

dr  
540



0053737

COBISS

KNJIŽNICE FE IN FRI

UNIVERZA V LJUBLJANI  
Fakulteta za elektrotehniko

Gorazd Modrijan

**Repetitivna regulacijska metoda za korekcijo  
periodičnih električnih veličin**

DOKTORSKA DISERTACIJA

Ljubljana, 2006

53737



UNIVERZA V LJUBLJANI  
Fakulteta za elektrotehniko

Gorazd Modrijan

**Repetitivna regulacijska metoda za korekcijo  
periodičnih električnih veličin**

DOKTORSKA DISERTACIJA

Mentor: prof. dr. Danijel Vončina

Ljubljana, 2006

da/540



0 53737/7.12.2006

## Povzetek

V pričujoči doktorski disertaciji je predstavljen izboljššan regulator, ki temelji na korekcijski metodi s ponavljajočim delovanjem. Podan je matematičen opis splošnega regulacijskega sistema, ki je na takšnem regulatorju zasnovan in računalniške simulacije delovanja ter praktična izvedba regulatorja v dveh zelo različnih regulacijskih sistemih. Zanj je značilna zahteva po majhnem odstopanju izhodnega periodičnega toka in/ali napetosti od referenčne oblike.

V uvodnem delu je podana delitev popačenj izhodnih napetosti in tokov močnostnih ojačevalnikov, ki se glede na frekvenco pojavljanja delijo na naključne neperiodične motnje in na periodična odstopanja. Predstavljeni so razlogi za njihov nastanek in kako se posamezna popačenja odražajo na obliki (ali amplitudi in faznem premiku) izhodne veličine. V nadaljevanju se disertacija osredotoča na periodična odstopanja, zato so našteje aplikacije, kjer se le te običajno pojavljajo. Opisanih je tudi nekaj praktičnih primerov za zmanjšanje periodičnih odstopanj. Predstavljen je regulacijski princip s ponavljajočim delovanjem, njegovo delovanje ter vse posebnosti po katerih se razlikuje od drugih običajnih principov.

Regulator, ki je zgrajen na osnovi metode s ponavljajočim delovanjem, rabi za delovanje le informacijo o dejanski izhodni veličini močnostnega ojačevalnika. Vhod v regulator je periodično odstopanje oz. razlika referenčnega signala regulacijskega sistema in signala dejanske izhodne veličine. Glede na njuno razliko se oblikuje primeren korekcijski signal, ki se v naslednji periodi prišteje k referenčnemu signalu in posledično poskrbi za zmanjšanje razlike trenutne vrednosti izhodne veličine od referenčne vrednosti. Slabost takšnega regulatorja je njegov počasen odziv na novo nastalo periodično odstopanje, ki se zaradi principa delovanja izraža v periodah, in je v idealnih razmerah zakasnen za najmanj eno periodo, običajno pa več. V nadaljevanju uvodnega poglavja je strnjena obravnavana tematika, ki je obdelana v pričujoči disertaciji.

V naslednjem poglavju se osredotočam na natančnejšo razlago delovanja regulatorja s ponavljajočim delovanjem. V tekstu so podane predpostavke, pod katerimi je mogoče uporabiti omenjeni regulacijski princip oz. regulator, ki na njem temelji. Predstavljen je vpliv neperiodičnih motenj na predlagani tip regulatorja. Podan je kratek pregled razvrstitve regulacijskih principov in nenazadnje je mednje uvrščena tudi izboljššana različica regulatorja. V nekaj besedah so podane osnove Z-transformacije in frekvenčni prostor ter njun pomen za reševanje diferenčnih enačb. Podane so enačbe, ki definirajo delovanje običajnih izvedb digitalnih integralnih členov. Iz slednjih je izpeljan integrator, ki deluje na osnovi periode referenčnega signala (v nasprotju s predhodnim, ki deluje na osnovi vzorčnega intervala).

V nadaljevanju je temeljito pojasnjeno delovanje regulatorja na konkretnem primeru. Predstavljene so blokovne sheme različnih izvedenk regulatorja z različnimi dodanimi serijskimi in/ali paralelnimi členi, katerih učinek je tudi obrazložen. Podane so matematične enačbe, ki opisujejo regulacijske sisteme za vsak primer posebej. Analiziran je vpliv posameznega

dodanega člena na stabilnost regulacijskega sistema, na hitrost odpravljanja napake in na preostalo periodično odstopanje. Razloženi so tudi nekateri drugi vplivi, ki jih povzročajo dodani členi. Na koncu poglavja je predstavljena popolna implementacija periodičnega regulatorja z vsemi dodatnimi členi v regulacijskem sistemu in pripadajoča enačba.

Tretje poglavje se ukvarja s simulacijami predstavljenega regulacijskega sistema v več izvedenkah. Najprej so obdelani enostavni primeri, ki podajajo temelje delovanja regulacijske metode. Simulirani so primeri z idealiziranim modelom korigiranega ojačevalnega sistema, ki posnema delovanje nelinearno obremenjenega močnostnega ojačevalnika in ki nima filtrskih lastnosti. Prikazan je učinek spremembe posameznega parametra regulatorja na kakovost in hitrost korekcije periodičnega odstopanja. Predstavljen je učinek člena za zadrževanje vrednosti v zunanji negativni povratni zanki, ki simulira delovanje počasnejšega analogno-digitalnega pretvornika ter njegov vpliv na delovanje regulatorja in posledično na njegovo sposobnost korekcije periodičnih odstopanj izhodne veličine regulacijskega sistema. V naslednjem koraku je simuliran regulacijski sistem z modelom korigiranega ojačevalnega sistema, ki je po učinku boljši približek realnega bremena. Nadgrajen je s filtrom prvega reda, ki predhodno povzročeno periodično popačenje dodatno deformira in delno filtrira. Ponovno je preverjen učinek spremembe posameznega parametra regulatorja na kakovost izhodne veličine in na druge lastnosti regulatorja. Podane so določene smernice, ki jim je treba slediti za doseganje čim boljših rezultatov pri odpravljanju periodičnih odstopanj. Delovanje regulatorja je simulacijsko preverjeno tudi za primere, ko so na izhodu regulacijskega sistema oz. modela korigiranega ojačevalnega sistema s superponirano periodično motnjo uporabljeni filtri višjih redov.

V nadaljevanju poglavja je preverjen vpliv filtrov (prvega reda) v posameznih regulacijskih vejah (torej direktni, notranji povratni in zunanji povratni) ter sposobnost regulatorja, da korigira referenčne signale s superponiranimi višjeharmonskimi komponentami. Na koncu poglavja je obravnavan še problem enosmerne komponente tega dejanskega signala izhodne veličine, njen učinek na regulator (problem integralnega pobega) in način za njeno odpravljanje.

Logično nadaljevanje prejšnjega poglavja je predstavitev izboljšane regulacijske metode s ponavljajočim delovanjem, ki uporablja prirejeno obliko integralnega člena na osnovi periode referenčnega signala. Slednji je vpeljan zaradi poenostavljene izvedbe v DSP mikrokontrolerju, ki zahteva eno spominsko tabelo manj od običajne izvedbe. Nov regulacijski sistem je ponovno matematično opisan in njegovo delovanje je preverjeno z računalniško simulacijo. Izpeljani sta dve izvedbi regulatorja, ki delujeta na osnovi izboljšane regulacijske metode. Prva je primerna za večino obravnavanih "bremen", vendar ima več nastavljivih parametrov, ki vplivajo na kakovost in na stabilnost regulacije. Druga metoda je poenostavitev prve, ima manj parametrov in je primerna za uporabo samo v primerih, ko je na izhodu regulacijskega sistema uporabljen model korigiranega ojačevalnega sistema z nezahtevnim izhodnim členom oz. filtrom prvega reda.

Vse simulacije so bile opravljene zaradi boljšega razumevanja uporabo opisanih regulatorjev v eksperimentalnih modelih in sicer v precizijskem napajalnem viru za umerjanje števecv električne energije in v izpopolnjenem merilniku magnetnih lastnosti mehkomagnetnih jeder, ki sta opisana v nadaljevanju. Najprej pa so na kratko opisani sklopi, ki sestavljajo digitalno regulacijsko vezje, ki je osnovni sestavni del obeh omenjenih sistemov. V njem poteka vzorčenje dejanskih izhodnih veličin ter izračun in generiranje referenčnih oz. korekcijskih signalov. Na kratko so predstavljeni analogno-digitalni in digitalno-analogni pretvorniki ter DSP mikrokrmilnik. Sledi podrobnejša predstavitev zasnove izhodnih stopenj precizijskega napajalnega vira: napetostnega in transkonduktančnega močnostnega ojačevalnika. V predstavitvi drugega eksperimentalnega modela je najprej podano fizikalno ozadje merjenja magnetilne krivulje mehkomagnetnih materialov. Predstavljene so nekatere klasične metode, ki so primerne za merjenje lastnosti merjencev z zaključeno magnetno potjo (npr. toroidnih jeder). Sledi predstavitev že preizkušenega merilnega vezja, ki je nadgrajeno z zunanjo nadrejeno digitalno regulacijsko zanko, ki izboljša meritev magnetne poljske jakosti  $H$ . V zaključku je predstavljena zasnova programa, ki opravlja funkcijo izračuna korekcijskega signala za oba predstavljena eksperimentalna modela.

Na obeh sistemih, kjer je bil uporabljen izboljššan regulator s ponavljajočim delovanjem, so bile opravljene meritve za oceno kakovosti regulatorja in primernosti njegove uporabe. Opravljene meritve na precizijskem viru za napajanje števecv električne energije kažejo večinoma odziv napetostnega izhoda pri različnih obremenitvah napetostnega vira oz. med napajanjem različnih izvedb števecv. Napetostni močnostni ojačevalnik je bil izbran za prikaz delovanja regulatorja zaradi zahtevnosti regulacije, ki je posledica izvedbe ojačevalnika in dejstva, da se števecv električne energije napajajo iz napetostnih tuljavic in zato nelinearno obremenjujejo močnostni ojačevalnik. Najpogosteje so bile meritve opravljene pri sinusni napetosti in pri superponiranih višjeharmonskih komponentah pri različnih obremenitvah. Merodajni so tudi frekvenčni spektri dejanskih izhodnih veličin, ki podajajo celotno harmonsko popačenje  $THD$  posameznega predstavljenega primera in za katerega običajno želimo, da je čim manjše. Prikazane so razmere brez in z uporabo zunanje nadrejene digitalne regulacijske zanke. Podani so tudi primeri slabega delovanja regulatorja zaradi njegove nepravilne nastavitve parametrov ali zaradi različnih drugih razlogov.

V nadaljevanju šestega poglavja so predstavljene meritve na izpopolnjenem merilniku magnetnih lastnosti mehkomagnetnih jeder. Cilj uporabe izboljššanega regulatorja, ki deluje na osnovi metode s ponavljajočim delovanjem, je korekcija oblike sekundarne inducirane napetosti in posledično korekcija oblike (oz. amplitude konice) primarnega toka, od katerega je magnetna poljska jakost  $H$  neposredno odvisna. Podane so meritve, ki dokazujejo predpostavljeno izboljšanje. Izračuni specifičnih izgub v jedru in specifičnih navideznih izgub so zaradi izboljšane meritve  $H$ -ja bolj natančni.

V zaključnem poglavju doktorske disertacije podajam v strnjeni obliki pregled opravljenega dela in sklepe, do katerih sem prišel med simulacijo in praktično izvedbo predlagane regulacijske metode.



## Abstract

Output waveform deformations of power amplifiers are a natural consequence of their non-ideal construction and the effect of non-linear loads that they supply. Deviations of voltage and/or current output quantities are normally divided in accordance to the frequency of their occurrence in two mayor categories: random non-periodic disturbances and periodic deviations. The presented thesis deals with a controller based on a repetitive action control method, suitable for correcting only periodic deviations. But first of all, reasons for the origin of both kinds of disturbances and their effect on output waveform of output signals are given. Periodic (or repetitive) deviations are emphasized and applications where they usually appear are listed. Some examples are given on how to reduce and possibly suppress them. A controller based on a repetitive action method is introduced. Its basic operation and its main distinction from other common controllers are explained. Its mathematical description and mathematical description of the control system that uses it are presented.

The controller based on a repetitive action method needs for its operation information of the controlled quantity output waveform. The input data to the controller is the repetitive deviation calculated as the difference between the reference waveform and the output waveform. In regard to this difference the controller calculates the correction waveform, which is added to the reference waveform in the following period and so brings the output waveform a step closer to the desired form. The principal weakness of the controller is its sluggish response to a newly originated repetitive deviation. It is usually measured in periods and is at best delayed for an entire period. Other problems with which the presented thesis deals with are presented in the continuation of the chapter.

The detailed explanation of the controller's operation and its influence on repetitive deviations are explained in the next chapter. Suppositions under which its employment is feasible are given. A short survey of control principles is presented and the controller classified among them. Fundamentals of a Z-transformation, frequency space and its significance for solving difference equations (which are used in time discrete - digital system) are given in a few words. Then, a conventional (sample based) digital integrator is introduced and from its equations a period based integrator derived. The control system that uses it is mathematically described and its operation is explained in detail on an example. Block diagrams of some controllers, which are based on the conventional one and upgraded with additional serial and/or parallel blocks, are shown. Again, equations for each control system using an upgraded controller are given. The effect of every block on the system stability, speed of error correction and remnant repetitive deviation is analyzed. In the end of the chapter, the complete implementation of the repetitive action controller and its complete formula are presented.

The third chapter deals with simulations of control systems that use controllers based on the previously presented repetitive action control method. Firstly, some simple examples, which show the basic operation of the control method, are shown. The operation of a control system with a simple model of a loaded power amplifier without filter properties is simulated. The effect of the alteration of the value of the controller parameters on the quality of the output waveform and the speed of error correction are shown. An additional Zero-order Hold block is introduced in the outer branch of the control loop, which simulates the effect of an analog-to-digital converter on the controller operation and residual repetitive deviation. In the next step a control system with a better model of a loaded power amplifier is simulated. The model uses a first order filter, which deformats the already generated periodic deviation and partially filters it. Again, the alteration of the controller parameters on the system's behavior is explored. Guidelines regarding values of the controller parameters, which should be followed for optimal performance of the corrector, are presented. Some additional simulations are done using a higher order output filter in the model of the loaded power amplifier and the operating of the control system simulated again.

In the continuation of the paragraph the effect of (first order) filters in various paths (direct, inner and outer) of the control system is explored. This was done, because the controller is supposed to correct output signals with superimposed higher harmonics. At the end of the chapter the problem of the DC component in the output signal, which can cause the saturation of the integrator's output, and the solution to the problem are mentioned.

The logical continuation of deductions from the previous chapter is a new and improved controller, which is still based on a repetitive action method, but uses a derivate period based integrator. The latter was introduced because of its ease of implementation in a DSP and because it requires a table of provisional values less then the original one, consecutively freeing some of its data memory. The new control system is again mathematically described and its operation simulated. Two different realizations are introduced. The first one is suitable for correcting the majority of deviations caused by nonlinear loads (simulated with the model of a loaded power amplifier with a first or higher order filter). However, it has more parameters, which influence the operating of the corrector. The second realization is a simplification of the first one. It has less parameter and is suitable only in instances, where the output block of the power amplifier's simulation model is unpretentious (i.e. a first order filter).

All simulations were done in order to better understand the use of the control method in two very different practical applications which both require high quality output voltage and/or current waveforms, with a deviation from a reference waveform as small as possible. The first is a precision source for energy meter calibration and the second an improved system for measuring magnetic properties of soft magnetic cores. Both applications are described in this thesis.

But first, components of a digital control circuit, which is an indispensable part of both systems, are described. Its function is to sample the output signal waveform and to calculate and

output the correction waveform. A short description of the used analog-to-digital and digital-to-analog converters is followed by a description of the digital signal processor in which all the calculations are done. In the continuation, a more detailed description of precision voltage and transconductance power amplifiers, which are basic components of the precision source, is given. The presentation of a soft-magnetic ring core measuring system and its theoretical background follows. Some conventional methods, suitable for measuring properties of devices with a closed magnetic path i.e. toroidal cores, are presented. The constructed measurement set-up, which already meets international standard's requirements, is upgraded with a superior digital control loop that improves its magnetic field strength  $H$  measurement. At the end of the chapter a basic algorithm for the control method is described.

On both systems that employ the improved repetitive action controller, a series of measurements was done. They were aimed at estimating the controller's quality and adequacy in the given application. The acquired results are presented in the sixth chapter. Measurements for the precision calibration source show mostly the responses of the voltage power amplifier with different loads respectively supplying different energy meters. The voltage power amplifier was chosen to demonstrate the effectiveness of the controller because of its pretentiousness, which is a consequence of the amplifier's design and the fact that the power for the meters supply is acquired through the voltage coils, effectively making them a nonlinear load. The measured results show sinusoidal waveforms and superimposed higher harmonic components at different loads. Decisive are the frequency spectra of actual output waveforms from which the total harmonic distortion  $THD$  of individual examples is calculated. Comparisons between output waveforms of an uncorrected and corrected voltage power source are made. Cases, when, for various reasons, the controller doesn't work, are also shown.

In the continuation of the sixth chapter measurements done on the improved system for measuring magnetic properties of soft magnetic cores are presented. The aim of the usage of the superior digital control loop is to improve the waveform of the secondary induced voltage. The less distorted secondary voltage is a consequence of a smaller peak primary current, of which the magnetic field strength  $H$  is directly dependable. The presented measurements demonstrate the proposed improvement. Calculated specific core losses and specific apparent power are also diminished due to the smaller primary current.

In the last chapter of the presented thesis a review of the done work and condensed deductions, to which I came during simulations, implementation and use of the controller, is presented. The acquired measurements show that the improved repetitive action control method is very suitable for correcting periodic disturbances and yields good results in improving output waveforms, which consecutively have a lower  $THD$ .



# Kazalo

<b>1. UVOD</b> .....	<b>13</b>
1.1 KOREKCIJSKI POSTOPEK .....	14
<b>2. KOREKCIJSKI POSTOPEK S PONAVLJAJOČIM DELOVANJEM</b> .....	<b>17</b>
2.1 PREGLED REGULACIJSKIH PRINCIPOV .....	18
2.2 OSNOVE DELOVANJA KOREKCIJSKE METODE S PONAVLJAJOČIM DELOVANJEM .....	19
2.2.1 Frekvenčni prostor in Z-transformacija .....	19
2.2.2 Število vzorčnih intervalov na periodo .....	19
2.3 TEORETIČNE OSNOVE PERIODIČNE KOREKCIJE .....	20
2.3.1 Integralni člen v Z-prostoru .....	20
2.3.2 Periodični integralni člen .....	21
2.4 REGULATOR NA OSNOVI KOREKCIJSKE METODE S PONAVLJAJOČIM DELOVANJEM .....	22
2.5 OPIS PERIODIČNEGA REGULATORJA .....	24
2.5.1 Izbira člena $G(z)$ .....	26
2.5.2 Vloga proporcionalnega člena $K_r$ .....	28
2.5.3 Vloga prediktivnega člena $z^k$ .....	28
2.6 PERIODIČNI REGULATOR Z DODANIM ČLENOM V ZUNANJI POVRATNI ZANKI .....	29
2.7 POPOLN MODEL PERIODIČNEGA REGULATORJA .....	29
<b>3. SIMULACIJSKI MODEL REGULACIJSKEGA SISTEMA</b> .....	<b>31</b>
3.1 PARAMETRI SIMULACIJE.....	31
3.2 SIMULACIJA PERIODIČNIH ODPSTOPANJ .....	32
3.3 SIMULACIJSKI MODEL REGULACIJSKEGA SISTEMA .....	34
3.4 IZVEDBA SIMULACIJSKEGA MODELA BREZ SEŠTEVALNEGA ČLENA.....	36
3.5 VPLIV FAZNE ZAKASNITVE MODELA KORIGIRANEGA OJAČEVALNIKA NA REGULACIJSKI SISTEM.....	37
3.6 SIMULACIJA FAZNO KOMPENZIRANEGA REGULATORJA .....	37
3.7 UČINEK NAPAČNE NASTAVITVE FAZNEGA PREMIKA REGULATORJA .....	39
3.8 VPLIV PROPORCIONALNEGA ČLENA $K_r$ .....	40
3.9 VPLIV KONSTANTE $G$ V NOTRANJI POVRATNI ZANKI REGULATORJA NA IZHODNI SIGNAL .....	41
3.10 VPLIV ZADRŽEVALNEGA ČLENA V ZUNANJI POVRATNI ZANKI REGULACIJSKEGA SISTEMA .....	42
3.10.1 Regulacijski sistem z zadrževalnim členom in s periodičnim odstopanjem $d$ .....	44
3.11 NAVIDEZNO PODALJŠANJE PERIODIČNEGA ODPSTOPANJA ZARADI ZADRŽEVALNEGA ČLENA .....	46
3.12 REGULACIJSKI SISTEM Z MODELOM KORIGIRANEGA OJAČEVALNEGA SISTEMA S ČLENOM PRVEGA REDA .....	47
3.13 VPLIV ČLENA PRVEGA REDA V MODELU KORIGIRANEGA OJAČEVALNEGA SISTEMA NA AMPLITUDO KOREKCIJSKEGA SIGNALA .....	50
3.14 VPLIV ZADRŽEVALNEGA ČLENA V ZUNANJI POVRATNI ZANKI NA FPR .....	50
3.14.1 Ocenjevanje stabilnosti simulacijskega modela regulacijskega sistema .....	52
3.15 VPLIV NASTAVITVE FAZNEGA PREMIKA REGULATORJA V SISTEMU S ČLENOM PRVEGA REDA .....	54
3.16 REGULACIJSKI SISTEM Z DODATNIM ZAKASNILNIM ČLENOM V DIREKTNI REGULACIJSKI VEJI .....	57
3.17 PRIMERI NAPAČNO FAZNO KOMPENZIRANEGA REGULATORJA .....	58
3.18 SKUPNI UČINEK PROPORCIONALNEGA ČLENA $G$ IN FAZNEGA PREMIKA REGULATORJA .....	61

3.19	SIMULACIJA DOPOLNJENEGA MODELA KORIGIRANEGA OJAČEVALNEGA SISTEMA S FILTROM VIŠJEGA REDA .....	63
3.20	VPLIV FILTRA (ČLENA PRVEGA REDA) V NOTRANJI REGULACIJSKI ZANKI REGULATORJA.....	66
3.21	VPLIV FILTRA V DIREKTNI REGULACIJSKI VEJI.....	70
3.22	VPLIV FILTRA V ZUNANJI POVRATNI ZANKI.....	72
3.23	HITROST (ODZIVA) REGULATORJA .....	73
3.24	ČLEN ZA ODPRAVLJANJE ENOSMERNE KOMPONENTE REGULATORJA .....	73
<b>4.</b>	<b>IZBOLJŠANA REGULACIJSKA METODA .....</b>	<b>75</b>
4.1	IZBIRA REGULATORJA .....	75
4.1.1	Biokovna shema izboljšane regulatorja.....	76
4.2	SIMULACIJE IZBOLJŠANE REGULACIJSKE METODE.....	77
4.3	PRIREJENA IZBOLJŠANA KOREKCIJSKA METODA, PRIMERNA ZA IZHODNI ČLEN PRVEGA REDA.....	80
4.4	PREIZKUS KOREKCIJSKE METODE NA DVEH LABORATORIJSKIH MODELIH PRECIZIJSKIH VIROV .....	81
<b>5.</b>	<b>STROJNA OPREMA - DIGITALNO REGULACIJSKO VEZJE.....</b>	<b>83</b>
5.1	IZVEDBA DAJALNIKA REFERENCE IN ČLENA ZA VZORČENJE DEJANSKEGA IZHODNEGA SIGNALA .....	83
5.2	DIGITALNI SIGNALNI MIKROKRMILNIK ADSP-2191 .....	84
5.3	PRECIZIJSKI NAPAVALNI VIR ZA UMERJANJE ŠTEVCEV ELEKTRIČNE ENERGIJE.....	86
5.3.1	Napetostni močnostni ojačevalnik .....	89
5.3.2	Transkonduktančni močnostni ojačevalnik.....	89
5.4	IZPOPOLNJEN MERILNIK MAGNETNIH LASTNOSTI MEHKOMAGNETNIH JEDER .....	91
5.4.1	Fizikalno ozadje.....	91
5.4.2	Opis merilnega vezja .....	93
5.5	ZASNOVA PROGRAMA ZA DIGITALNI REGULATOR .....	94
<b>6.</b>	<b>MERITVE IN REZULTATI .....</b>	<b>97</b>
6.1	PRECIZIJSKI NAPAVALNI VIR ZA UMERJANJE ŠTEVCEV ELEKTRIČNE ENERGIJE.....	97
6.2	IZPOPOLNJEN MERILNIK MAGNETNIH LASTNOSTI MEHKOMAGNETNIH JEDER .....	102
<b>7.</b>	<b>ZAKLJUČEK .....</b>	<b>109</b>
7.1	UPORABA REGULATORJA S PONAVLJAJOČIM DELOVANJEM V PRECIZIJSKEM NAPAVALNEM VIRU ZA UMERJANJE ŠTEVCEV ELEKTRIČNE ENERGIJE.....	109
7.2	UPORABA REGULATORJA S PONAVLJAJOČIM DELOVANJEM PRI IZPOPOLNJENEM MERILNIKU MAGNETNIH LASTNOSTI MEHKOMAGNETNIH JEDER .....	111
7.3	DRUGE ZANIMIVE LASTNOSTI DIGITALNEGA REGULATORJA.....	113

## 1. Uvod

Močnostni stikalni pretvorniki so naprave za pretvorbo električne energije. Sprva so se uporabljali v zahtevnejših industrijskih aplikacijah, kot so npr. usmerniške in razsmerniške naprave za napajanje motorskih pogonov. Z nadaljnjim razvojem sodobnih močnostnih stikal pa stikalni pretvorniki dobivajo svoje mesto tudi na področjih, kjer so do sedaj prevladovali ojačevalniki z linearno izhodno stopnjo. Ne glede na zasnovo močnostnega pretvornika imata obe rešitvi pomanjkljivosti, ki se odražajo v nestabilnem delovanju in v odstopanju izhodnih veličin od želenih vrednosti.

V realnih razmerah ločimo med odstopanji, ki so naključne narave (torej motnje), katerih trenutka nastanka in amplitude ne moremo predvideti, ter odstopanji oz. popačenji izhodnih veličin (napetosti in/ali toka) močnostnih pretvornikov, ki imajo periodo ponavljanja enako periodi osnovne harmonske komponente merjenega signala, kot tudi višjeharmonskim komponentam. Periodična odstopanja se glede na nastanek delijo na:

- statično napako neobremenjenega vira,
- statično napako zaradi toka porabe pri obremenitvi z linearnim bremenom,
- nelinearno popačenje kot posledica nelinearnosti izhodne stopnje vira (ki se lahko pojavi tudi v primeru obremenitve z linearnim bremenom) in
- nelinearno popačenje kot posledica toka nelinearnega bremena.

Prvi dve kategoriji popačenj se običajno odražata kot odstopanje amplitude signala izhodne veličine od zelene vrednosti ter fazni premik izhodnega signala glede na referenčni signal, kar pa je z regulacijskega stališča možno enostavno odpraviti. Nelinearna popačenja pa se odražajo kot odstopanje oblike signala na določenem (in vedno istem) mestu znotraj periode izhodne veličine močnostnega pretvornika.

S problemi popačenja napajalne napetosti se soočamo zlasti v precizijskih merilnih sistemih, kot sta npr. napajalni vir za umerjanje števecv električne energije in merilnik magnetnih lastnosti mehkomagnetnih jeder.

Za odpravljanje motenj in periodičnih odstopanj močnostnih ojačevalnikov je bilo s strani številnih avtorjev predlaganih več regulacijskih postopkov, kot sta npr. regulacija s končnimi časi nastavitve (ang. *Dead-beat*) [1] in večzančna regulacija (ang. *Multiloop*) [2], s katerimi se da doseči visoko kakovost ter dinamiko izhodne veličine (običajno napetosti). Slabosti teh postopkov sta zahteva po spremljanju (reguliranju) večjega števila fizikalnih veličin in visoka dinamika regulacijske zanke, ki zvišujeta stroške njihove uporabe in omejujeta množično uporabo v različnih korekcijskih sistemih.

Alternativna rešitev zgoraj navedenim regulacijskim metodam je korekcijski postopek s ponavljajočim delovanjem, ki je prirejen odpravljanju odstopanj, katerih perioda sovпада s periodo osnovne harmonske komponente merjene veličine, ki so posledica nelinearnega

bremena. Osnovna ideja tako imenovanega periodičnega regulatorja temelji na predpostavki, da je mogoče signalu izhodne veličine vira v določeni periodi izmeriti trenutno odstopanje glede na potek vhodnega referenčnega signala in izhodno veličino na podlagi dobljene razlike v naslednji periodi primerno korigirati.

## 1.1 Korekcijski postopek

Mnogi raziskovalci poročajo o uporabi periodičnega regulatorja ter o izboljšavah, ki jih le ta lahko doprinese pri odpravljanju odstopanj, katerih perioda pojavljanja sovpada s periodo izhodne veličine ali pa je njen mnogokratnik. Korekcijski postopek s ponavljajočim delovanjem je znan že vrsto let in je bil v svoji prvotni obliki enostaven za uporabo in izvedljiv tudi s počasnimi mikrokrmilniki. V zadnjih desetih letih lahko na tem področju zasledimo ponoven razvoj korekcijskih metod, ki je posledica želje po čim manjšem harmonskem popačenju in po doseganju čim večje natančnosti izhodnih sinusnih veličin. Pojavlja se predvsem tam, kjer s klasičnimi metodami regulacije ni mogoče zadostiti vsem postavljenim zahtevam po kakovostni izhodni napetosti ali toku.

Regulator, ki temelji na uporabi regulacijske metode s ponavljajočim delovanjem, rabi za pravilno delovanje podatek o eni sami spremenljivki, to je trenutni vrednosti izhodne veličine. Njegova prednost je, da kljub majhni hitrosti odziva in relativno počasnemu odpravljanju periodičnih odstopanj (korekcijski signal je zakasnen najmanj za eno periodo osnovnega signala), zagotavlja generiranje kakovostne izhodne napetosti. Primeren je predvsem v aplikacijah, kjer sta stabilnost izhodnih veličin in njihovo čim manjše odstopanje od želene oblike signala glavni zahtevi regulacijskega postopka.

V osnovni različici predlaganega korekcijskega postopka sta signal dejanske izhodne veličine in referenčni vhodni signal kvantizirana na korekcijske intervale. Periodični regulator v prvi periodi med seboj primerja pripadajoča kvanta obeh signalov, njuno razliko pa v naslednji periodi uporabi za "konstrukcijo" kvanta korekcijskega signala [3]. Pogoji za pravilno delovanje takšnega korekcijsko-regulacijskega postopka je po amplitudi, frekvenci in po obliki nespremenljiv ali počasno spremenljiv referenčni signal. Korekcijski postopek s ponavljajočim delovanjem je specifičen primer korekcije, primeren le za periodične signale in kot tak uporaben le v izmeničnih napetostnih in/ali tokovnih virih.

Že omenjena slabost korekcijskega postopka oz. točneje regulatorja, zasnovanega na tem principu, sta njegov počasen odziv ter predvsem njegova odvisnost od parametrov močnostnega ojačevalnika (vira), katerega izhodno veličino naj bi le ta korigiral. Izrazite težave pri uporabi se pojavijo, če vir ni tog, ampak je njegovo delovanje pogojeno z značajem priključenega bremena. Slednji namreč vpliva na parametre vira in posledično tudi na regulacijske parametre. S



spremembo regulacijskih parametrov lahko postane celotna regulacijska zanka nestabilna. Še nekoliko zahtevnejši primer so nelinearna bremena, katerih značaj se spreminja znotraj osnovne periode izhodne veličine, kar lahko povzroči le delno nestabilnost regulacijske zanke. Zaradi številnih vplivnih veličin, ki nastopajo v regulacijskem procesu ni mogoče zasnovati splošnega modela regulatorja, ki bi temeljil samo na podlagi poznavanja delovanja neobremenjenega ali ohmsko obremenjenega vira. Izračun optimalnih vrednosti parametrov regulatorja zato ni neodvisen od parametrov bremena.

Pot do preverljivosti vpliva parametrov bremena na parametre periodičnega regulatorja, običajno vodi najprej preko vrste simulacij in nato poskusov ter končnih meritev. V strokovnih opisih implementacije regulacijskega postopka in izbire parametrov regulatorja lahko zasledimo, da so bili optimalni rezultati doseženi šele s poskusi na izvedenih sistemih.

V doktorski disertaciji je najprej predstavljen osnovni koncept korekcijskega postopka s ponavljajočim delovanjem ter analiza delovanja regulatorja. Podane so izboljšane idejne zasnove nekaterih njegovih izpeljank. Preverjena je njihova učinkovitost. Praktično delovanje regulatorja je predstavljeno na primeru precizijskega trifaznega vira za umerjanje števecv električne energije in na primeru izpopolnjenega merilnika magnetnih lastnosti mehkomagnetnih jeder. Izpostavljena je problematika vpliva bremena na parametre regulatorja in na dinamiko izhodne veličine. Za relevantno primerjavo vpliva posameznih parametrov vira in bremena na proces regulacije ter za oceno kakovosti delovanja regulatorja so bile opravljene tudi računalniške simulacije.

Na podlagi analize znanih načinov generiranja referenčnih veličin je predlagan ustrezen regulacijski princip, ki je primeren za korekcijo periodičnih električnih veličin. Poseben poudarek je namenjen izboljšanemu korekcijskemu principu s ponavljajočim delovanjem. Teoretične izsledke raziskav posameznih sklopov sem verificiral z uporabo računalniških simulacijskih orodij (MatLab). V sklepnih fazi sem izbrani korekcijski princip implementiral v laboratorijski precizijski vir za umerjanje števecv električne energije in v izpopolnjen merilnik magnetnih lastnosti mehkomagnetnih jeder, na katerih sem preveril njegovo učinkovitost ter podal primerjalne rezultate.



## 2. Korekcijski postopek s ponavljajočim delovanjem

Korekcijski postopek s ponavljajočim delovanjem oz. korekcijska metoda sloni na predpostavki, da je mogoče periodično odstopanje zajeti, analizirati in glede na pridobljene podatke, s primerno zasnovanim regulatorjem, v naslednji periodi zmanjšati in sčasoma odpraviti.

Predpogoj za uporabo regulatorja, ki deluje na osnovi metode s ponavljajočim delovanjem, je, da ima korigirani signal, ki vsebuje periodično odstopanje, konstantno amplitudo, periodo in obliko vsaj nekaj zaporednih period (v teoretičnem primeru uporabe idealnega regulatorja pa vsaj dve). Z opisano metodo je mogoče korigirati periodična odstopanja, katerih perioda sovpada z osnovno periodo korigiranega signala ali pa so njihov celoštevilčni mnogokratnik. Omenjeno metodo je mogoče uporabiti tudi za korigiranje subharmonskih periodičnih odstopanj oz. odstopanj, katerih perioda je krajša od osnovne periode korigiranega signala.

Korekcijski postopek s ponavljajočim delovanjem je občutljiv na motnje (odstopanja naključne narave, neperiodična odstopanja) in je kot tak popolnoma neprimeren za njihovo korigiranje. Slednje poslabšajo njegov učinek ali v najslabšem primeru, celo povzročijo nestabilno delovanje.

Razlog je v principu korekcije, ki zajeto motnjo v eni periodi, poskuša (delno ali v celoti) odpraviti v naslednji periodi. Kljub temu, da motnje v naslednji periodi ni, regulator proizvede korekcijski signal, ki se (prištet referenčnemu signalu) uporabi kot vhodni signal reguliranca. Po prehodu skozi reguliranec se (transformirana) invertirana motnja pojavi na izhodu sistema. Iz neznanih razlogov nastala motnja v prvi periodi je v drugi periodi vsiljena s strani regulatorja. Generirana motnja je ponovno zajeta, regulator pa jo v naslednji periodi odpravi.

Če bi namenoma vsaki drugi periodi signala izhodne veličine superponirali šum (ali neperiodično motnjo), bi imela tudi naslednja perioda približno enak nivo generiranega šuma (ali neperiodičnih motenj).

Za odpravljanje neperiodičnih odstopanj in motenj so bolj primerni regulatorji s končnim časom nastavitve (ang. *Dead-beat Controllers*), ki poskušajo popraviti (v določenem vzorcu ugotovljeno) odstopanje v prvem naslednjem vzorcu. Takšni regulatorji so tudi bolj primerni za sisteme s spremenljivo želeno vrednostjo. Njihova slabost se pokaže, ko morajo korigirati periodična odstopanja, saj nimajo shranjene zgodovine korekcijskega delovanja (v smislu spremljanja odstopanja in korekcijske vrednosti iz periode v periodo, temveč samo iz vzorca v vzorec) in je za njih vsako periodično ponavljajoče odstopanje enkratni dogodek, za katerega ne vedo, da so ga v predhodni periodi že korigirali.

## 2.1 Pregled regulacijskih principov

Elektriške regulacije v grobem delimo na analogne in na digitalne. Oboje so lahko linearne ali nelinearne, izmed katerih so prve redke, druge po zelo pogoste, saj mednje spadajo praktično vsi realni fizikalni sistemi. Glede na zveznost signalov razlikujemo zvezne regulacije (ki so lahko linearne ali nelinearne) in nezvezne regulacije (ki so vedno izključno nelinearne).

Nezvezne regulacije se nadalje lahko delijo na:

- dvo-, tro- ali več-položajne,
- takšne, ki se po časovnem poteku regulirane veličine ne razlikujejo od zveznih,
- prekinjevane ali vzorčene regulacije.

Pri zadnjih je vhodni signal v regulator periodično prekinjan, tako da slednji dobiva podatek o razliki želene in merjene vrednosti le v kratkih časovnih intervalih. Vmes je regulacijski krog prekinjen. Za računanje prekinjevalne regulacije ni mogoče uporabljati elementarnih matematičnih operacij. Namesto diferencialnih enačb se uporabljajo diferenčne enačbe, namesto Laplaceove transformacije pa se uporablja Z-transformacija.

Regulacije se nadalje delijo še na take s konstantno in s spremenljivo želeno vrednostjo.

Glede na število zaključenih regulacijskih krogov (ali zank) se regulacijski sistemi delijo na enozančne in večznančne, ki so nadalje lahko:

- z več povratnimi vezmi, ki imajo poleg glavne povratne vezi še notranje ali sekundarne vezi, ki se prepletajo in so lahko posledica fizikalnih lastnosti posameznega člena ali pa jih namenoma uvedemo, da izboljšamo lastnost regulacije;
- s pomožnimi regulacijskimi krogi, predstavnik katere je tudi tako imenovana kaskadna regulacija pri kateri se povratne zveze ne prepletajo;
- večkratne regulacije, ki se uporabljajo pri sistemih z dvema ali več reguliranimi veličinami, od katerih ima vsaka svojo želeno vrednost. Vsako veličino regulira poseben regulacijski krog, pri čemer pa ta ni neodvisen od delovanja preostalih regulacijskih krogov.

Posebno skupino tvorijo adaptivne regulacije ali regulacije s samodejnim prilagajanjem. Te se uporabljajo, če sprememb v regulacijskem krogu ne povzročajo zunanje motnje ali želena vrednost, temveč se spreminja značaj reguliranca (npr. če njegovi parametri niso časovno konstantni).

Regulatorji se glede na postavitev dodatnih členov regulacijske zanke delijo na takšne z zaporednimi (serijskimi) korekcijskimi členi in z vzporednimi (paralelnimi) korekcijskimi členi.

Tudi digitalne regulatorje je mogoče razvrstiti v eno ali več opisanih kategorij, pa čeprav je bila klasifikacija najprej razvita za analogne regulatorje. Regulator, ki temelji na metodi s ponavljajočim delovanjem, je mogoče po zgornji klasifikaciji uvrstiti med prekinjevane regulatorje s konstantno želeno vrednostjo in s pomožnimi regulacijskimi krogi (s serijskimi in paralelnimi korekcijskimi členi).

## 2.2 Osnove delovanja korekcijske metode s ponavljajočim delovanjem

### 2.2.1 Frekvenčni prostor in Z-transformacija

V naravi in v tehniki razlikujemo med zveznimi in diskretnimi procesi. Zvezne procese opisujemo z diferencialnimi enačbami, diskretne pa z diferenčnimi enačbami, ki so (s periodo vzorčenja  $T_{VZ}$ ) diskretizirane diferencialne enačbe. Pri reševanju diferencialnih enačb si pomagamo s Fourierovo in Laplaceovo transformacijo, za reševanje diferenčnih enačb pa največkrat uporabljamo Z-transformacijo, ki diferencialne enačbe transformira v diskreten Z-prostor [4].

Operator Z-prostora je  $z$ . Notacija  $z^{-1}$  pomeni premik za en vzorčni interval.  $z^{-1}$  je operator zakasnitve (za en interval vzorčenja):

$$y_{(k-1)} = z^{-1}y_{(k)} \quad (2.1)$$

Z-transformacija zaporedja je definirana kot:

$$X_{(z)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_{(n)} z^{-n} \quad (2.2)$$

Povezava med Z-transformacijo in Fourierovo transformacijo je:

$$X_{(e^{j\omega})} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_{(n)} e^{-j\omega n} \quad (2.3)$$

Če  $z^{-n}$  zamenjamo z  $e^{-j\omega n}$  se z-transform reducira na Fourierov transform. Pogoji za obstoj Fourierovega transformata je  $|z| < 1$ .

### 2.2.2 Število vzorčnih intervalov na periodo

V nadaljevanju bom še pogosto uporabljal operator zakasnitve  $z$  in Z-transformacijo v splošnem, zato bom podal nekatere predpostavljene razmere, ki so z operatorjem povezane.

Običajno, ko omenjam referenčni signal (vsaj v poglavjih 2, 3 in 4), in če ni drugače definirano, s tem mislim signal sinusne oblike s frekvenco 50 Hz in z normirano amplitudo ena. Signal je sestavljen iz 3600 vzorčnih intervalov, vsak s časom trajanja  $T_{VZ} = 1 / 180\,000 \text{ s} = 5,5 \mu\text{s}$ , ki je inverzna vrednost produkta frekvence referenčnega signala in števila vzorčnih intervalov, iz katerih je sestavljen signal.

Operator zakasnitve  $z^{-1}$  ustreza zakasnitvi enega vzorčnega intervala oz. faznemu premiku (kotu)  $0,1^\circ$ , operator  $z^{-3600}$  pa ustreza zakasnitvi za eno celo periodo.

## 2.3 Teoretične osnove periodične korekcije

### 2.3.1 Integralni člen v Z-prostoru

Zaradi lažjega razumevanja delovanja regulatorja, ki temelji na korekcijskem postopku s ponavljajočim delovanjem, bom najprej podal zapis integralnega člena v Z-prostoru (oz. v rekurzivni obliki) [5]. Digitalni integralni člen je izpeljan iz osnovne enačbe integratorja:

$$y_{(t)} = \frac{1}{T_i} \int_0^t x_{(\tau)} d\tau = K_i \int_0^t x_{(\tau)} d\tau, \quad (2.4)$$

ki se v diferenčni obliki, in ob predpostavki, da je vzorčni čas  $T_{VZ}$  končno majhen, glasi:

$$y_{(k)} = K_i \sum_{j=0}^k x_{(j)} T_{VZ} = K \sum_{j=0}^k x_{(j)}, \quad (2.5)$$

kjer je  $K = K_i \cdot T_{VZ}$ . Enačba (2.5) se v rekurzivni obliki glasi:

$$y_{(k)} = Kx_{(k)} + K \sum_{i=0}^{k-1} x_{(i)} = Kx_{(k)} + y_{(k-1)} \quad (2.6)$$

Z uporabo operatorja zakasnitve  $z^{-1}$  lahko zapišemo:

$$y_{(k)} = Kx_{(k)} + z^{-1}y_{(k)}. \quad (2.7)$$

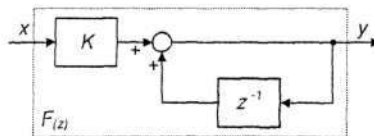
Iz zadnje enačbe dobimo prenosno funkcijo integralnega člena v Z-prostoru:

$$F_{(z)} = \frac{Kz}{z-1} \quad (2.8)$$

ali

$$F_{(z)} = \frac{K}{1-z^{-1}}. \quad (2.9)$$

Blokovna shema integralnega člena je podana na sliki 2.1.



Slika 2.1: Blokovna shema integralnega člena v Z-prostoru

### 2.3.2 Periodični integralni člen

Z manjšo spremembo enačbe (2.7) pridemo do:

$$y_{(k)} = Kx_{(k)} + Gy_{(k)}z^{-3600} \quad (2.10)$$

oz. v rekurzivni diferenčni obliki:

$$y_{(k)} = Kx_{(k)} + GK \sum_{j=0}^{k-3600} x_{(j)} = Kx_{(k)} + Gy_{(k-3600)} \quad (2.11)$$

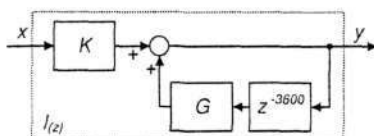
Prenosna funkcija novega integralnega člena je tako:

$$F_{(z)} = \frac{Kz^{3600}}{z^{3600} - G} \quad (2.12)$$

ali

$$F_{(z)} = \frac{K}{1 - Gz^{-3600}} \quad (2.13)$$

Pripadajočo blokovno shemo kaže slika 2.2.



