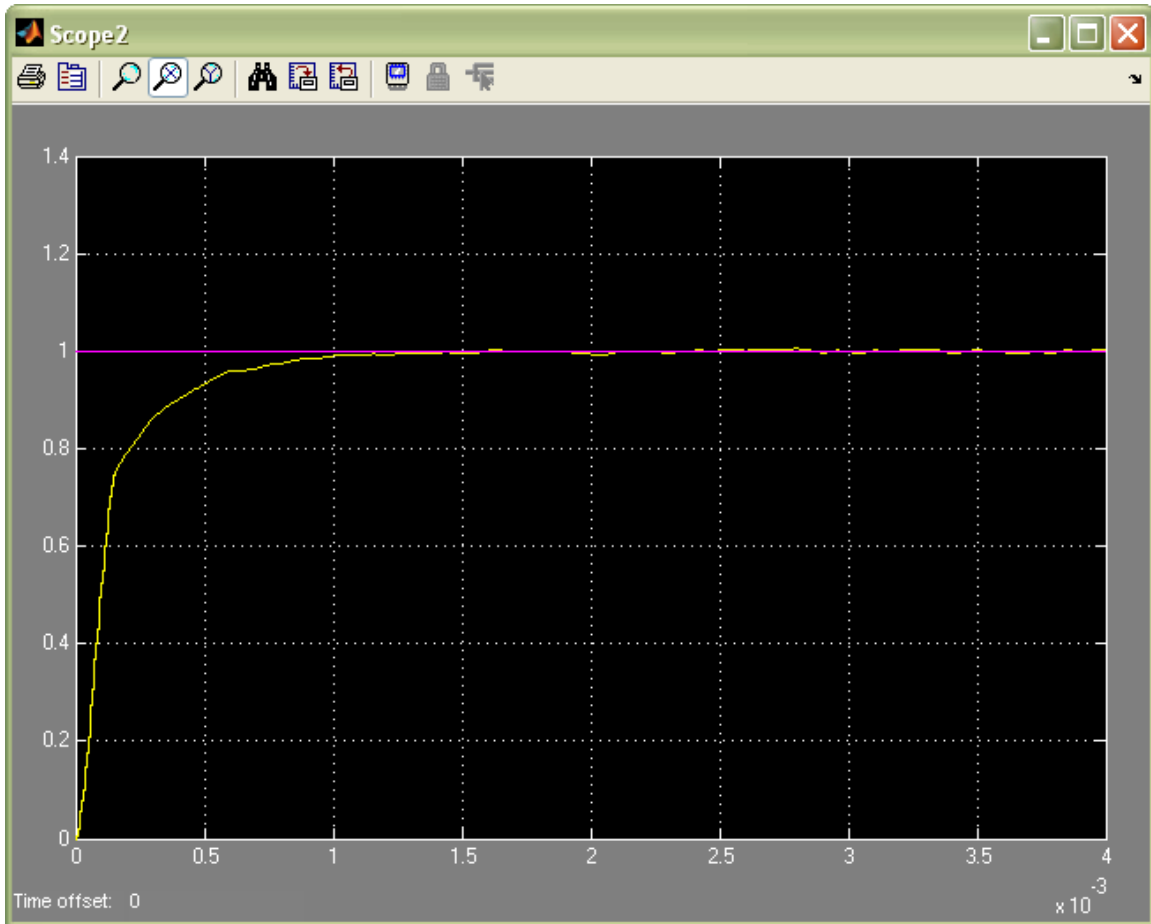
У досадашњим симулацијама шум није био узиман у обзир. Сада је време да испита и његов утицај на преформансе система. Одзив система на шумовите сигнале приказан је на слици 4.6.



Слика 4.6 – Утицај шума на одзив система; амплитуда шума достиже до 6% од амплитуде корисног сигнала на улазу у АД конвертор

$$t_{rise} = 65\mu s \Rightarrow f_{BW} = 4615Hz.$$

Видимо да на пропусни опсег шум нема никаквог утицаја али има на устаљену вредност која и сама постаје шумовита. Решење се може потражити у смањивању пропорционалног и интегралног дејства PI регулатора. Једно такво, приказано на слици 4.7. , има $K_i=0.0008$, $K_p=0.08$.



Слика 4.7. – Одзив система са смањеним пропорционалним и интегралним дејством

$$t_{rise} = 370\mu s \Rightarrow f_{BW} = 810\text{Hz}.$$

Примећујемо да је пропусни опсег сада знатно мањи али је мањи и утицај шума на стационарно стање.

5. Закључак

У раду је приказан електромагнетни резолвер као сензор позиције. Дате су његове статичке и динамичке карактеристике и размотрена је једна могућност о издвајању података о мереној позицији из његових излазних сигнала. Приказани су и неке основне особине стандардних R/D конвертора са својим добрим и лошим карактеристикама.

Симулација система је показала да има добре статичке и динамичке карактеристике. Пропусни опсег реализованог дигиталног система је пет до десет пута шири од пропусног опсега стандардних R/D конвертора.

Реализација представљеног алгоритма је могућа како на ДСП-ју тако ии у FPGA технологији, што опет зависи од цене укупног система или жељене прецизности у мерењу. Софтверска реализација даје могућност корекције структуре система и његових параметара што у многоне повећава флексибилност оваквог решења у односу на стандардни R/D конвертор.

6. Литература

1. Digital Control of Electrical Drives – Слободан Букосавић, Електротехнички факултет Београд;
2. Анализа електромеханичког резолвера уз помоћ FPGA картице и R/D2S82 конвертора, Зоран Николић, дипломски рад, Електротехнички факултет Београд;
3. AD2S90 Resolver-to-Digital Converter, Datasheet;
4. Synchro and Resolver Engineering Handbook, Moog Components Group;
5. ServoSim2006, Упутство за лаб. вежбу, Електротехнички факултет Београд.