Slika 2.2: Blokovna shema periodičnega integralnega člena

Ob predpostavki, da je  $G = 1$ , bi bila nadomestna blokovna shema, ki sledi s slike 2.2, zelo podobna blokovni shemi s slike 2.1. Temeljna razlika je v operatorju zakasnitve, ki je v primeru običajnega integralnega člena  $z^{-1}$ , v podanem primeru pa  $z^{-3600}$ . Ker običajen integralni člen (z operatorjem  $z^{-1}$ ) integrira vrednost sledečih si vzorčnih intervalov, lahko s pomočjo blokovne sheme in predstavljenih enačb zaključimo, da zgornji nadomestni člen (z operatorjem  $z^{-3600}$ ) ne integrira zaporednih vzorcev, temveč vedno isti ( $k$ -ti) vzorčni interval v zaporednih periodah.

Ob navedenih predpostavkah se enačbe (2.10), (2.11), (2.12) in (2.13) spremenijo v:

$$y_{(k)} = Kx_{(k)} + y_{(k)}z^{-3600}, \quad (2.14)$$

oz. v rekurzivni diferenčni obliki:

$$y_{(k)} = Kx_{(k)} + K \sum_{j=0}^{k-3600} x_{(j)} = Kx_{(k)} + y_{(k-3600)} \quad (2.15)$$

Prenosna funkcija pa se spremeni v:

$$F_{(z)} = \frac{z^{3600}}{z^{3600} - 1}$$

(2.16)

ali

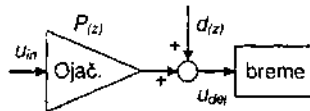
$$F_{(z)} = \frac{1}{1 - z^{-3600}}$$

(2.17)

Izpeljava prenosne funkcije periodičnega integratorja je bila narejena zaradi ponazoritve delovanja v nadaljevanju predstavljenega regulacijskega sistema, ki temelji na korekcijski metodi s ponavljajočim delovanjem. Njegov osrednji element je ravno periodični integrator (kot ga kaže npr. slika 2.4) vendar je običajno poimenovan: "notranja regulacijska zanka".

## 2.4 Regulator na osnovi korekcijske metode s ponavljajočim delovanjem

Za ponazoritev kompenziranega sistema bo v nadaljevanju služila blokovna shema ojačevalnika s slike 2.3. Prenosna funkcija  $P_{(z)}$  ponazarja linearni člen, ki povzroča amplitudno in fazno odstopanje izhodne napetosti. Vpliv nelinearnega popačenja na obliko izhodne napetosti, ki je posledica nelinearnosti izhodne stopnje vira in/ali posledica toka nelinearnega bremena, pa je ponazorjen s periodičnim odstopanjem  $d$ .

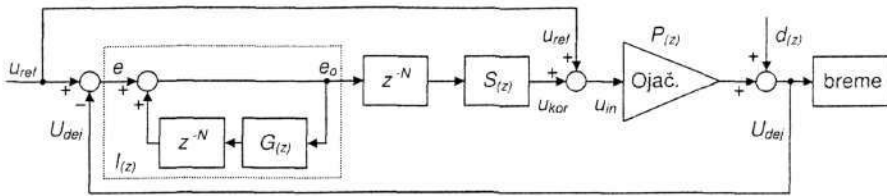


Slika 2.3: Blokovna shema ojačevalnika s periodičnim odstopanjem  $d$  na izhodu

Slika 2.4 kaže blokovno shemo univerzalnega idealnega regulatorja s ponavljajočim delovanjem in z direktno povratno zanko, ki je dodan močnostnemu ojačevalniku s slike 2.3. Cilj takšnega regulatorja je zmanjšanje periodičnih odstopanj s frekvencami, ki sovpadajo z osnovno harmonsko in višjeharmonskimi komponentami vhodnega signala  $U_{ref}$ .

Na vhod regulacijskega sistema je pripeljan referenčni sinusni signal s periodo  $T$ , ki je sestavljen iz  $N = 3600$  diskretnih vzorčnih intervalov s časom trajanja  $T_{VZ}$  ( $T = N \cdot T_{VZ}$ ) (glej poglavje 2.2.2). Izhodni veličini želimo izboljšati obliko tako, da bo čim bolj podobna sinusnemu referenčnemu signalu oz. tako, da bo njegova periodična napaka čim manjša. Signal izhodne veličine je vzorčen z istim vzorčnim časom  $T_{VZ}$ , tako da je tudi ta sestavljen iz  $N = 3600$  diskretnih vzorčnih intervalov.





Slika 2.4: Osnovna izvedba regulacijskega sistema

V naslednjem koraku korekcijskega postopka je izračunana razlika med vzorčenim dejanskim (izhodnim) signalom  $u_{dej}$  ter referenčnim (vhodnim) sinusnim signalom  $u_{ref}$  in sicer za vsak vzorčni interval  $n$  (izmed  $N$ -tih) posebej. Tako dobljeni signal:

$$e_{(n)} = u_{ref(n)} - u_{dej(n)} \quad (2.18)$$

je kvantiziran in ponovno sestavljen iz  $N$  diskretnih vzorcev.  $z e$  je torej označena periodična napaka oz. razlika med referenčnim signalom  $u_{ref}$  in dejanskim izhodnim signalom  $u_{dej}$ . Napaka je pripeljana na vhod regulatorja, katerega izhodna vrednost  $u_{kor}$  se prišteva referenčni vrednosti  $u_{ref}$  [6], tako da se napaka (ali njen sorazmerni del) v naslednji periodi osnovnega signala zmanjša.

Do te točke se delovanje opisanega korekcijskega sistema ne razlikuje od katerekoli druge digitalne korekcijske metode, ki deluje v  $Z$ -prostoru. Razlike se pojavijo šele v zasnovi regulatorja, ki deluje po metodi s ponavljajočim delovanjem. Regulatorju pripeljana napaka  $e$  bo šele v naslednji periodi uporabljena za izračun korekcijskega signala  $u_{kor}$ .

V regulatorjih, ki delujejo po običajnih regulacijskih metodah (npr. *Dead-beat*), je za oblikovanje korekcijskega signala uporabljena vrednost trenutno vzorčenega vhodnega signala  $e$  in vrednost v predhodnem vzorčnem intervalu izračunanega korekcijskega signala. V regulatorju, ki uporablja ponavljajočo korekcijsko metodo, pa je za izračun korekcijskega signala uporabljena vrednost trenutno vzorčenega vhodnega signala  $e$  in vrednost korekcijskega signala, izračunanega v predhodni periodi za pripadajoč vzorčni interval [7].

Regulator, ki temelji na periodični korekcijski metodi, zahteva za pravilno delovanje podatek o eni sami spremenljivki - trenutni vrednosti izhodne veličine. Njegova prednost je, da kljub relativno počasnemu odpravljanju periodičnega odstopanja, zagotavlja generiranje kakovostne izhodne veličine (običajno napetosti) z zelo majhno preostalo napako. Ob nepoznavanju parametrov izhodnega močnostnega člena pa ne omogoča kakovostnega nadzora nad hitrostjo konvergiranja napake izhodne napetosti oz. nad hitrostjo odziva sistema.

Osrednji del regulatorja je s faktorjem  $G(z)$  modificiran zakasnilni člen  $z^{-N}$  v pozitivni povratni zanki črkanega pravokotnika, označenega z  $I(z)$ . Zaprtzančna prenosna funkcija notranjega regulacijskega kroga je že bila izpeljana v poglavju 2.3.2 in se glasi:

$$I(z) = \frac{e_{(z)}}{e_{o(z)}} = \frac{1}{1 - G(z)z^{-N}}, \quad (2.19)$$

kjer je  $N$  število vseh vzorcev ( $N = 3600$ ) v eni periodi osnovne harmonske komponente vzorčenega signala. Če zaradi enostavnosti predpostavimo, da je  $G_{(z)} = 1$ , se zaprtzoančna prenosna funkcija  $I_{(z)}$  preoblikuje v:

$$I_{(z)} = \frac{1}{1 - z^{-N}} \quad (2.20)$$

Enačba (2.20) podaja zapis diskretnega integralnega člena, ki integrira vsak  $n$ -ti del napake  $e$  v periodi vhodnega signala, neodvisno od napake v preostalih korekcijskih intervalih. Rezultat, ki je na sliki označen z  $e_0$ , je nato speljan do ostalih členov korekcijske proge. Pri tem je:

- $N$ : število vseh časovno-diskretnih intervalov v periodi osnovne harmonske komponente signala.  $Z$   $n$  je označen splošni časovno-diskretni interval.
- $z^{-N}$ : zakasnilni člen, ki zakasni vhodni signal za  $N$  vzorčnih intervalov.
- $S_{(z)}$ : kompenzator, ki ima nalogo delno (v idealnih razmerah pa v celoti) kompenzirati vpliv prenosne funkcije  $P_{(z)}$  ojačevalnika. Člen  $S_{(z)}$  bi moral imeti v idealnem primeru prenosno funkcijo enako inverzni prenosni funkciji  $P_{(z)}$ . To bi zahtevalo popolno poznavanje parametrov ojačevalnika, kar pa je v praksi težko izvedljivo, saj so le ti podvrženi različnim spremembam ali pa neznani. V vlogi kompenzacijskega člena  $S_{(z)}$  so lahko uporabljeni različni filtri ter bolj ali manj kompleksne funkcije [8 - 10].

Še enkrat naj poudarim, da korekcijski postopek ne temelji na klasičnem delovanju digitalnih korekcijskih/regulacijskih členov, temveč so v danem primeru vsi vhodni in izhodni signali sistema kvantizirani na določeno število korekcijskih intervalov. To pomeni, da je izhodna napetost močnostnega ojačevalnika regulirana posredno tako, da je regulirana diskretna vrednost izhodne napetosti v vsakem  $n$ -tem intervalu, neodvisno od ostalih intervalov.

Osnovne zahteve, ki jih mora izpolnjevati regulator, so:

- zagotavljati mora kakovostno korekcijo periodičnega odstopanja oz. višjeharmonskih popačenj (napaka  $e$  mora konvergirati proti nič),
- napako mora korigirati čim hitreje (ta zahteva je milejša, ker je povezana z zahtevo iz druge točke, ki je pomembnejša (problem natančnost-stabilnost)).

## 2.5 Opis periodičnega regulatorja

Če regulacijski sistem izpolnjuje stabilnostne pogoje, bo prej ali slej dosegel ravnovesno stanje, v katerem napaka  $e$  posameznega  $n$ -tega dela izhodnega signala konvergira proti končni vrednosti (v idealnem primeru pa proti nič), korekcijski signal  $u_{kor}$  pa proti svoji končni obliki. Periodični regulator (s konstanto  $G_{(z)} = 1$ ) lahko obravnavamo kot  $N$  integralnih členov, ki delujejo

vzporedno. Njihov vhod je vedno vrednost istega  $n$ -tega vzorčnega intervala znotraj periode referenčnega signala.

Prenosno funkcija člena  $l_{(z)}$  s slike 2.4 opisuje enačba (2.19). Iz slike je mogoče s krajšo izpeljavo priti do funkcije preostale periodične napake  $e$ , v odvisnosti od referenčnega vhodnega signala  $u_{ref}$  in periodičnega odstopanja  $d$ , ki se glasi:

$$e_{(z)} = \frac{(1 - P_{(z)}) \cdot (z^N - G_{(z)})}{z^N - (Q_{(z)} - S_{(z)} P_{(z)})} \cdot u_{ref(z)} + \frac{(Q_{(z)} - z^N)}{z^N - (Q_{(z)} - S_{(z)} P_{(z)})} \cdot d_{(z)} \quad (2.21)$$

ali

$$e_{(z)} = \frac{(1 - P_{(z)}) \cdot (z^N - G_{(z)})}{z^N - (G_{(z)} - S_{(z)} P_{(z)})} \cdot u_{ref(z)} - \frac{(z^N - G_{(z)})}{z^N - (G_{(z)} - S_{(z)} P_{(z)})} \cdot d_{(z)} \quad (2.22)$$

Prvi člen zgornje enačbe lahko obravnavamo kot napako sledenja referenčni vrednosti oz. statični pogrešek. Drugi člen enačbe pa zajema napako zaradi nelinearnega popačenja korigiranega ojačevalnega sistema.

Zadosten pogoj za stabilnost sistema [11], ki sledi iz njegove karakteristične enačbe, se glasi:

$$\left| H_{(e^{j\omega T})} \right| < 1, \quad (2.23)$$

kjer je:

$$H_{(e^{j\omega T})} = G_{(e^{j\omega T})} - S_{(e^{j\omega T})} P_{(e^{j\omega T})}, \quad (2.24)$$

$$\omega \in \left[ 0, \frac{\pi}{T_{VZ}} \right], \quad T_{VZ}: \text{čas vzorčenja}$$

Iz enačbe (2.24) je mogoče zaključiti, da je ob povečevanju  $\omega$  od 0 do Nyquistove frekvence ( $f_S > 2 \cdot f_{max}$ ) regulacijski sistem stabilen, če vektor  $S_{(e^{j\omega T})} P_{(e^{j\omega T})}$  ne preseže enotnega kroga s središčem v  $G_{(e^{j\omega T})}$ .

Predpostavimo, da je  $G_{(z)} = G = 1$ , referenčni signal  $u_{ref}$  je periodičen (s konstantno frekvenco ter amplitudo) in da je odstopanje  $d$  periodično ( $z^N u_{ref(z)} = u_{ref(z)}$  in  $z^N d_{(z)} = d_{(z)}$ ). V tem primeru lahko iz enačbe (2.21) izpeljemo:

$$e_{(z)} (z^N - (G_{(z)} - S_{(z)} P_{(z)})) = (1 - P_{(z)}) \cdot (z^N - G_{(z)}) \cdot u_{ref(z)} + (G_{(z)} - z^N) \cdot d_{(z)}. \quad (2.25)$$

Iz slednje pridemo do enačbe za stopnjo konvergence napake  $e$ :

$$e_{(z)} z^N = H_{(z)} e_{(z)}, \quad (2.26)$$

iz katere je mogoče ugotoviti, da sta napaka osnovne harmonske komponente in napaka višjiharmonskih komponent v vsaki periodi zmanjšani za faktor  $|H_{(e^{j\omega T})}|$ . Posamezne harmonske komponente konvergirajo različno hitro, saj je faktor  $|H_{(e^{j\omega T})}|$  odvisen od frekvence.

Z vpeljavo spremenljivke  $z = e^{j\omega T}$  (glej poglavje 2.2.1) v enačbo (2.22) in ob predpostavki, da je napaka lahko sestavljena samo iz harmonskih komponent, katerih frekvence so mnogokratniki osnovne frekvence ( $\omega = 2\pi/N T$ ), je mogoče izračunati odstopanje (napako):

$$\left| e_{(e^{j\omega T})} \right| = \left| \frac{1 - G_{(e^{j\omega T})}}{1 - H_{(e^{j\omega T})}} \right| \cdot \left| (1 - P_{(e^{j\omega T})}) \cdot u_{ref (e^{j\omega T})} \right| - \left| \frac{1 - G_{(e^{j\omega T})}}{1 - H_{(e^{j\omega T})}} \right| \cdot \left| d_{(e^{j\omega T})} \right|. \quad (2.27)$$

Iz zadnje enačbe lahko zaključimo, da sta napaka sledenja referenčni vrednosti  $|u_{ref (e^{j\omega T})} (1 - P_{(e^{j\omega T})})|$  in napaka, ki jo povzroča odstopanje  $|d_{(e^{j\omega T})}|$ , v vsaki osnovni periodi zmanjšani za faktor  $|(1 - G_{(e^{j\omega T})}) / (1 - H_{(e^{j\omega T})})|$ . Iz enačbe (2.27) je mogoče zaključiti, da regulator opravlja funkcijo linearizacije sistema (prvi člen enačbe) in odpravlja periodično odstopanje (drugi člen enačbe). Faktor  $|(1 - G_{(e^{j\omega T})}) / (1 - H_{(e^{j\omega T})})|$  podaja sposobnost sistema, da odpravlja višjiharmonška odstopanja, in je ponovno odvisen od frekvence.

Iz enačb (2.23) do (2.27) je razvidno, da mora biti člen  $|H_{(e^{j\omega T})}|$  čim manjši, kar zahteva popolno kompenzacijo:  $S_{(e^{j\omega T})} P_{(e^{j\omega T})} = 1$ . Ta je mogoča le, če je člen  $S_{(e^{j\omega T})}$  enak inverzni prenosni funkciji močnostnega ojačevalnika  $P_{(e^{j\omega T})}$ , kar pa ni vedno enostavno izvedljivo.

V praksi je v povratni zanki regulatorja  $I_{(z)}$  velikokrat namesto konstantne vrednosti uporabljen filter (oz. člen prvega reda)  $G_{(z)}$ . S tako modificiranim členom  $I_{(z)}$  se doseže večjo stabilnost sistema, vendar na račun končne, od nič različne, preostale napake sistema. Če je funkcija  $G_{(z)}$  nizkoprepustni filter [2], se zmanjša hitrost konvergiranja višjiharmonskih komponent (2.27), kar pa je v nekaterih primerih popolnoma dopustno, če upoštevamo (in pod pogojem, da je to res), da te iste komponente dovolj dobro slabi že močnostni ojačevalnik.  $G_{(z)}$  je lahko tudi konstanta blizu vrednosti ena, kar seveda poenostavi programsko izvedljivost digitalne korekcijske zanke, vendar je treba upoštevati, da bo v tem primeru tudi korekcija nizkofrekvenčnih višjiharmonskih komponent v korigiranem signalu slabša, kot bi bila v primeru uporabe nizkoprepustnega filtra.

### 2.5.1 Izbira člena $G_{(z)}$

Najpreprosteje je, če je funkcija  $G_{(z)}$  konstanta blizu vrednosti ena (tipično 0,95). Člen  $G_{(z)}$  je del stabilnostnega kriterija (2.23), torej izbira njegove vrednosti vpliva na stabilnost celotnega regulacijskega sistema. Hkrati pa je tudi sestavni del člena  $|(1 - G_{(e^{j\omega T})}) / (1 - H_{(e^{j\omega T})})|$  iz enačbe (2.27), torej vpliva na hitrost konvergence. Če predpostavimo  $G_{(z)} = G = 0,95$  in popolno kompenzacijo členov  $P_{(z)} S_{(z)} = 1$ , sledi:

$$\left| \frac{1 - G_{(e^{j\omega T})}}{1 - H_{(e^{j\omega T})}} \right| = \left| \frac{1 - 0,95}{1 - (0,95 - 1)} \right| = \frac{0,05}{1,05} = \frac{1}{21}.$$

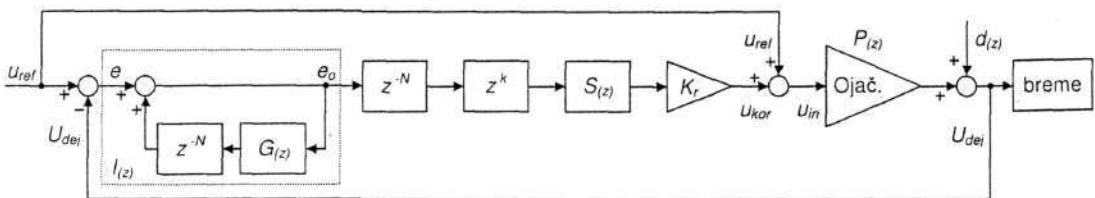
(2.28)

Iz zgornje enačbe je razvidno, da bodo vse harmonske komponente (oz. njihove amplitude) v naslednjem korekcijskem ciklu zmanjšane na  $1/21$  njihove vrednosti v predhodni periodi.

Če je  $G_{(z)}$  prenosna funkcija nizkoprepustnega filtra, je lahko slabljenje višjiharmonskih komponent še dodatno izboljšano, saj je člen  $|G_{(e^{j\omega T})}|$  lahko večji od 0,95 pri nizkih frekvencah, kar zmanjša imenovalac ulomka (2.28). Prednost nizkoprepustnega filtra postane še posebej izrazita pri osnovni frekvenci (ko je  $|G_{(e^{j\omega T})}| \approx 1$ ) in preostala napaka naslednje periode doseže (teoretično) vrednost nič. Pri visokih frekvencah se  $|G_{(e^{j\omega T})}|$  zmanjša pod 0,95, kar rezultira v večji stabilnostni rezervi regulacijskega sistema in v slabši korekciji višjiharmonskih komponent (oz. v počasnejšem konvergiranju njihove napake proti vrednosti nič).

Prikazan regulacijski sistem teoretično deluje, vendar samo pod pogojem, da je popolnoma kompenziran (predpostavka, ki je ni enostavno izpolniti). V obliki s slike 2.4 je bil predstavljen izključno zaradi razlage učinka člena  $G_{(z)}$ .

Realnejšo (vendar še vedno nepopolno) različico kaže naslednja slika. Dodana sta prediktivni člen  $z^k$  in proporcionalni člen  $K_r$ , ki modificirata učinek člena  $S_{(z)}$ .



Slika 2.5: Regulacijski sistem z neidealnim kompenzacijskim členom  $S_{(z)}$

Preostala periodična napaka  $e$  v odvisnosti od referenčnega vhodnega signala  $U_{ref}$  in odstopanja  $d$  se glasi:

$$e_{(z)} = \frac{(1 - P_{(z)}) \cdot (z^N - G_{(z)})}{z^N - (G_{(z)} - K_r z^k S_{(z)} P_{(z)})} \cdot U_{ref(z)} + \frac{(G_{(z)} - z^N)}{z^N - (G_{(z)} - K_r z^k S_{(z)} P_{(z)})} \cdot d_{(z)}$$

(2.29)

Zaključimo lahko, da sta se zaradi dodanih členov v direktni regulacijski veji, spremenila funkcija  $|H_{(e^{j\omega T})}|$ , ki je del stabilnostnega pogoja, in člen  $|(1 - G_{(e^{j\omega T})}) / (1 - H_{(e^{j\omega T})})|$ , ki podaja hitrost konvergence napake  $e$ .

## 2.5.2 Vloga proporcionalnega člena $K_r$

Sprememba vrednosti proporcionalnega člena  $K_r$  pomembno vpliva na stopnjo konvergence napake  $e$ . Če ponovno predpostavimo  $G_{(z)} = 0,95$  in popolno kompenzacijo  $P_{(z)}S_{(z)} = 1$ , sledi:

$$\left| H_{(e^{j\omega T})} \right| = \left| G_{(e^{j\omega T})} - K_r \cdot 1 \right| = |0,95 - K_r|. \quad (2.30)$$

Iz enačbe (2.30) je razvidno, da je stopnja konvergence napake  $e$  v tem primeru proporcionalna konstanti  $K_r$ . V splošnem povzroča večji  $K_r$  hitrejšo konvergenco napake proti nič.

Vrednost  $K_r$  vpliva tudi na preostalo napako sistema. Iz istih predpostavk, kot so navedene zgoraj, in iz enačbe (2.28), sledi:

$$\left| \frac{1 - G_{(e^{j\omega T})}}{1 - H_{(e^{j\omega T})}} \right| = \left| \frac{1 - 0,95}{1 - (0,95 - K_r \cdot 1)} \right| = \frac{0,05}{0,05 + K_r}. \quad (2.31)$$

V splošnem večji  $K_r$  prinaša manjšo preostalo napako trenutno korigiranega  $n$ -tega intervala v pravkar izvedeni periodi. Primer je zelo podoben kot pri uporabi proporcionalnega člena. Vendar je treba poudariti, da ima integralna narava periodičnega regulatorja pomembnejšo vlogo pri določanju preostale napake kot konstanta  $K_r$ .

## 2.5.3 Vloga prediktivnega člena $z^k$

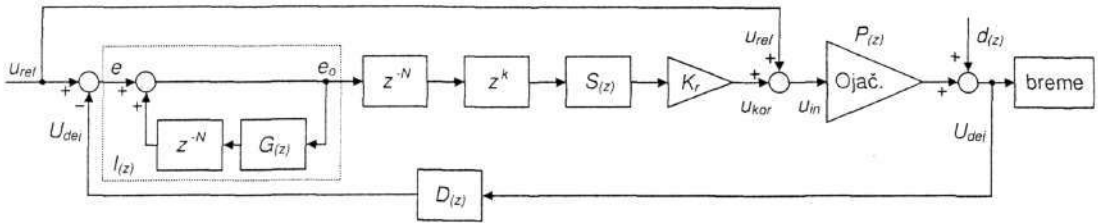
Problem regulatorja s ponavljajočim delovanjem je fazni premik med vhodno napetostjo  $U_{ref}$  in izhodno zajeto napetostjo  $U_{dejs}$ , ki ga v regulacijski sistem vnašata predvsem močnostni ojačevalnik in A/D pretvornik.

Prediktivni člen  $z^k$  mora fazno premakniti korekcijski signal  $u_{kor}$  za  $k$  korekcijskih intervalov naprej glede na mesto izračuna korekcijske vrednosti in ga primerno sinhronizirati z referenčnim signalom. Konstanta  $k$  mora biti izbrana tako, da premik, ki ga povzroča člen  $z^k$ , ravno nevtralizira fazni premik, ki ga povzročata močnostni ojačevalnik in kompenzacijski člen. Pri tem se premik izvrši šele v naslednji osnovni periodi delovanja regulatorja, kajti drugače prediktivnega člena sploh ni mogoče izvesti.

## 2.6 Periodični regulator z dodanim členom v zunanji povratni zanki

Zaradi simulacije delovanja A/D pretvornika, ki vzorči izhodno dejansko vrednost sistema, in zaradi možnosti preverjanja vplivanja slednjega na stabilnost in kakovost regulacije (oz. na preostalo napako), sem predvidel regulacijski sistem z dodanim členom v zunanji povratni zanki.

Blokovno shemo takšnega sistema kaže slika 2.6 in je popolnoma enaka blokovni shemi s slike 2.5 z dodanim členom  $D_{(z)}$ , ki je v nadaljnjih poglavjih lahko nadomeščen s preprostejšimi členi (npr. s proporcionalnim členom in/ali z operatorjem zakasnitve) ali s kompleksnejšimi členi (npr. različni filtri) ter kombinacijo vseh naštetih.



Slika 2.6: Regulacijski sistem z dodanim členom  $D_{(z)}$  v zunanji povratni zanki

Preostala periodična napaka  $e$ , v odvisnosti od referenčnega vhodnega signala  $U_{ref}$  in odstopanje  $d$  (ki sledi iz enačbe (2.29)), se za zgornji sistem glasi:

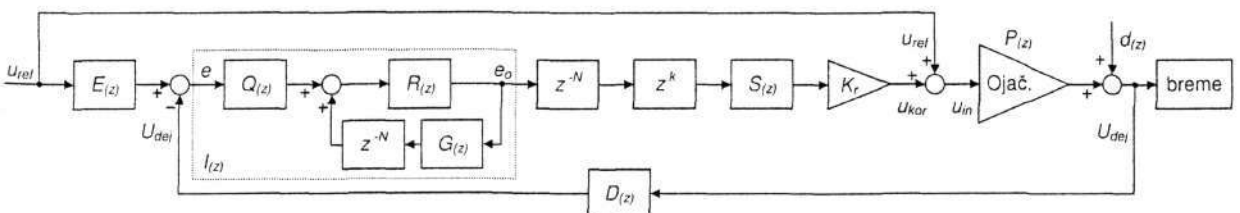
$$e_{(z)} = \frac{(1 - P_{(z)} D_{(z)}) \cdot (z^N - G_{(z)})}{z^N - (G_{(z)} - K_r z^k S_{(z)} P_{(z)} D_{(z)})} \cdot U_{ref(z)} + \frac{D_{(z)} (G_{(z)} - z^N)}{z^N - (G_{(z)} - K_r z^k S_{(z)} P_{(z)} D_{(z)})} \cdot d_{(z)} \quad (2.32)$$

Funkcija  $H_{(e^{j\omega T})}$ , ki je sestavni del pogoja za stabilnost sistema, se v tem primeru glasi:

$$H_{(e^{j\omega T})} = G_{(e^{j\omega T})} - K_r z^k S_{(e^{j\omega T})} P_{(e^{j\omega T})} D_{(e^{j\omega T})} \quad (2.33)$$

## 2.7 Popoln model periodičnega regulatorja

Spodnja blokovna shema kaže nadaljnjo nadgradnjo regulacijskega sistema. Dodani so členi  $R_{(z)}$ ,  $Q_{(z)}$  in  $E_{(z)}$ . Prikazana shema tako vsebuje vse člene (večinoma v splošni obliki), ki so uporabljeni do tu in v prihodnjih simulacijskih shemah.



Slika 2.7: Popoln regulacijski sistem z vsemi členi

Preostala periodična napaka  $e$  zgornjega sistema je:

$$e_{(z)} = \frac{(E_{(z)} - P_{(z)} D_{(z)}) z^N}{z^N - K_r z^k I_{(z)} S_{(z)} P_{(z)} D_{(z)}} \cdot u_{ref(z)} + \frac{D_{(z)} z^N}{z^N - K_r z^k I_{(z)} S_{(z)} P_{(z)} D_{(z)}} \cdot d_{(z)} \quad (2.34)$$

kjer je:

$$I_{(z)} = \frac{R_{(z)} Q_{(z)}}{1 - R_{(z)} G_{(z)} z^{-N}} \quad (2.35)$$

Če v enačbo (2.34) vstavimo enačbo člena  $I_{(z)}$ , dobimo:

$$e_{(z)} = \frac{(E_{(z)} - P_{(z)} D_{(z)}) \cdot (z^N - R_{(z)} G_{(z)})}{z^N - (R_{(z)} G_{(z)} - K_r z^k Q_{(z)} R_{(z)} S_{(z)} P_{(z)} D_{(z)})} \cdot u_{ref(z)} + \frac{D_{(z)} (R_{(z)} G_{(z)} - z^N)}{z^N - (R_{(z)} G_{(z)} - K_r z^k Q_{(z)} R_{(z)} S_{(z)} P_{(z)} D_{(z)})} \cdot d_{(z)} \quad (2.36)$$

Funkcija  $H_{(e^{j\omega T})}$  znaša:

$$H_{(e^{j\omega T})} = R_{(e^{j\omega T})} G_{(e^{j\omega T})} - K_r z^k Q_{(e^{j\omega T})} R_{(e^{j\omega T})} S_{(e^{j\omega T})} P_{(e^{j\omega T})} D_{(e^{j\omega T})} \quad (2.37)$$

Vse do sedaj prikazane blokovne sheme in pripadajoče enačbe so podsistemi sheme s slike 2.7. Če določenega člena v shemi ali v enačbi ni, pomeni, da je na zgornji shemi (in ravno tako v enačbi) njegova vrednost enaka ena. Takšni so npr. na shemi s slike 2.5 členi  $D_{(z)}$ ,  $Q_{(z)}$ ,  $R_{(z)}$  in  $E_{(z)}$ . Če jih v enačbi (2.36) nadomestimo z vrednostjo ena, dobimo enačbo (2.29).

V poglavju 2.4, kjer sem opisal delovanje izhodiščne izvedbe regulatorja, sem funkcijo člena  $S_{(z)}$  enačil s kompenzatorjem, katerega naloga je bila kompenzacija prenosne funkcije  $P_{(z)}$  močnostnega ojačevalnika. Omenil sem tudi, da slednje ni vedno enostavno izvedljivo.

Uporaba kompenzacijskega člena ni obvezna, regulator deluje tudi brez njega. Člen  $S_{(z)}$  je namenjen (delni) linearizaciji oz. kompenzaciji člena  $P_{(z)}$ , ki ni vedno nujna. V določenih primerih se izkaže, odvisno od potreb in zasnove močnostnega ojačevalnika, da za nadzor nad delovanjem regulacijskega sistema (natančnost, hitrost in stabilnost) zadoščata že člena  $z^k$  in  $K_r$ .

Kljub vsemu pa sem omenjeni člen pustil v blokovni shemi, ker bo v poglavju 3.21 uporabljen za prikaz delovanja regulacijskega sistema, ko opravlja funkcijo nizkoprepustnega filtra.



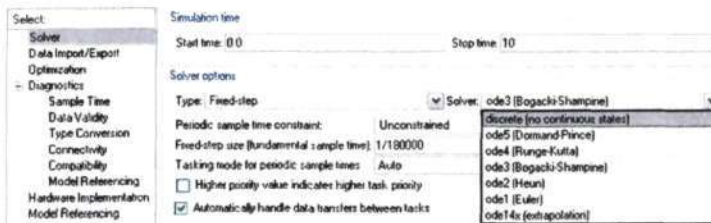
### 3. Simulacijski model regulacijskega sistema

Za poglobljeno razumevanje delovanja predlagane regulacijske metode ter vpliva posameznih členov nanjo, kot tudi zaradi preprostosti prikaza in razlage delovanja slednje, sem opravil vrsto simulacij regulacijskega sistema. Te so bile opravljene s pomočjo simulacijskega paketa "Simulink", ki je sestavni del matematičnega programskega orodja "MatLab". Uporabljena je bila različica 6.5. (R13). Omenjeni simulacijski program je primeren za simulacijo mehanskih, električnih ter drugih sistemov, saj podpira različne matematične transformacije, prostore in nekatere že izdelane modele. V simulacijskem paketu je tudi bogata knjižnica, ki podpira simulacijo elektronskih digitalnih sistemov v različnih prostorih, od katerih pa v danem primeru pride v poštev predvsem Z-prostor.

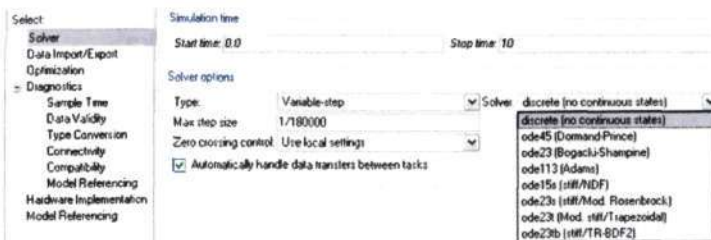
#### 3.1 Parametri simulacije

Eden izmed problemov simulacije je pravilna izbira simulacijskih parametrov. Simulacijski program omogoča izbiro med dvema načinoma izračuna in sicer med:

- konstantnim korakom (ang. *Fixed-step*) in
- spremenljivim korakom simulacije (ang. *Variable-step*).



Slika 3.1: Izbirni meni za konstantni korak simulacije

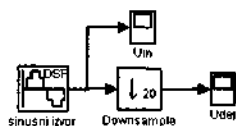


Slika 3.2: Izbirni meni za spremenljivi korak simulacije

Obe prikazani možnosti nadalje podpirata več matematičnih metod za reševanje zadanega problema. Te metode sovpadajo z različnimi znanimi numeričnimi metodami reševanja kompleksnih matematičnih enačb.

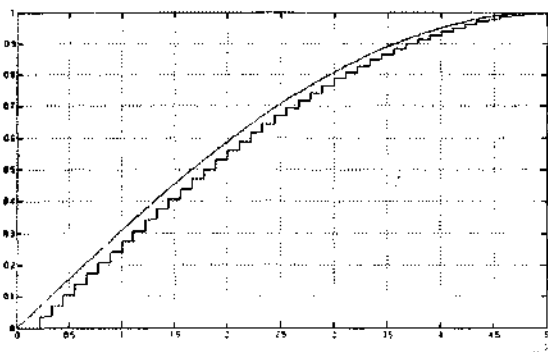
Kot zanimivost naj omenim, da omenjeni možnosti (torej simulacija s konstantnim in s spremenljivim korakom) dajeta podobne rezultate. Kljub temu pa sem med preizkusi, ki sem jih

naredil, da bi ovrednotil njuno razliko, naletel na težave pri uporabi "downsample" člena. Primer kaže spodnja blokovna shema, na kateri je prikazan "downsample" člen 20.

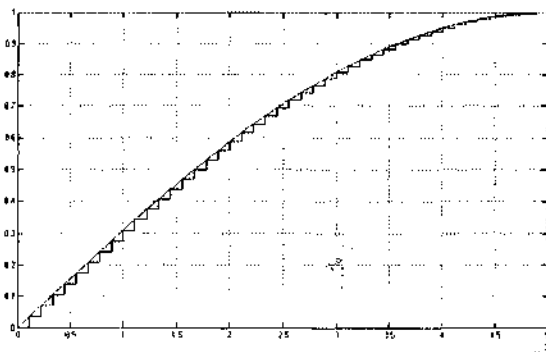


Slika 3.3: Preprost sistem za preizkus simulacijske metode

Naslednji sliki kažeta vhodni in izhodni signal člena pri konstantnem koraku in pri spremenljivem koraku simulacije.



Slika 3.4: Vhodni in izhodni signal „downsample“ člena pri konstantnem koraku simulacije



Slika 3.5: Vhodni in izhodni signal „downsample“ člena pri spremenljivem koraku simulacije

Zaradi prikazanih razmer in skrbi, da bi se podobno obnašali tudi preostali simulacijski členi, sem se odločil za uporabo spremenljivega koraka simulacije.

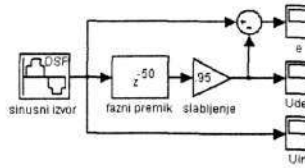
Simulacijam je mogoče določati tudi dolžino simulacijskega koraka v primeru konstantnega koraka oz. maksimalno dolžino v primeru spremenljivega koraka simulacije. Za simulacijo sem najprej izbral spremenljiv simulacijski korak z maksimalnim trajanjem  $1/180\,000$  s ter z diskretnim načinom reševanja. Preizkusil sem ga in primerjal z istim načinom reševanja ter z avtomatskim določanjem maksimalne dolžine koraka. Rezultati so bili popolnoma enaki, zato sem se odločil za avtomatsko določanje maksimalne dolžine simulacijskega koraka.

Zgornji sliki in vse nadaljnje slike, ki kažejo rezultate simulacij, imajo na abscisi vedno vpisan čas v sekundah (in morebiten množilni faktor, kot npr.  $\times 10^{-3}$  na zgornjih slikah), na ordinati pa normirano amplitudo (in ravno tako množilni faktor).

## 3.2 Simulacija periodičnih odstopanj

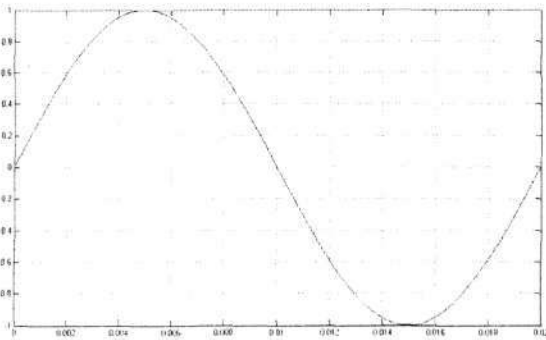
V prvem koraku sestavljanja blokovne sheme, namenjene simulaciji učinka periodičnega odstopanja, sem sestavil preprost model korigiranega ojačevalnega sistema, ki s svojim delovanjem popači vhodni signal: oslabi ga na 95 % vrednosti začetne amplitude in fazno premakne (zakasni) za  $5^\circ$ . Glede na učinek, ki ga ima na vhodni signal, bi ustrezal delovanju

ojačevalnika s slike 2.3. Vhodni signal je sestavljen iz 3600 diskretnih vzorcev, njegova frekvenca pa je 50 Hz.

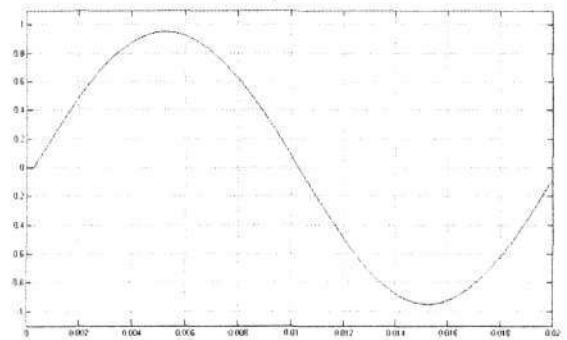


Slika 3.6: Blokovni diagram za simulacijo učinka ojačevalnika na vhodni signal

Fazni premik (ali fazna zakasnitev) med vhodnim in izhodnim signalom v dejanskih sistemih običajno ni tako velik. Lahko je posledica mrtvega časa močnostnih komponent sistema (močnostnega ojačevalnika) in/ali zakasnitve zaradi uporabe digitalnih komponent. V podanem primeru je nastavljen na  $5^\circ$  zato, da ga je lažje opazovati.

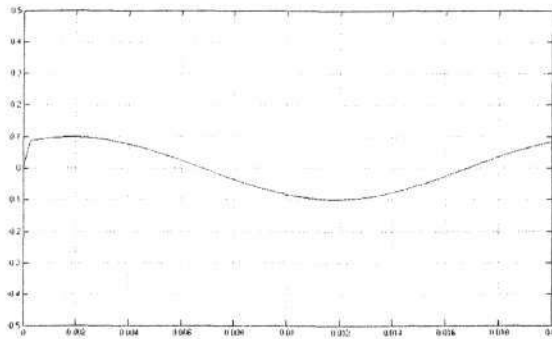


Slika 3.7: Vhodni signal v sistem s slike 3.6



Slika 3.8: Izhodni signal iz sistema s slike 3.6

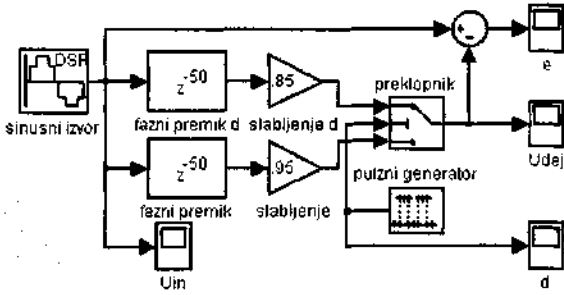
Naslednja slika kaže signal razlike (na sliki 3.6 označen s členom  $e$ ) med vhodnim signalom in izhodnim signalom iz sistema in na katerem se bo v nadaljevanju najbolj videlo morebitne motnje in periodična odstopanja izhodnega signala regularanca od želene oblike.



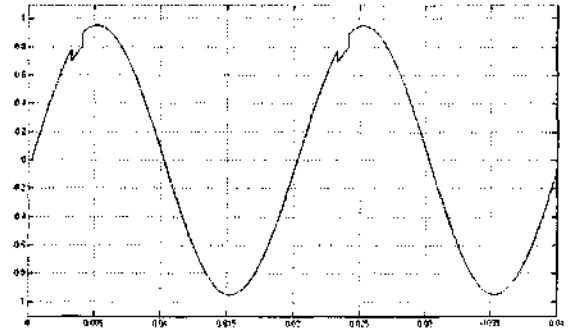
Slika 3.9: Signal razlike vhodnega in izhodnega signala

V naslednjem koraku je bil pravkar prikazani sistem nadgrajen tako, da je simuliral učinek periodičnega odstopanja  $d$  (kot je prikazano na sliki 2.3). Simulacija odstopanja  $d$  je dosežena s pomočjo krmiljenega preklopnika, ki glede na krmilni signal iz pulznega generatorja vklopi želeno alternativno pot signala. Slednja slabi signal na 85 % vhodne vrednosti (proti 95 % primarne

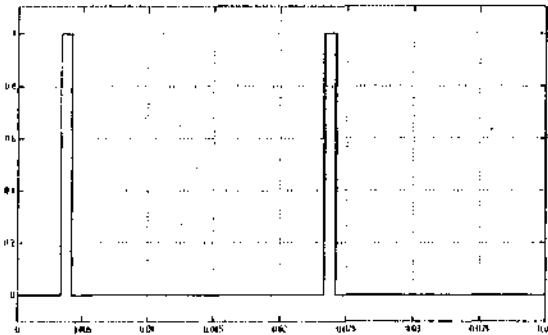
signalne poti) in ima enak fazni premik. Pulzni generator generira motilni signal vsakih 20 ms (torej enkrat na periodo) in sicer je le ta premaknjen za  $60^\circ$  (oz. 600 vzorčnih intervalov) in ima dolžino  $15^\circ$  (150 vzorčnih intervalov). Kaže ga desna slika.



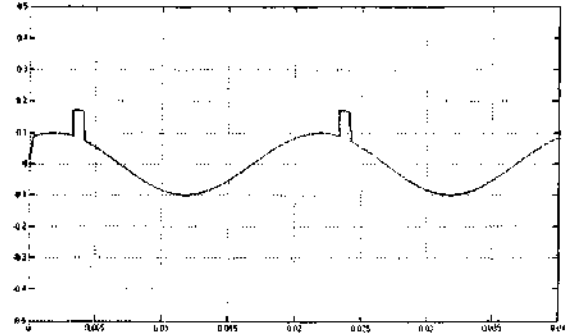
Slika 3.10: Blokovni diagram simulacije učinka periodičnih odstopanj



Slika 3.11: Izhodni signal  $U_{dej}$



Slika 3.12: Krmilni signal za simulacijo periodičnega odstopanja  $d$

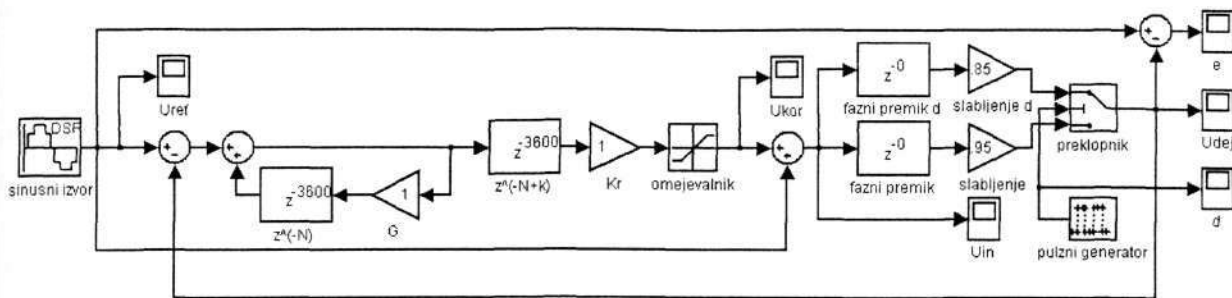


Slika 3.13: Signal razlike vhodnega in izhodnega signala

Blokovni diagram s slike 3.10 bo v nadaljevanju služil kot prvi približek učinka periodičnega odstopanja, ki fazno in amplitudno popači izhodni signal ter ima superponirano dodatno periodično odstopanje  $d$ . Modela korigiranega ojačevalnega sistema nisem združil v enoten blok oz. člen, ker sem želel, da se na vsaki nadaljnji blokovni shemi vidi, na kolikšno vrednost so nastavljeni njegovi posamezni parametri.

### 3.3 Simulacijski model regulacijskega sistema

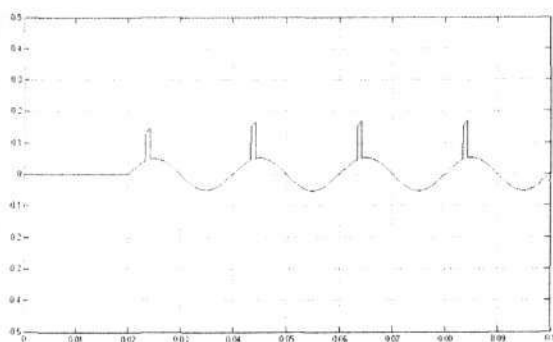
V naslednjem koraku sem zgornji model korigiranega ojačevalnega sistema nadgradil z regulatorjem, ki temelji na metodi s ponavljajočim delovanjem, kot je opisan v poglavju 2.4.



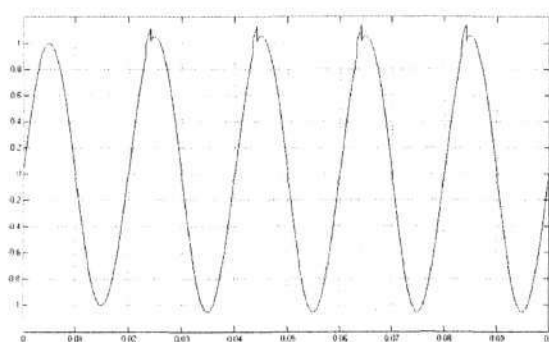
Slika 3.14: Simulacijska blokovna shema osnovnega regulacijskega sistema

V zgornji shemi je dodan omejevalni člen (ang. *Saturation*), ki posnema delovanje realnega korekcijskega sistema z zunanjim seštevalnikom, z nalogo, da omeji korekcijski signal na maksimalno normirano vrednost  $|1|$ .

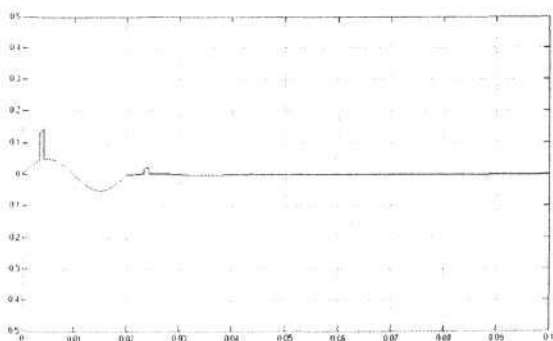
Zaradi poenostavitve razlage je bil fazni premik modela korigiranega ojačevalnega sistema začasno postavljen na  $0^\circ$ . Model povzroča amplitudno odstopanje in superponirano periodično odstopanje  $d$  med  $60^\circ$  in  $75^\circ$ . Člen  $z^{(-N+k)}$  povzroča zakasnitev korekcijskega signala  $u_{kor}$  za eno periodo (oz. 3600 vzorčnih intervalov). Člena  $K_r$  in  $G$  na tej stopnji še nimata nikakršnega učinka na signal.



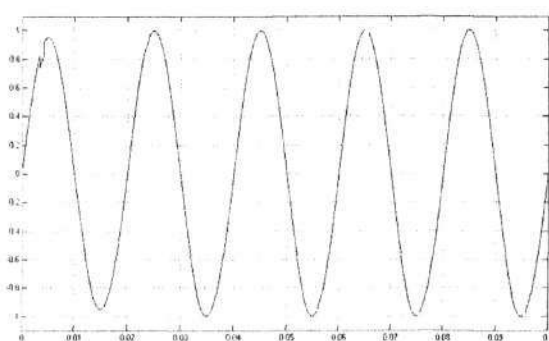
Slika 3.15: Korekcijski signal  $u_{kor}$  s slike 3.14



Slika 3.16: Vhodni signal  $u_{in}$  s slike 3.14



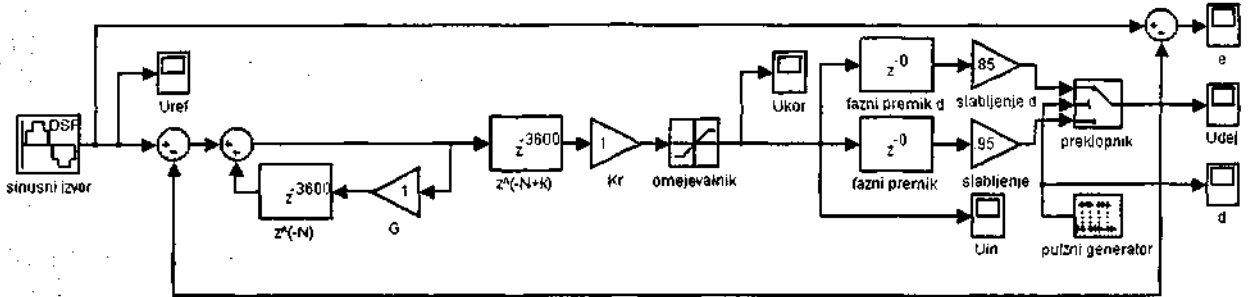
Slika 3.17: Signal napake  $e$  s slike 3.14



Slika 3.18: Izhodni signal  $u_{dej}$  s slike 3.14

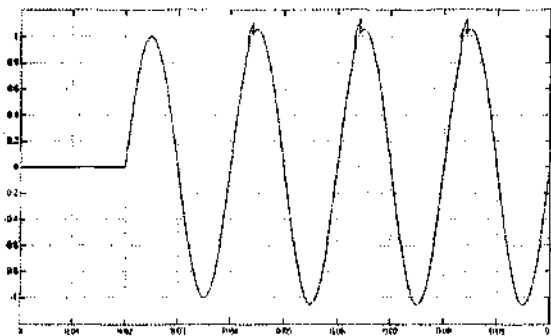
### 3.4 Izvedba simulacijskega modela brez seštevalnega člena

Sistem s slike 3.14 je mogoče izvesti tako, da ne prišteva korekcijskega signala, potrebnega za doseganje želene oblike izhodne napetosti, referenčnemu signalu. Takšen sistem zagotavlja celoten vhodni signal  $u_{in}$  samo s korekcijskim signalom.

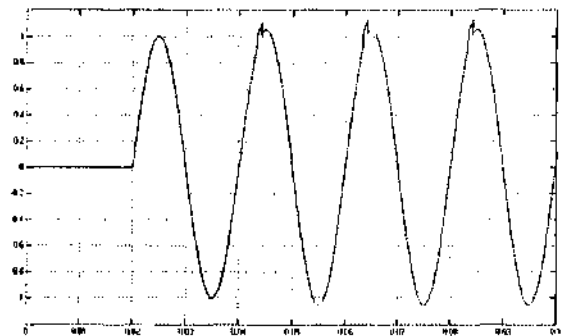


Slika 3.19: Alternativna simulacijska blokovna shema osnovnega regulacijskega sistema

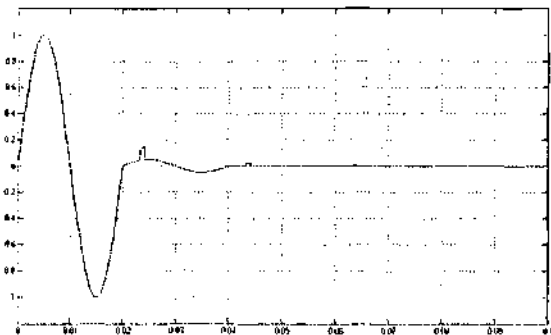
Sistem je z regulacijskega stališča popolnoma enak predhodno opisanemu, spremeni se samo delovanje korekcijskega signala, ki mora v predstavljenem primeru zagotavljati še delež, ki ga je prej tvoril referenčni signal. Omejevalni člen, ki je v prejšnji blokovni shemi omejeval korekcijski signal na vrednost |1|, mora biti sedaj nastavljen na vrednost |2|; ena (normirana) enota je potrebna za zagotavljanje referenčne amplitude, medtem ko je druga na razpolago pravemu korekcijskemu signalu.



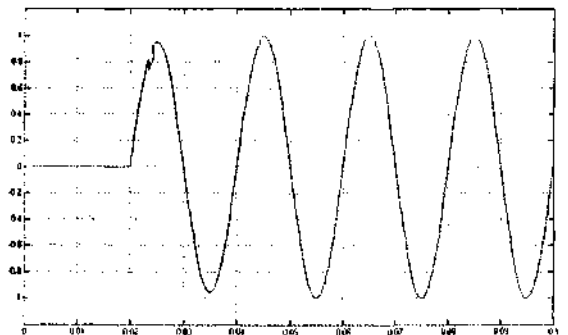
Slika 3.20: Korekcijski signal  $u_{kor}$  s slike 3.19



Slika 3.21: Vhodni signal  $u_{in}$  s slike 3.19



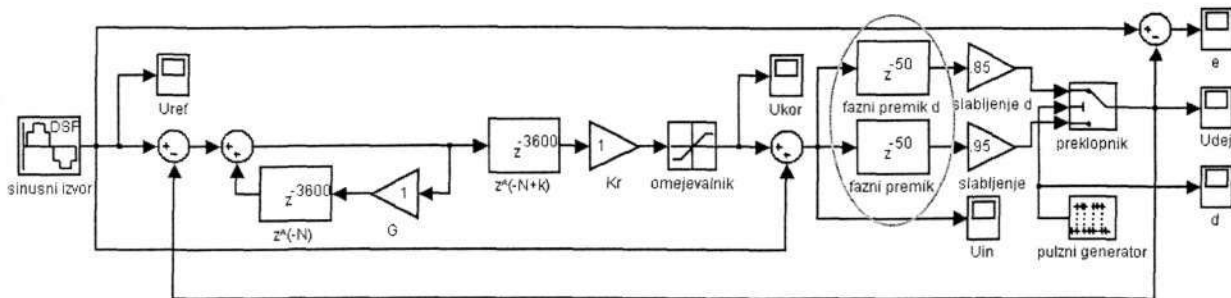
Slika 3.22: Signal napake  $e$  s slike 3.19



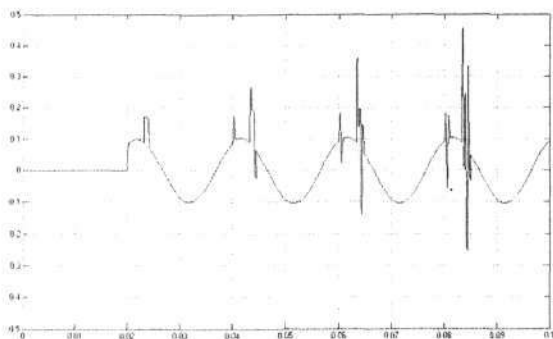
Slika 3.23: Izhodni signal  $u_{obj}$  s slike 3.19

### 3.5 Vpliv fazne zakasnitve modela korigiranega ojačevalnika na regulacijski sistem

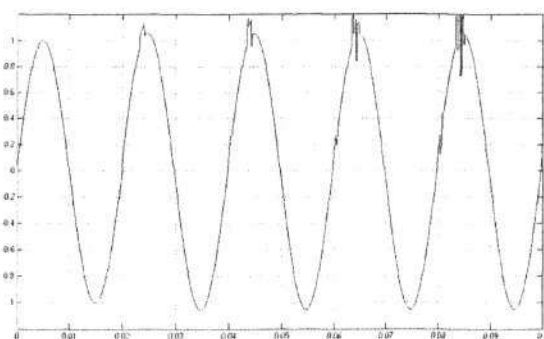
V naslednji simulacijski blokovni shemi, ki je enaka tisti s slike 3.14, je bil ponovno uveden fazni premik izhodnega signala, ki ga povzroča model korigiranega ojačevalnega sistema s superponiranim periodičnim odstopanjem  $d$ . Predhodno delujoč regulacijski sistem postane v tem primeru nestabilen.



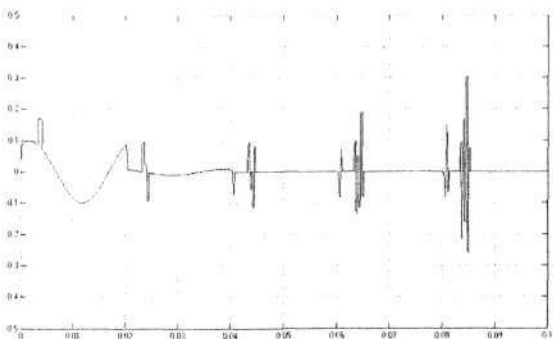
Slika 3.24: Simulacijska blokovna shema regulacijskega sistema s fazno premaknitvijo



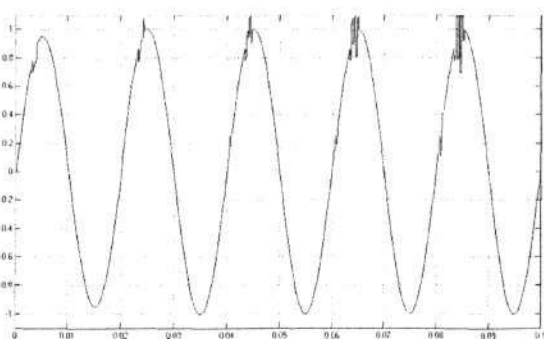
Slika 3.25: Korekcijski signal  $u_{kor}$  s slike 3.24



Slika 3.26: Vhodni signal  $u_{in}$  s slike 3.24



Slika 3.27: Signal napake  $e$  s slike 3.24

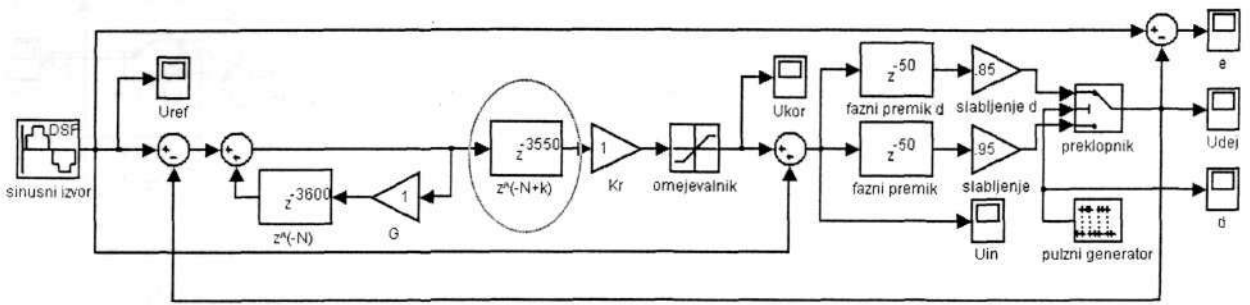


Slika 3.28: Izhodni signal  $U_{dej}$  s slike 3.24

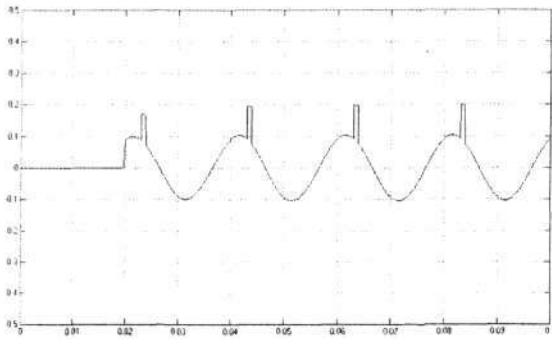
### 3.6 Simulacija fazno kompenziranega regulatorja

Morebitna fazna premaknitev modela korigiranega ojačevalnega sistema "zmede" delovanje regulatorja. Enostavna rešitev tega problema je uvedba prediktivnega člana v direktni

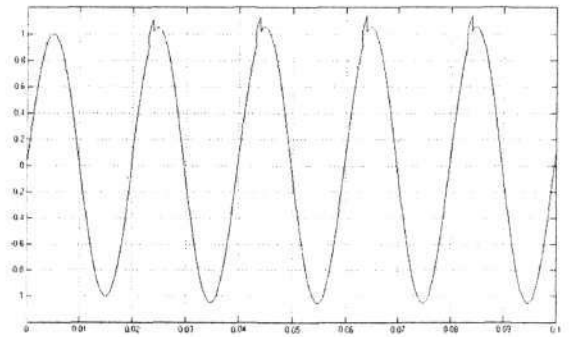
regulacijski veji, ki premakne delovanje regulatorja (in posledično korekcijskega signala) za določeno število vzorcev v prihodnost ter tako nevtralizira fazno zakasnitev bremena. Zaradi omejitev simulacijskega programa, ki ne predvideva uporabe prediktivnih členov v Z-prostoru, slednji ni izvedljiv kot samostojen člen. Njegovo delovanje je simulirano z zakasnilnim členom, označenim z  $z^{-(N+k)}$  (zato je ta tudi vseskozi tako poimenovan). Členu, ki je imel predhodno zakasnitev ene periode (oz. 3600 vzorčnih intervalov), je sedaj dodeljena za 50 vzorčnih intervalov (ali  $5^\circ$ ) krajša zakasnitev (oz. -3550 vzorčnih intervalov).



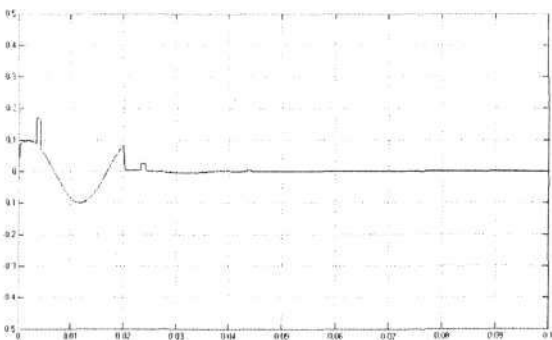
Slika 3.29: Simulacijska blokovna shema regulacijskega sistema s fazno kompenziranim regulatorjem



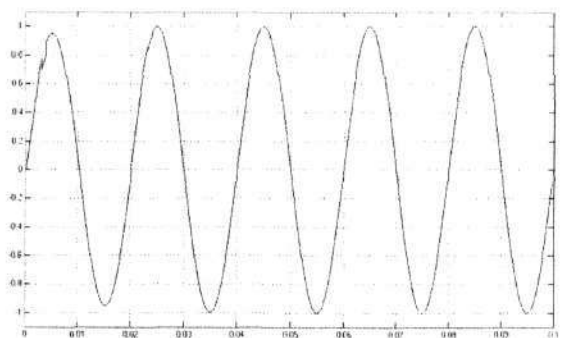
Slika 3.30: Korekcijski signal  $u_{kor}$  s slike 3.29



Slika 3.31: Vhodni signal  $u_{in}$  s slike 3.29



Slika 3.32: Signal napake  $e$  s slike 3.29



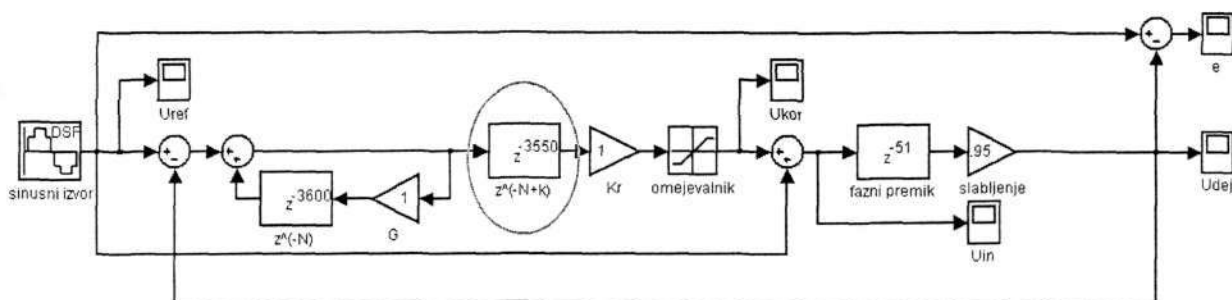
Slika 3.33: Izhodni signal  $u_{dej}$  s slike 3.29

Po uvedbi prediktivnega člena, ki se odraža v zmanjšani absolutni vrednosti člena  $z^{-(N+k)}$ , sistem ponovno deluje stabilno.

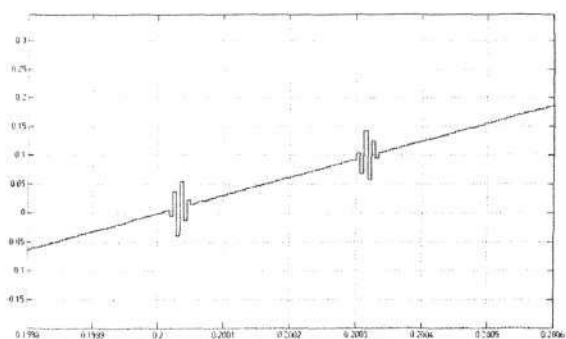


### 3.7 Učinek napačne nastavitve faznega premika regulatorja

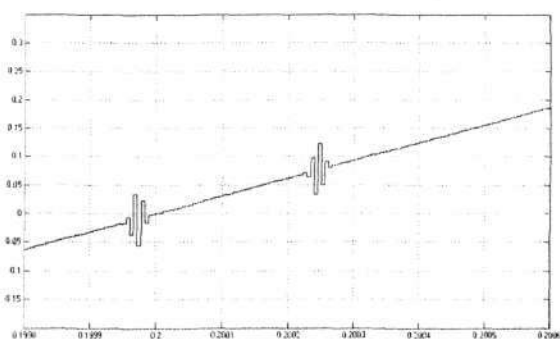
Pri obravnavi fazne premaknitve regulatorja se pojavi vprašanje, kaj se zgodi če model korigiranega ojačevalnega sistema povzroča le amplitudno in fazno popačitev signala nima pa superponiranega periodičnega odstopanja  $d$ , hkrati pa je fazni premik regulatorja napačno nastavljen.



Slika 3.34: Simulacijska blokovna shema regulacijskega sistema z napačno fazno kompenziranim regulatorjem



Slika 3.35: Izsek izhodnega signala z višjiharmonskimi oscilacijami pri faznem premiku regulatorja -3550 in faznem premiku izhodnega signala -51 vzorčnih intervalov

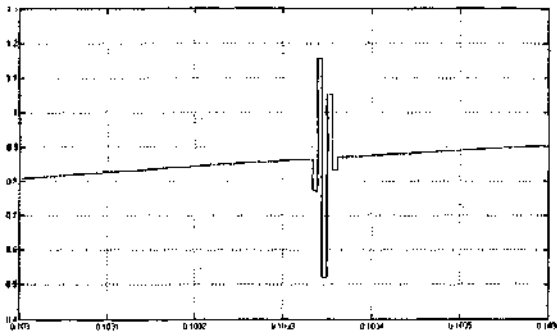


Slika 3.36: Izsek izhodnega signala z višjiharmonskimi oscilacijami pri faznem premiku regulatorja -3550 in faznem premiku izhodnega signala -49 vzorčnih intervalov

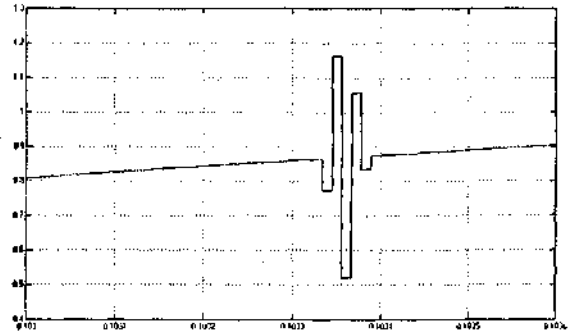
Zgornji sliki kažeta pojav oscilacij izhodnega signala ob prehodu skozi vrednost nič. Prva slika podaja razmere za fazni premik izhodnega signala -51 vzorčnih intervalov, druga pa za fazni premik -49 vzorčnih intervalov. Pri obeh je bil regulator nastavljen na fazni premik 50 vzorčnih intervalov.

Opozorim naj, da oscilacije na prvi sliki nastanejo po prehodu izhodnega signala skozi nič, medtem ko oscilacije na drugi sliki nastanejo pred prehodom skozi nič. Druga skupina oscilacij z zgornjih dveh slik nastane pri  $0,087 = \sin(5^\circ)$ .

V primeru, ko model korigiranega ojačevalnega sistema povzroča določen fazni premik, regulator pa ima nastavljen drugačen (neustrezen) premik, se pojavi skupina višjiharmonskih motenj s polperiodo, katere trajanje izraženo v vzorčnih intervalih sovпада z razliko med faznim premikom regulatorja in izhodnega signala.



Slika 3.37: Izsek izhodnega signala z višjiharmonskimi oscilacijami pri faznem premiku regulatorja - 3550 in faznem premiku izhodnega signala - 51 vzorčnih intervalov

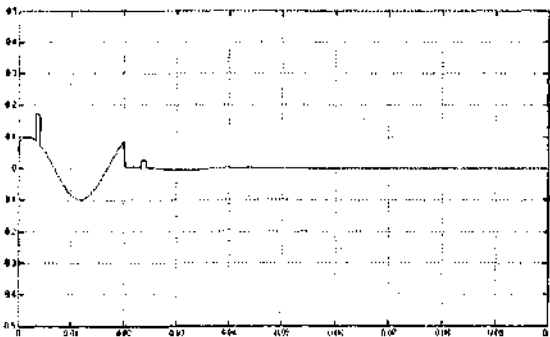


Slika 3.38: Izsek izhodnega signala z višjiharmonskimi oscilacijami pri faznem premiku regulatorja - 3550 in faznem premiku izhodnega signala - 52 vzorčnih intervalov

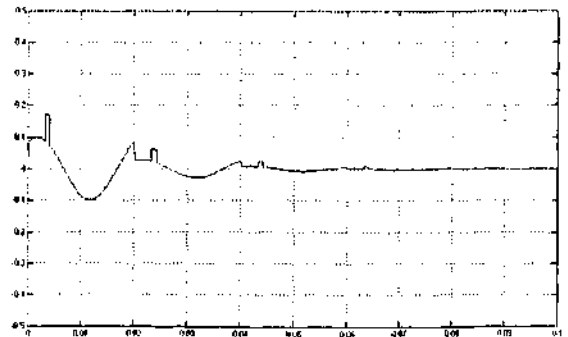
Iz zgoraj prikazanih oscilogramov je mogoče ugotoviti, da polperioda oscilacije na prvi sliki traja en vzorčni interval, na drugi pa dva vzorčna intervala, kar popolnoma ustreza premikom - 51 in - 52 vzorčnih intervalov periodičnega odstopanja proti 50 vzorčnim intervalom regulatorja.

### 3.8 Vpliv proporcionalnega člena $K_r$

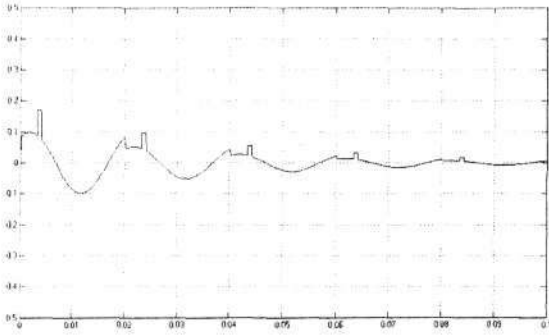
Proporcionalni člen  $K_r$  vpliva na preostalo periodično napako  $e$  oz. na hitrost odpravljanja slednje (poglavje 2.5.2). Slike 3.39 do 3.42 kažejo signal razlike  $e$  vhodnega in izhodnega signala pri  $K_r = 1$ ,  $K_r = 0,75$ ,  $K_r = 0,5$  in  $K_r = 0,25$  na sistemu s kompenziranim faznim premikom (kot ga kaže shema s slike 3.29). Pri  $K_r = 1$  je stopnja konvergence signala periodične napake  $e$  največja.



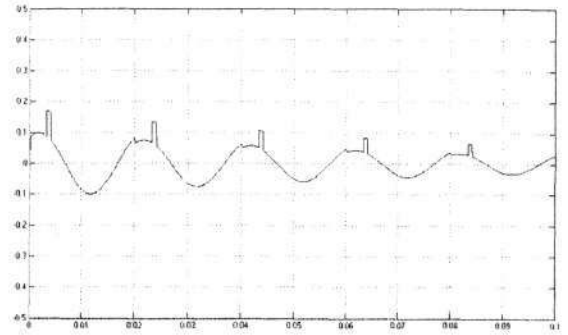
Slika 3.39: Signal napake  $e$  s slike 3.29 pri  $K_r = 1$



Slika 3.40: Signal napake  $e$  s slike 3.29 pri  $K_r = 0,75$



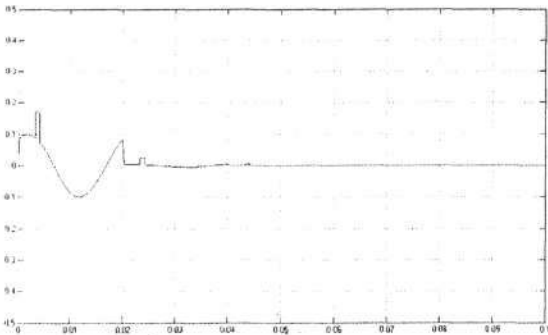
Slika 3.41: Signal napake  $e$  s slike 3.29 pri  $K_r = 0,5$



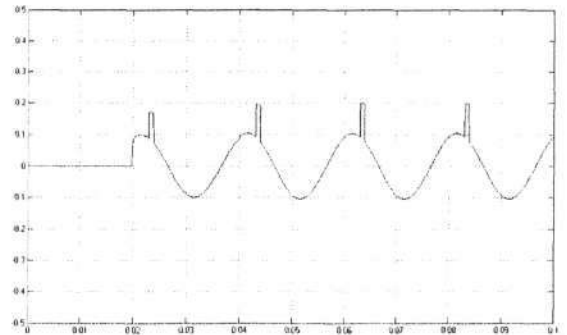
Slika 3.42: Signal napake  $e$  s slike 3.29 pri  $K_r = 0,25$

### 3.9 Vpliv konstante $G$ v notranji povratni zanki regulatorja na izhodni signal

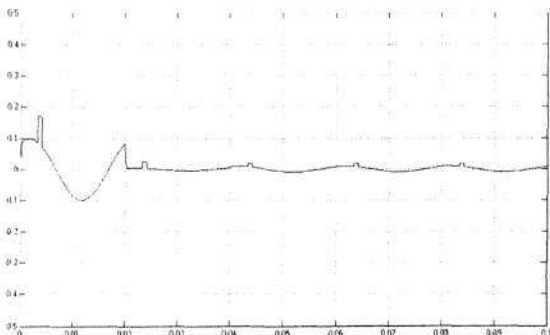
Konstanta  $G$  proporcionalnega člena v notranji povratni zanki regulatorja vpliva na njegovo sposobnost odpravljanja preostale napake  $e$  oz. vpliva na njegovo hitrost, stabilnost (poglavje 2.5.1) in na preostalo končno napako. Prikazane so slike napake  $e$  in korekcijskega signala za vrednosti  $G = 1$ ,  $G = 0,9$  in  $G = 0,75$ .



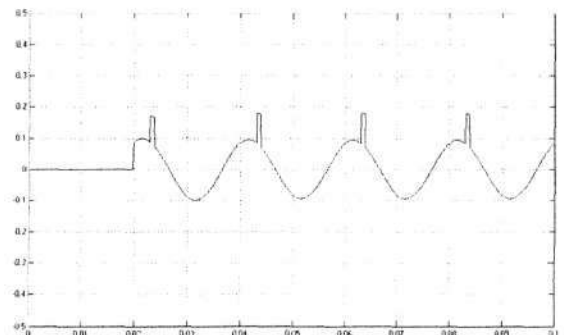
Slika 3.43: Signal napake  $e$  pri  $G = 1$



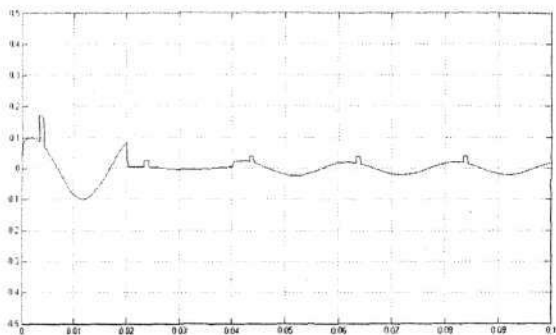
Slika 3.44: Korekcijski signal pri  $G = 1$



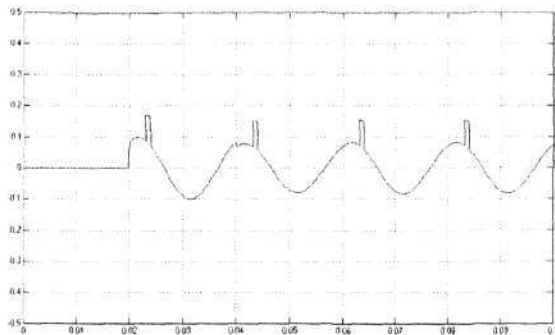
Slika 3.45: Signal napake  $e$  pri  $G = 0,9$



Slika 3.46: Korekcijski signal pri  $G = 0,9$



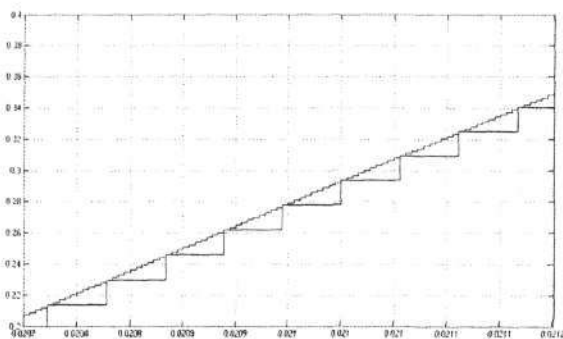
Slika 3.47: Signal napake  $e$  pri  $G = 0,75$



Slika 3.48: Korekcijski signal pri  $G = 0,75$

### 3.10 Vpliv zadrževalnega člena v zunanji povratni zanki regulacijskega sistema

Zadrževalni člen (ang. *Zero-order Hold*) vzorči vhodni signal in zadrži zajeto vrednost konstantno na svojem izhodu določen časovni interval. V kombinaciji s kvantizacijskim členom se običajno uporablja za simulacijo delovanja analogno-digitalnega pretvornika. Podobno funkcijo opravlja tudi v predstavljenem primeru, vendar brez kvantizacije izhodne veličine; vzorčena vrednost lahko zavzame katerokoli vrednost.

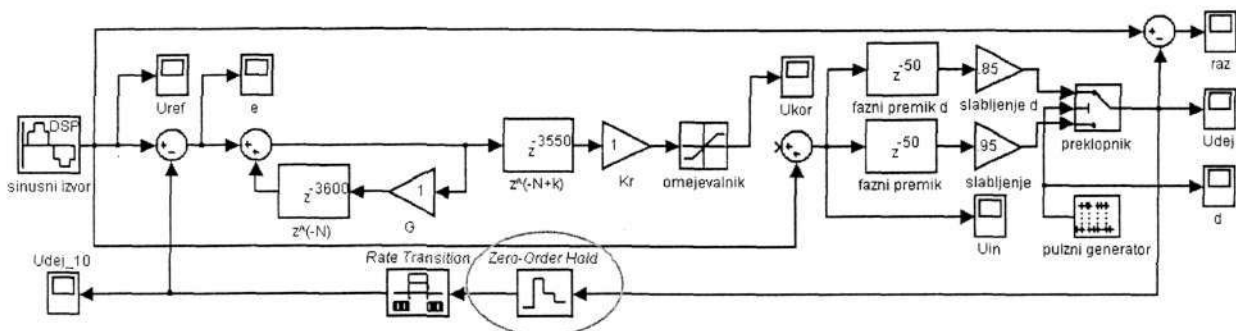


Slika 3.49: Učinek zadrževalnega člena na vhodni signal

Vzemimo kot primer sinusni referenčni signal s frekvenco 50 Hz, ki je sestavljen iz 3600 vzorčnih intervalov. Če bi želeli imeti regulacijski sistem, ki bi deloval z enakim številom korekcijskih intervalov, bi potrebovali A/D pretvornik z najmanj 180 kSPS (ang. *Kilo Samples per Second*). Prvi dve višji običajni vrednosti hitrosti pretvorbe A/D pretvornikov sta 200 kSPS in 250 kSPS. Kljub temu pa predpostavimo, da smo primorani uporabiti zelo počasen A/D pretvornik, ki zmore pičlih 18 kSPS. Ta bi lahko zajel samo 360 različnih vzorčnih intervalov pri frekvenci 50 Hz. Delovanje takšnega A/D pretvornika simulira zadrževalni člen, ki raztegne vrednost prvega zajetega vzorca preko 9 nadaljnjih vzorcev, torej skupno 10.

Zadrževalni člen v zunanji povratni zanki deluje kot filter, torej znižuje zgornjo frekvenčno mejo regulacijskega sistema in tako omogoča stabilnejše delovanje regulatorja.

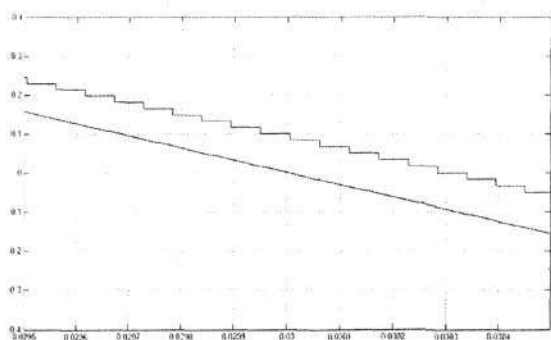
Vrnimo se k primeru regulacijskega sistema s slike 3.24, ki ponazarja obnašanje regulatorja, ko model korigiranega ojačevalnega sistema povzroča amplitudno in fazno odstopanje s superponiranim periodičnim odstopanjem  $d$ . Regulacijski sistem, ki ga kaže spodnja shema, je njegova izpeljanka: dodan ima le zadrževalni člen v zunanji regulacijski zanki in člen, ki prireja signale z različnimi vzorčnimi časi (ang. *Rate Transition*).



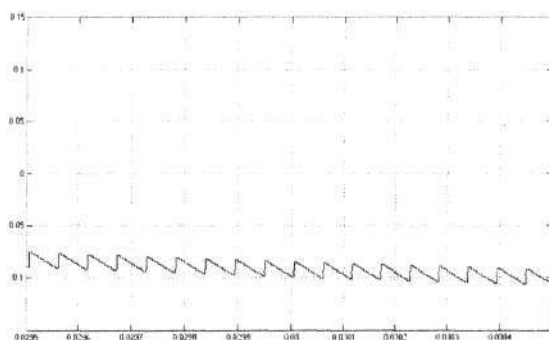
Slika 3.50: Blokovna shema simulacijskega sistema z zadrževalnim členom v zunanji povratni zanki

Opozoriti moram na preimenovanje nekaterih signalov. Na predhodnih blokovnih shemah je bila razlika referenčnega signala in dejanskega izhodnega signala oz. periodična napaka označena z  $e$ . Slednja je bila enakovredna vhodnemu signalu v regulator (slika 3.24) Signal razlike je od tu dalje poimenovan *raz*. Vhod v regulator pa je še vedno poimenovan  $e$  in je izračunan kot razlika med referenčnim signalom in transformiranim zajetim signalom.

Regulacijski sistem, ki ga kaže blokovna shema s slike 3.50, ne bi deloval. Problem je v izračunu napake  $e$ , ki je izračunana kot razlika med sinusno referenco, sestavljeno iz 3600 vzorčnih intervalov, in zajetim signalom, ki je po prehodu skozi zadrževalni člen sestavljen iz 360 različnih vzorčnih intervalov (slika 3.51) in je fazno premaknjen. V blokovni shemi s slike 3.50 se napaka izračunava za vsak vzorčni interval od skupno 3600 intervalov. Torej je samo ena izračunana vrednost izmed 10-ih pravilna, preostalih 9 pa odstopa.



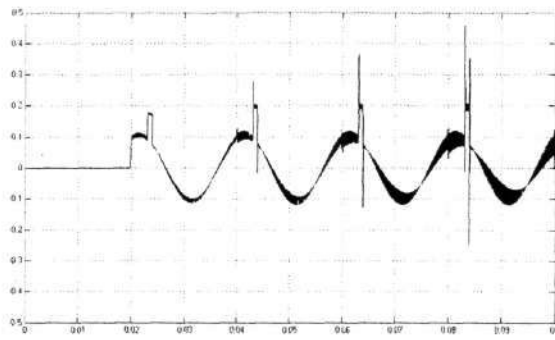
Slika 3.51: Referenčni signal  $u_{ref}$  in dejanski izhodni signal  $u_{dej\_10}$  iz člena za zadrževanja



Slika 3.52: Signal  $e$ , ki je razlika signalov s prejšnje slike

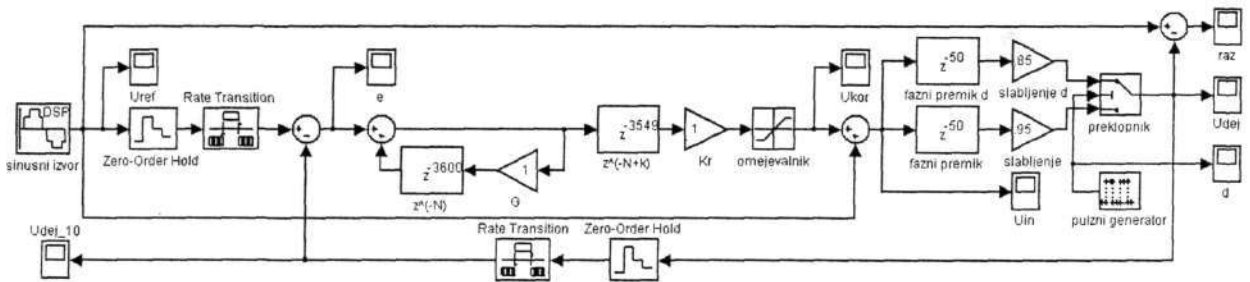
Regulator, ki deluje s 3600 vzorčnimi intervali, poskuša vsa odstopanja izhodnega (podvzorčenega) signala odpraviti, pri tem pa je uspešen samo pri enem izmed 10-ih vhodnih

vzorcev, ki sestavljajo korekcijski interval. Preostalih 9 vzorcev, o katerih vrednosti regulator nima pravega podatka, se nekontrolirano večja. Rezultat je "kosmat" korekcijski signal.



Slika 3.53: Korekcijski signal iz regulatorja po blokovni shemi s slike 3.50

Opisano pomanjkljivost je mogoče odpraviti z dodatnim parom zadrževalnega in priredilnega člena v direktni veji, takoj za generatorjem referenčnega sinusnega signala.



Slika 3.54: Blokovna shema delujočega regulacijskega sistema s členom za zadrževanje v zunanji povratni zanki

Vhodni signal v regulator (signal napake  $e$ ) je po zgornji blokovni shemi sestavljen še vedno iz 3600 vzorčnih intervalov, ki zavzamejo samo 360 različnih vrednosti. Vsakega od teh 360 različnih intervalov (dolžine 10 vzorčnih intervalov) bom od tu dalje imenoval korekcijski interval. V enem korekcijskem intervalu se napaka  $e$  ne spreminja več, temveč zavzame konstantno vrednost.

### 3.10.1 Regulacijski sistem z zadrževalnim členom in s periodičnim odstopanjem $d$

Sistem, ki ga kaže prejšnja blokovna shema, vendar brez zadrževalnih členov, je stabilen pri faznem premiku regulatorja - 3550 (slika 3.29). To sedaj ne velja več. Z zadrževalnim členom, ki zadrži vhodni signal 10 vzorcev, je nova vrednost faznega premika regulatorja (FPR), pri katerem je sistem stabilen, med - 3549 in - 3540 (torej ravno 10 vzorčnih intervalov). Stabilno področje delovanja regulacijskega sistema, ki ima v zunanji povratni zanki zadrževalni člen, je enako številu zadržanih vzorcev.

Splošni enačbi, ki izhajata iz simulacijskih modelov, sta:

$$ZGM = -3600 + (FPMKOS + 1),$$

(3.1)

$$SPM = -3600 + (FPMKOS + STZVI),$$

(3.2)

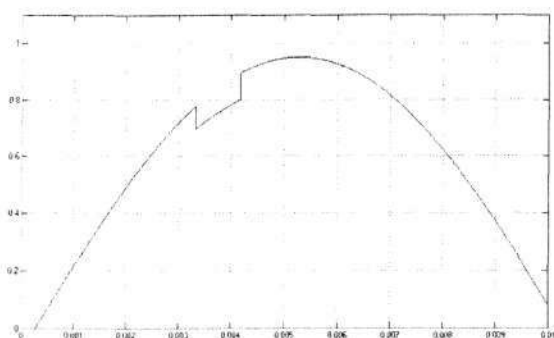
kjer je:

ZGM - zgornja meja,

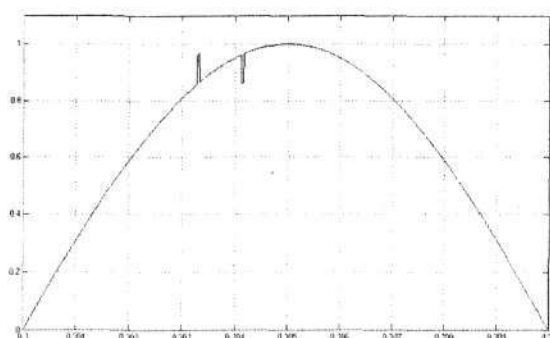
SPM - spodnja meja,

FPMKOS - fazni premik modela korigiranega ojačevalnega sistema,

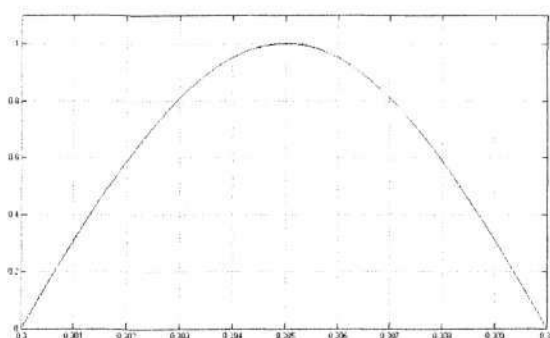
STZVI - število zadržanih vzorčnih intervalov.



Slika 3.55: Nekorigiran izhodni signal  $u_{dej}$  s periodičnim odstopanjem

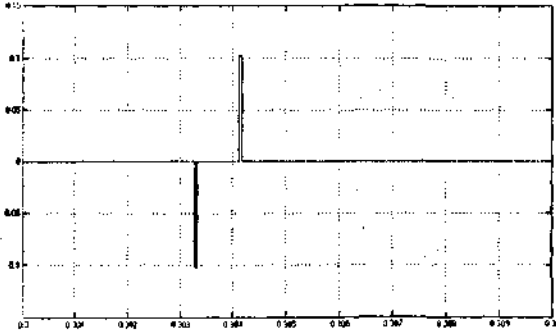


Slika 3.56: Korigiran izhodni signal  $u_{dej}$  s FPR -3540

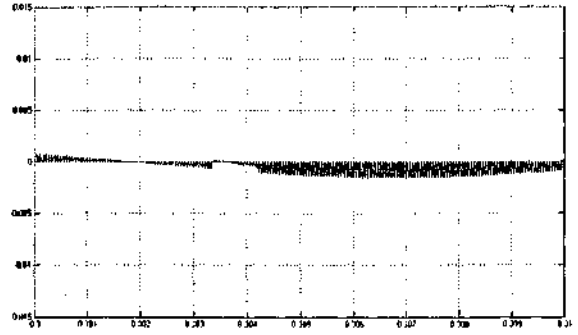


Slika 3.57: Korigiran izhodni signal  $u_{dej}$  s FPR -3549

Sledita sliki signalov razlike  $raz$  za obe podani mejni vrednosti faznega premika regulatorja (FPR). Opozoril bi na desetkratno razliko v vertikalni skali med slikama.



Slika 3.58: Signal razlike *raz* pri FPR - 3540



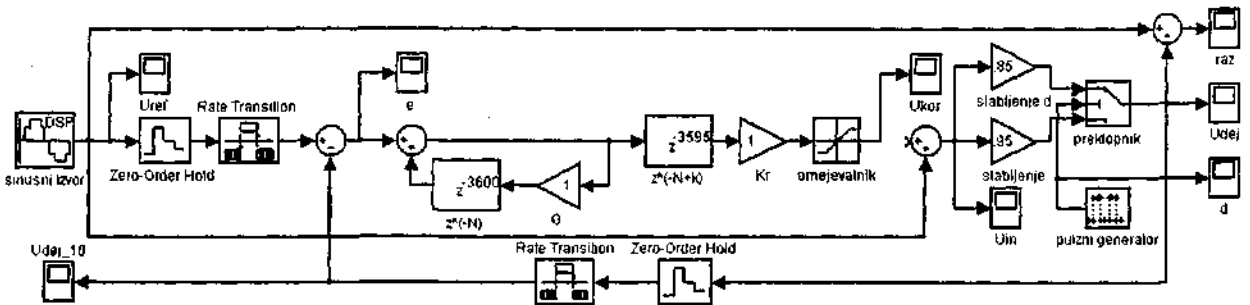
Slika 3.59: Signal razlike *raz* pri FPR - 3549

Sliki 3.57 in 3.59 dokazujeta, da je nastavitev faznega premika regulatorja na -3549 v tem primeru (pri kotu pojavljanja periodičnega odstopanja  $d$  med  $60^\circ$  in  $75^\circ$ ) optimalna.

Če povzamem: s faznim premikom regulatorja (FPR) se prilagaja njegovo delovanje glede na fazni premik, ki ga ima izhodni signal iz modela korigiranega ojačevalnega sistema proti njegovemu vhodnemu signalu. S členom za zadrževanje v zunanji zanki regulacijskega sistema pa je mogoče razširiti območje, v katerem regulacijski sistem deluje stabilno, kljub nepravilno oz. netočno nastavljenemu faznemu premiku regulatorja.

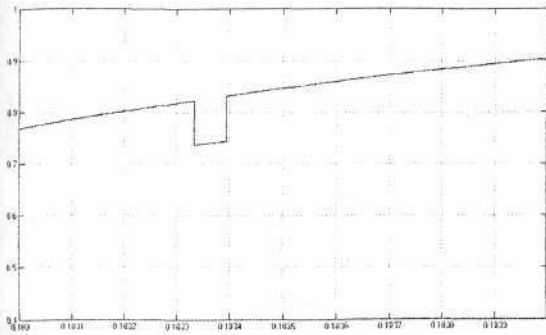
### 3.11 Navidezno podaljšanje periodičnega odstopanja zaradi zadrževalnega člena

Pri predstavljenem regulacijskem sistemu se pojavlja manjša napaka zaradi delovanja člena za zadrževanje, ki povzroča navidezno podaljšanje periodičnega odstopanja. Tako se v sistemu s spodnje blokovne sheme, ki povzroča periodično odstopanje dolžine  $1,1^\circ$  (pri  $60^\circ$ ) in sicer z vrednosti 0,95 na 0,85, se odstopanje po prehodu skozi zadrževalni člen podaljša na  $2,0^\circ$ . Ker je zajet izhodni signal zadržan določeno število vzorcev, zglada, kot da je napaka na izhodu člena daljša, kot je v resnici. Posledično je tudi korekcijski signal daljši, kot bi bilo dejansko treba.

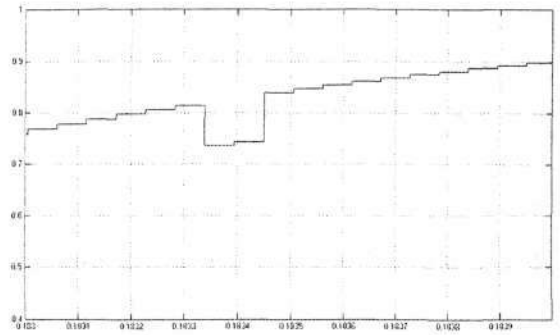


Slika 3.60: Regulacijski sistem za prikaz navideznega podaljšanja periodičnega odstopanja



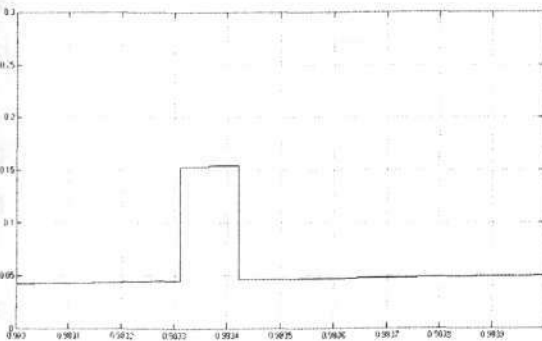


Slika 3.61: Izsek izhodnega signala  $U_{dej}$  s periodičnim odstopanjem

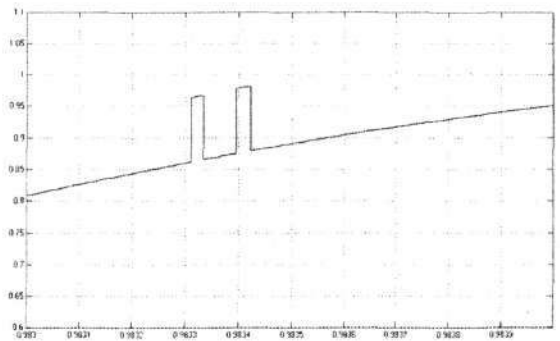


Slika 3.62: Izsek izhodnega signala  $U_{dej_10}$  iz zadrževalnega člana

Kot posledica navideznega podaljšanja periodičnega odstopanja se korekcijskemu signalu podaljša izboklina na mestu, ki ustreza navideznemu (ne pa pravemu) udoru v izhodnem signalu. Ker se korekcijski signal prišteva vhodnemu signalu, se na izhodnem signalu, po prehodu skozi model korigiranega ojačevalnega sistema, pojavi konica.



Slika 3.63: Izsek korekcijskega signala  $U_{kor}$  s predolgo korekcijsko izboklino

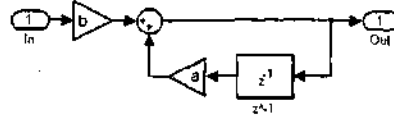


Slika 3.64: Izsek izhodnega signala  $U_{dej}$ , korigiranega s predolгим korekcijskim signalom

### 3.12 Regulacijski sistem z modelom korigiranega ojačevalnega sistema s členom prvega reda

Do te točke sta bila učinek korigiranega ojačevalnega sistema s superponiranim periodičnim odstopanjem  $d$  modelirana s slabljenjem (0,95) in fazno zakasnitvijo (-50 vzorčnih intervalov) ter z dodatnim slabljenjem (0,85), ki ga povzroča periodično odstopanje  $d$ . Tak sistem je primeren za demonstracijo principa delovanja predstavljene regulacijske metode, za kompleksnejše simulacije pa je preveč poenostavljen.

Za simulacijo, ki je bliže realnim razmeram in bolje posnema obnašanje korigiranega ojačevalnega sistema s superponiranim periodičnim odstopanjem  $d$ , bo do sedaj uporabljen model nadgrajen s členom prvega reda z mejno frekvenco  $\omega_0 = T^{-1}$ . Takšen model bo od tu dalje imenovan "dopolnjen model korigiranega ojačevalnega sistema". Blokovna shema člena v Z-prostoru je prikazana na sliki 3.65.



Slika 3.65: Grafični prikaz člena prvega reda

Oznake na sliki 3.65 imajo naslednji pomen:

$$a = \frac{T}{T + T_{VZ}} \quad (3.3)$$

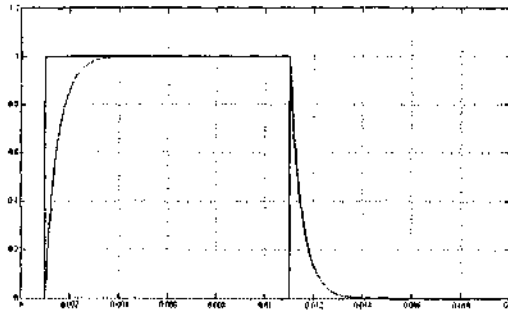
in:

$$b = \frac{K \cdot T}{T + T_{VZ}} \quad (3.4)$$

Konstanta  $K$  iz enačbe (3.4) je faktor ojačenja ali slabljenja člena, ki pa ga v danem primeru ne želim imeti, zato sem konstanti priredil vrednost ena.  $T_{VZ}$  je vzorčni čas  $5,5 \mu\text{s}$ . Njegova vrednost je bila določena že z odločitvijo, da je referenčni sinusni signal s frekvenco  $50 \text{ Hz}$  sestavljen iz  $3600$  vzorčnih intervalov ( $50 \text{ s}^{-1} \cdot 3600 = 180\,000 \text{ s}^{-1}$ ).

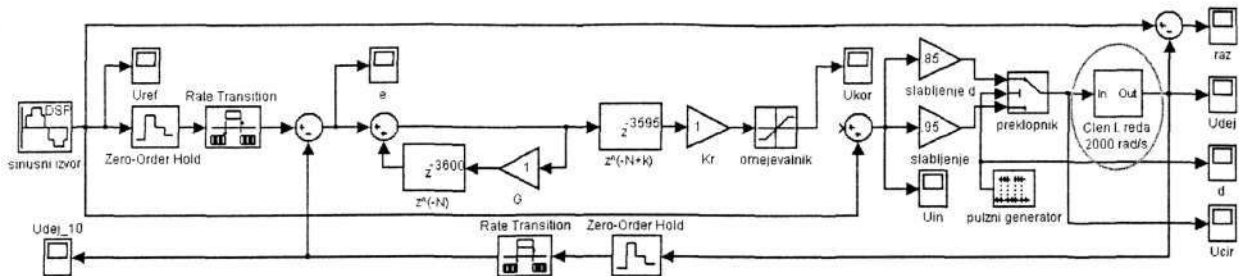
V simulacijskem modelu sem uporabil člen s časovno konstanto  $T = 0,5 \text{ ms}$ . Ob upoštevanju podanih podatkov in ob uporabi enačb (3.3) in (3.4) sta bili izračunani vrednosti konstant  $a = 0,98901098901$  in  $b = 0,010989010989$ .

Odziv tako zasnovanega člena na enotino funkcijo (t.i. *prehodno funkcijo*) kaže spodnja slika.



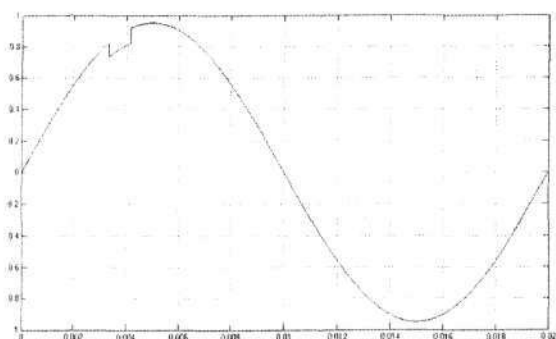
Slika 3.66: Odziv člena prvega reda ( $T = 0,5 \text{ ms}$  oz.  $\omega_0 = 2000 \text{ rad/s}$ ) na enotino funkcijo

Člen sem vključil v blokovno shemo regulacijskega sistema. Le ta še vedno vsebuje kombinacijo členov iz predhodnih shem, ki simulirajo vpliv amplitudnega periodičnega odstopanja.

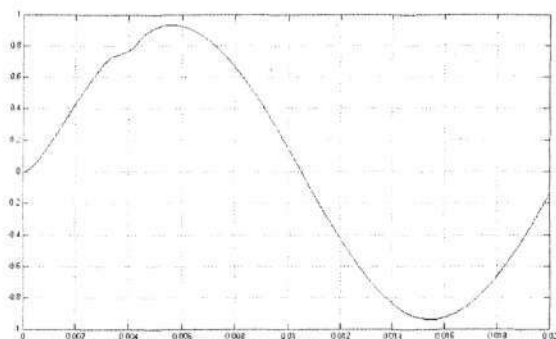


Slika 3.67: Simulacijska blokovna shema s členom prvega reda, ki delno filtrira periodično odstopanje

Odziv tako zastavljenega sistema na periodično odstopanje kaže slika 3.69. Odstopanje je simulirano s povečanjem slabljenja sistema z začetne vrednosti 0,95 na 0,85, ki traja 15° in se začne pri 60° (slika 3.68).



Slika 3.68: Vhodni signal v člen prvega reda



Slika 3.69: Izhodni signal iz člena prvega reda

Člen prvega reda z mejno frekvenco  $\omega_0 = 2000 \text{ rad/s}$  povzroča pri frekvenci 50 Hz fazni premik:

$$\varphi = \text{arc tg} \left( \frac{2\pi f}{\omega_0} \right) = \text{arc tg}(2\pi f T)$$

(3.5)

ki je  $\varphi = 8,93^\circ$  oz. 89 vzorčnih intervalov in slabljenje:

$$A = \frac{1}{\sqrt{1 + \left( \frac{2\pi f}{\omega_0} \right)^2}}$$

(3.6)

ki je  $A = 0,9879$ .

S slike 3.69 lahko razberemo, da je premik izhodnega signala proti vhodnemu približno 0,5 ms, kar ustreza 9° in je res nekoliko oslavljen.

### 3.13 Vpliv člena prvega reda v modelu korigiranega ojačevalnega sistema na amplitudo korekcijskega signala

Regulacijski sistem, ki ga kaže blokovna shema s slike 3.67, ne deluje stabilno s faznim premikom regulatorja (FPR), ki je nastavljen na vmesno vrednost med mejami, ki so izračunane v skladu z enačbama (3.1) in (3.2). Razlog je v dodatni zakasnitvi izhodnega signala, ki jo v sistem vnaša člen prvega reda. Fazni premik regulatorja, ki je potreben za stabilno delovanje regulacijskega sistema, je sedaj manjši. Novo stabilno področje delovanja regulatorja zajema fazne premike med -3536 in -3545. Razlika med predhodno stabilnim področjem (sistema po sliki 3.54) in sedanjim stabilnim področjem delovanja je 4 vzorčne intervale.

Zaradi razhajanj med predvideno in potrebno fazno premaknitvijo za stabilno delovanje regulatorja sem preizkusil, kako se simulirani regulacijski sistem odziva še na druge člene prvega reda. Preizkušeni členi so imeli mejne frekvence  $\omega_0$  pri 200 rad/s, 500 rad/s, 1000 rad/s, 2000 rad/s in 4000 rad/s. V vseh primerih je regulator deloval stabilno, če je bil nastavljen na vrednost faznega premika med -3536 in -3545.

Edini spremenljiv vpliv člena prvega reda na simulacijo regulacijskega sistema je povezan z njegovim slabljenjem pri določeni frekvenci (ki je odvisno od mejne frekvence  $\omega_0$ ) v kombinaciji z omejevalnim členom. Pri frekvenci 50 Hz je slabljenje člena prvega reda z mejno frekvenco  $\omega_0 = 200$  rad/s, izračunano po enačbi (3.6), enako 0,5370. Z upoštevanjem nekaj poenostavitev (sistem brez slabljenja, ki bi ga povzročal model korigiranega ojačevalnega sistema) lahko hitro zaključimo, da bi moral imeti korekcijski signal, potreben za zagotavljanje izhodnega signala z normirano amplitudo ena, normirano amplitudo vsaj vrednosti 0,8621, da bi pokrival slabljenje člena prvega reda. Ob dodatnem upoštevanju slabljenja modela korigiranega ojačevalnega sistema pa ta vrednost naraste na 0,9601 na delu signala brez periodičnega odstopanja  $d$  in na vrednost 1,1907 na delu z odstopanjem.

### 3.14 Vpliv zadrževalnega člena v zunanji povratni zanki na FPR

Naslednji preizkus, ki je bil opravljen na simulacijskem sistemu, kot ga kaže slika 3.67, je bilo delovanje regulatorja pri različnem številu zadržanih vzorčnih intervalov (funkcija, ki jo opravlja zadrževalni člen v zunanji povratni zanki sistema). Zanimale so me predvsem meje faznega premika regulatorja, v katerih ta še stabilno deluje in sicer v primeru modela korigiranega ojačevalnega sistema brez in s členom prvega reda ( $\omega_0 = 2000$  rad/s). Rezultati preizkusa so zbrani v naslednji tabeli.

Tabela 3.1: Meje faznega premika regulatorja, v katerih regulacijski sistem deluje stabilno (vse v drugem in tretjem stolpcu vpisane vrednosti so negativne)

Število zadržanih vzorčnih intervalov	Stabilno področje delovanja regulatorja brez člena I. reda	Stabilno področje delovanja regulatorja v sistemu s členom I. reda
2	3599 - 3598	
3	3599 - 3597	
4	3599 - 3596	
5	3599 - 3595	3597 - 3593
6	3599 - 3594	
8	3599 - 3593	3596 - 3589
9	3599 - 3592	
10	3599 - 3590	3595 - 3586
12	3599 - 3588	
15	3599 - 3585	
16	3599 - 3584	3592 - 3577
18	3599 - 3582	
20	3599 - 3580	3590 - 3571
24	3599 - 3576	
25	3599 - 3575	
30	3599 - 3570	3586 - 3557
36	3599 - 3564	
40	3599 - 3560	3580 - 3543
45	3599 - 3555	
48	3599 - 3552	
50	3599 - 3550	3576 - 3530

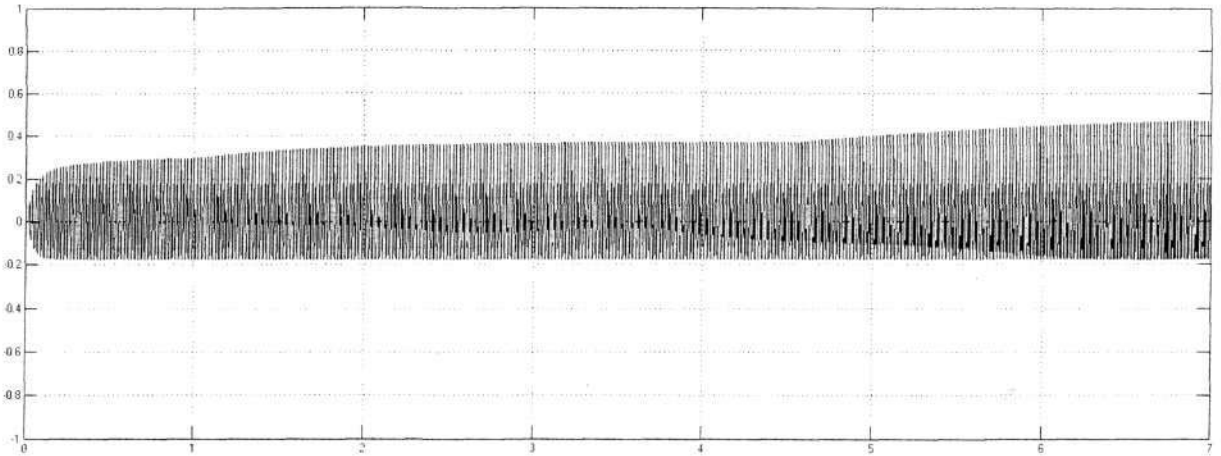
Če je na izhodu modela korigiranega ojačevalnega sistema dodan člen prvega reda, mora biti fazni premik regulatorja (kot je bilo ugotovljeno v poglavju 3.13) nekaj vzorčnih intervalov večji. FPR, ki je potreben za stabilno delovanje simulacijskega sistema, je odvisen od števila zadržanih vzorcev zadrževalnega člena: večje kot je to število, večji mora biti FPR. Vrednosti mej, ki so podane v tretjem stolpcu zgornje tabele, so zgolj orientacijske. Simulacijo sem namreč pustil teči do končnega časa 12 s in nato, glede na časovni potek korekcijskega signala oz. njegove maksimalne vrednosti in glede na signal napake, ocenil, če je regulacijski sistem deloval stabilno.

Težave so se pojavile pri ocenjevanju stabilnosti sistema, če je bil FPR postavljen na vrednost, ki je ustrezala ali pa je bila zelo blizu mejne vrednosti. Dogajalo se je namreč, da je v simulacijskem času, če je bil le ta prekratek, regulator deloval stabilno tudi z napačno vrednostjo. Šele z daljšim simulacijskim časom se je izkazalo, da je regulacijski sistem nestabilen. Osciliranje oz. nestabilno delovanje se je lahko pojavilo šele po času 100 s in več.

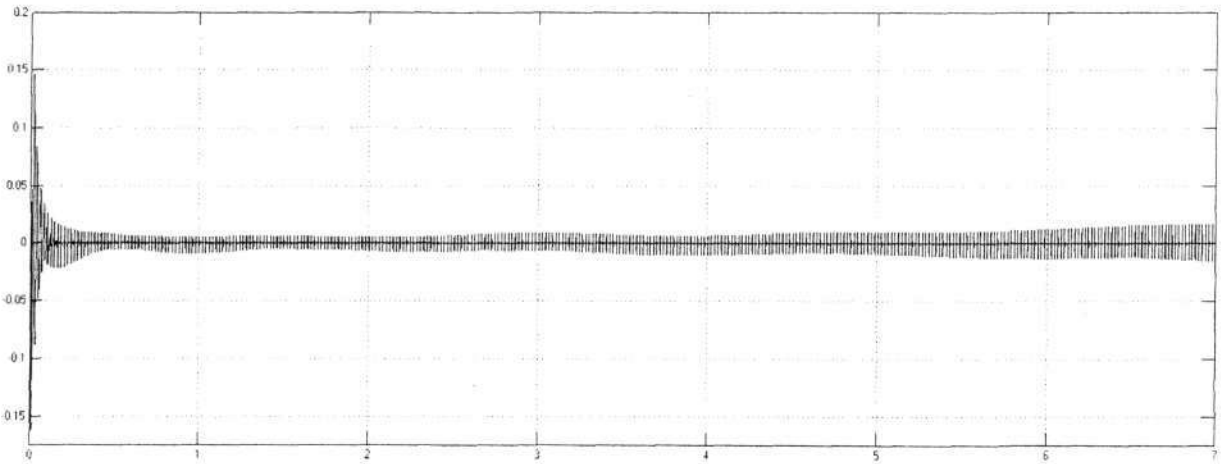
### 3.14.1 Ocenjevanje stabilnosti simulacijskega modela regulacijskega sistema

Kot kriterij za oceno stabilnosti regulacijskega sistema sem upošteval, da mora:

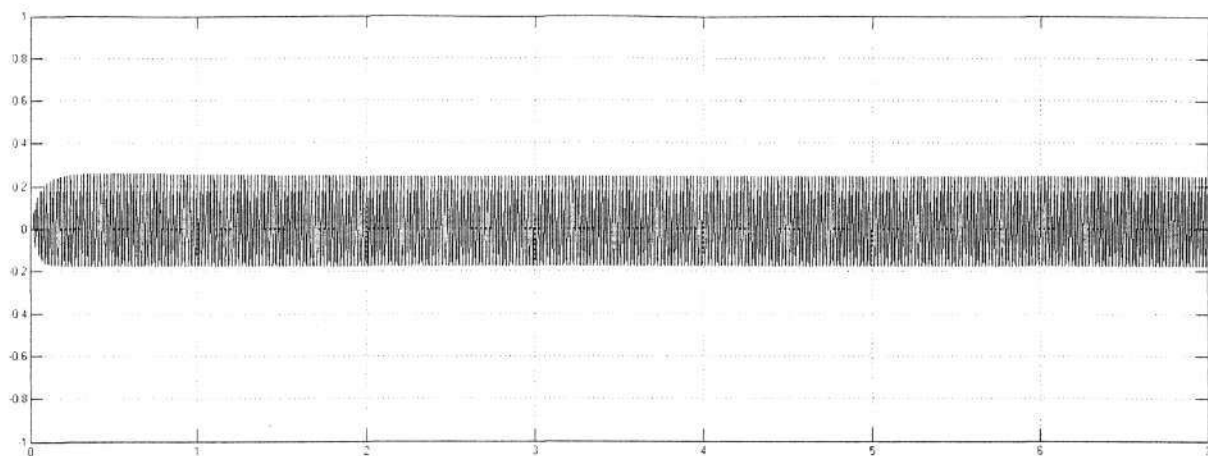
- korekcijski signal (v simulacijskem času) zavzeti neko končno obliko in ustaljeno amplitudo,
- signal razlike *raz* (ki je razlika med dejanskim izhodnim signalom in referenčnim vhodnim signalom) ravno tako zavzeti stabilno obliko in amplitudo.



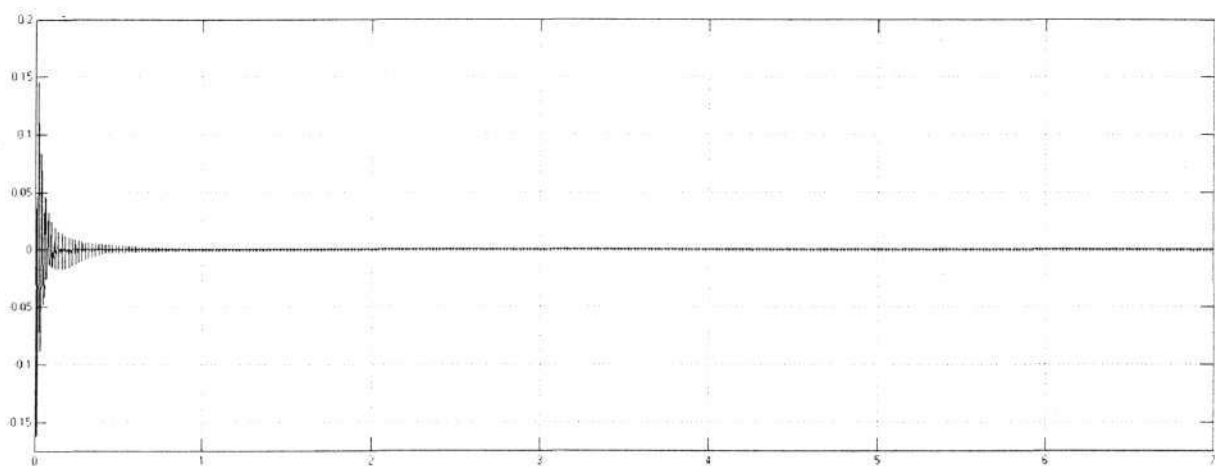
Slika 3.70: Primer korekcijskega signala  $u_{kor}$  pri nestabilnem delovanju regulacijskega sistema



Slika 3.71: Primer signala razlike *raz* pri nestabilnem delovanju regulacijskega sistema



Slika 3.72: Primer korekcijskega signala  $u_{kor}$  pri stabilnem delovanju regulacijskega sistema



Slika 3.73: Primer signala razlike  $raz$  pri stabilnem delovanju regulacijskega sistema

Za oceno stabilnosti običajno zadošča samo eden od prikazanih signalov ( $u_{kor}$  ali  $raz$ ). Občasno pa se vendar le zgodi, da je ocena lažja in hitrejša, če se preverjata oba signala. Zgodi se lahko, da je npr. amplituda osnovne komponente korekcijskega signala konstantna, medtem ko se povečuje amplituda višjiharmonskih komponent. Slednje pa se najhitreje vidi na signalu razlike, v katerem prevladujejo višjiharmonske komponente.

Lahko pa se zgodi, da amplituda korekcijskega signala narašča preko vseh meja (ali do vrednosti omejevalnega člana) medtem, ko regulator zagotavlja kvečjemu konstantno razliko med dejanskim izhodnim signalom in referenčnim vhodnim signalom.

Iz opisanih kriterijev sem med drugim izhajal zato, ker ustrežata obnašanju realnega digitalnega regulacijskega sistema, v katerem je omenjena signala (predvsem korekcijskega) zelo enostavno opazovati.

Ob natančnejšem pregledu vrednosti iz tretjega stolpca tabele Tabela 3.1 in ob upoštevanju morebitnega odstopanja pri določanju vpisanih mejnih vrednosti lahko zaključim, da je nova zgornja meja pomaknjena navzdol ravno za polovico števila zadržanih vzorčnih intervalov zadrževalnega člena. Razpon, v katerem regulator deluje stabilno, še vedno ustreza številu zadržanih vzorcev. Splošni enačbi za zgornjo in spodnjo mejo sta sedaj:

$$ZGM = -3600 + ((FPMKOS + 1 + (1/2 \cdot STZVI)), \quad (3.7)$$

$$SPM = -3600 + ((FPDMKOS + (3/2 \cdot STZVI)), \quad (3.8)$$

ZGM - zgornja meja,

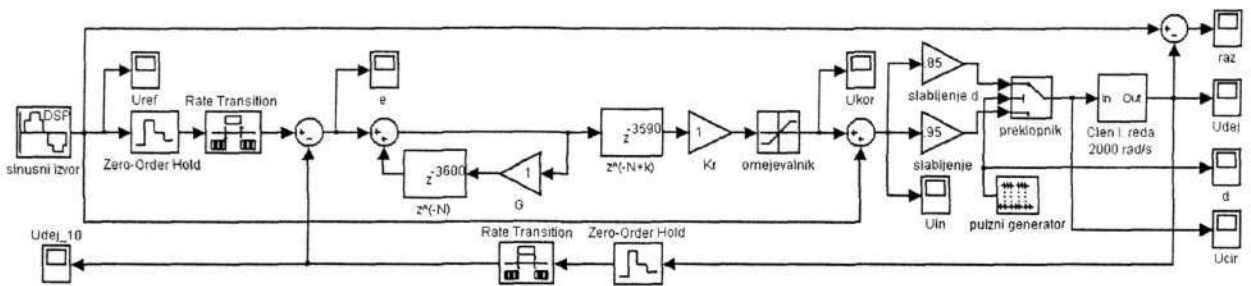
SPM - spodnja meja,

FPDMKOS - fazni premik dopolnjenega modela korigiranega ojačevalnega sistema,

STZVI - število zadržanih vzorčnih intervalov.

### 3.15 Vpliv nastavitve faznega premika regulatorja v sistemu s členom prvega reda

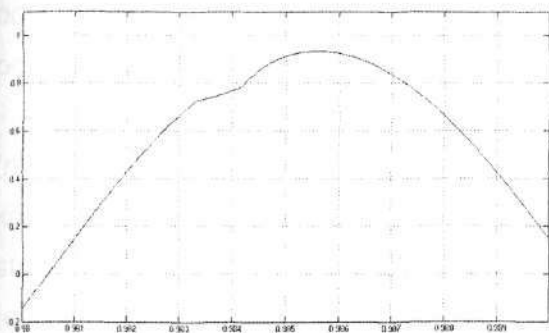
Nadaljnje simulacije sem opravil s simulacijskim sistemom, ki ga kaže naslednja blokovna shema. Z njim sem želel preveriti vpliv nastavitve faznega premika regulatorja na obliko pomembnejših signalov.



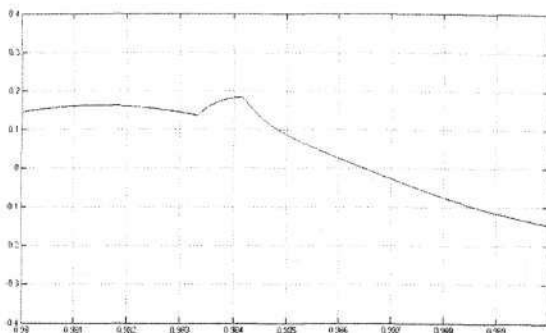
Slika 3.74: Blokovna shema regulacijskega sistema z modelom korigiranega ojačevalnega sistema s členom prvega reda in brez faznega odstopanja

Najprej so prikazane razmere, ko je regulator onemogočen.



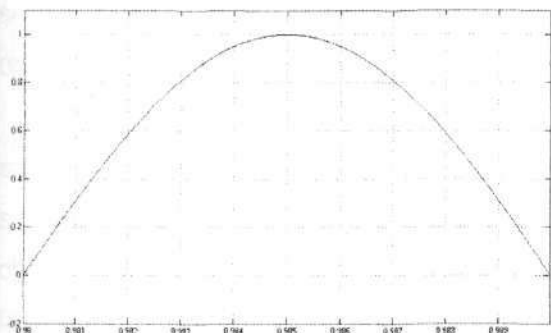


Slika 3.75: Izhodni signal  $u_{dej}$  z nekorigiranim periodičnim odstopanjem  $d$

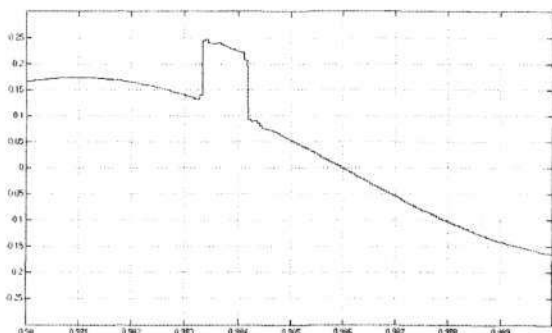


Slika 3.76: Signal razlike  $raz$ , ko je regulator neaktiven

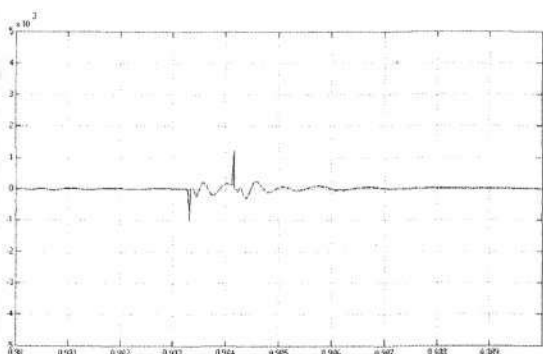
Naslednji sliki kažeta ista signala (dejanskega izhodnega in signal razlike  $raz$ ) po enakem času, ko regulator deluje (pozor na vertikalno skalo druge slike). Nastavljen fazni premik regulatorja je  $-3590$ . Sledita pa še korekcijski signal ter vsota referenčnega in korekcijskega signala.



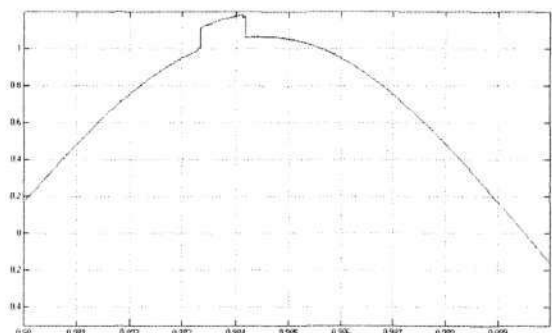
Slika 3.77: Signal  $u_{dej}$  na izhodu člena prvega reda



Slika 3.78: Korekcijski signal  $u_{kor}$ , ko je FPR  $-3590$

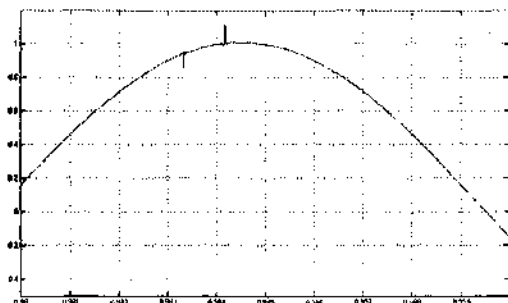


Slika 3.79: Signal razlike  $raz$ , ko je regulator aktiven



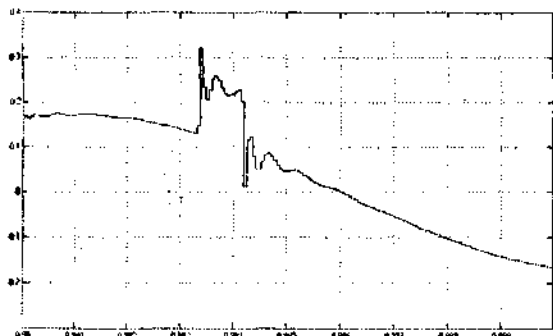
Slika 3.80: Vsota referenčnega in korekcijskega signala oz. signal  $u_{in}$

Sledi še signal, ki je na blokovni shemi 3.74 označen z  $U_{cir}$  in je vhodni signal v člen prvega reda (torej signal, ki v realnih sistemih običajno ni dosegljiv).

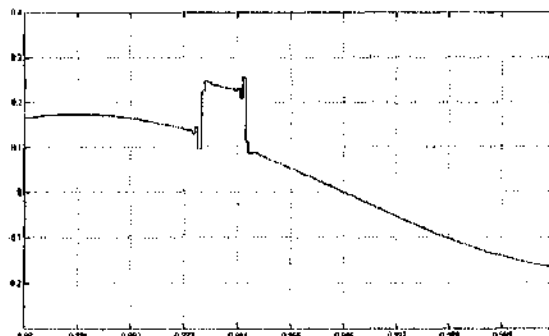


Slika 3.81: Vhodni signal v člen prvega reda

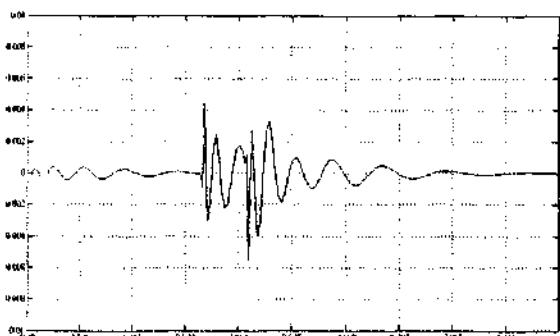
Regulator je bil v do sedaj opravljenih simulacijah nastavljen na fazni premik -3590, kar je ob upoštevanju premaknitve zaradi zadrževalnega člena in dodatne fazne zakasnitve zaradi člena prvega reda (glej tabelo Tabela 3.1), ustrezalo sredini stabilnega področja delovanja. Z naslednjo simulacijo pa sem želel preveriti, kako se regulator odziva, če je nastavljen na skrajni meji faznega premika (in sicer -3595 in -3586).



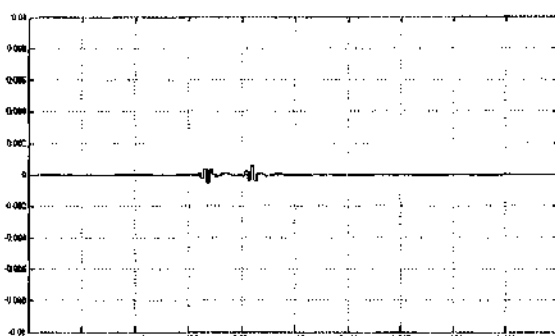
Slika 3.82: Korekcijski signal  $u_{kor1}$ , ko je FPR -3595



Slika 3.83: Korekcijski signal  $u_{kor1}$ , ko je FPR -3586



Slika 3.84: Signal razlike (referenčnega in izhodnega signala)  $raz$ , ko je FPR -3595



Slika 3.85: Signal razlike (referenčnega in izhodnega signala)  $raz$ , ko je FPR -3586

Sliki 3.82 in 3.83 sta zanimivi, kajti iz njiju bi bilo mogoče ugotoviti, na katero vrednost je nastavljen fazni premik regulatorja (če tega ne bi vedeli). Če je FPR manjši od idealne vrednosti, se to odraža kot oscilacija na prvem (pozitivnem) prehodu odstopanja na korekcijskem signalu. Če pa je FPR postavljen na preveliko vrednost, zaoscilira drugi (negativen) prehod periodičnega

odstopanja. V primeru, ko je regulator nastavljen na sredino delujočega področja (slika 3.78), ob pojavu periodičnega odstopanja ne pride do oscilacij na prehodu korekcijskega signala.

Zanimivi so tudi oscilogrami trenutne vrednosti razlike referenčnega in izhodnega signala (na blokovni shemi imenovane *raz*), ki jih kažejo slike 3.79, 3.84 in 3.85. Kljub temu, da ima korekcijski signal v primeru, ko je fazni premik regulatorja postavljen na sredino področja stabilnega delovanja, najmanjšo vsebnost višjiharmonskih komponent, ne da najboljših rezultatov (oz. najmanjše razlike *raz*). Napaka je najmanjša na zgornjem robu delujočega območja (slika 3.85).

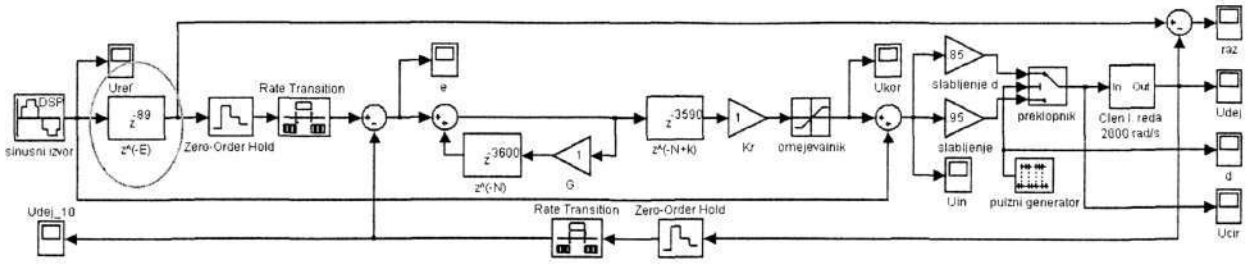
### 3.16 Regulacijski sistem z dodatnim zakasnilnim členom v direktni regulacijski veji

Člen prvega reda (s časovno konstanto  $T = 0,5$  ms) vnaša v sistem, ki deluje pri frekvenci 50 Hz, fazno zakasnitev  $8,9^\circ$ . Regulator prišteva referenčnemu signalu tako oblikovan korekcijski signal, da je izhodni signal sistema čim bolj podoben referenčnemu signalu. Na ta način odpravlja fazni premik med izhodnim in referenčnim signalom.

Velikokrat je takšno odpravljanje faznega premika, s stališča uporabnika regulacijskega sistema, popolnoma nepotrebno. Slednji namreč nima dostopa do notranjega referenčnega signala in zato ne ve, koliko je izhodni signal zakasnen za referenčnim signalom. Uporabniku je običajno treba zagotoviti le želeno obliko, amplitudo in frekvenco izhodnega signala. Hkrati pa fazno popraviljanje signala zaseda koristen del amplitudnega območja regulatorja (ob upoštevanju, da je maksimalna vrednost, ki jo le ta lahko proizvede, omejena z omejevalnim členom na normirano vrednost |1|).

Odpravljanju fazne zakasnitve izhodnega signala s strani regulatorja bi se bilo mogoče izogniti, če bi v zunanjo povratno zanko dodali prediktivni člen s faznim premikom, ki bi bil nasprotno enak (ali čim bližji) faznemu premiku, ki ga povzroča člen prvega reda. Na žalost tega v simulacijskem programu ni mogoče izvesti, ker le ta ne dovoljuje prediktivnih členov, saj jih smatra za neizvedljive.

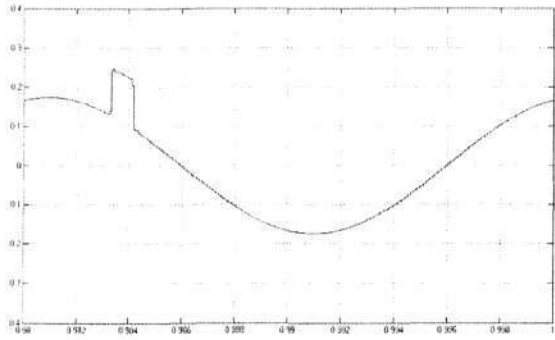
Alternativno blokovno shemo s členom, ki opravlja nalogo zmanjševanja korekcijskega signala, kaže naslednja shema, na kateri je dodan zakasnilni člen v direktni regulacijski veji takoj za sinusnim izvorom.



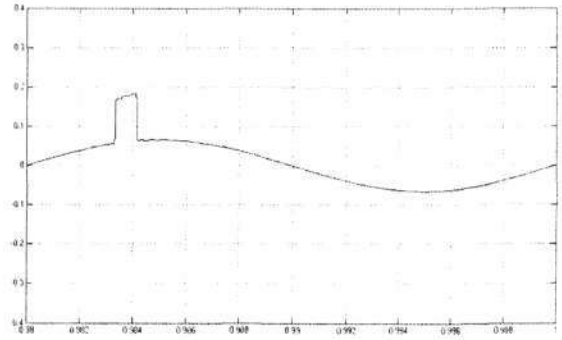
Slika 3.86: Blokovna shema regulacijskega sistema z dodatnim zakasnilnim členom v direktni regulacijski veji

Zakasnilni člen, ki je na shemi označen z  $z^{-E}$ , zakasni referenčni signal, ki je uporabljen za izračun vhodne vrednosti  $e$  v regulator in ga tako sinhronizira s fazno premaknjenim izhodnim signalom.

Naslednji sliki kažeta razmere brez dodanega zakasnilnega člena ter z njim. V primeru njegove uporabe ima nastavljeno vrednost  $-89$ , ki ustreza fazni zakasnitvi  $8,9^\circ$  oz. faznemu premiku, ki ga povzroča člen prvega reda v dopolnjenem modelu korigiranega ojačevalnega sistema. Razlika v amplitudi korekcijskega signala regulacijskega sistema z dodatnim zakasnilnim členom in brez njega je očitna. Vrednost  $-89$  je ustrezna, kajti korekcijski signal ima prehoda skozi ničlo pri vrednostih  $0,98$  s in  $1$  s, kar pomeni, da regulator odpravlja samo še amplitudno napako sistema, ki je pri frekvenci  $50$  Hz (brez upoštevanja vrha zaradi periodičnega odstopanja  $d$ ) enaka  $0,0655$ . To je tudi maksimalna vrednost (sinusne komponente) drugega prikazanega korekcijskega signala.



Slika 3.87: Korekcijski signal  $u_{kor}$  sistema brez dodatnega zakasnilnega člena (signal ustreza tistemu s slike 3.78)

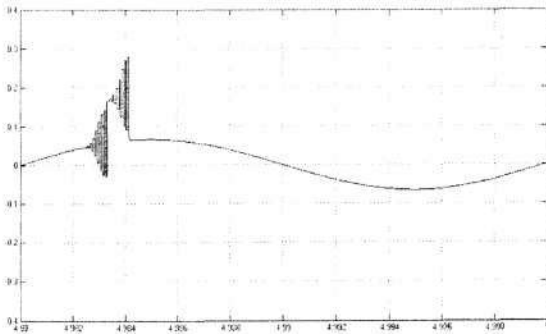


Slika 3.88: Korekcijski signal  $u_{kor}$  sistema z dodatnim zakasnilnim členom v direktni regulacijski veji

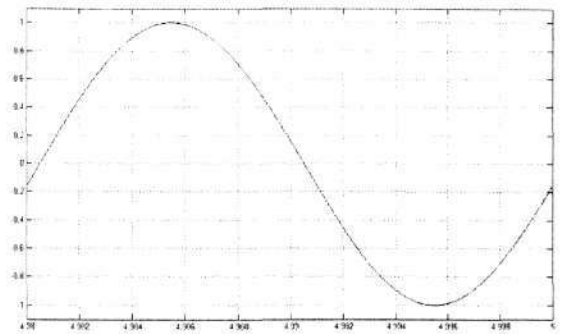
### 3.17 Primeri napačno fazno kompenziranega regulatorja

Z naslednjimi simulacijami sem želel pokazati, kaj se dogaja s korekcijskim signalom, če je fazni premik regulatorja nepravilno nastavljen in kako slednji vpliva na izhodni signal dopolnjenega modela korigiranega ojačevalnega sistema s členom prvega reda. Mejne vrednosti

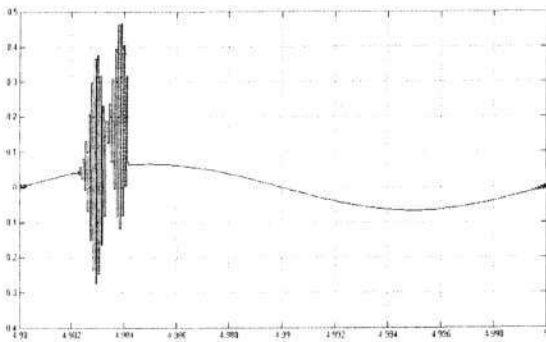
faznega premika, pri katerih regulacijski sistem še deluje stabilno, sta - 3595 in - 3586, optimalna vrednost je - 3590 (glej tabelo Tabela 3.1).



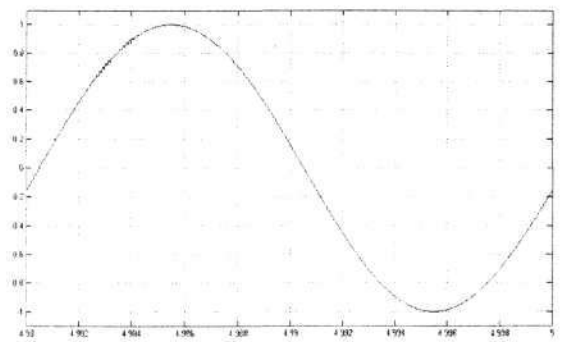
Slika 3.89: Korekcijski signal  $u_{kor}$ , FPR - 3585



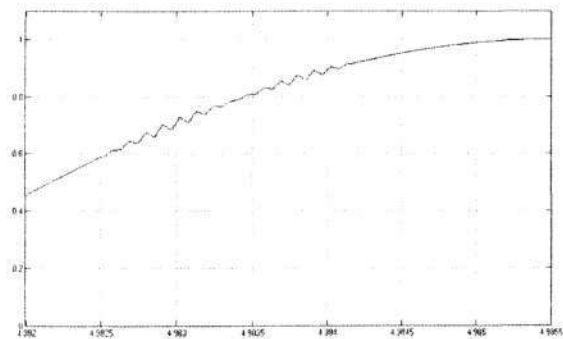
Slika 3.90: Izhodni signal  $u_{dej}$ , FPR - 3585



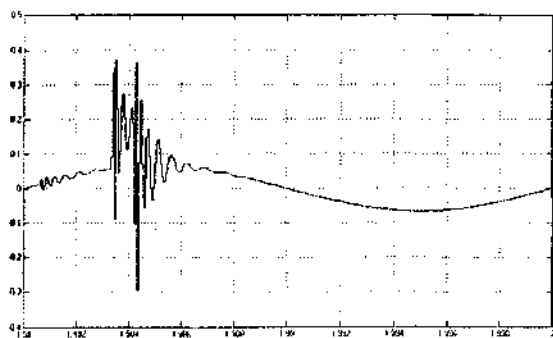
Slika 3.91: Korekcijski signal  $u_{kor}$ , FPR - 3584



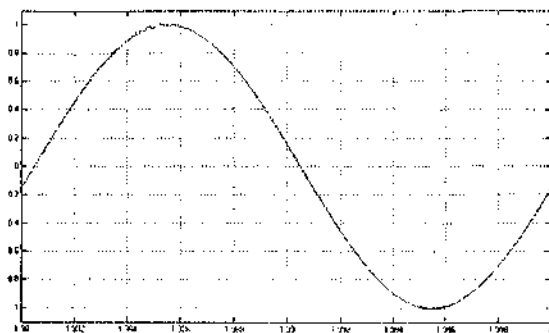
Slika 3.92: Izhodni signal  $u_{dej}$ , FPR - 3584



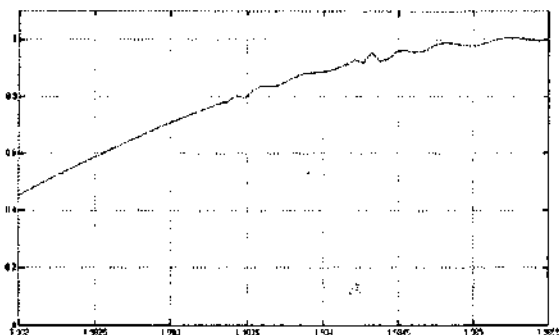
Slika 3.93: Izsek izhodnega signala  $u_{dej}$  s prejšnje slike, FPR - 3584



Slika 3.94: Korekcijski signal  $U_{kor}$ , FPR - 3597

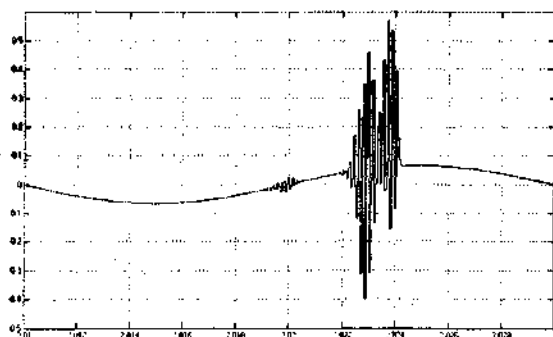


Slika 3.95: Izhodni signal  $U_{dej}$ , FPR - 3597

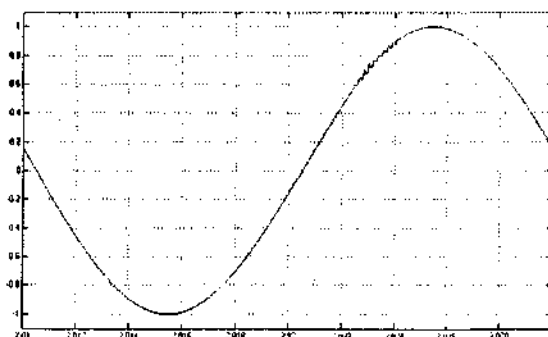


Slika 3.96: Izsek izhodnega signala  $U_{dej}$  s prejšnje slike, FPR - 3597

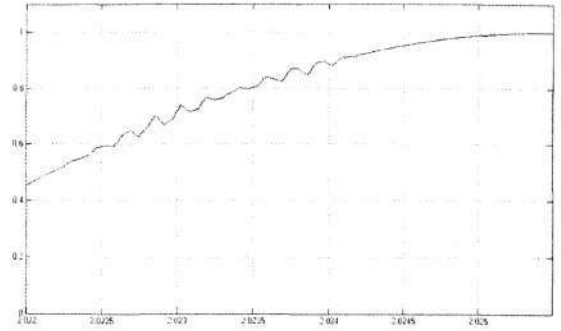
Do te točke je bil fazni premik regulatorja kvečjemu za en vzorčni interval (slike 3.89 in 3.90) ali dva (slike 3.91 do 3.96) napačen. Naslednje slike pa podajajo primer, ko je fazni premik regulatorja večji (in sicer 12 vzorčnih intervalov), kot je število zadržanih vzorcev zadrževalnega člana (10 vzorčnih intervalov).



Slika 3.97: Korekcijski signal  $U_{kor}$ , FPR - 3574



Slika 3.98: Izhodni signal  $U_{dej}$ , FPR - 3574



Slika 3.99: Izsek izhodnega signala  $u_{dej}$  s prejšnje slike, FPR - 3574

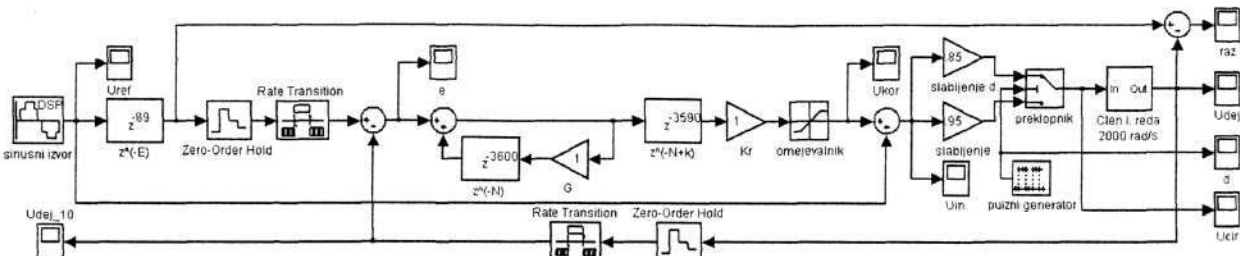
Podobno kot v prejšnjih primerih, kjer je bilo mogoče sklepati, za koliko zadržanih vzorčnih intervalov je fazni premik regulatorja zamaknjen iz optimalne vrednosti (glej npr. poglavje 3.7), je to mogoče tudi v podanem simulacijskem primeru in sicer iz frekvence višjeharmonskih oscilacij, ki se pričnejo pojavljati na robovih odstopanja in se nato razširijo. Najlažje je frekvenco oscilacij (oz. dolžino ene njihove polperiode) razbrati iz korekcijskega signala. Težje je ta podatek izluščiti iz izhodnega signala, na katerem je oscilacija sprva zelo neizrazita, v nadaljevanju pa prehitro amplitudno narašča, da bi bilo mogoče parametre regulatorja na podlagi pridobljenih podatkov še pravočasno prirediti. Glede na čas trajanja polperiode (izraženega v vzorčnih intervalih) bi bilo namreč mogoče med delovanjem spremeniti fazni premik regulatorja tako, da bi ta padel vsaj v območje stabilnega delovanja, pa čeprav na eno izmed skrajnih mej.

### 3.18 Skupni učinek proporcionalnega člena $G$ in faznega premika regulatorja

Do tega trenutka je bil v simulacijah delovanja regulatorja, kot povzročitelj periodičnih odstopanj, uporabljen dopolnjen model korigiranega ojačevalnega sistema s superponiranim periodičnim odstopanjem  $d$  in z dodatnim členom prvega reda (oz. nizkoprepustnim filtrom) s časovno konstanto  $T = 0,5$  ms. Takšen model je bil izbran, ker je najbolje ponazarjal delovanje splošnega močnostnega ojačevalnika. V večini podanih primerov sta bili tudi konstanti  $G$  in  $K$ , postavljeni na vrednost ena, ker sem preverjal le vpliv, ki ga ima fazni premik regulatorja (FPR) na stabilnost delovanja regulacijskega sistema.

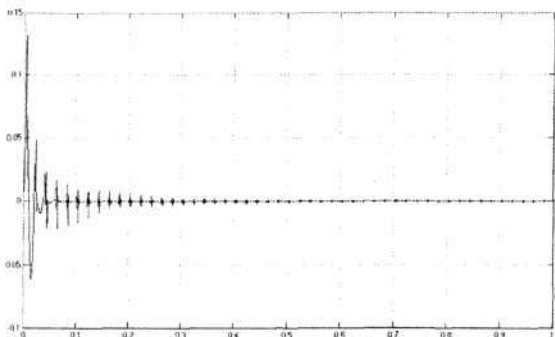
Pojavi pa se primerno vprašanje glede medsebojnega vpliva faznega premika regulatorja in slabljenja proporcionalnega člena  $G$  v notranji povratni zanki regulatorja. Iz teorije in enačb (2.21) in (2.24) sledi, da bi morale večje slabljenje (torej manjša vrednost  $P$ -ja) izboljšati stabilnost sistema, vendar povečati preostalo napako  $e$ .

Za preverjanje te predpostavke je uporabljen simulacijski sistem, sestavljen po naslednji blokovni shemi.

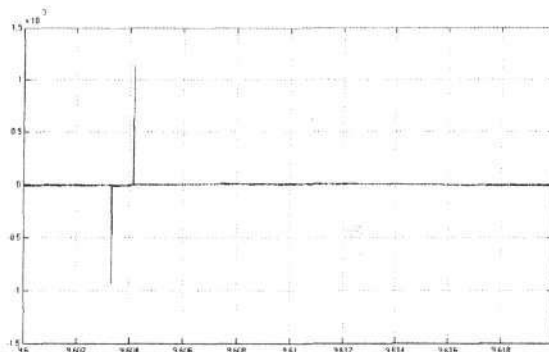


Slika 3.100: Blokovna shema simulacijskega sistema za preverjanje vpliva konstante  $G$  na delovanje regulatorja

Regulacijski sistem z zgornje blokovne sheme povzroča napako oz. razliko referenčne in izhodne vrednosti  $raz$ , ki jo kažeta spodnji sliki.

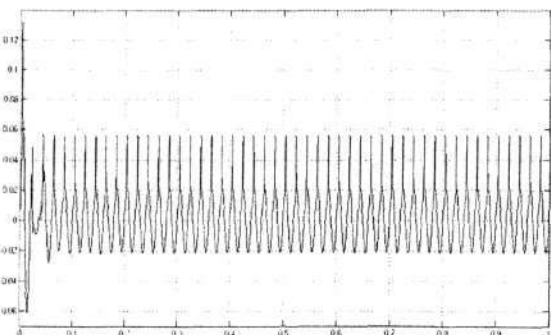


Slika 3.101: Signal razlike  $raz$  pri  $G = 1$

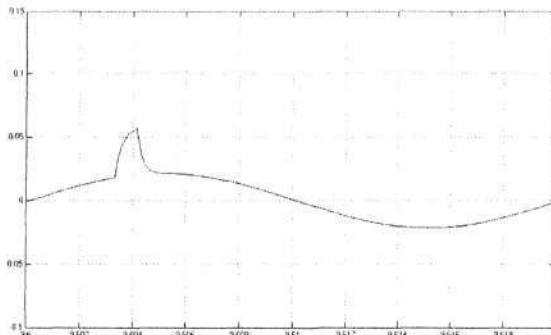


Slika 3.102: Izsek signala  $raz$  pri  $G = 1$

Ob spremembi ojačenja oz. slabljenja  $G$  z vrednosti ena na vrednost 0,5 in ob ohranitvi faznega premika regulatorja -3590 pa je signal razlike  $raz$ :



Slika 3.103: Signal razlike  $raz$  pri  $G = 0,5$



Slika 3.104: Izsek signala  $raz$  pri  $G = 0,5$

Razlika v odstopanju izhodne veličine od referenčnega signala v odvisnosti od nastavljene vrednosti konstante  $G$  je očitna. Pri vrednosti 0,5 je mogoče spreminjati fazni premik regulatorja v območju od -3600 do (približno) -3400. Iz navedenega bi lahko zaključili, da z dovolj majhno vrednostjo konstante  $G$ , faznega premika regulatorja sploh ne bi potrebovali.

Trditev drži, vendar ima posledice, ki se odražajo v amplitudi odstopanja izhodnega signala od referenčnega signala. Manjša kot je vrednost  $G$ , večje bo odstopanje. V precizijskih sistemih običajno uporabnik zahteva čim bolj natančno obliko izhodnega signala. Slednje je mogoče

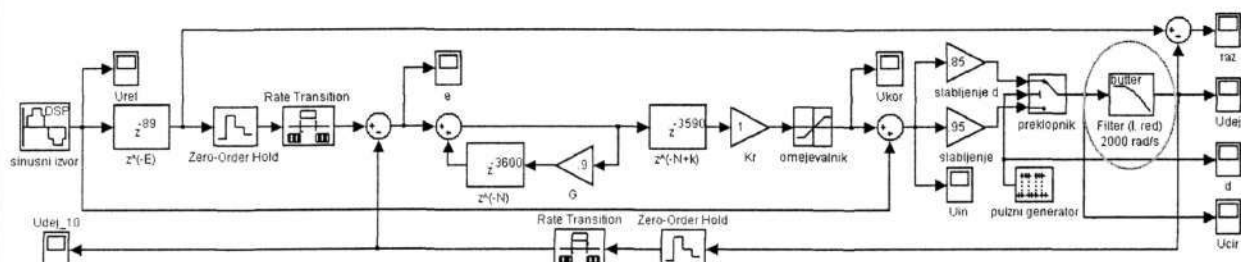


doseči samo s konstanto  $G$ , ki je blizu vrednosti ena. Ko pa je le ta, recimo 0,9, je področje faznega premika regulatorja že ožje (od -3550 do -3599).

Zakaj bi torej želeli široko področje delovanja regulatorja? Odgovor je v spremembi parametrov dopolnjenega modela korigiranega ojačevalnega sistema in v učinku, ki ga ima slednji na celoten regulacijski sistem.

### 3.19 Simulacija dopolnjenega modela korigiranega ojačevalnega sistema s filtrom višjega reda

Odmislimo za trenutek fazni premik regulatorja, ki se v danih razmerah ne spreminja. Nastavljen je tako, da je regulacijski sistem stabilen. Regulacijski sistem vsebuje dopolnjen model korigiranega ojačevalnega sistema s superponiranim periodičnim odstopanjem  $d$  in z nizkoprepustnim filtrom s časovno konstanto  $T = 0,5$  ms oz. mejno frekvenco 2000 rad/s.

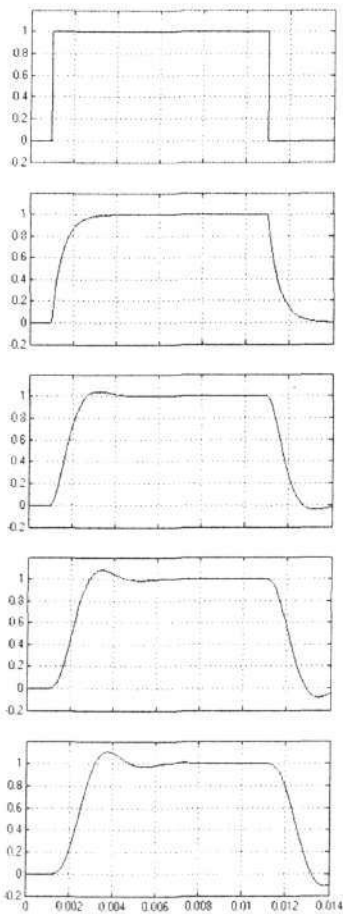


Slika 3.105: Blokovna shema simulacijskega sistema z Butterworthovim filtrom

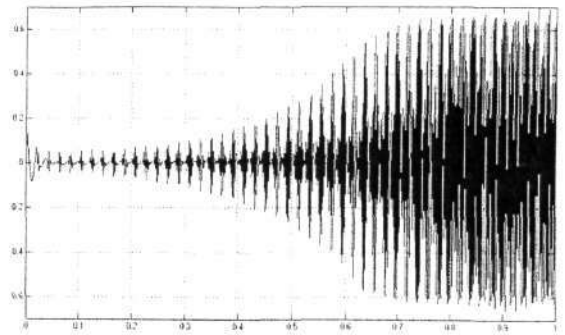
Do sedaj uporabljen člen prvega reda sem nadomestil z Butterworthovim nizkoprepustnim filtrom z mejno frekvenco 2000 rad/s. Spodnji štirje grafi s slike 3.106 kažejo odziv takšnega filtra na enotino funkcijo in ustrezajo po vrsti filtrom od I. do IV. reda z mejno frekvenco 2000 rad/s. Butterworthov filter sem izbral zaradi več razlogov, izmed katerih je poglobitni majhno prenihanje izhodnega signala pri skočni spremembi vhodne vrednosti, drugi pa njegova preprosta uporaba (možnost spreminjanja reda z ohranitvijo mejne frekvence).

Filter I. reda se obnaša popolnoma enako, kot do sedaj uporabljen člen prvega reda (glej odziv na enotino funkcijo s slike 3.66), in prikazanemu sistemu ne povzroča stabilnostnih težav.

Sistem s filtrom drugega reda s prikazanimi parametri regulatorja (FPR - 2590 in  $G = 0,9$ ) z blokovne sheme s slike 3.105 ne deluje. Slika 3.107 kaže divergiranje signala razlike *raz*. Slednji se po 650 ms amplitudno ne povečuje, ker korekcijski signal doseže limitno vrednost omejevalnega člena.

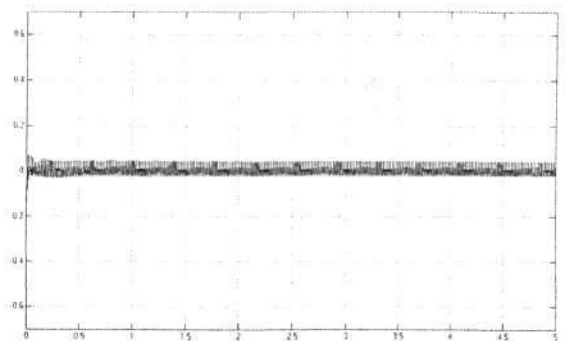


Slika 3.106: Odziv Butterworthovega filtra I. reda (drugi graf), II. reda (tretji graf), III. reda (četrti graf) in IV. reda (peti graf) na enotino stopnico (prvi graf)



Slika 3.107: Signal razlike *raz* regulacijskega sistema z Butterworthovim filtrom II. reda in  $G = 0,9$

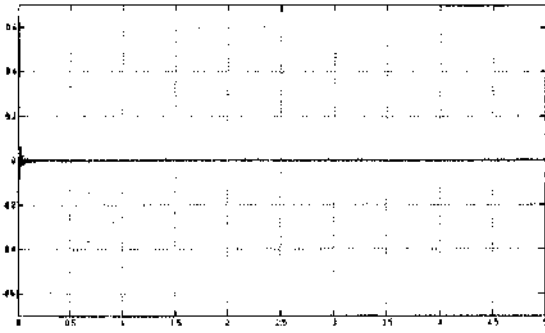
Regulacijski sistem postane stabilen pod pogojem, da zmanjšamo konstanto  $G$  in sicer na vrednost, ki je nižja od cca. 0,73.



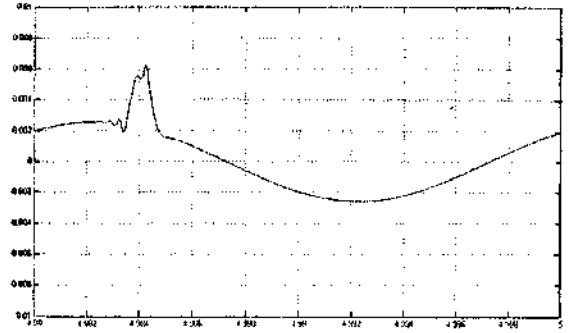
Slika 3.108: Signal razlike *raz* regulacijskega sistema z Butterworthovim filtrom II. reda in  $G = 0,73$

Regulacijski sistem torej deluje stabilno pri  $G = 0,73$ , nima pa najmanjše možne končne napake oz. razlike izhodnega in referenčnega signala. Slednje je posledica manjše vrednosti konstante  $G$  (glej poglavje 3.18).

Stabilno delovanje sistema je mogoče doseči tudi s spremembo faznega premika regulatorja in z majhno spremembo slabljenja  $G$ . Pri nastavitvah FPR - 3535 in  $G = 0,97$  dobimo poteke signalov, ki jih kažejo sliki 3.109 in 3.110.

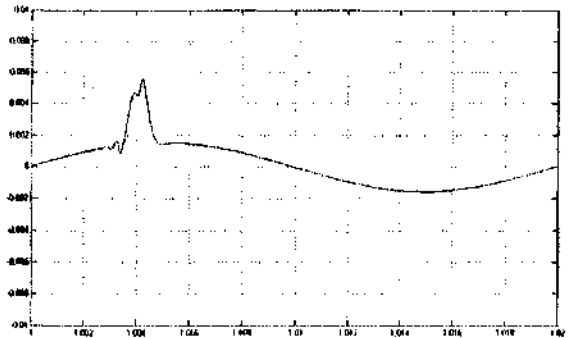


Slika 3.109: Signal razlike *raz* regulacijskega sistema z Butterworthovim filtrom II. Reda, FPR - 3535 in  $G = 0,97$



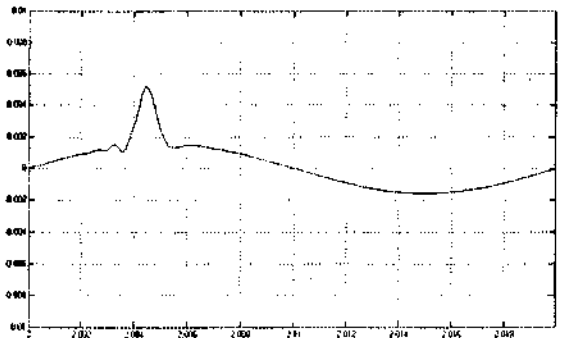
Slika 3.110: Izsek signala razlike *raz* regulacijskega sistema z Butterworthovim filtrom II. reda FPR, - 3535 in  $G = 0,97$

Iz povečanega signala razlike *raz* (slika 3.110) je mogoče razbrati, da je fazni premik (-89) člena  $z^{-E}$ , ki opravlja nalogo fazne sinhronizacije med izhodom sistema in referenčnim signalom, postavljen prenizko. Če prestavimo njegovo vrednost na (-125), dobimo signal odstopanja, ki ga kaže slika 3.111.



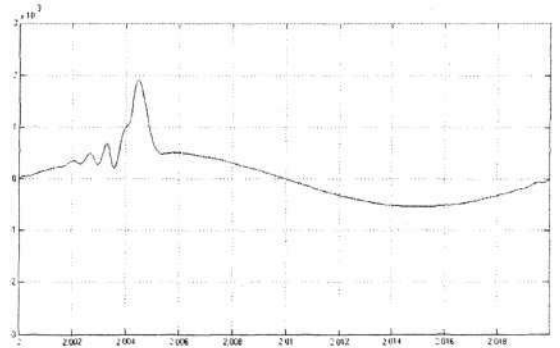
Slika 3.111: Izsek signala razlike *raz* regulacijskega sistema z Butterworthovim filtrom II. reda, FPR - 3535 in  $G = 0,97$  ter vrednostjo člena  $z^{-E} - 125$

Naslednji primer kaže napako za filter tretjega reda in za regulator, ki je nastavljen na FPR -3470,  $G = 0,97$  in premik člena  $z^{-E} - 175$ .



Slika 3.112: Izsek signala razlike *raz* regulacijskega sistema z Butterworthovim filtrom III. reda FPR - 3470 in  $G = 0,97$  ter vrednostjo člena  $z^{-E} - 175$

Zadnji primer pa kaže napako regulacijskega sistema, ki je bil definiran že za prejšnjo sliko (filter tretjega reda, FPR - 3470 in premik člena  $z^{-E} - 175$ ) vendar s konstanto  $G$  nastavljeno na vrednost 0,99. Napaka je cca. 2,5-krat manjša.

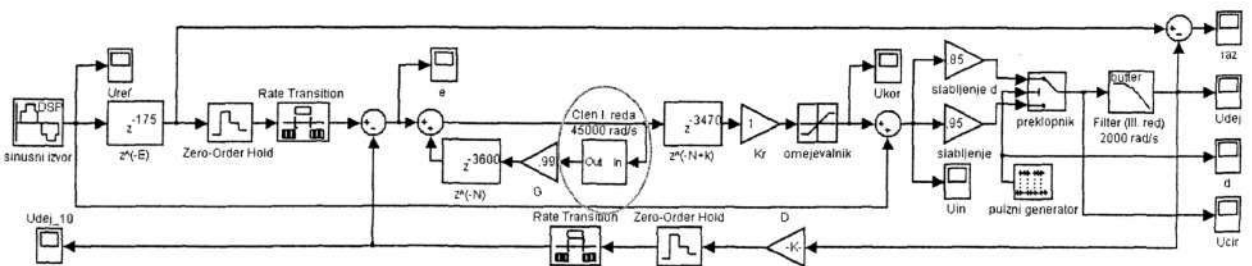


Slika 3.113: Izsek signala razlike  $raz$  regulacijskega sistema z Butterworthovim filtrom III. reda FPR - 3470 in  $G = 0,99$  ter vrednostjo člena  $z^{-E} - 175$

V zaključku podpoglavja lahko povzamem, da je za posamezen (nespremenljiv) dopolnjen model korigiranega ojačevalnega sistema s superponiranim periodičnim odstopanjem  $d$  in z nizkoprepustnim filtrom mogoče parametre regulatorja zelo dobro optimirati in doseči izredno majhne amplitude napake, manjše od vrednosti 0,1 %.

### 3.20 Vpliv filtra (člena prvega reda) v notranji regulacijski zanki regulatorja

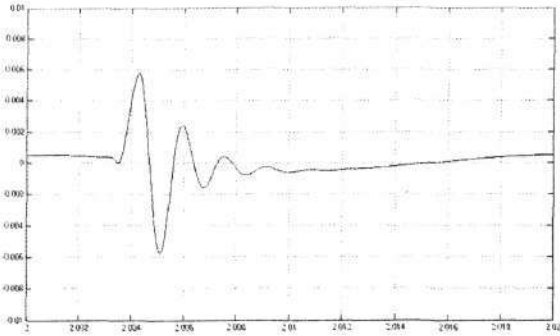
S simulacijami sem želel preveriti učinek, ki ga ima filter (člen prvega reda) v notranji povratni zanki regulatorja. Iz enačbe (2.29), in kot je bilo opisano v poglavju 2.5.1, je mogoče s filtrom vplivati na stopnjo preostalega odstopanja višjefrekvenčnih komponent signala.



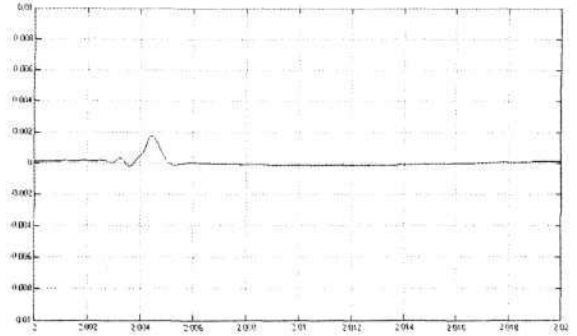
Slika 3.114: Simulacijska blokovna shema regulacijskega sistema s filtrom v notranji povratni zanki regulatorja

Vse parametre regulacijskega sistema sem ohranil na prejšnjih vrednostih. Dodan in preizkušen je le filter z različnimi mejnimi frekvencami (prikazan je filter z  $\omega_0 = 45\,000$  rad/s).

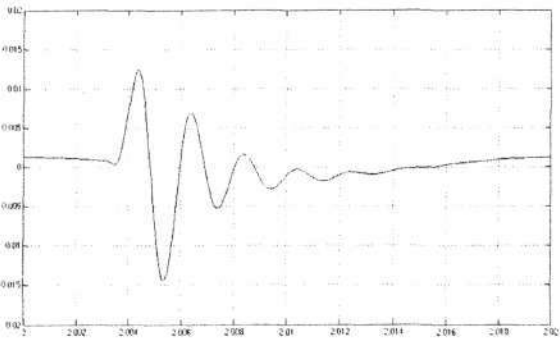
Slike 3.115, 3.117 in 3.119 kažejo vedno signal razlike *raz* pri nespremenjenih parametrih regulacijskega sistema (kot jih kaže slika 3.114) s členom prvega reda z različnimi mejnimi frekvencami, medtem ko slike 3.116, 3.118 in 3.120 kažejo isti signal, vendar v primeru, ko je fazni premik filtra pri frekvenci 50 Hz upoštevan v členu  $z^{(-N)}$ , ki ima posledično manjšo fazno zakasnitev. Preostalo periodično odstopanje pri 50 Hz je glede na levo sliko manjše.



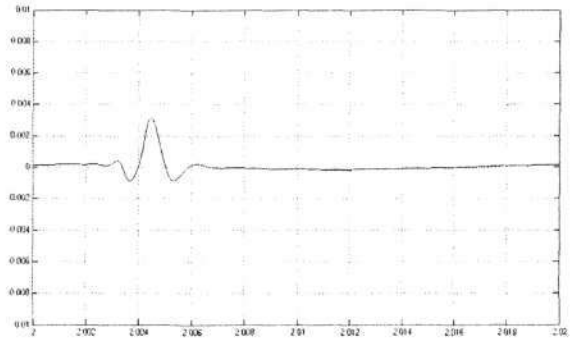
Slika 3.115: Signal razlike *raz* regulacijskega sistema s členom prvega reda ( $\omega_0 = 45\,000$  rad/s)



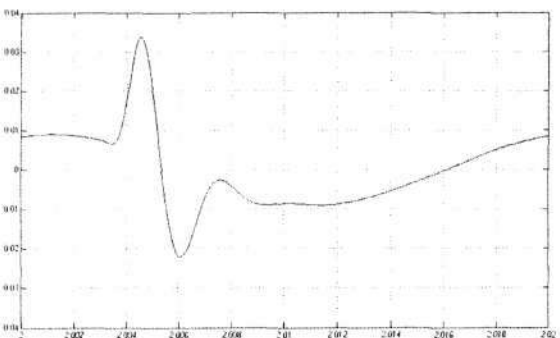
Slika 3.116: Signal razlike *raz* regulacijskega sistema s členom prvega reda ( $\omega_0 = 45\,000$  rad/s in  $z^{(-N)} - 3596$ )



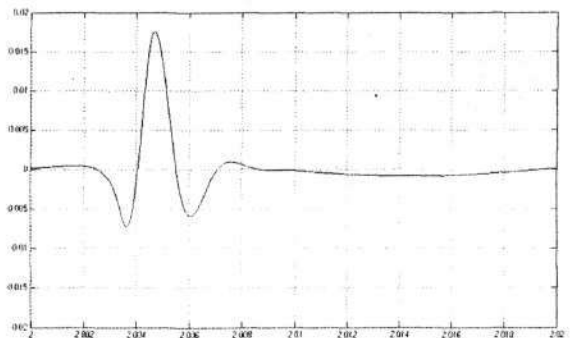
Slika 3.117: Signal razlike *raz* regulacijskega sistema s členom prvega reda ( $\omega_0 = 15\,000$  rad/s)



Slika 3.118: Signal razlike *raz* regulacijskega sistema s členom prvega reda ( $\omega_0 = 15\,000$  rad/s in  $z^{(-N)} - 3588$ )



Slika 3.119: Signal razlike *raz* regulacijskega sistema s členom prvega reda ( $\omega_0 = 1\,800$  rad/s)

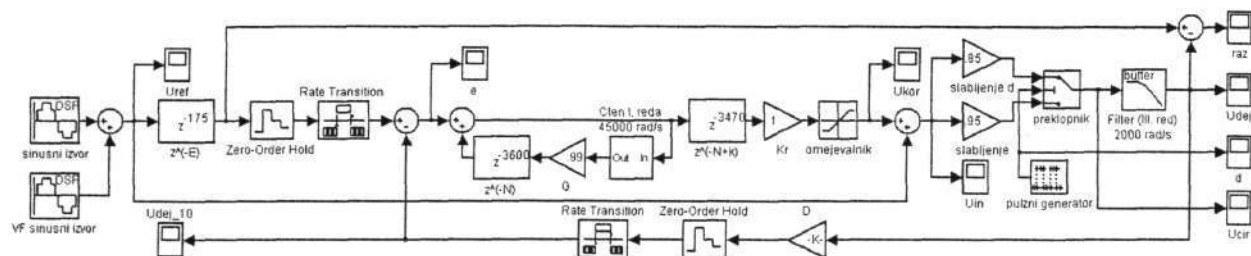


Slika 3.120: Signal razlike *raz* regulacijskega sistema s členom prvega reda ( $\omega_0 = 1\,800$  rad/s in  $z^{(-N)} - 3501$ )

Preostalo periodično odstopanje je z nižanjem mejne frekvence filtra vedno večje, frekvenca motnje pa vedno nižja. Takšen rezultat je bilo mogoče predvideti, kajti člen prvega

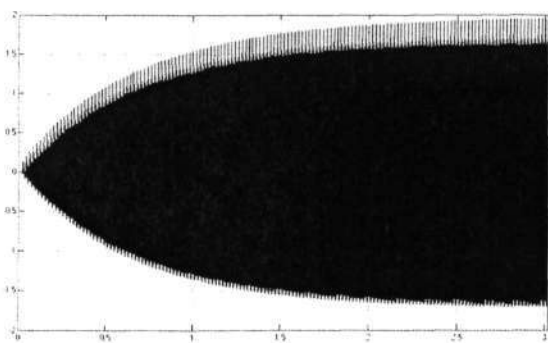
reda v notranji povratni zanki ima kot posledico slabše odpravljanje periodičnih odstopanj s frekvencami, ki so nad mejno frekvenco člena. Vsebnost višjiharmonskih komponent v izhodnem signalu (ki je odvisna tudi od lastnosti filtra dopoljenega modela korigiranega ojačevalnega sistema) je vedno večja, njihova frekvenca pa vse manjša.

Za preverjanje vpliva filtra v notranji povratni zanki regulacijskega sistema na referenčni signal s superponirano višjiharmonsko komponento pa sem uporabil simulacijsko vezje z naslednjo blokovno shemo.

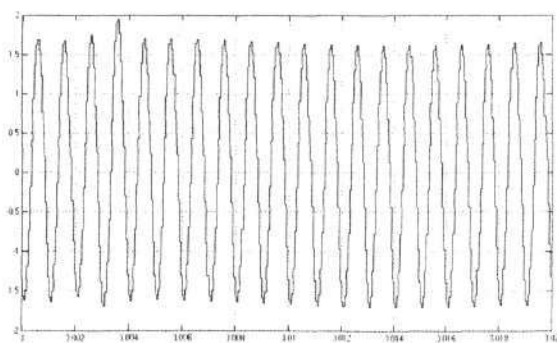


Slika 3.121: Blokovna shema simulacijskega vezja z referenčnim signalom s 5,5 % dvajsete višjiharmonske komponente

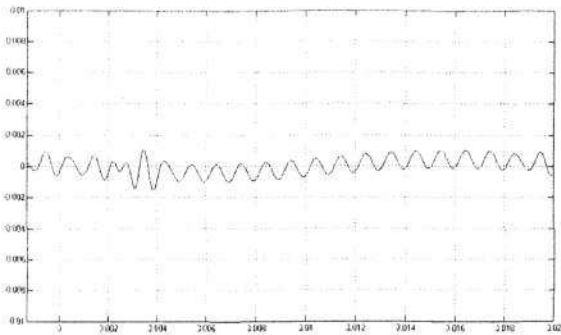
Amplituda novega referenčnega signala je 90 % osnovne komponente ter 5 % 20. višjiharmonske komponente amplitude referenčnega signala, ki je bil uporabljen v dosedanjih simulacijah (oz. 5,55 % amplitude sedanje osnovne komponente). Ker je filter (tretjega reda) v dopoljenem modelu ojačevalnega sistema 20. višjiharmonsko komponento že več kot občutno dušil, je bil korekcijski signal, ki je potreben za zagotavljanje želenega iznosa višjiharmonske komponente, relativno velik. Zaradi tega sem moral povečati tudi mejo omejevalnega člena korekcijskega signala na  $|2|$ . Na simulacijski shemi je konstanta  $G = 1$ , vse ostale vrednosti so ostale nespremenjene (glede na predhodne simulacije).



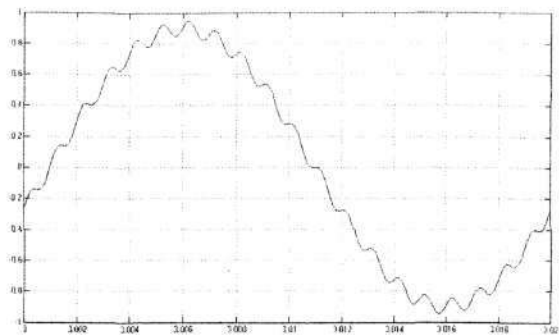
Slika 3.122: Časovni potek korekcijskega signala



Slika 3.123: Izsek korekcijskega signala



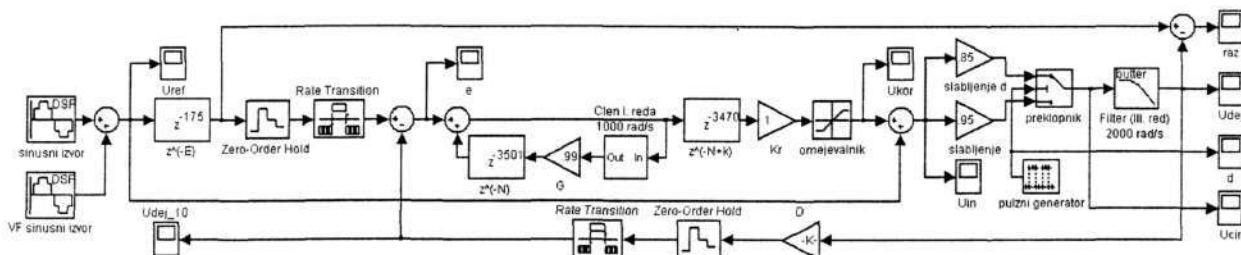
Slika 3.124: Končna razlika *raz*



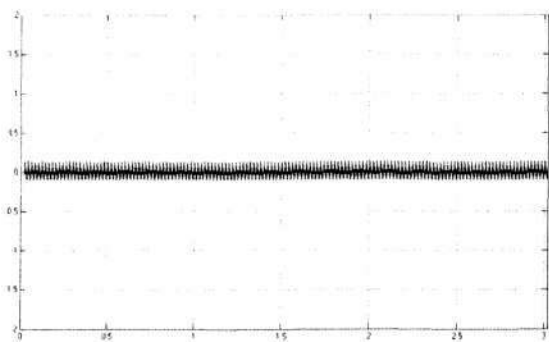
Slika 3.125: Referenčni vhodni signal  $U_{ref}$  (končni izhodni signal mu je čisto enak)

Izhodnega signala  $U_{dej}$  nisem posebej prikazal, ker je glede na minimalno razliko referenčnega in dejanskega izhodnega signala (signal razlike *raz*) popolnoma enak že prikazanemu referenčnemu signalu. Odstopanje izhodnega signala od referenčne oblike je največ 0,1 %.

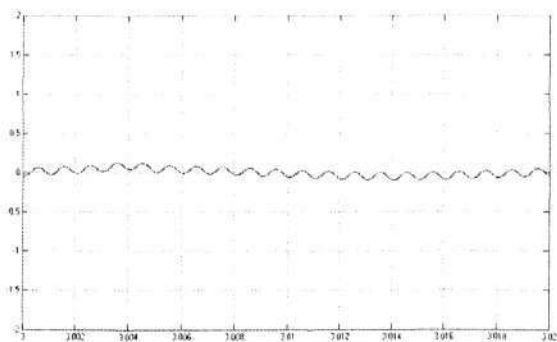
V naslednjem koraku sem v notranjo povratno zanko regulatorja vključil filter (člen) prvega reda z mejno frekvenco 1000 rad/s in ustrezno kompenziral njegov fazni premik s spremembo vrednosti člena  $z^{(-N)}$ .



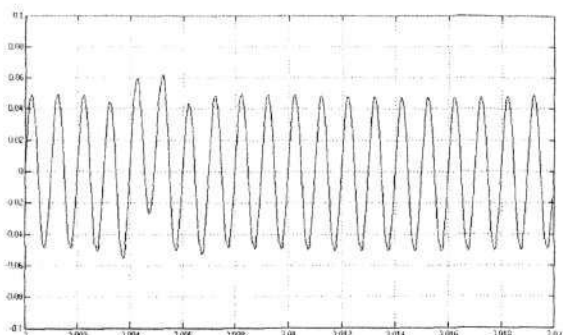
Slika 3.126: Blokova shema simulacijskega vezja z referenčnim signalom s 5,5 % dvajsete višjeharmonske komponente in s filtrom v notranji povratni zanki regulatorja



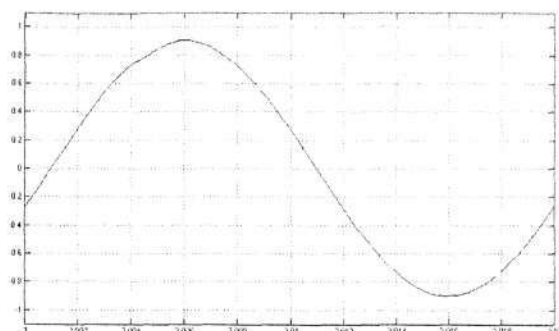
Slika 3.127: Časovni potek korekcijskega signala



Slika 3.128: Izsek korekcijskega signala



Slika 3.129: Končno odstopanje raz

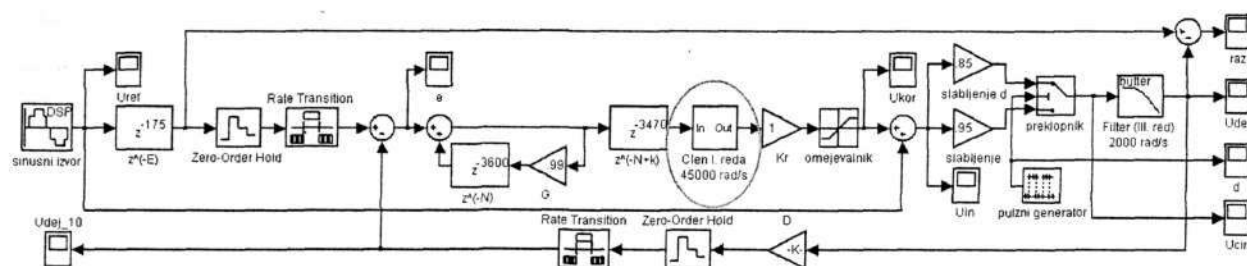


Slika 3.130: Izhodni signal

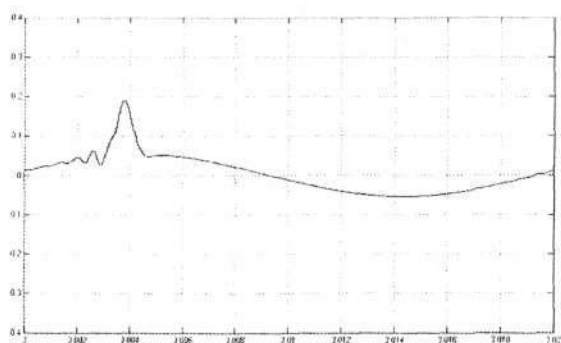
Višjiharmonske komponente v izhodnem signalu so močno oslABLJENE, ker jih izhodni filter izloči. Nizkoprepustni filter v notranji povratni zanki regulacijskega sistema pa preprečuje, da bi jih regulator korigiral.

### 3.21 Vpliv filtra v direktni regulacijski veji

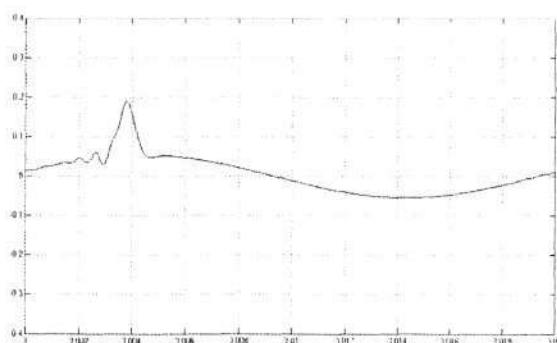
Med drugim sem želel preveriti tudi učinek digitalnega filtra v direktni regulacijski veji in njegov vpliv na korekcijski signal ter posledično tudi na izhodni signal.



Slika 3.131: Simulacijska blokovna shema regulacijskega sistema s filtrom v direktni regulacijski veji

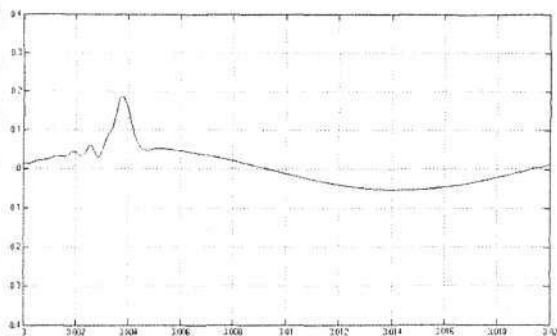


Slika 3.132: Korekcijski signal  $U_{kor}$  regulacijskega sistema brez filtra

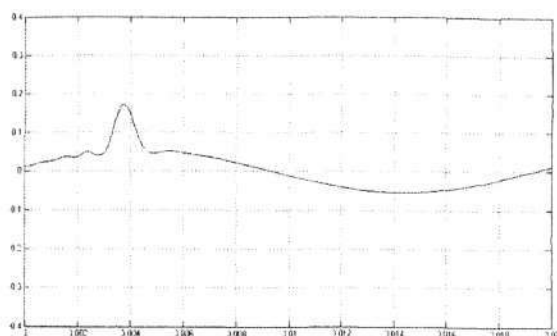


Slika 3.133: Korekcijski signal  $U_{kor}$  regulacijskega sistema s filtrom z mejno frekvenco 45 000 rad/s in FPR - 3470

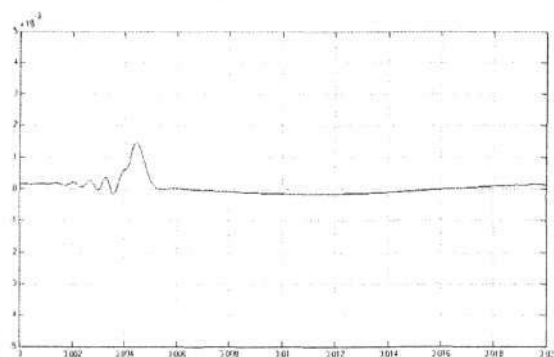




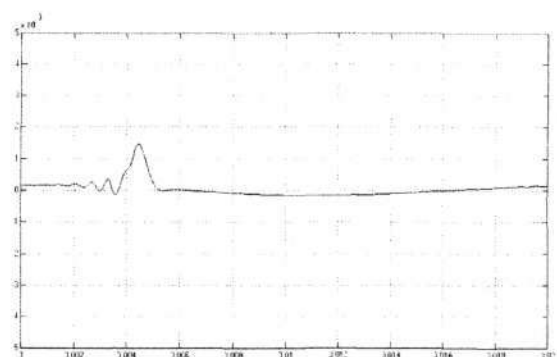
Slika 3.134: Korekcijski signal  $u_{kor}$  regulacijskega sistema s filtrom z mejno frekvenco 15 000 rad/s in FPR - 3455



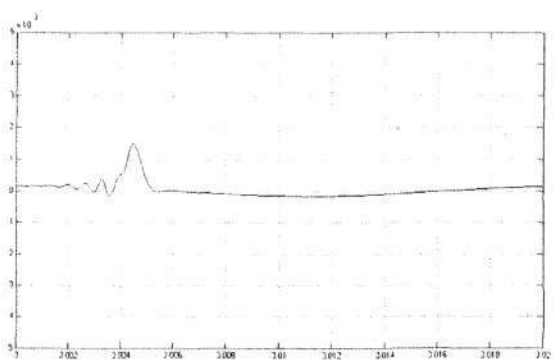
Slika 3.135: Korekcijski signal  $u_{kor}$  regulacijskega sistema s filtrom z mejno frekvenco 1800 rad/s in FPR - 3400



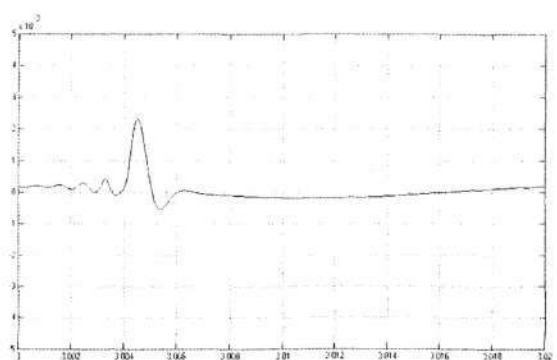
Slika 3.136: Signal razlike  $raz$  regulacijskega sistema brez filtra



Slika 3.137: Signal razlike  $raz$  regulacijskega sistema s filtrom z mejno frekvenco 45 000 rad/s in FPR - 3470



Slika 3.138: Signal razlike  $raz$  regulacijskega sistema s filtrom z mejno frekvenco 15 000 rad/s in FPR - 3455



Slika 3.139: Signal razlike  $raz$  regulacijskega sistema s filtrom z mejno frekvenco 1800 rad/s in FPR - 3400

Preizkusil sem filtre z mejnimi frekvencami 45 000 rad/s (s faznim premikom  $0,4^\circ$  pri 50 Hz), 15 000 rad/s ( $1,2^\circ$  pri 50 Hz) in 1800 rad/s ( $9,9^\circ$  pri 50 Hz). Zaradi faznega premika filtra in posledičnega vpliva na stabilnost regulacijskega sistema sem moral nekoliko spremeniti tudi fazni premik regulatorja, ki pa je bil samo približno postavljen. V primeru filtra z mejno frekvenco 45 000 rad/s pa sploh ni bil spremenjen.

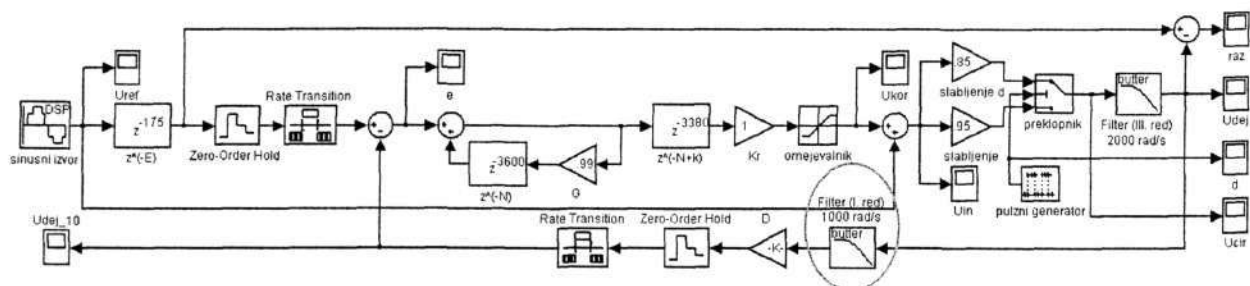
Prva dva filtra praktično nimata učinka na obliko in na amplitudo korekcijskega signala, torej ostaneta nespremenjena tudi signala razlike *raz*. Edina opazna razlika med oscilogrami, ki kažeta korekcijska signala pri uporabi filtrov (sliki 3.133 in 3.134), in oscilogramom korekcijskega signala regulacijskega sistema brez filtra (slika 3.132), je zmanjšana vsebnost višjiharmonske komponente kvantizacije zadržanega izhodnega signala (signala nista stopničasta).

Učinek filtriranja višjefrekvenčnih komponent iz korekcijskega signala je nekoliko bolj viden šele na sliki 3.135, ki kaže učinek filtra z mejno frekvenco 1800 rad/s. Zaradi slabšega odpravljanja višjefrekvenčnih komponent je slednjih bistveno več v izhodnem signalu in posledično tudi v signalu razlike referenčnega in izhodnega signala *raz*, kateremu se poveča amplituda.

Filter v direktni regulacijski veji ne poslabša stabilnostnih razmer regulacijskega sistema, temveč vpliva na hitrost korekcije in stopnjo preostale napake.

### 3.22 Vpliv filtra v zunanji povratni zanki

Filter v zunanji povratni zanki regulacijskega sistema ima dvojni učinek. Poveča stabilnost sistema, ker ne dopušča korekcije višjiharmonskih komponent izhodnega signala in poveča preostalo napako, vsaj v primeru, ko ostali parametri sistema niso bili spremenjeni. Preostala napaka je posledica sledenja regulatorja referenčni vhodni vrednosti (prvi člen enačbe (2.32)), kar pomeni, da je linearna. Mogoče jo je kompenzirati s proporcionalnim členom  $D$ , ki nevtralizira slabljenje filtra v zunanji regulacijski zanki pri frekvenci 50 Hz, in s prediktivnim členom (oz. s simulacijo njegovega učinka), ki nevtralizira fazni premik. Obe opisani funkciji sta združeni v členu  $D(z)$ , pri čemer pa je treba paziti, ker se ta člen pojavlja v imenovalcu enačbe (2.32) in pogojuje stabilnost sistema.



Slika 3.140: Simulacijska blokovna shema regulacijskega sistema s filtrom v zunanji povratni zanki

V enačbi, ki opisuje napako  $e$  regulacijskega sistema, se funkcija filtra pojavlja v imenovalcu enačbe in je tudi sestavni del stabilnostnega kriterija. Pojavlja se pri sledenju referenčnega signala in pri odpravljanju periodičnega odstopanja  $d$ . Pod mejno frekvenco je normirano ojačenje nizkoprepustnega filtra zelo blizu vrednosti ena, fazni premik pa se le rahlo spreminja. S prediktivnim in proporcionalnim členom ju je (še posebej za točno določeno

frekvenco) mogoče kompenzirati. Števec  $(1 - Dz^T P_{(z)})$  prvega člena enačbe (2.32) je zato zelo blizu vrednosti nič, napaka  $e$  zaradi slabega sledenja referenčni vrednosti pa je zelo majhna. Periodični regulator s filtrom v povratni zanki lahko odpravlja samo višjeharmonske komponente, ki so pod zgornjo frekvenčno mejo filtra. Vse višjeharmonske komponente, ki so nad to mejo, ostanejo nekorrigirane, kajti regulator jih ne zaznava.

### 3.23 Hitrost (odziva) regulatorja

Regulatorju, ki temelji na korekcijskem postopku s ponavljajočim delovanjem, je mogoče spreminjati hitrost delovanja na dva načina. Prvi temelji na spremembi parametrov regulatorja, ki določajo hitrost konvergence napake  $e$  in izhaja iz enačbe (2.36). Drugi način izhaja iz korekcijskega principa in predpostavlja, da je mogoče delovanje regulatorja za določeno število osnovnih period signala ustaviti.

Med normalnim delovanjem se izračunan korekcijski signal (oz. izhodna vrednost iz regulatorja) shranjuje v tabelo in uporabi šele v naslednji periodi. Mogoče pa je izračunan in shranjen signal uporabiti šele čez določeno število period. Regulator med tem časom ne deluje, torej ne izračunava nove korekcijske vrednosti, daje pa na svoj izhod staro korekcijsko vrednost. Delovanje je mogoče raztegniti na vsako drugo, tretjo ali  $N$ -to periodo. Mogoče je delovanje tudi prekiniti za nedoločen čas, kar odpira celo paleto možnosti, ki so podrobneje obravnavane v podpoglavju 7.3.

### 3.24 Člen za odpravljanje enosmerne komponente regulatorja

Problem regulatorja, ki temelji na korekcijskem postopku s ponavljajočim delovanjem, kot tudi drugih običajnih digitalnih (in analognih) regulatorjev, je zasičenje izhoda regulatorja zaradi morebitne enosmerne (DC) komponente vhodnega vlaka podatkov (ali signala), ki je običajno posledica enosmerne komponente v zajetem izhodnem signalu sistema.

Slednja se lahko pojavi, čeprav je močnostni sistem ne povzroča. Razlog zanjo so različne nesimetrije pred ali znotraj A/D pretvornika. V izhodnem signalu pridobljena enosmerna komponenta se po odštevanju od referenčnega signala (ki je ne vsebuje, saj je signal generiran tabelarično) prenese na vhod periodičnega regulacijskega člena. Problem je posebej pereč zaradi integralne narave regulatorja.

Rešitev problema nasičenja izhoda je odpravljanje enosmerne komponente z integriranjem korekcijskega signala preko ene periode [12]:

$$u_{DC} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{n=N} u_{kor(n)}$$

(3.9)

ali več period:

$$u_{DC} = \frac{1}{xN} \sum_{n=0}^{n=xN} u_{kor(n)}$$

(3.10)

Dokler vsota vzorcev, zajetih v eni periodi, ne preseže maksimalne vrednosti registra, v katerem se shranjuje, je smiselno integrirati (oz. seštevati) popolnoma vse vzorce v periodi signala. Če pa nas razmere prisilijo v uporabo dvojnega registra, je smiselno to izkoristiti in integrirati čez več period. Če klasični digitalni integrator, ki integrira preko periode, pravilno ovrednoti signal in njegove morebitne višjeharmonske komponente, je na njegovem izhodu vedno dejanska enosmerna komponenta korekcijskega signala. Dobljeno enosmerno komponento DSP mikrokontrolnik odšteje od vseh vrednosti v korekcijski tabeli in jo nato izbríše, da je člen uporaben za ponovno integracijo v naslednji periodi.

## 4. Izboljšana regulacijska metoda

### 4.1 Izbira regulatorja

Predstavljen regulacijski princip je bil sprva namenjen uporabi v laboratorijski izvedbi precizijskega trifaznega vira za umerjanje števecv električne energije (kaže ga slika 5.3). Vir je imel šest ločenih močnostnih ojačevalnikov: tri transkonduktančne (vhodni referenčni signal je napetost, izhod pa je tok) in tri napetostne ojačevalnike, ki so morali delovati medsebojno popolnoma neodvisno, vendar sinhrono. Za njihovo upravljanje so bili predvideni trije zmogljivi DSP mikrokrmilniki, od katerih je imel vsak nalogo upravljati in regulirati dva vira: enega tokovnega in enega napetostnega. V enem DSP mikrokrmilniku sta torej potekala dva sočasna regulacijska izračuna. Slednja sta skupno zahtevala 9 spominskih tabel, vsaka s 3600 vnosi, ali skupno 31.6 k 16 bitnih besed podatkovnega spominskega prostora. Te tabele so:

- 1 tabela za sinusni signal,
- 2 tabeli za referenčni vhodni signal,
- 2 tabeli za zajeti izhodni signal,
- 2 tabeli napake trenutne periode,
- 2 tabeli vsot napake preteklih period.

Ker je imel DSP samo 32 k besed podatkovnega spominskega prostora in je uporabljal še množico manjših tabel (dolžine nekaj deset besed), konstant in spremenljivk, ki jih je bilo treba imeti shranjene, sem dosegel njegovo skrajno zmogljivost. Takrat se je pojavilo vprašanje, če je mogoče spremeniti regulacijski postopek tako, da bi zahteval eno spominsko tabelo manj.

Rešitev je bila minimalna sprememba v poteku izračuna notranje korekcijske zanke  $I_{(z)}$ . Sprememba bo najbolj razumljiva, če jo izpeljem iz enačbe (2.11), ki opisuje delovanje splošnega periodičnega integralnega člana v rekurzivni obliki. Če v omenjeni enačbi nadomestimo originalne spremenljivke s spremenljivkami iz npr. blokovne sheme s slike 2.7, se nova enačba integralnega člana glasi:

$$e_{o(k)} = Qe_{(k)} + GQ \sum_{j=0}^{k-3600} e_{(j)} = Qe_{(k)} + Ge_{o(k-3600)}, \quad (4.1)$$

ki je v Z-prostoru:

$$e_{o(z)} = Qe_{(z)} + Ge_{o(z)}z^{-3600}. \quad (4.2)$$

Če iz drugega člana enačbe (4.1) eliminiramo konstanto (oz. člen)  $G$  tako, da njegovo vrednost izenačimo z vrednostjo ena, in v oba člana enačbe uvedemo novo konstanto  $R$ , sledi:

$$e_{o(k)} = RQe_{(k)} + RQ \sum_{j=0}^{k-3600} e_{(j)} = RQe_{(k)} + Re_{o(k-3600)} \quad (4.3)$$

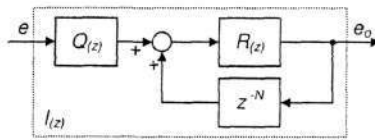
oz. v Z-prostoru:

$$e_{o(z)} = RQe_{(z)} + Re_{o(z)}z^{-3600} = R(Qe_{(z)} + e_{o(z)}z^{-3600}) \quad (4.4)$$

Enačbo (4.3) je mogoče v rekurzivni obliki napisati tudi kot:

$$e_{o(k)} = R \left( Q \sum_{j=0}^k e_{(j)} \right) \quad (4.5)$$

Blokovni diagram opisanega novega periodičnega integralnega člena kaže slika 4.1.



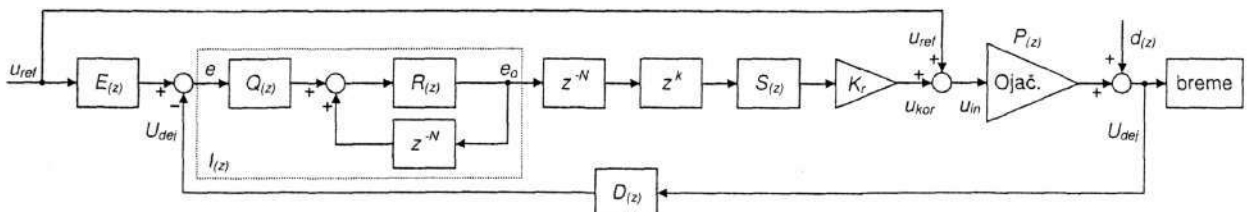
Slika 4.1: Blokovni diagram izboljšanega periodičnega integralnega člena

Iz enačbe (4.5) lahko zaključimo, da je prednost tako zasnovanega regulatorja v tabelaričnem shranjevanju ene same spremenljivke v primerjavi z dvema tabelama pri prvi metodi, ki deluje na osnovi enačbe (4.1).

Ima pa predlagana metoda tudi pomanjkljivost in sicer manjšo hitrost konvergence napake  $e$ , ki je posledica zahteve po stabilnem delovanju regulacijskega sistema. Zaradi slednje mora biti vrednost proporcionalnega člena  $R$  izbrana relativno nizko. Le ta vpliva tudi na preostalo napako (oz. končno razliko izhodnega signala od želene vrednosti) sistema.

#### 4.1.1 Blokovna shema izboljšanega regulatorja

V poglavju 2.7 sem predstavil popolno blokovno shemo regulacijskega sistema z vsemi členi in podal enačbe, ki ga opisujejo. Iz slednjih in iz enačbe (4.4) (ali blokovne sheme s slike 4.1) je mogoče izpeljati enačbe za regulacijski sistem, ki temelji na izboljšani notranji regulacijski zanki, ki je bila predstavljena v poglavju 4.1.



Slika 4.2: Popolna blokovna shema regulacijskega sistema z izboljšanim regulatorjem

Ponovno naj poudarim, da so na blokovni shemi vrisani vsi členi, ki se pojavljajo v naslednjih računalniških simulacijah in da običajno niso uporabljeni vsi istočasno.

Enačba (2.35) iz poglavja 2.7, ki opisuje prenosno funkcijo  $I_{(z)}$  notranje regulacijske zanke, se za sistem po zgornji blokovni shemi spremeni v:

$$I_{(z)} = \frac{R_{(z)}Q_{(z)}}{1 - R_{(z)}z^{-N}} \quad (4.6)$$

Napako  $e$  zgornjega sistema opisuje enačba:

$$e_{(z)} = \frac{(E_{(z)} - P_{(z)}D_{(z)}) \cdot (z^N - R_{(z)})}{z^N - (R_{(z)} - K_r z^k Q_{(z)} R_{(z)} S_{(z)} P_{(z)} D_{(z)})} \cdot U_{ref(z)} + \frac{D_{(z)}(R_{(z)} - z^N)}{z^N - (R_{(z)} - K_r z^k Q_{(z)} R_{(z)} S_{(z)} P_{(z)} D_{(z)})} \cdot d_{(z)} \quad (4.7)$$

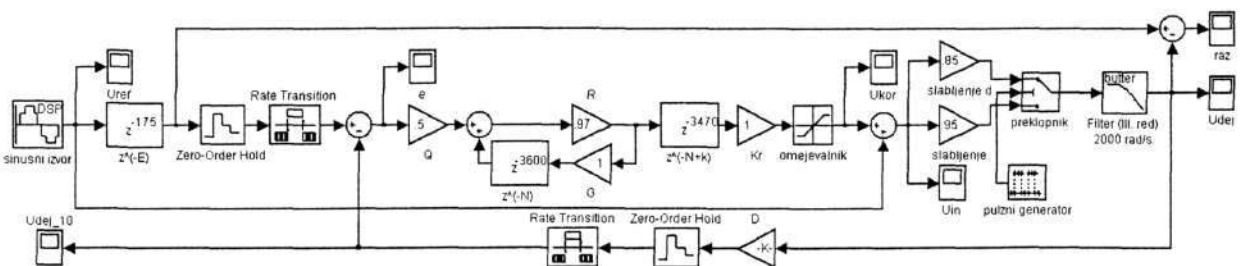
Nova funkcija  $H_{(e^{j\omega T})}$  pa se glasi:

$$H_{(e^{j\omega T})} = R_{(e^{j\omega T})} - K_r z^k Q_{(e^{j\omega T})} R_{(e^{j\omega T})} S_{(e^{j\omega T})} P_{(e^{j\omega T})} D_{(e^{j\omega T})} \quad (4.8)$$

Člen  $R_{(e^{j\omega T})}$  se pojavlja tako v zmanjševancu kot v zmanjševalcu zgornje enačbe. Z regulacijskega stališča ima nezanemarljiv vpliv na regulacijski sistem, saj neposredno vpliva na celotno funkcijo  $|H_{(e^{j\omega T})}|$ , ki je del pogoja za stabilnost sistema.

## 4.2 Simulacije izboljšane regulacijske metode

Tudi delovanje druge (izbrane) korekcijske metode s ponavljajočim delovanjem sem preveril z računalniško simulacijo. Spodnja blokovna shema kaže regulacijski sistem, ki deluje v skladu z enačbami, izpeljanimi v prejšnjem poglavju.

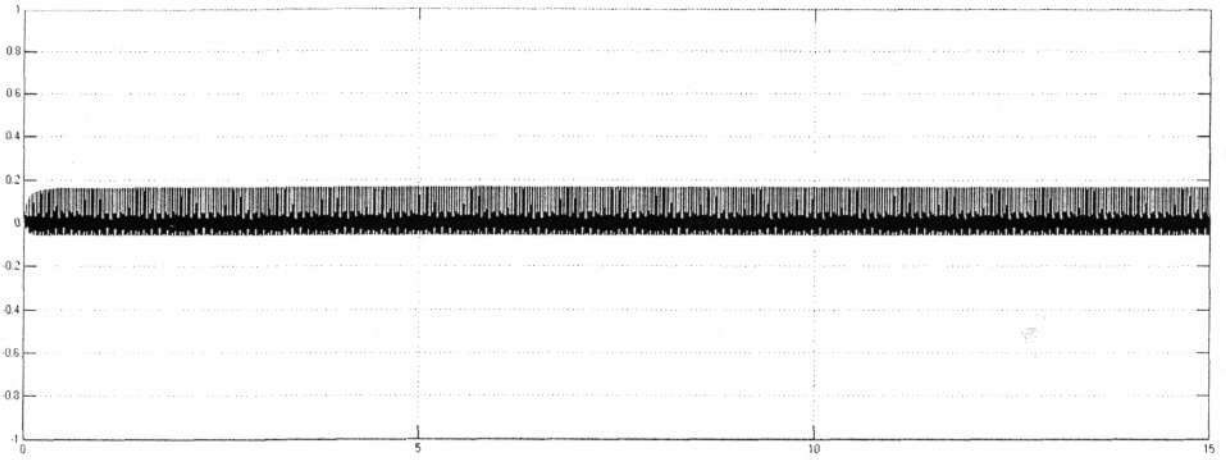


Slika 4.3: Simulacijska blokovna shema regulatorja, ki deluje v skladu z izboljšano regulacijsko metodo

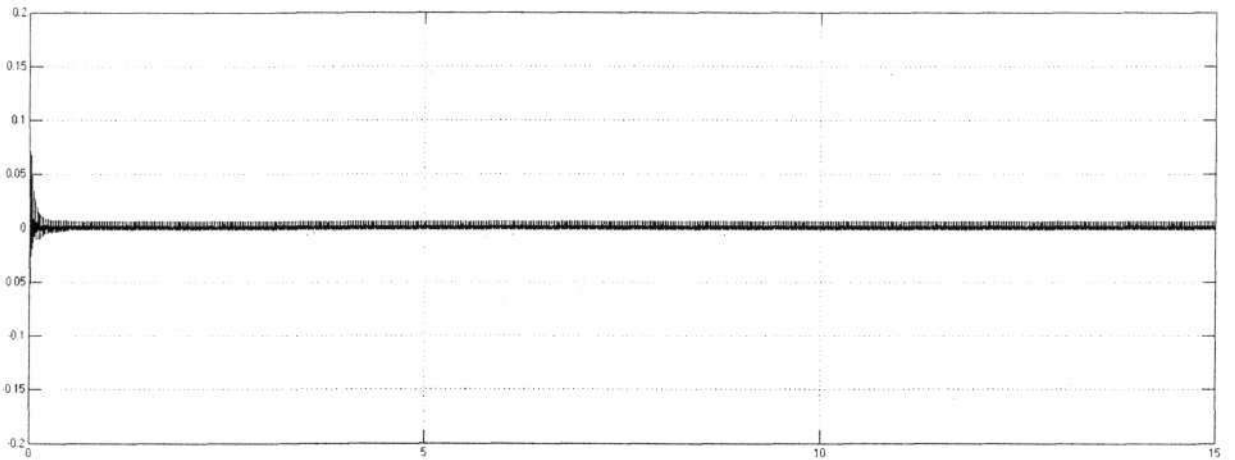
Prikazana simulacijska blokovna shema ima vse osnovne člene regulatorja s ponavljajočim delovanjem s slike 2.7. Členu  $G$  je prirejena konstanta ena, zato nima vpliva na izhodni signal. Člen za zadrževanje vrednosti izhodnega dejanskega signala je nastavljen tako, da zadrži vhodno vrednost deset vzorčnih intervalov. Na izhodu regulacijskega sistema je model korigiranega ojačevalnega sistema z Butterworthovim filtrom tretjega reda z mejno frekvenco

$\omega_0 = 2000$  rad/s, ki se je do sedaj izkazal kot primeren približek realnega obremenjenega ojačevalnika s periodičnim odstopanjem.

Vrednost člena  $z^(-E)$ , ki opravlja funkcijo fazne premaknitve referenčnega signala, in člena  $D$ , ki skalira izhodni signal, sta bili izbrani tako, da je bilo končno odstopanje izhodnega in referenčnega signala čim manjše. Členu  $z^(-E)$  je bila dodeljena vrednost  $-175$  (za razlago glej poglavje 3.19), členu  $z^(-N+k)$  vrednost  $-3470$  (poglavje 3.19), členu  $D$  pa vrednost  $0,9957$  (glej poglavje 3.22). Regulacijski sistem je deloval stabilno.



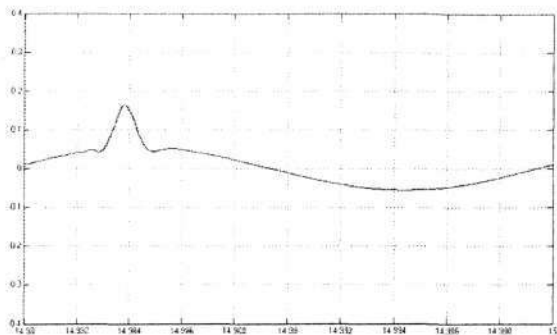
Slika 4.4: Časovni potek korekcijskega signala (na časovni osi je podan čas v sekundah)



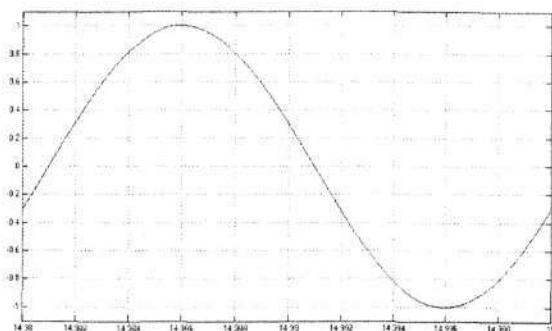
Slika 4.5: Časovni potek signala razlike *raz* (na časovni osi je podan čas v sekundah)

Spodnji levi sliki kažeta periodo korekcijskega signala in periodo signala razlike *raz* v primeru, ko sta bili konstanti  $R = 0,97$  in  $Q = 0,5$ .

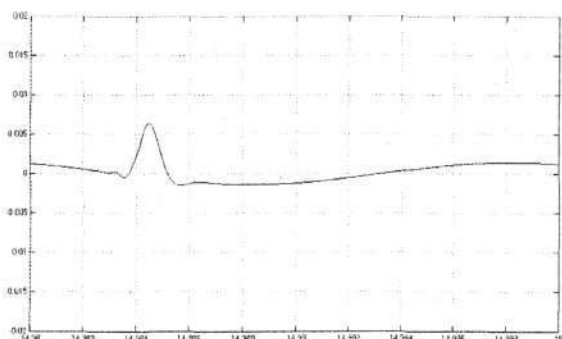




Slika 4.6: Korekcijski signal  $u_{kor}$

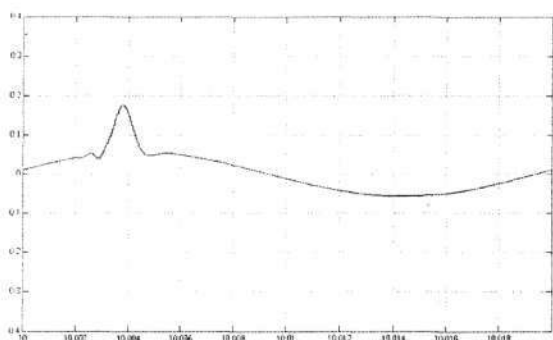


Slika 4.7: Dejanski izhodni signala  $u_{dej}$

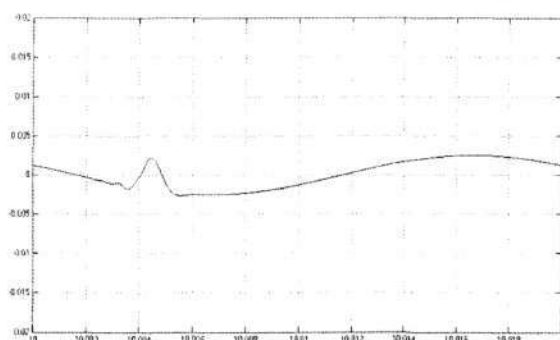


Slika 4.8: Signal razlike  $raz$

Sistem deluje stabilno, odpravljanje periodične napake  $e$  je dobro, ni pa optimalno. Boljše rezultate za podano breme je mogoče doseči z npr.  $R = 0,97$  in  $Q = 0,9$ .

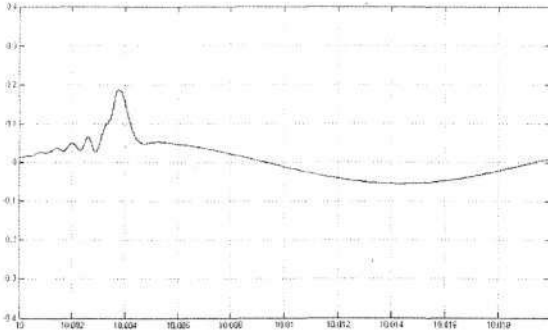


Slika 4.9: Korekcijski signal  $u_{kor}$

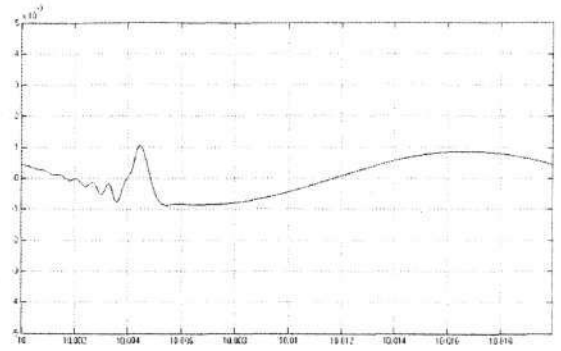


Slika 4.10: Signal razlike  $raz$

Z določeno mero preizkušanja ali nekaj izkušnjami pri interpretaciji signala razlike  $raz$  je mogoče s pravilno izbiro vrednosti parametrov  $R$ ,  $Q$  in  $D$  ter vrednosti člena  $z^{-E}$  priti do zelo majhnih vrednosti napake  $e$ . V splošnem velja, da je korekcija tem boljša, čim večja sta parametra  $R$  in  $Q$ . Hkrati pa ne smeta biti prevelika, ker je od njiju odvisna stabilnost regulacijskega sistema.



Slika 4.11: Korekcijski signal  $u_{kor}$  ( $Q = 0,8$ ,  
 $R = 0,99$ ,  $D = 0,9985$ )



Slika 4.12: Signal razlike  $raz$  ( $Q = 0,8$ ,  $R = 0,99$ ,  
 $D = 0,9985$ )

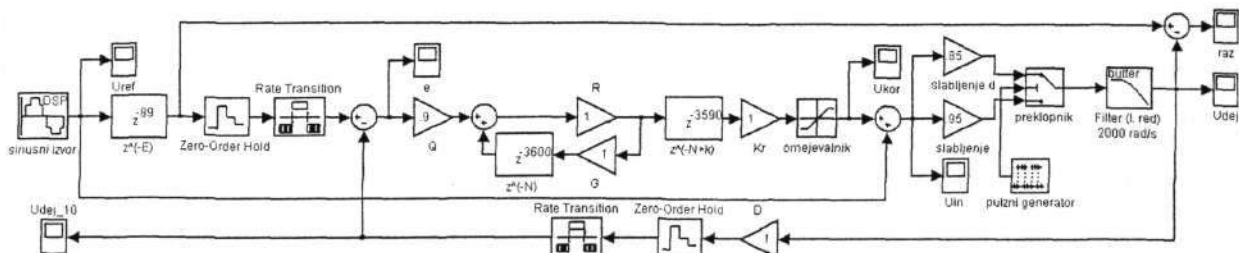
S slike 4.12 signala razlike  $raz$  lahko na podlagi izkušenj sklepam, da je sistem zelo blizu meje stabilnega delovanja (zaradi rahlih oscilacij pred konico pri času 10,004 s) in da je fazni premik člena  $z^{-E}$  zelo dobro nastavljen (osnovna sinusna komponenta napake je manjša od minimalne mogoče spremembe  $\sin(0,1^\circ) = 0,0017$ , ki jo dosežemo s spremembo vrednosti člena  $z^{-E}$  za eno enoto). Morda bi bilo mogoče napako še nekoliko zmanjšati z minimalno spremembo vrednosti člena  $D$ , vendar je končno odstopanje že sedaj relativno majhno (0,1 %).

#### 4.3 Prirejena izboljšana korekcijska metoda, primerna za izhodni člen prvega reda

Primer iz prejšnjega poglavja je kazal nastavitve in delovanje regulacijskega sistema, ki je imel na izhodu (oz. v dopolnjenem modelu korigiranega ojačevalnega sistema) filter tretjega reda. Slednji je bil izbran zaradi stabilnostnih težav, ki jih običajno povzročata regulacijskemu sistemu z nepravilno nastavljenimi parametri.

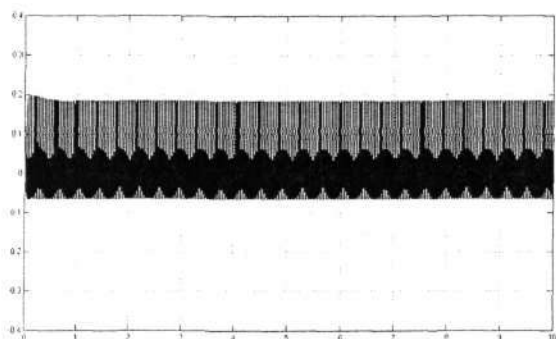
Če je v dopolnjenem modelu korigiranega ojačevalnega sistema uporabljen filter prvega reda, se regulacijski sistem nekoliko poenostavi in njegovo optimiranje ni več tako zahtevno oz. občutljivo na izbiro vrednosti posameznega parametra regulatorja.

Že v prejšnjem poglavju sem omenil, da sta vrednosti konstant  $Q$  in  $R$  omejeni zaradi stabilnosti regulacijskega sistema. Ker slednja pri uporabi člena prvega reda ni več tako kritična, je bila konstanta  $R$  postavljena na vrednost ena in tako praktično nima vpliva na delovanje regulatorja. Razmere kaže naslednja blokovna shema.

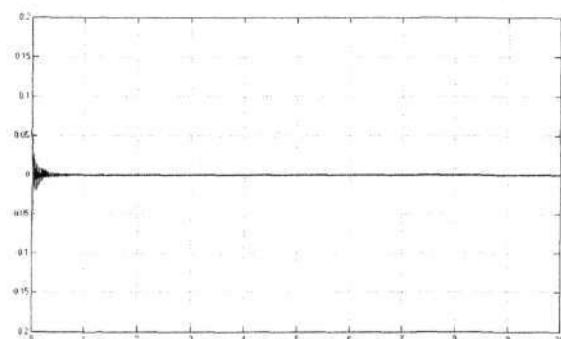


Slika 4.13: Blokvena shema regulacijskega sistema, ki deluje v skladu s prirejeno izboljšano različico regulacijske metode, primerne za korekcijo dopolnjenega modela korigiranega ojačevalnega sistema s filtrom prvega reda

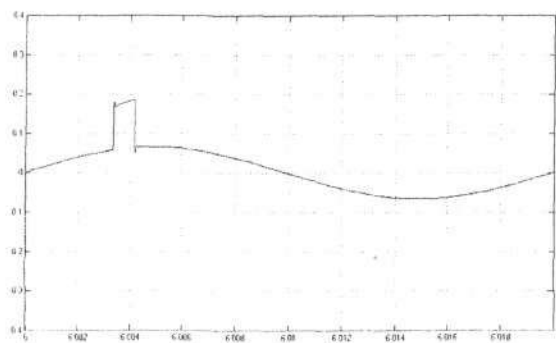
Regulacijski sistem je pri parametrih, ki so razvidni s slike 4.13, stabilen.



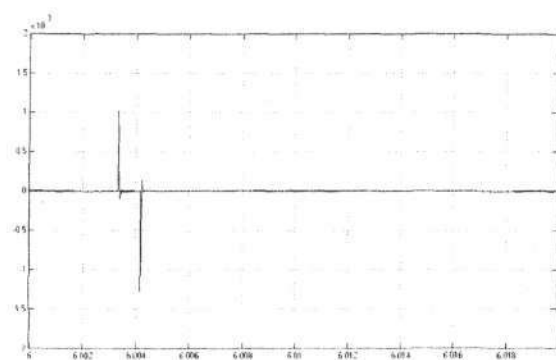
Slika 4.14: Časovni potek korekcijskega signala  $U_{kor}$



Slika 4.15: Časovni potek signala razlike  $raz$



Slika 4.16: Perioda korekcijskega signala  $U_{kor}$  ( $Q = 0,9$ ,  $R = 1$ ,  $D = 1$ )



Slika 4.17: Perioda signala razlike  $raz$  ( $Q = 0,9$ ,  $R = 1$ ,  $D = 1$ )

#### 4.4 Preizkus korekcijske metode na dveh laboratorijskih modelih precizijskih virov

Regulator, ki temelji na metodi s ponavljajočim delovanjem, je bil uporabljen v dveh, med seboj zelo različnih aplikacijah.

Prva je bila precizijski vir za umerjanje števecv električne energije. Na slednjem je bilo preizkušenih več različic regulatorja (izmed opisanih v poglavju 2 in 4), na koncu pa izbran tisti s slike 4.3. Prvi razlog je bil prevelika poraba podatkovnega spominskega prostora preostalih različic regulatorja, drugi pa zahteva po stabilnem delovanju s širokim spektrom različnih bremen

(števcev električne energije). Izbor je zaostri la še dodatna zahteva, da more biti vir sposoben generirati superponirane višjeharmonske komponente do 20-ega harmonika v želenem iznosu in jih tudi korigirati.

Druga aplikacija, v kateri je bila metoda uporabljena, je izpopolnjen merilnik magnetnih lastnosti mehkomagnetnih jeder. Uporabljena je bila različica regulatorja, ki jo kaže slika 4.13. Delovanje je natančneje opisano v nadaljevanju.

## 5. Strojna oprema - digitalno regulacijsko vezje

Predlagani regulator, ki je zasnovan na korekcijskem postopku s ponavljajočim delovanjem, je bil uporabljen v dveh aplikacijah: precizijskem viru za umerjanje števecv električne energije in v izpopolnjenem merilniku magnetnih lastnosti mehkomagnetnih jeder z zaključeno magnetno potjo.

Obema aplikacijama je bila skupna zahteva po regulirani izhodni veličini s točno določeno obliko oz. omejeno vsebnostjo višjeharmonskih komponent - s čim manjšim odstopanjem.

Za zagotavljanje oblike izhodne veličine je treba:

- zagotoviti referenčni napetostni signal z visoko natančnostjo in z morebitnimi drugimi dodatnimi zahtevami (npr. vsebnost višjeharmonskih komponent v primeru vira za umerjanje števecv),
- zajemati in matematično obdelovati trenutne vrednosti izhodne veličine (toka in/ali napetosti).

V obeh aplikacijah je vse funkcije (generiranja referenčnega signala, vzorčenja in obdelave podatkov ter generiranja korekcijskega signala) opravljalo digitalno regulacijsko vezje, sestavljeno iz DSP mikrokontrolerja ter analogno-digitalnih (A/D) in digitalno-analognih (D/A) pretvornikov. Dodan mu je bil vmesnik za komunikacijo z nadrejenim osebim računalnikom, ki je imel nalogo nadzorovati delovanje aplikacije ter prikazovati zajete podatke.

Digitalno regulacijsko vezje (DRV) je bilo razvito za potrebe regulacije vira za umerjanje števecv električne energije, zato nekatere njegove lastnosti izhajajo iz zahtev vira. Podobno digitalno vezje je bilo nato uporabljeno tudi v merilniku magnetilne krivulje. Spremembe so bile minimalne in večinoma na strani prirejanja kontrolnih signalov zahtevam aplikacije.

Naslednja poglavja na kratko predstavljajo najpomembnejše člene digitalnega regulacijskega vezja [13, 14], ki so nepogrešljivi za delovanje posameznih korekcijskih in komunikacijskih podsklopov.

### 5.1 Izvedba dajalnika reference in člena za vzorčenje dejanskega izhodnega signala

Zaradi zahteve po natančnosti nastavitve faznega kota med izhodnimi signali toka in napetosti vira za umerjanje števecv električne energije, ki je bila  $0,1^\circ$ , sta bila referenčni signal  $u_{ref}$  in korekcijski signal  $u_{kor}$  sestavljena iz 3600 vzorcev na periodo, kar je relativno velika številka. Če bi želeli generirati sinusni signal s frekvenco  $f = 50$  Hz, bi bil čas trajanja enega vzorca  $5,55 \mu s$ , pri frekvenci 70 Hz, pa samo še  $3,97 \mu s$ . Merilnik magnetilne krivulje ni imel tako visokih zahtev, zato sta bila referenčni in korekcijski signal sestavljena le iz 1000 vzorcev (čas trajanja enega vzorca je bil  $20 \mu s$  pri frekvenci 50 Hz). Dajalnik reference in člen za vzorčenje

dejanskega izhodnega signala sta načrtovana na podlagi zahtev vira za umerjanje števecv električne energije.

Iz katalogov nekaterih znanih proizvajalcev A/D in D/A pretvornikov lahko hitro zaključimo, da ni ravno veliko (predvsem D/A pretvornikov), ki bi imeli tako kratek čas postavitve (ang. *Settling Time*) in hkrati izpolnjevali nekatere druge pogoje (diferencialni tokovni izhod, natančnost, referenčna napetost...). Večina primernih D/A pretvornikov ima čas postavitve razreda 10  $\mu$ s ali več ali pa so cenovno neugodni za množično uporabo v industriji.

V omenjenem primeru sem se zato odločil za uporabo D/A pretvornikov DAC7541 proizvajalca Burr-Brown [15]. To so 12-bitni, hitri D/A pretvorniki, ki imajo podan čas postavitve samo 0,6  $\mu$ s. Značilnost teh D/A pretvornikov je, da imajo dva protifazna tokovna izhoda. Za pretvorbo tokovnih izhodnih signalov v napetostni signal jim je treba dodati zunanje vezje z operacijskimi ojačevalniki.

Podobno je pri izbiri A/D pretvornikov. Problematična ni njihova hitrost oz. njihov minimalni časa pretvorbe, temveč razpoložljive kombinacije slednje z drugimi parametri pretvornika. 16-bitni 100 kSPS A/D pretvorniki z vhodnim območjem  $\pm 10$  V niso ravno pogosti, pa tudi njihova cena ni zanemarljiva. Iz nastale zagate nas na srečo rešuje korekcijski princip, ki v povratni regulacijski zanki ne zahteva enakega števila vzorčnih intervalov, kot jih sestavlja referenčni vhodni signal. Zaradi korekcijskega intervala, ki je po času trajanja enak večjemu številu vhodnih vzorčnih intervalov, je mogoče zaobiti problem predolgega časa vzorčenja izbranega A/D pretvornika.

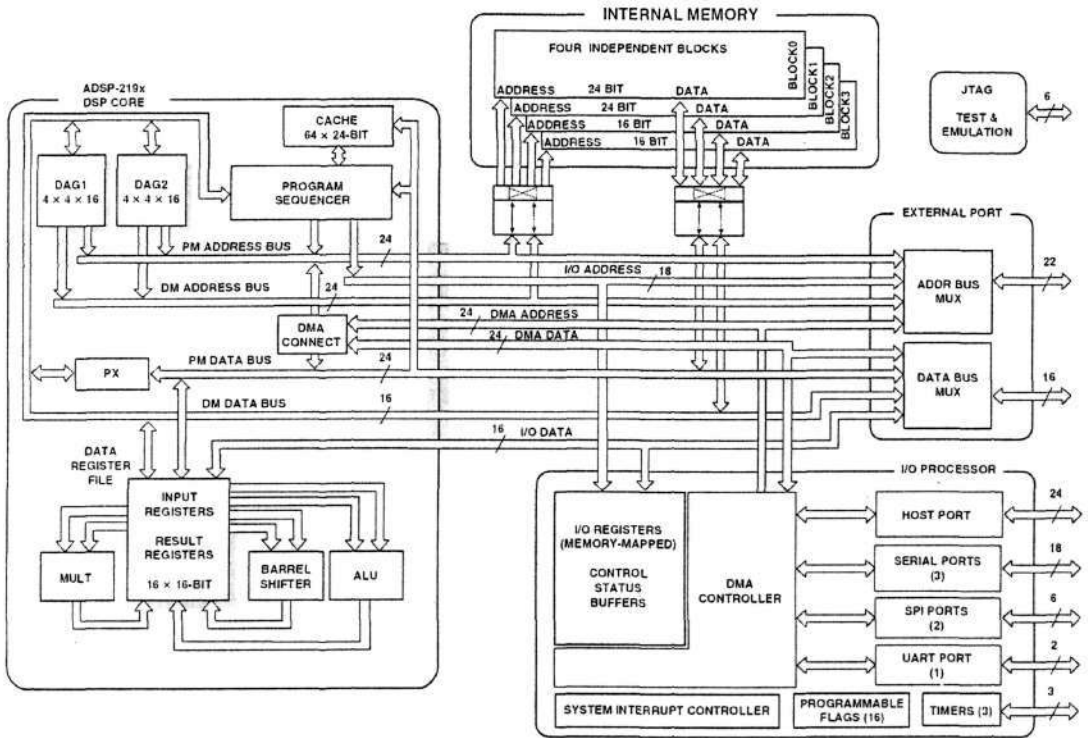
V obeh omenjenih aplikacijah sta bila uporabljena Burr-Brown-ova pretvornika ADS7805 [16] ali ADS7804, od katerih je prvi 16-bitni, drugi pa 14-bitni. Oba sta 100 kSPS (ang. *Kilo Samples Per Second*) A/D pretvornika, ki temeljita na principu sukcesivnega približevanja. Vhod obeh pretvornikov ima standardni razpon  $\pm 10$  V pri napajalni napetosti 5 V. A/D pretvornika imata notranjo referenco 2,5 V z lezenjem 8 ppm / °C. Maksimalni čas pretvorbe je specificiran na 10  $\mu$ s, tipičen pa 7,7  $\mu$ s pri 40°C, ki ga potrjujejo tudi meritve. Za povezavo z mikrokrmilnikom oz. nadrejeno logiko uporabljata 16-bitno vzporedno vodilo s tremi krmilnimi signali.

Prvi, 16-bitni A/D pretvorniki so bili uporabljeni v viru za umerjanje števecv električne energije, drugi, 14-bitni, pa v izpopolnjenem merilniku magnetnih lastnosti mehkomagnetnih jeder.

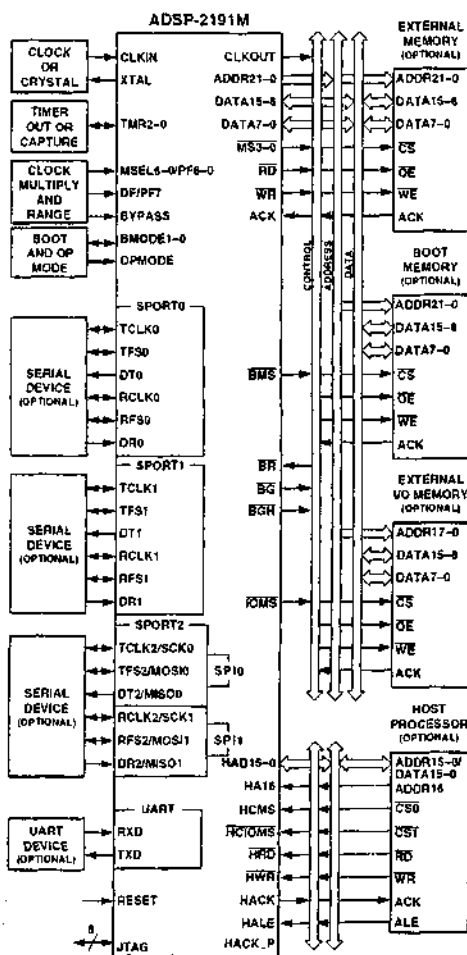
## 5.2 Digitalni signalni mikrokrmilnik ADSP-2191

Digitalni signalni mikrokrmilnik ADSP-2191M [17], ki ga izdeluje družba Analog Devices, je bil uporabljen tako v precizijskem viru za umerjanje števecv električne energije kot tudi v izpopolnjenem merilniku magnetnih lastnosti mehkomagnetnih jeder. Predviden je za širok

spekter aplikacij, ki zahtevajo obdelavo digitalnih signalov in hitre logične ter matematične operacije z numeričnimi podatki v celoštevilčnem formatu.



Slika 5.1: Zgradba digitalnega signalnega mikrokrmilnika



Slika 5.2: Zunanja vodila digitalnega signalnega mikrokrmilnika

DSP mikrokrmilnik (slika 5.1) ima napredno 16-bitno arhitekturo jedra in vsebuje množico splošnih vhodno/izhodnih perifernih enot za komunikacijo z zunanji dodanimi elementi (npr. A/D in D/A pretvorniki) [18]:

- univerzalna serijska vrata (imenovana SPORT0, SPORT1, SPORT2),
- SPI združljiva sinhronska serijska vrata (imenovana SPI0 in SPI1),
- UART asinhronski vmesnik,
- DMA krmilnik,
- nastavljivi časovniki (TMR0, TMR1 in TMR2),
- osem splošno namenskih nožic z nastavljivimi prekinitvami,
- HPI vmesnik (ang. *Host Port Interface*) oz. gostiteljski vmesnik, ki se običajno uporablja za komunikacijo med procesorji ter za njihov zunanji nadzor in
- EMI vmesnik (ang. *External Port Interface*) oz. razširitveni vmesnik, na katerega se priključujejo vse zunanje naprave z vzporednimi vrati.

Digitalni signalni mikrokrmilnik ADSP-2191 med drugim vsebuje 32 k 24-bitnih besed programskega pomnilnika ter 32 k 16-bitnih besed podatkovnega pomnilnika. Izdelan je v CMOS tehnologiji, kar mu omogoča delovanje z visoko frekvenco urinega takta (do 160 MHz), odlikuje pa ga relativno nizka poraba električne energije. Vgrajena PLL enota omogoča spreminjanje množilnega faktorja osnovnega urinega takta med delovanjem mikrokrmilnika. DSP mikrokrmilnik ima dva nabora vseh pomembnejših, z matematično enoto povezanih registrov, ki sta medsebojno popolnoma neodvisna. Podvojen ima tudi nabor indeksnih registrov.

### 5.3 Precizijski napajalni vir za umerjanje števecv električne energije

Precizijski vir za umerjanje števecv električne energije je namenjen (terenskemu) preverjanju kalibracije in razreda točnosti (predvsem elektronskih) števecv električne energije [19]. Mora biti sposoben zagotavljati napajalno napetost maksimalno petim števcem v območju od 20 V do 320 V in napajalni tok v območju 1 mA do 60 A in sicer v tako imenovani fantomski



vezavi (ločeno napajanje napetostnih in tokovnih tuljavic). Vir mora ustrezati zahtevi po časovni stabilnosti amplitude generirane napetosti in toka, ki mora biti vsaj 0,05 %/h.

Zahteve, ki jih morata izpolnjevati njegova osnovna gradnika (napetostni in transkonduktančni močnostni ojačevalnik), so [20 - 25]:

- točnost generiranega izhodnega signala mora biti znotraj razreda  $r = 0,1$ ,
- faktor celotnega harmonskega popačenja *THD* izhodnih veličin mora biti nižji od 0,5 % (brez upoštevanja superponiranih višjeharmonskih komponent),
- nastavljivost frekvence izhodne napetosti vira mora biti v območju od 45 Hz do 65 Hz s korakom po 0,01 Hz,
- točnost nastavitve faznega kota mora biti pod  $0,01^\circ$ ,
- vir mora biti sposoben generirati superponirane višjeharmonske komponente (do 30-te).

Napetostni in/ali transkonduktančni močnostni ojačevalnik, ki želi zadostiti podanim zahtevam, nujno potrebuje zunanjo nadrejeno digitalno regulacijsko zanko, ki poskrbi za ustrezno korigiranje vhodnega referenčnega signala v močnostni ojačevalnik tako, da izhodna veličina ustreza vsem predpisanim zahtevam.

Precizijski napajalni vir mora omogočati neodvisno nastavljanje amplitude napetosti in toka, faznega premika med njima in nenazadnje frekvence [26]. To pomeni, da morata za vsako fazo potekati dva sočasna regulacijska postopka (eden za napetostni in drugi za transkonduktančni ojačevalnik), ki pa morata biti medsebojno sinhronizirana zaradi zahtev po natančnosti nastavitve faznega premika med izhodnim tokom in napetostjo.

Zaradi zadnjega pogoja, kot tudi zaradi zahteve po natančnem nastavljanju frekvence, morata imeti oba ojačevalnika skupen izvor referenčnega takta, ki mora biti med drugim dovolj natančen. Njegova frekvenca se s časom ali s temperaturo okolice ne sme (preveč) spreminjati, saj je od njega neposredno odvisna stabilnost in natančnost nastavljene frekvence vhodnih in izhodnih veličin vira.

Zaradi navedenih razlogov izračunava oba regulacijska postopka en sam zmogljiv DSP mikrokrmilnik. Takšna rešitev odpravi težave, ki bi nastale zaradi neusklajenega izvajanja dveh samostojnih regulacijskih postopkov, predvsem nastavitve faznega kota med napetostjo in tokom, če bi bila uporabljena dva preprostejša mikrokrmilnika. Tako pa se lahko posamezne nastavitve za oba vira na preprost način usklajujejo, saj jih vrši isti DSP.

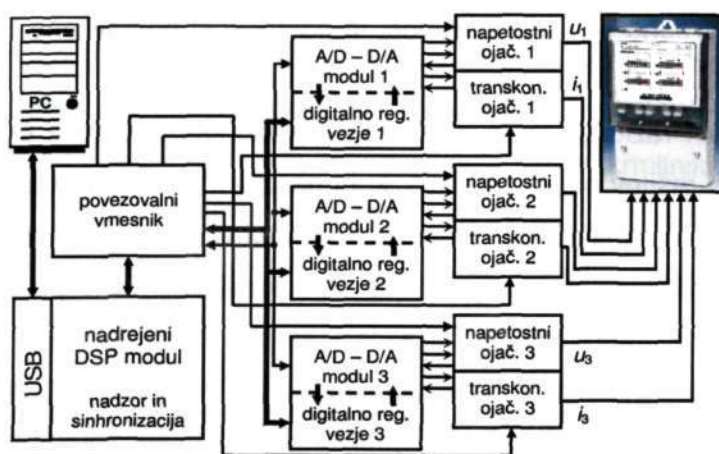
Zahteva po točnosti generirane napetosti, ki mora biti v razredu 0,1, pomeni, da morajo biti D/A pretvorniki sposobni zagotavljati in A/D pretvorniki zaznavati spremembo  $1/1000$  polnega znsosa območja pretvornika, kar ustreza ločljivosti vsaj 10 bitov (točneje spremembi  $1/1024$ ). Ker pa je minimalna ločljivost pretvornikov prešibak dejavnik za izbiro D/A pretvornikov in tudi, ker tako majhna ločljivost pretvornikov v sodobnih aplikacijah ni smiselna, so bili za uporabo v dajalniku referenčnega in korekcijskega signala izbrani hitri 12-bitni D/A pretvorniki. V členu za vzorčenje izhodne dejanske veličine pa je bil izbran 16-bitni A/D pretvornik s hitrostjo 100 kSPS

(ang. *Kilo Samples Per Second*). Z ločljivostjo A/D in D/A pretvornikov je povezano tudi končno celotno harmonsko popačenje izhodne veličine. Večja kot je ločljivost pretvornikov, manjši je lahko THD.

Natančnost nastavitve želene frekvence generiranega referenčnega signala je odvisna predvsem od programske izvedbe digitalnega regulatorja (če je uporabljeno interno generiranje časovne prekinitve), ki je izveden v DSP mikrokontrolerju, oz. od natančnosti njegove časovne prekinitve (opisano v poglavju 5.5). Interno proženje prekinitve je nadalje povezano s frekvenco delovanja DSP-ja in z intenzivnostjo uporabe njegovih vhodno/izhodnih enot ter z najmanjšim možnim korakom nastavitve časovnika. Od programa je odvisno tudi, kako bo DSP mikrokontroler generaliral višjeharmonske komponente, ki se na željo uporabnika superponirajo osnovnemu referenčnemu signalu.

Zahteva po natančnosti nastavitve faznega kota med napetostnim referenčnim signalom in tokovnim referenčnim signalom se odraža v številu vzorcev, ki sestavljajo osnovno periodo signala. Z izbranim številom 3600 vzorcev na periodo je mogoče samo z zamikom enega od signalov za en vzorec spreminjati fazni kot med referenčnima signaloma napetosti in toka s korakom po  $0,1^\circ$ . Desetinko tega kota (oz. natančnost  $0,01^\circ$ ) pa je mogoče doseči s spreminjanjem trenutka osveževanja vezja za zadrževanje stanja pred D/A pretvorniki.

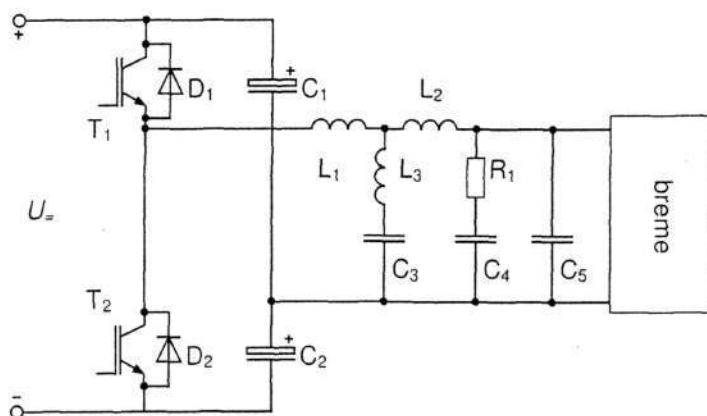
Zgornje zahteve so bile podane za en par napetostnega in transkonduktančnega močnostnega ojačevalnika. Precizijski napajalni vir pa je imel tri takšne pare. Zato je bil celoten vir zasnovan s tremi regulacijskimi moduli (slika 5.3) z dvema digitalnima regulatorjema ter z nadrejenim nadzornim DSP-jem, ki je skrbel za njihovo usklajeno delovanje. Vsak modul je samostojno delujoč in zagotavlja korekcijski signal eni napetostni in eni tokovni fazi vira brez dodatnih posegov vanje.



Slika 5.3: Zasnova trifaznega precizijskega vira za umerjanje števecv električne energije

### 5.3.1 Napetostni močnostni ojačevalnik

Napetostni močnostni ojačevalniki, ki morajo napajati napetostne tuljavice preizkušanih števecv električne energije, morajo generirati napetost v območju od 20 V do 320 V. Zaradi njihove relativno majhne izhodne moči so zasnovani na krmiljenem PWM polmostičnem pretvorniku s pasivnim izhodnim filtrom in z izhodnim transformatorjem [27 - 32] (ki ga slika 5.4 ne kaže) s tremi sekundarnimi odcepi [19]. Za dodatno dušenje visokofrekvenčne valovitosti, ki jo povzročajo preklopi tranzistorjev, in zaradi izravnavanja frekvenčnega odziva, ima vgrajen filter drugega reda z dodatnim pasovnim filtrom ( $L_3, C_3$ ) [33].



Slika 5.4: PWM polmostični močnostni ojačevalnik z izhodnim pasivnim filtrom

Uporaba pasovnega filtra višjega reda lahko povzroča stabilnostne probleme nadrejeni digitalni regulacijski zanki, ki nadzira obliko izhodne napetosti (glej poglavje 3.19). Ti problemi postanejo še izrazitejši, ko močnostni ojačevalnik napaja breme s kapacitivnim značajem. Za zagotavljanje stabilnosti regulacijskega sistema je zato nujno potrebno majhno odprtozančno ojačenje močnostnega ojačevalnika [34]. Po drugi strani pa majhno ojačenje povzroča znatno odstopanje izhodne napetosti od referenčne vrednosti (oz. občutno statično napako). Razmere še poslabša dejstvo, da sta amplitudno odstopanje in fazni premik odvisna od priklopljenega bremena.

Podobna, vendar še očitnejša periodična odstopanja nastopijo zaradi pulznega toka, ki teče iz vira v nelinearna bremena oz. skoraj vse sodobne napajalne enote elektronskih števecv električne energije, ki se napajajo iz napetostne veje števca.

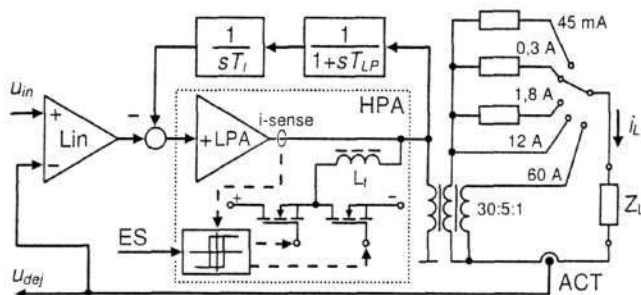
### 5.3.2 Transkonduktančni močnostni ojačevalnik

Za napajanje tokovnih tuljavic preizkušanih števecv električne energije v območju od 1 mA do 60 A je bil zasnovan in uporabljen nov hibridni močnostni ojačevalnik (HPA) [35, 36]. Ojačevalnik je zgrajen iz osrednjega tristopenjskega linearnega močnostnega ojačevalnika

(LPA), ki deluje v AB razredu, in podrejenega stikalnega pretvornika, ki je vezan vzporedno k prvemu preko sklopne dušilke  $L_f$  (slika 5.5). Med idealnim delovanjem hibridnega močnostnega ojačevalnika zagotavlja vso potrebno izhodno moč podrejeni stikalni pretvornik, medtem ko LPA zmanjšuje njegovo visokofrekvenčno valovitost. HPA (s pripadajočo nadrejeno regulacijsko zanko za odpravljanje enosmerne komponente izhodnega toka) zagotavlja napajanje bremena preko izhodnega transformatorja z dvema sekundarnima navitjema. Takšna zasnova, ki je nadgrajena z nadrejeno digitalno regulacijsko zanko in z aktivnim tokovnim merilnikom (ACT), ima naslednje prednosti:

- izgube LPA-ja so majhne, izkoristek HPA-ja pa je posledično visok,
- zaradi širokega frekvenčnega razpona LPA-ja je visokofrekvenčna valovitost toka majhna, izhodni filter je nezahteven,
- izhodni bremenski tok  $i_L$  je galvanjsko ločen od preostalega vezja.

Dodatno prednost je, da lahko majhno vrednost bremenskega toka, zagotavlja samo LPA. Takšen način obratovanja je zaželen, ko morata biti preklopni šum in izgube, ki so posledica delovanja stikalnega pretvornika, čim manjše. Zato deluje stikalni pretvornik le na 12 A in 60 A območjih.



Slika 5.5: Celotna shema transkonduktančnega močnostnega ojačevalnika

V nasprotju z napetostnimi tuljavicami števecv električne energije, tokovne tuljave predstavljajo zanemarljivo bremensko nelinearnost. Kljub temu se pojavi problem nestabilnosti nadrejene regulacijske zanke. Njen vzrok je nezmožnost izpolnjevanja stabilnostnega kriterija v širokem področju delovanja zaradi ekstremnih sprememb impedance bremena. Posledično je treba zmanjšati odprtozankno ojačenje sistema, kar pa povzroči amplitudno in fazno odstopanje izhodnega toka od referenčne vrednosti. Slednja pa se lahko zmanjšajo (oz. odpravijo) ravno z uporabo nadrejene digitalne regulacijske zanke.

Podobno, kot v primeru napetostnega močnostnega ojačevalnika, je amplitudno in fazno odstopanje izhodnega toka odvisno od bremena. V primeru transkonduktančnega močnostnega ojačevalnika pa maksimalna amplitudna napaka ne preseže 5 %, medtem ko fazni premik med referenčnim signalom  $U_{ref}$  in dejanskim izhodnim signalom ostaja znotraj meje 2°. Takšna odstopanja nalagajo zmerne zahteve nadrejeni digitalni regulacijski zanki, ki je uporabljena za zagotavljanje kakovostne izhodne veličine močnostnega ojačevalnika.

## 5.4 Izpopolnjen merilnik magnetnih lastnosti mehkomagnetnih jeder

### 5.4.1 Fizikalno ozadje

Magnetni parametri mehkomagnetnih toroidnih jeder se običajno merijo v znanih merilnih sistemih [37], kjer je merjenec magneten z izmeničnim primarnim tokom  $i_P$ , ki povzroča magnetno poljsko jakost [38]:

$$H = i_P \frac{N_P}{l_{Fe}}, \quad (5.1)$$

kjer je  $N_P$  število ovojev primarnega navitja in  $l_{Fe}$  efektivna dolžina magnetne poti merjenca. Kot posledica gostote magnetnega pretoka  $B$  se v sekundarnem navitju inducira napetost:

$$u_S = -N_S S_{Fe} \frac{dB}{dt}, \quad (5.2)$$

kjer sta  $N_S$  in  $S_{Fe}$  število ovojev sekundarnega navitja in površina prereza merjenca.

Zaradi zmanjšanja vpliva oblike primarnega toka  $i_P$  na merjenje specifične navidezne moči in na efektivno vrednost magnetne poljske jakosti  $H$  mednarodni standardi določajo, da mora biti meritev izvedena pri sinusni obliki gostote magnetnega pretoka  $B$  (5.3) [38, 39]. V tem primeru je efektivna vrednost inducirane sekundarne napetosti  $u_S$  proporcionalna maksimalni vrednosti gostote magnetnega pretoka  $B$ :

$$U_S = 4,44 \cdot \hat{B} \cdot f \cdot N_S \cdot S_{Fe}, \quad (5.3)$$

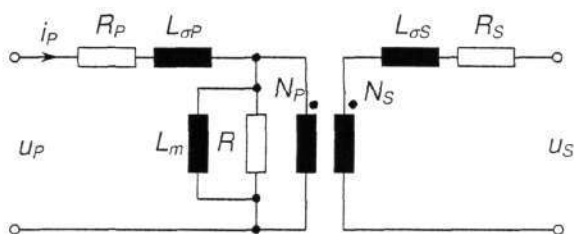
kjer je  $f$  frekvenca inducirane napetosti.

Pristojni standardi zahtevajo sekundarno inducirano napetost s stabilno amplitudo in z majhnim odstopanjem od zelene sinusne oblike. Sprememba amplitude napetosti in frekvence med meritvijo ne sme preseči  $\pm 0.2\%$  nastavljene vrednosti. Za določitev specifičnih celotnih izgub v jedru, specifične navidezne moči in efektivne vrednosti magnetne poljske jakosti  $H$ , mora biti faktor oblike  $FF_U$  (ki je izračunan kot razmerje med efektivno vrednostjo signala in njegovo povprečno usmerjeno vrednostjo) sekundarne inducirane napetosti  $u_S$  obdržan v mejah  $1,111 \pm 1\%$ . V nasprotnem primeru omenjene meritve (in vse iz njih izpeljane/izračunane vrednosti) niso merodajne.

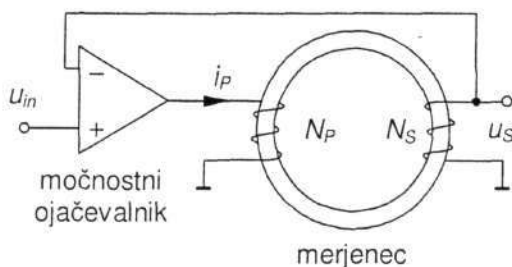
Zahtevani kriterij faktorja oblike  $FF_U$  sekundarne napetosti je običajno lahko zagotoviti z dvema različnima merilnima sistemoma oz. metodama. Prva, najpreprostejša, se opira na sinusno primarno napajalno napetost, ki zagotavlja magnetilni tok  $i_P$ . Zaradi zagotavljanja zelenega faktorja oblike sekundarne napetosti znotraj predpisanih meja morata biti padec napetosti na primarni upornosti  $R_P$  in na stresani induktivnosti  $L_{\sigma P}$  čim manjša (slika 5.6). To pomeni, da je za primarno navitje treba uporabiti žico s čim debelejšim presekom in zagotoviti

čim boljši magnetni sklop med primarnim in sekundarnim navitjem [40]. Druga metoda oz. merilno vezje (s slike 5.7) za napajanje primarnega navitja merjenca uporablja močnostni ojačevalnik. Inducirana napetost s sekundarnega navitja je pripeljana nazaj na njegov negativni vhod, tako da ojačevalnik korigira trenutno vrednost izhodnega sinusnega signala [41].

Na prvi pogled zgleda, da je slednja rešitev idealna, kajti padec napetosti na primarnem navitju merjenca je kompenziran s pomočjo povratne zanke močnostnega ojačevalnika. Zaradi slednjega naj ne bi bilo posebnih omejitev glede načrtovanja primarnega navitja. Na žalost to ni res zaradi enosmerne komponente izhodne napetosti močnostnega ojačevalnika, ki se odraža v predmagnetanju magnetnega jedra in posledičnih nepravilnih rezultatih meritve. Drugi razlog je pojav nestabilnega delovanja ojačevalnika pri bremenih z nizko impedanco.



Slika 5.6: Ekvivalentno vezje transformatorja z magnetnimi izgubami



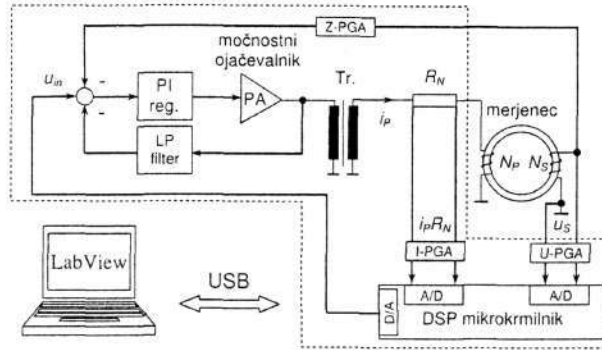
Slika 5.7: Princip merilnega vezja z močnostnim ojačevalnikom s povratno zanko

Ta problem lahko rešimo s povečanjem števila ovojev primarnega navitja. Nadalje, zaradi večje merilne natančnosti, mora biti tudi število ovojev sekundarnega navitja  $N_S$  čim večje. V nobenem izmed omenjenih merilnih vezji ni mogoče zmanjšati števila ovojev primarnega in sekundarnega navitja na vrednost, ki bi omogočala hiter in zanesljiv priklop vzorca v merilni sistem. Majhno število ovojev pa je zelo pomembno za ovrednotenje parametrov toroidnih jeder z majhnim notranjem premerom, kjer uporaba čeljustnega priključka z več spoji ni mogoča.

Glavni problem pri merjenju magnetilne (B-H) krivulje toroidnih jeder je odstopanje sekundarne inducirane napetosti in posledično gostote magnetnega pretoka  $B$  od idealne sinusne oblike, ki ga povzroča visok vršni tok, ki steče, ko je mehkomagnetno jedro v področju magnetnega nasičenja.

## 5.4.2 Opis merilnega vezja

Navedene ovire so bile uspešno odpravljene z merilnim vezjem, ki ga kaže slika 5.8 [42]. Merilni sistem je sestavljen iz DSP nadzornega vezja, ki regulira sekundarno inducirano napetost  $u_S$  in nadzornega osebnega računalnika z "LabView" programsko opremo, ki nadzira meritve in prikazuje zajete podatke.



Slika 5.8: Predlagan merilni sistem

Glavna zamisel predstavljenega merilnega sistema je uporaba dodatnega transformatorja ( $Tr.$ ), postavljenega med močnostni ojačevalnik in merjenec. Prilagodilni transformator preprečuje, da bi bil merjenec predmagneten s preostalo izhodno enosmerno komponento močnostnega ojačevalnika. Transformatorju ni treba izpolnjevati pomembnejših konstrukcijskih zahtev z izjemo ene same: enosmerna komponenta ne sme povzročiti njegovega nasičenja. Slednji zahtevi je moč zadostiti s predimenzioniranjem transformatorja, kar vodi v njegovo občutno povečanje. Poleg tega je bila primarna regulacijska zanka močnostnega ojačevalnika nadgrajena še z nizkoprepustnim filtrom (LP). Slednji zaradi svoje nizke mejne frekvence vsiljuje v sumacijsko točko samo enosmerno komponento izhodnega signala močnostnega ojačevalnika in tako zmanjšuje predmagnetenje transformatorja. Prilagodilni transformator zagotavlja višjo impedanco izhodu močnostnega ojačevalnika, kot bi jo slednji "čutil" pri neposrednem priklopu merjenca. Transformator torej zagotavlja nominalno obremenitev močnostnega ojačevalnika kljub manjšemu številu primarnih navojev  $N_p$  in sekundarnih ovojev  $N_s$  merjenca.

Kljub vsemu je izvedba opisanega merilnega principa zahtevna, če želimo izdelati merilno vezje, ki bi pokrivalo meritve širokega nabora toroidnih jeder. V tem primeru se namreč sekundarna inducirana napetost in primarni magnetilni tok lahko spreminjata v širokem območju, ki lahko privede do nestabilnosti močnostnega ojačevalnika ali še slabše, do merilne nenatančnosti zaradi nezadostnega razmerja med uporabnim zajetim signalom in šumom.

Za povečanje merilne točnosti (ki je odvisna od natančnosti preračunavanja gostote magnetnega pretoka  $B$ , izračunane z numerično integracijo inducirane sekundarne napetosti [43]) in za razširitev merilnega območja so bili v merilno vezje dodani ojačevalniki z nastavljivim ojačenjem (PGA-ji) in sicer v merilni veji za zajem primarnega toka (I-PGA) in sekundarne

inducirane napetosti (U-PGA), ki se zaključita z 12 bitnimi A/D pretvorniki (slika 5.8), kot tudi v notranji negativni povratni zanki merilnega sistema (Z-PGA).

PGA-ja v merilni veji toka in napetosti sta na začetku meritve vedno postavljena na največje možno ojačenje vhodnega signala. Preklop na nižje ojačenje, ki ga krmili DSP, se zgodi, ko vrednost njunega izhodnega signala (oz. vzorčenega signala) preseže 96 % maksimalnega vhodnega območja A/D pretvornika. Preklop na večje ojačenje pa se zgodi, če izhodni signal pade pod 47 % maksimalnega območja A/D-ja. Tak način obratovanja zagotavlja, da sta vzorčena signala vedno v zgornji polovici merilnega območja A/D pretvornika kjer je njegova relativna napaka najmanjša.

Z-PGA v negativni povratni zanki je uporabljen zato, da se poveča amplituda referenčne napetosti, ki je potrebna za zagotavljanje določene gostote magnetnega pretoka  $B$ . Razlog je manjši korak nastavitve želene gostote magnetnega pretoka oz. izboljšana ločljivost.

## 5.5 Zasnova programa za digitalni regulator

Programa za zunanjo digitalno regulacijsko zanko sta bila v obeh predstavljenih aplikacijah (precizijskem viru za umerjanje števec in v merilniku magnetilne krivulje) zelo podobna. Največja razlika med njima je bila v načinu in v pogostosti komunikacije z nadzornim osebnim računalnikom, ujemala pa sta se v osnovni strukturi prekinitev in v izračunu korekcijskega signala.

Program za digitalni regulator je zasnovan klasično, s poudarkom na servisiranju prekinitvenih zahtev in je zaradi časovne optimizacije programa napisan v zbirnem jeziku. Inicializaciji DSP mikrokrmilnika sledi neskončna zanka, v kateri so izvedene kontrole določenih zastavic.

Prva in najpomembnejša prekinitvev (ki ni systemske narave) je namenjena branju zajete vrednosti A/D pretvornikov in osveževanju zadrževalnega (ang. *Latch*) vezja D/A pretvornikov. Na določen, običajno konstanten, časovni interval jo sproža eden izmed treh časovnikov mikrokrmilnika. Isti signal s časovnika sproži osveževanje izhodne vrednosti D/A pretvornika in pričetek A/D pretvorbe, katere rezultat je prebran v naslednji prekinitvi. V prekinitvi se vrednosti referenčnega in korekcijskega signala prepiseta iz pripadajočih tabel v zadrževalna vezja D/A pretvornikov, vrednosti A/D pretvornikov pa se prepisejo v pripadajoče tabele zajetih vrednosti. Ko je bilo zajetih ravno toliko vzorčnih intervalov, kolikor jih sestavlja eno periodo izhodnega signala, se postavi določena zastavica, ki preusmeri delovanje mikrokrmilnika (ko ta zaključi prekinitveni servis) iz neskončne zanke v funkcijo za izračun korekcijskega signala. Slednje ne more prekiniti nobena druga funkcija, kajti nobena nima višje prioritete. Lahko pa njeno izvajanje še vedno prekinjajo zahteve po servisiranju prekinitev.



Naslednja pomembna prekinitvev je namenjena komunikaciji. Med njenim servisiranjem se prejete vrednosti shranijo in postavi se zastavica, ki mikrokrmilniku sporoči, da je prispel nov paket podatkov, ki zahteva obdelavo. Zastavica preusmeri delovanje mikrokrmilnika iz neskončne zanke v funkcijo za obdelavo prispelih podatkov. Ta funkcija ne more prekiniti funkcije za izračun korekcijskega signala. Če pa se že izvaja, je tudi funkcija za izračun korekcijskega signala ne prekine, ker bi bilo brezpredmetno, saj je obdelava prejetih podatkov relativno kratka.

V neskončni zanki mikrokrmilnika se izvajata še dve pomembnejši funkciji, ki ju je vredno opisati. Prva je izračun in korekcija enosmerne komponente zajetega izhodnega signala, ki jo je treba upoštevati pri izvedbi regulatorja. Njeno izvajanje se prične, ko je postavljena zastavica, ki mikrokrmilniku pove, da je bilo pravkar zaključeno zajemanje nove periode izhodnega signala in če se je funkcija za izračun korekcijskega signala zaključila. Druga funkcija pa je funkcija za pošiljanje podatkov iz DSP mikrokrmilnika v nadzorni osebni računalnik. Slednja se izvaja samo, če se ne izvaja nobena izmed že opisanih funkcij. Ne izvaja pa se neprestano, temveč vsakih nekaj period. Pri precizijskem viru za umerjanje števecv električne energije ta funkcija pošilja podatke o stanju amplitud napetosti in tokov posamezne faze ter o stanju zaščit. V primeru izpopolnjenega merilnika magnetnih lastnosti mehkomagnetnih jeder pa pošilja vse zajete vzorce periode primarnega toka  $i_p$  in sekundarne inducirane napetosti  $u_s$ .



## 6. Meritve in rezultati

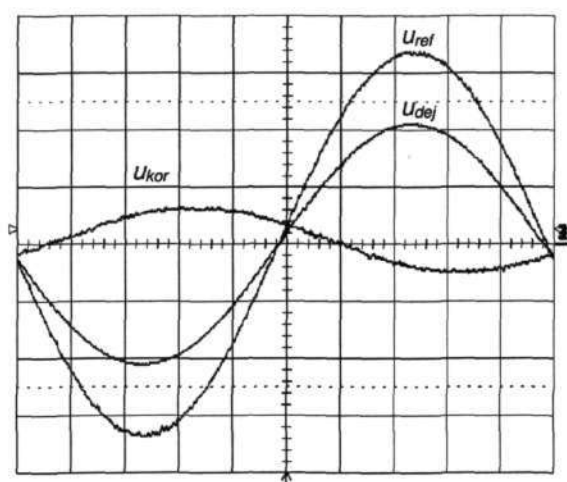
### 6.1 Precizijski napajalni vir za umerjanje števecv električne energije

Vse meritve v časovnem prostoru so bile opravljene z 200 MHz štirikanalnim osciloskopom LeCroy 9304C. Vse meritve v frekvenčnem prostoru pa z dinamičnim signalnim analizatorjem HP35665A. Za merjenje oblike toka so bile uporabljene tokovne klešče Tektronix A6302 z ojačevalnikom AM 503.

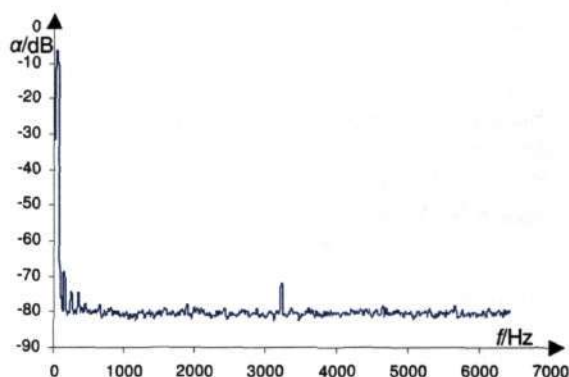
Večina naslednjih slik kaže razmere na napetostnem močnostnem ojačevalniku, ker ima največ periodičnih odstopanj. Razlog zanje je odjem energije z napetostnih tuljavic, ki je potrebna za napajanje elektronskih števecv električne energije.

Referenčni signal, ki je bil pripeljan na vhod napetostnega močnostnega ojačevalnika (oz. ojačevalnikov) precizijskega napajalnega vira za umerjanje števecv električne energije, je bil vedno sestavljen iz 3600 vzorcev na periodo. Korekcijski signal je ravno tako sestavljen iz 3600 vzorcev na periodo, vendar korekcija deluje s korakom 50 vzorcev, kar pomeni, da zavzame teh 50 vzorcev enako vrednost. Posledično je korekcijski signal sestavljen samo še iz 72 različnih vzorcev (kot primer glej sliko 3.49).

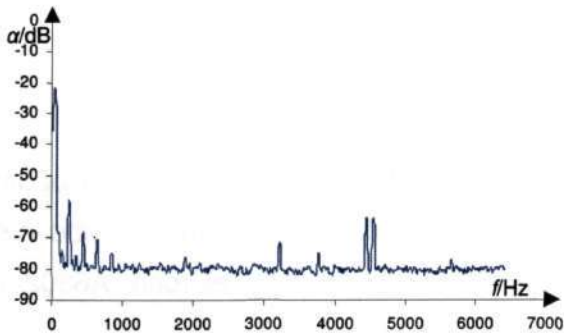
Če je bilo uporabljeno ohmsko breme, je imelo vedno upornost  $920 \Omega$ . Uporabljeni števcvi za obremenjevanje posamezne faze so imeli t.i. "kondenzatorski napajalnik", ki je zaradi svoje izrazito nelinearne karakteristike najzahtevnejše breme, ki je bilo priključeno na napetostni vir. Obliko toka, ki teče iz vira v takšen števec, kaže slika 6.5.



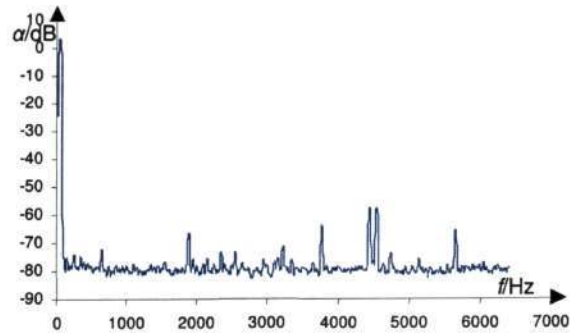
Slika 6.1: Referenčni in korekcijski signal ter izhodna napetost močnostnega ojačevalnika, ohmsko breme ( $k_{u_{ref}, u_{kor}} = 2 \text{ V/rd}$ ,  $k_{u_{dej}} = 100 \text{ V/rd}$ ,  $k_t = 2 \text{ ms/rd}$ )



Slika 6.2: Frekvenčni spekter referenčnega signala



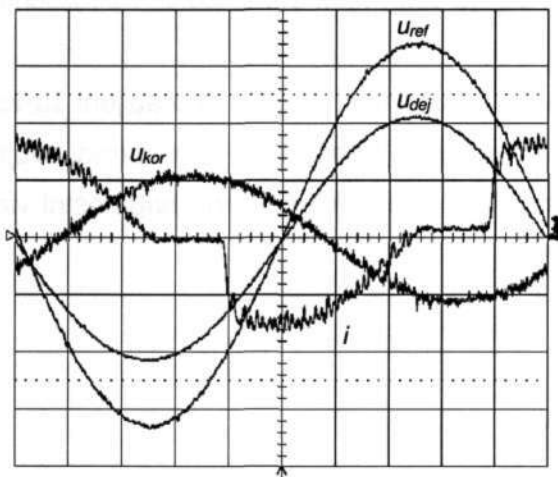
Slika 6.3: Frekvenčni spekter korekcijskega signala



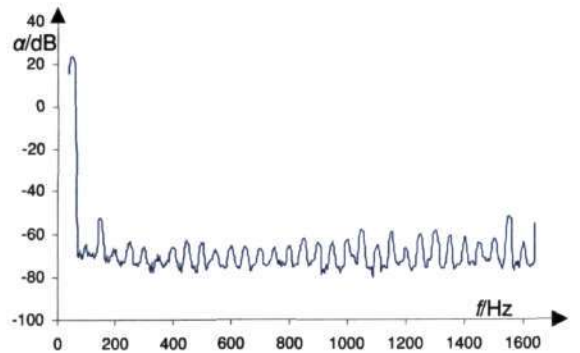
Slika 6.4: Frekvenčni spekter izhodne napetosti

Naslednje slike kažejo odziv regulacijskega sistema na referenčno napetost (brez in z dodanimi višjiharmonskimi komponentami). Napetostni močnostni ojačevalnik je obremenjen z ohmskim bremenom ali s tremi števcu električne energije.

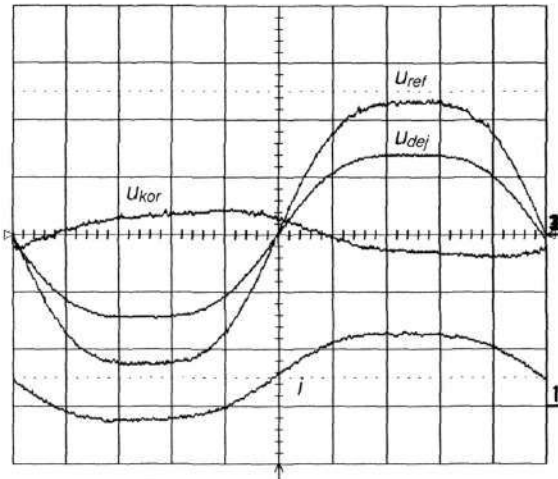
Tok na sliki 6.5 ima koeficient 100 mA/razdelek, na preostalih slikah pa je 200 mA/razdelek.



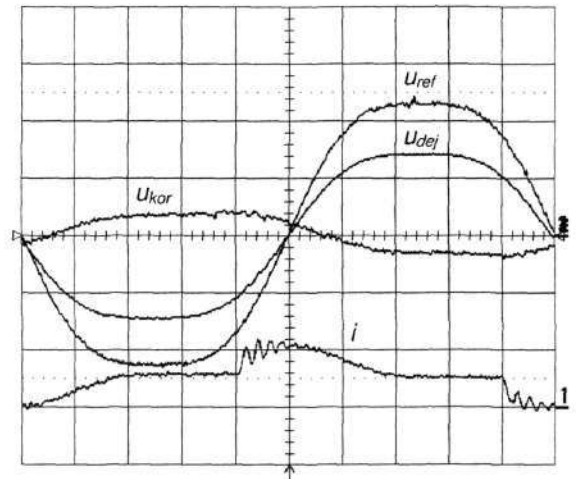
Slika 6.5: Referenčni in korekcijski signal ter izhodna napetost močnostnega ojačevalnika in tok skozi tri števcu el. energije ( $k_{Ukor} = 1 \text{ V/rd}$ ,  $k_{Udej} = 50 \text{ V/rd}$ ,  $k_{Uref} = 2 \text{ V/rd}$ ,  $k_i = 100 \text{ mA/rd}$ ,  $k_t = 2 \text{ ms/rd}$ )



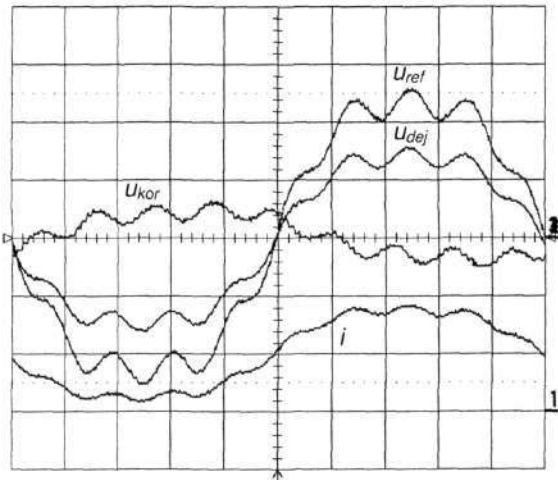
Slika 6.6: Frekvenčni spekter izhodne napetosti močnostnega ojačevalnika, obremenjenega s tremi števcu



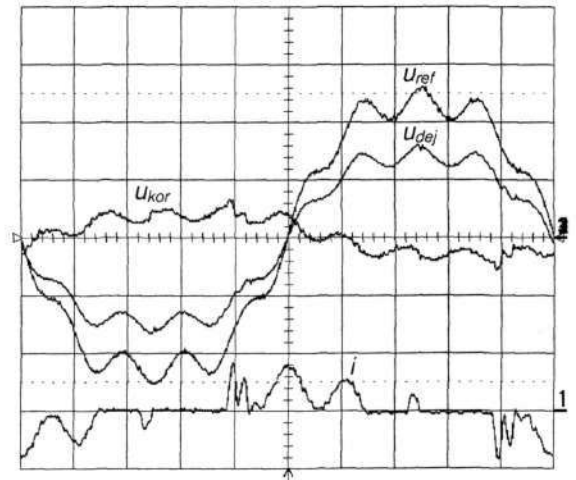
Slika 6.7: Referenčni signal s superponirano tretjo harmonsko komponento (10 %), korekcijski signal in izhodna napetost močnostnega ojačevalnika ter tok skozi ohmsko breme ( $k_{uref} = 2 \text{ V/rd}$ ,  $k_{ukor} = 2 \text{ V/rd}$ ,  $k_{udej} = 100 \text{ V/rd}$ ,  $k_i = 200 \text{ mA/rd}$ ,  $k_t = 2 \text{ ms/rd}$ )



Slika 6.8: Referenčni signal s superponirano tretjo harmonsko komponento (10 %), korekcijski signal in izhodna napetost močnostnega ojačevalnika ter tok skozi tri števce ( $k_{uref} = 2 \text{ V/rd}$ ,  $k_{ukor} = 2 \text{ V/rd}$ ,  $k_{udej} = 100 \text{ V/rd}$ ,  $k_i = 200 \text{ mA/rd}$ ,  $k_t = 2 \text{ ms/rd}$ )

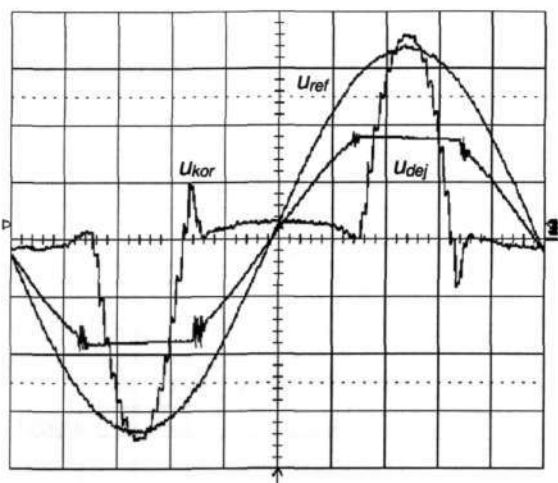


Slika 6.9: Referenčni signal s superponirano tretjo (10 %) in deveto (10 %) harmonsko komponento, korekcijski signal in izhodna napetost močnostnega ojačevalnika ter tok skozi ohmsko breme ( $k_{uref} = 2 \text{ V/rd}$ ,  $k_{ukor} = 2 \text{ V/rd}$ ,  $k_{udej} = 100 \text{ V/rd}$ ,  $k_i = 200 \text{ mA/rd}$ ,  $k_t = 2 \text{ ms/rd}$ )

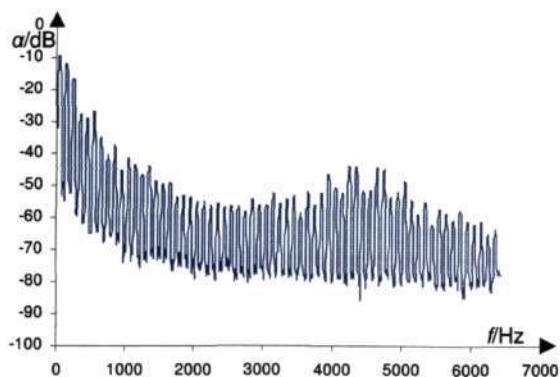


Slika 6.10: Referenčni signal s superponirano tretjo (10 %) in deveto (10 %) harmonsko komponento, korekcijski signal in izhodna napetost močnostnega ojačevalnika ter tok skozi tri števce ( $k_{uref} = 2 \text{ V/rd}$ ,  $k_{ukor} = 2 \text{ V/rd}$ ,  $k_{udej} = 100 \text{ V/rd}$ ,  $k_i = 200 \text{ mA/rd}$ ,  $k_t = 2 \text{ ms/rd}$ )

Spodnji sliki kažeta delovanje regulatorja in posledično obliko korekcijskega signala v primeru, ko napetostni močnostni ojačevalnik nima zagotovljene dovolj visoke napajalne napetosti. Potlačen vrh izhodne napetosti poskuša regulator izravnati s povečevanjem korekcijskega signala.

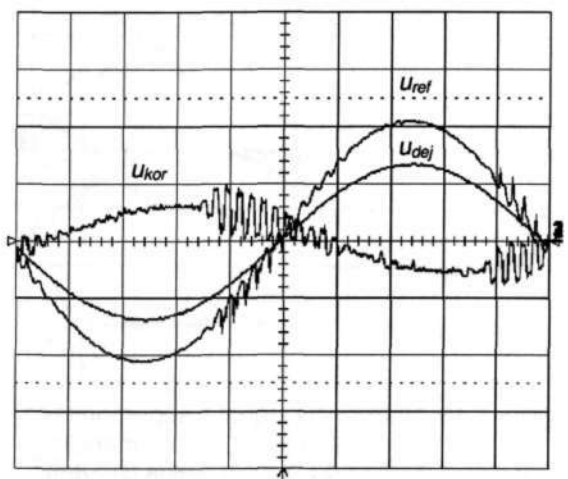


Slika 6.11: Referenčni in korekcijski signal ter izhodna napetost pri prenizki napajalni napetosti ( $k_{uref} = 2 \text{ V/rd}$ ,  $k_{ukor} = 2 \text{ V/rd}$ ,  $k_{udej} = 100 \text{ V/rd}$ ,  $k_t = 2 \text{ ms/rd}$ )

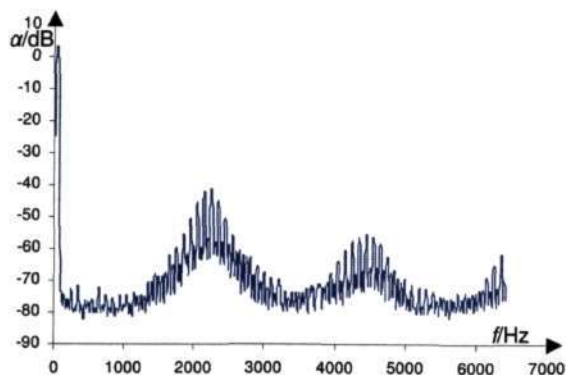


Slika 6.12: Frekvenčni spekter korekcijskega signala pri prenizki napajalni napetosti

Slika 6.13 kaže nepravilno delovanje regulatorja kot posledico njegovega napačno izbranega faznega premika (FPR) oz. vsebovanega prediktivnega člana  $z^k$ , kot je bil razložen v poglavju 3.6.

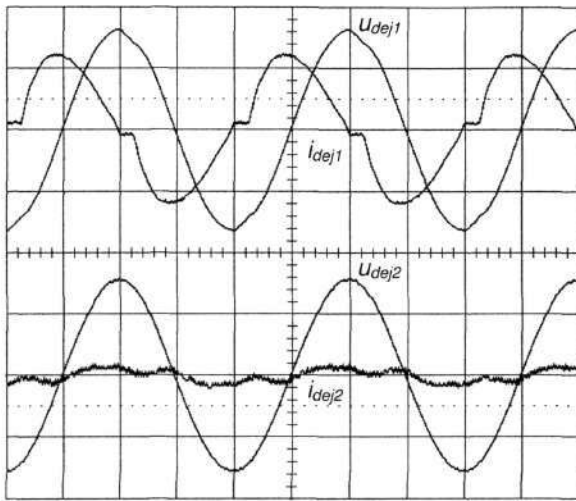


Slika 6.13: Referenčni in korekcijski signal ter izhodna napetost pri nepravilnem delovanju regulatorja ( $k_{uref} = 5 \text{ V/rd}$ ,  $k_{ukor} = 2 \text{ V/rd}$ ,  $k_{udej} = 100 \text{ V/rd}$ ,  $k_t = 2 \text{ ms/rd}$ )

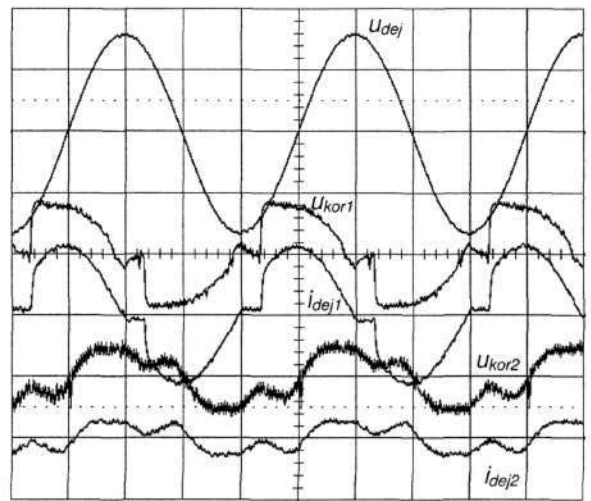


Slika 6.14: Frekvenčni spekter korekcijske napetosti pri nepravilnem delovanju regulatorja

Oscilogrami toka in napetosti precizijskega vira za umerjanje števecv električne energije, ki je obremenjen z nelinearnima bremenoma, so prikazani na spodnjih dveh slikah. Zgornja oscilograma s slike 6.15 kažeta napetost  $u_{dej1}$  pri toku  $i_{dej1}$ , ki teče iz vira v tri napetostne tuljavnice elektronskega števecva MT351 (proizvajalec je Iskra Emeco). Spodnja oscilograma z iste slike ( $u_{dej2}$  in  $i_{dej2}$ ) kažeta popačeno obliko napetosti pri prikazani obliki toka, ki teče v štiri vzporedno vezane napetostne tuljavnice treh števecv MT300 (Iskra Emeco) z drugačnim napajalnikom. Pri vsakem oscilogramu izhodne napetosti sta podana tudi pripadajoča  $THD$ -ja (za primerjavo,  $THD$  omrežne napetosti je cca. 4 %).



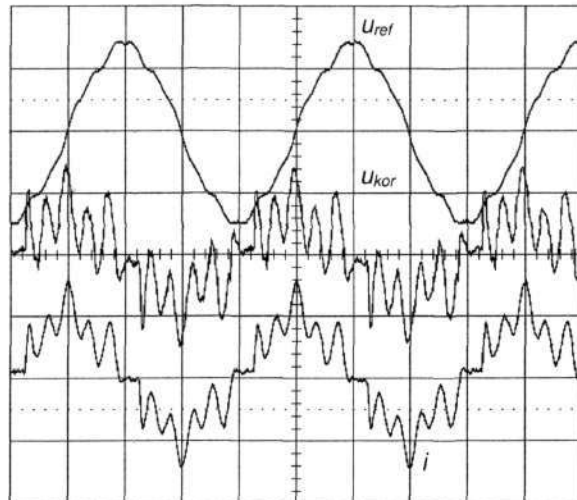
Slika 6.15: Popačena izhodna napetost in tok v nelinearno breme ( $k_U = 200 \text{ V/div}$ ,  $k_i = 0,2 \text{ mA/div}$ ,  $k_t = 2 \text{ ms/div}$ )



Slika 6.16: Izhodna napetost, korekcijski signal in tok v nelinearno breme ( $k_{U_{kor}} = 0,5 \text{ V/div}$ ,  $k_{U_{dej}} = 200 \text{ V/div}$ ,  $k_i = 0,2 \text{ mA/div}$ ,  $k_t = 2 \text{ ms/div}$ )

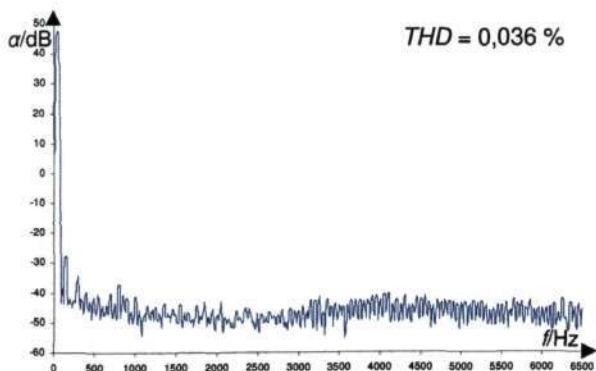
Slika 6.16 kaže razmere nekaj sekund po pričetku delovanja regulatorja. Bremena so bila enaka kot na predhodni sliki. Poleg že prikazanih oscilogramov sta dodana še pripadajoča korekcijska signala.

V nadaljevanju sem opravil preizkus učinkovitosti delovanja v primeru nesinusne zelene oblike izhodne napetosti. Slika 6.17 kaže izhodno napetost s superponiranimi višjimi harmonskimi komponentami. Drugi oscilogram je korekcijski signal, tretji pa tok, ki teče v vzporedno vezane napetostne tuljavnice števca električne energije MT351.

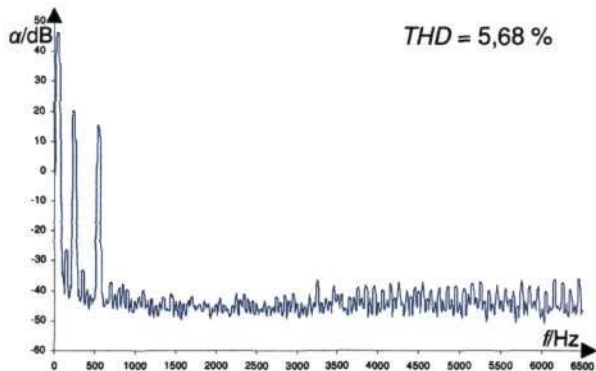


Slika 6.17: Izhodna napetost, korekcijski signal in tok reguliranega napetostnega močnega ojačevalnika z nelinearnim bremenom s superponiranimi višjimi harmoniki (5 % petega in 3 % enajstega) ( $k_{U_{dej}} = 200 \text{ V/div}$ ,  $k_{U_{kor}} = 0,5 \text{ V/div}$ ,  $k_i = 0,2 \text{ mA/div}$ ,  $k_t = 2 \text{ ms/div}$ )

Izhodna napetost s slik 6.16 in 6.17 je bila analizirana tudi v frekvenčnem prostoru. Rezultate kažeta spodnji sliki. Večina nezaželenih višjih harmonskih komponent je po amplitudi za približno 80 dB manjša od osnovne komponente napetosti in ne prispeva veliko k THD-ju.



Slika 6.18: Frekvenčni spekter in  $THD$  izhodne napetosti s slike 6.16



Slika 6.19: Frekvenčni spekter in  $THD$  izhodne napetosti s slike 6.17

Z zgornjih dveh frekvenčnih spektrov se da razbrati, da korekcijska sposobnost regulatorja oslabi pri frekvencah, višjih od cca. 3,3 kHz. Razlog za to je v številu različnih navideznih korekcijskih intervalov (72), iz katerih je korekcijski signal sestavljen. Teoretično je namreč zgornja frekvenčna meja regulatorja pri  $72 \cdot 50 \text{ Hz}$  oz. 3,6 kHz.

## 6.2 Izpopolnjen merilnik magnetnih lastnosti mehkomagnetnih jeder

Vse naslednje meritve so bile opravljene na laboratorijskem modelu izpopolnjenega merilnika magnetnih lastnosti mehkomagnetnih jeder, ki je opisan v poglavju 5.4. Analize signalov v frekvenčnem prostoru so bile ponovno opravljene z dinamičnim signalnim analizatorjem HP35665A. Merjeno frekvenčno območje je segalo od 0 do 3,2 kHz, uporabljeno je bilo "flat-top" okno. Za izračuna  $THD$ -ja so bile upoštevane višje harmonske komponente do štirinšestdesete ter povprečene vsakih 30 vzorcev. Merjenec je bilo toroidno jedro iz silicijeve pločevine M0, dimenzij (zunani premer / notranji premer / višina): 53/39/18 mm, z dvema primarnima in z dvema sekundarnima ovojema. Vse meritve so opravljene pri frekvenci osnovne komponente 50 Hz.

Naslednji sliki kažeta razmere med potekom meritve B-H karakteristike merjenja na nekorrigiranem merilnem sistemu. Leva slika kaže primarni tok  $i_p$  in sekundarno inducirano napetost  $u_s$  pri želeni gostoti magnetnega pretoka  $B_z = 1,100 \text{ T}$ . Odstopanje sekundarne inducirane napetosti od idealne sinusne oblike je majhno.

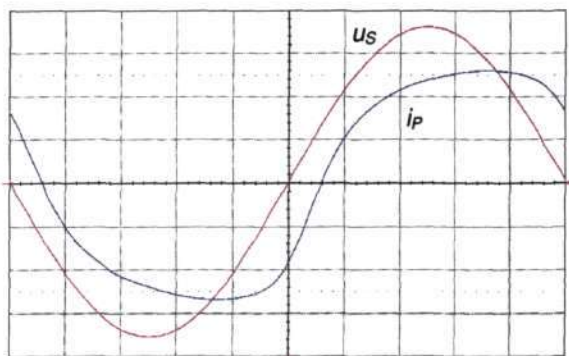
Na vseh spodnjih slikah sta napetostni koeficient  $k_{us} = 2 \text{ V/rd}$  in tokovni koeficient  $k_{ip} = 2 \text{ A/rd}$  enaka, čeprav so izmerjene vršne vrednosti napetosti in toka lahko zelo različne. Razlog je v različnih ojačevalnih faktorjih dveh ojačevalnikov z nastavljivim ojačenjem (U-PGA in I-PGA), ki skrbita, da sta merjena (oz. vzorčena) signala vedno v zgornji polovici merilnega območja A/D pretvornikov (torej med 5 V in 10 V).

Preostale izmerjene vrednosti, ki jih izračunamo [38] iz oscilogramov na sliki 6.20, so:

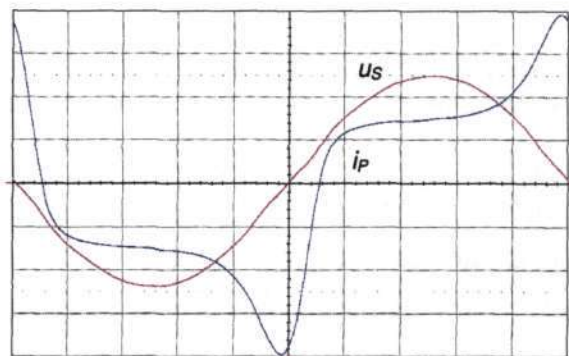


- izmerjena maksimalna gostota magnetnega pretoka  $B_{max} = 1,102 \text{ T}$ ,
- efektivna vrednost primarnega toka  $I_{ef} = 0,97 \text{ A}$ ,
- maksimalna vrednost izhodnega toka  $I_{max} = 1,28 \text{ A}$ ,
- efektivna vrednost magnetne poljske jakosti  $H_{ef} = 13,79 \text{ A/m}$ ,
- maksimalna vrednost magnetne poljske jakosti  $H_{max} = 17,84 \text{ A/m}$ ,
- specifične izgube v jedru  $P_S = 0,401 \text{ W/kg}$ ,
- specifične navidezne izgube  $S_S = 0,438 \text{ VA/kg}$ .

Ojačevalni faktor Z-PGA ojačevalnika v povratni zanki je bil 2, ojačevalni faktor napetostnega U-PGA ojačevalnika je bil nastavljen na vrednost 80, tokovni I-PGA ojačevalnik pa na vrednost 40.



Slika 6.20: Sekundarna inducirana napetost  $u_S$  in primarni tok  $i_P$  nereguliranega sistema pri  $B = 1,100 \text{ T}$  ( $k_{uS} = 2 \text{ V/div}$ ,  $k_{iP} = 2 \text{ A/div}$ ,  $k_t = 2 \text{ ms/div}$ )

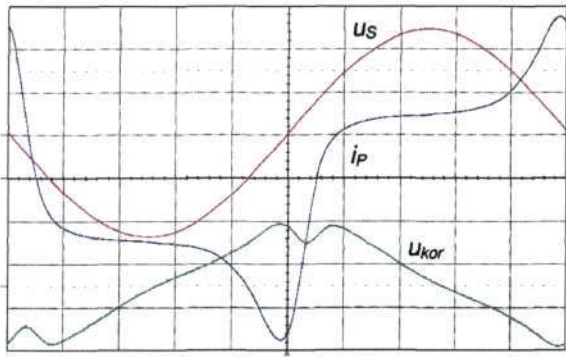


Slika 6.21: Sekundarna inducirana napetost  $u_S$  in primarni tok  $i_P$  nereguliranega sistema pri  $B = 1,625 \text{ T}$  ( $k_{uS} = 2 \text{ V/div}$ ,  $k_{iP} = 2 \text{ A/div}$ ,  $k_t = 2 \text{ ms/div}$ )

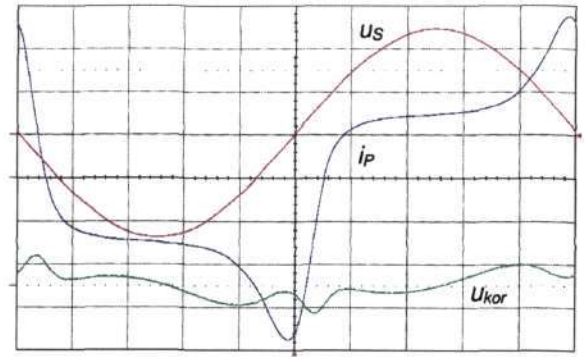
Slika 6.21 ravno tako kaže meritve na nakorigiranem sistemu pri željeni gostoti magnetnega pretoka  $B_z = 1,625 \text{ T}$ , ki je za uporabljeni merjenec že v bližini nasičenja. Izmerjene vrednosti so bile:

- maksimalna gostota magnetnega pretoka  $B_{max} = 1,628 \text{ T}$ ,
- efektivna vrednost primarnega toka  $I_{ef} = 2,23 \text{ A}$ ,
- maksimalna vrednost izhodnega toka  $I_{max} = 4,50 \text{ A}$ ,
- efektivna vrednost magnetne poljske jakosti  $H_{ef} = 31,03 \text{ A/m}$ ,
- maksimalna vrednost magnetne poljske jakosti  $H_{max} = 62,87 \text{ A/m}$ ,
- specifične izgube v jedru  $P_S = 0,992 \text{ W/kg}$ ,
- specifične navidezne izgube  $S_S = 1,479 \text{ VA/kg}$ ,
- ojačevalni faktor Z-PGA ojačevalnika v povratni zanki je 2,
- ojačevalni faktor napetostnega U-PGA ojačevalnika je 40,
- ojačevalni faktor tokovnega I-PGA ojačevalnika pa je 20.

Odstopanje sekundarne inducirane napetosti od idealne sinusne oblike je pri tako visokem magnetenju že očitnejše. Šele pri tako visokih vrednostih slednje je viden učinek uporabe nadrejenega digitalnega regulatorja.



Slika 6.22: Sekundarna inducirana napetost  $u_S$ , primarni tok  $i_P$  in korekcijski signal  $u_{kor}$  reguliranega sistema pri  $B = 1,650\text{T}$  ter  $z^h = 0$  ( $k_{u_S} = 2\text{ V/div}$ ,  $k_{i_P} = 2\text{ A/div}$ ,  $k_{u_{kor}} = 2\text{ mV/div}$ ,  $k_t = 2\text{ ms/div}$ )



Slika 6.23: Sekundarna inducirana napetost  $u_S$ , primarni tok  $i_P$  in korekcijski signal  $u_{kor}$  reguliranega sistema pri  $B = 1,650\text{T}$  ter  $z^h = 9$  ( $k_{u_S} = 2\text{ V/div}$ ,  $k_{i_P} = 2\text{ A/div}$ ,  $k_{u_{kor}} = 2\text{ mV/div}$ ,  $k_t = 2\text{ ms/div}$ )

Zgornji sliki kažeta izhodne razmere med delovanjem merilnika pred in po vklopu zunanje regulacijske zanke za nadzor oblike. Prikazana sta sekundarna inducirana napetost  $u_S$ , ki je proporcionalna gostoti magnetnega pretoka,  $B$  (5.3), in primarni tok  $i_P$ , ki je proporcionalen magnetni poljski jakosti  $H$  (5.1). Število primarnih ovojev  $N_P = 2$  in sekundarnih ovojev  $N_S = 2$  je bilo izbrano tako, da je omogočalo najboljše razmerje med minimalno in maksimalno inducirano sekundarno napetostjo  $u_S$  v skladu z minimalno in maksimalno gostoto magnetnega pretoka  $B$ .

Maksimalna vrednost napetosti  $u_S$  je bila nastavljena na 124 mV, ki je v danem primeru in z opisanim merjencem ustrezala gostoti magnetnega pretoka  $B = 1,650\text{ T}$ . Ojačevalni faktor Z-PGA ojačevalnika v povratni zanki je bil 2, ojačevalni faktor napetostnega U-PGA ojačevalnika je bil 40, tokovnega I-PGA ojačevalnika pa 20. V primeru nekorrigirane sekundarne inducirane napetosti je bil izračunan faktor oblike  $FF_U$  enak 1,113 % (torej znotraj meje, ki jo predpisuje standard, da je meritev veljavna). Efektivna vrednost magnetne poljske jakosti  $H_{ef}$  je bila 38,58 A/m, medtem ko je bila maksimalna vrednost  $H_{max}$  85,83 A/m.

Specifične izgube v jedru  $P_S$ , ki se izračunajo kot produkt efektivnih vrednosti inducirane sekundarne napetosti  $u_S$  in primarnega toka  $i_P$ , so bile 1,091 W/kg, medtem ko so bile specifične navidezne izgube  $S_S$ , ki se izračunajo kot:

$$S_S = \int_0^T u_S i_P dt, \quad (6.1)$$

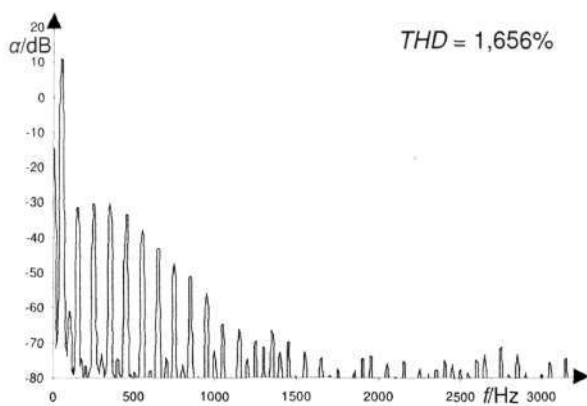
1,859 VA/kg.

V primeru, ko je regulator aktiven in pri enaki referenčni gostoti magnetnega pretoka  $B$ , je bil faktor oblike 1,1108 %. Izmerjena efektivna vrednost magnetne poljske jakosti  $H_{ef}$  pa je bila 33,87 A/m, medtem ko je bila maksimalna vrednost  $H_{max}$  73,07 A/m. Iz podanih vrednosti oz. njihove spremembe lahko izračunamo, da sprememba faktorja oblike sekundarne napetosti za 0,2 % povzroči zmanjšanje izmerjene efektivne magnetne poljske jakosti  $H_{ef}$  za 13,9 % in zmanjšanje maksimalne vrednosti magnetne poljske jakosti  $H_{max}$  za 17,5 %.

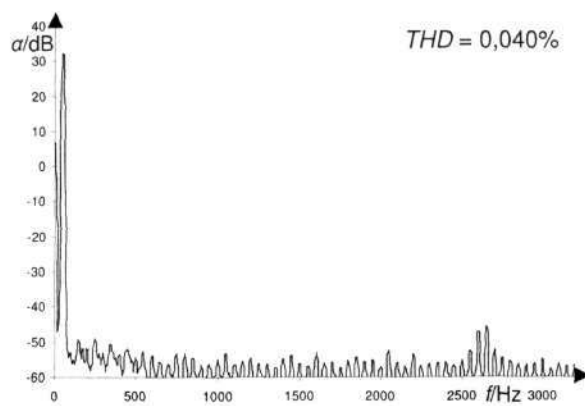
V zadnjem primeru sta manjši tudi vrednosti specifičnih izgub. Izgube v jedru  $P_S = 1,023 \text{ W/kg}$  so manjše za 6,0 % glede na nekorigirano meritev, specifične navidezne izgube  $S_S = 1,610 \text{ VA/kg}$  pa so manjše za 15,5 %.

Zgornji dve sliki kažeta tudi tretji - korekcijski signal, ki je potreben za zagotavljanje čim manjšega odstopanja sekundarne inducirane napetosti  $u_S$  od referenčne sinusne oblike. Prikazana sta dva primera z različnima nastavitvama prediktivnega člana  $z^n$  v zunanji povratni zanki regulacijskega sistema, ki sinhronizira zajeti signal z referenčnim signalom (glej poglavje 3.16) in tako zmanjša sinusno komponento korekcijskega signala. Člen simulacijsko ni bil izvedljiv, ker program ni dopuščal prediktivnih členov. Zato sem namesto njega uporabil alternativni člen  $z^{(-E)}$ , ki je imel podoben učinek (glej sliko 3.86). V DSP-ju pa je takšen člen izvedljiv, ker izračun korekcijskega signala kasni za dejanskim izhodnim signalom. Prediktivni člen je ključni del funkcije oz. člana  $D_{(z)}$  (v zunanji povratni zanki) z blokovne sheme izboljšane različice regulacijskega sistema, ki jo kaže slika 4.2.

Sekundarna inducirana napetost je bila analizirana v frekvenčnem prostoru za različne obratovalne primere. Slika 6.24 kaže frekvenčni spekter sekundarne napetosti nereguliranega sistema pri  $B = 1,650 \text{ T}$ , slika 6.25 pa frekvenčni spekter sekundarne inducirane napetosti reguliranega merilnega sistema pri enaki vrednosti gostote magnetnega pretoka. V obeh primerih je bilo ojačenje Z-PGA ojačevalnika v notranji povratni zanki močnostnega ojačevalnika (glej sliko 5.8) postavljeno na vrednost ena. *THD* signala s prve slike je 1,656 %. K njegovi vrednosti največ prispevajo lihe harmonske komponente med tretjo in triindvajseto. *THD* med delovanjem zunanjega digitalnega regulatorja (desna slika) pa je bil 0,040 %.

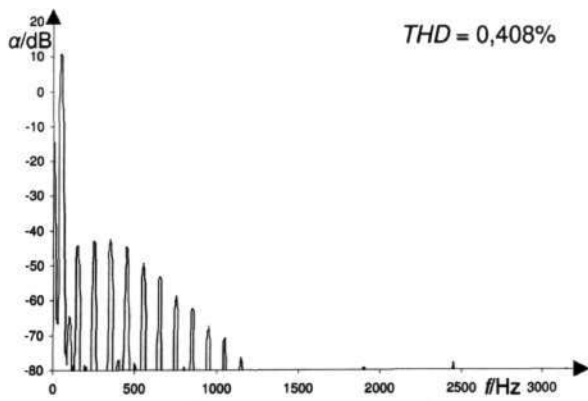


Slika 6.24: Frekvenčni spekter sekundarne inducirane napetosti brez zunanjega digitalnega regulatorja pri Z-PGA = 1



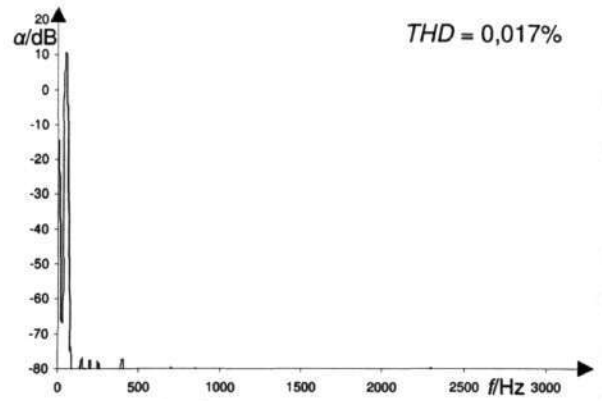
Slika 6.25: Frekvenčni spekter sekundarne inducirane napetosti z uporabo zunanjega digitalnega regulatorja pri Z-PGA = 1

Podobna primerjava izhodnih signalov nekorigiranega in korigiranega sistema je bila opravljena pri ojačevalnem faktorju notranje povratne zanke močnostnega ojačevalnika nastavljenim na vrednost 4. *THD* je bil nižji in sicer 0,408 % brez uporabe digitalnega regulatorja (slika 6.26) in 0,017 % z vključenim regulatorjem (slika 6.27).



$THD = 0,408\%$

Slika 6.26: Frekvenčni spekter sekundarne inducirane napetosti brez zunanjega digitalnega regulatorja pri Z-PGA = 4

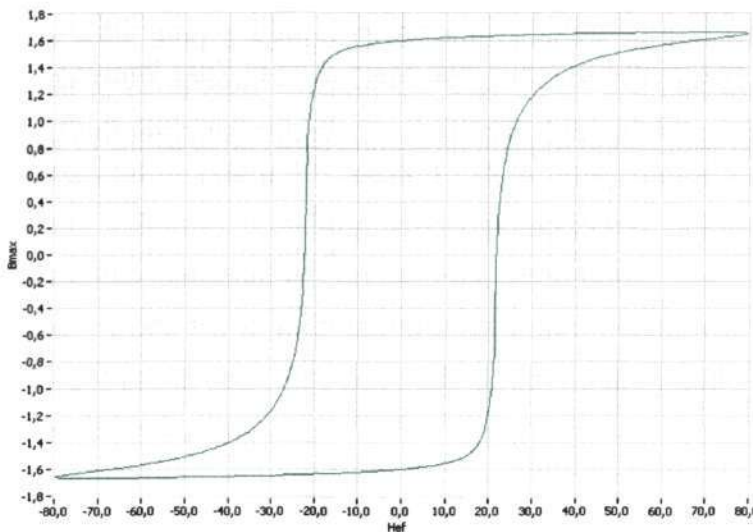


$THD = 0,017\%$

Slika 6.27: Frekvenčni spekter sekundarne inducirane napetosti z uporabo zunanjega digitalnega regulatorja pri Z-PGA = 4

Z zgornjih dveh slik je mogoče zaključiti, da lahko z ojačenjem notranje povratne zanke močnostnega ojačevalnika vplivamo na stopnjo celotnega harmonskega popačenja sekundarne inducirane napetosti. Slednje je posledica povečanja referenčne napetosti. Vendar mora biti faktor ojačenja notranje povratne zanke uporabljen s premislekom, ker lahko povzroči nestabilnost sistema.

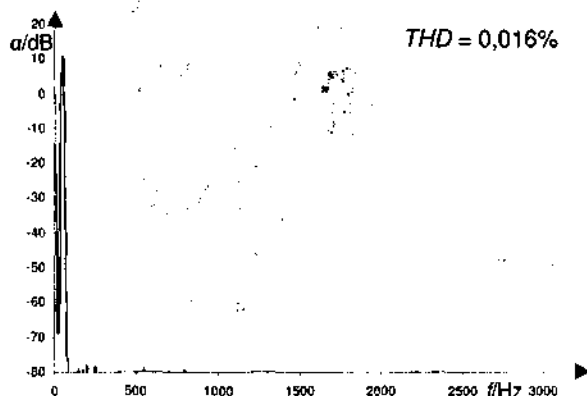
Spodnja slika kaže B-H krivuljo magnetenja merjenca (toroidnega jedra) na opisanem sistemu in z delujočim digitalnim regulatorjem.



Slika 6.28: B-H krivulja merjenca v magnetnem nasičenju ( $B_{max} = 1,666 \text{ T}$ )

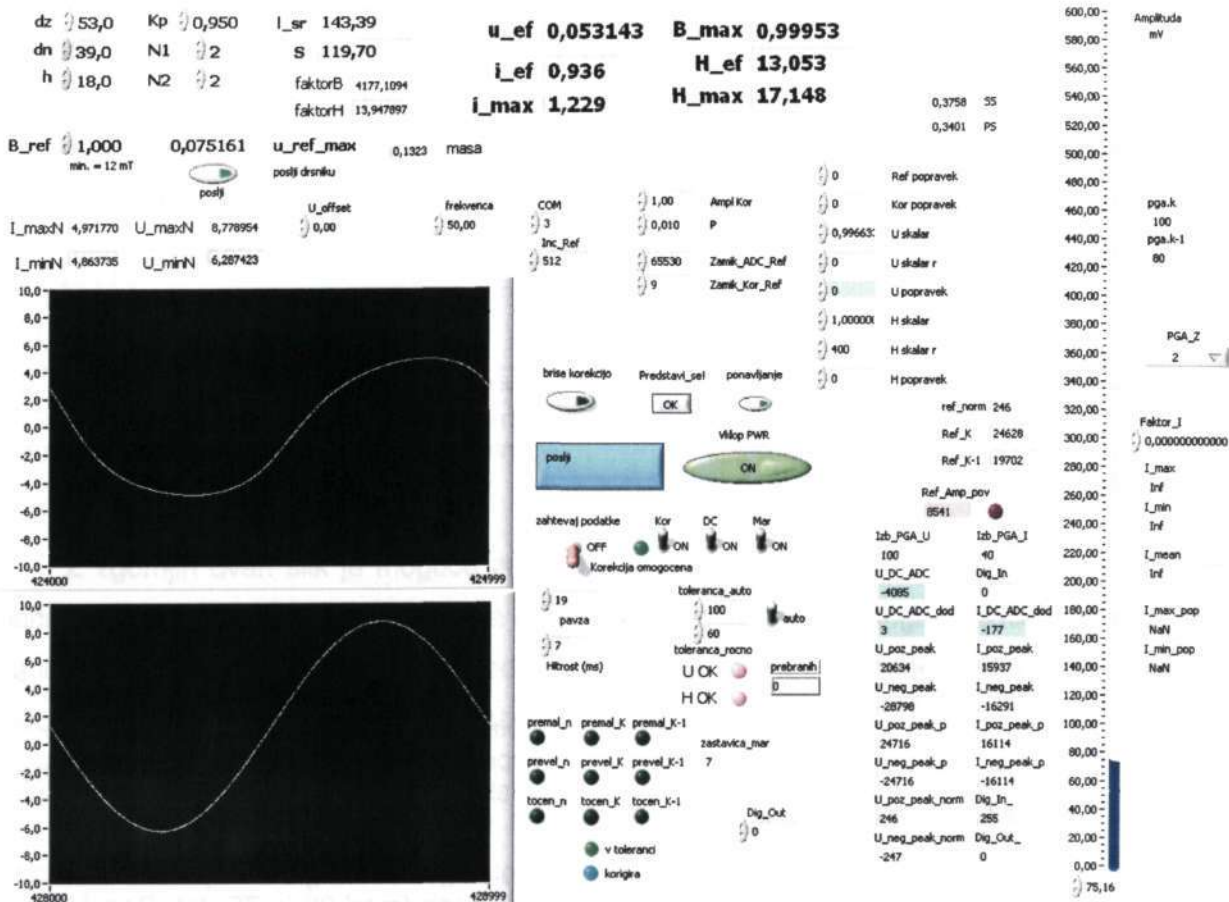
Vse do sedaj opravljene meritve na reguliranem merilnem sistemu so bile opravljene z regulatorjem, ki je deloval v skladu z drugo različico izboljšane regulacijske metode s ponavljajočim delovanjem (slika 4.13), ki je primerna za preprosta, nespremenljiva bremena. Primerljive meritve inducirane sekundarne napetosti pa so bile opravljene tudi z regulatorjem, ki je deloval po osnovni različici metode (ki jo kaže slika 4.3). Frekvenčni spekter inducirane sekundarne napetosti kaže slika 6.29, ki se samo minimalno razlikujejo od spektra s slike 6.27. Izračunani faktor oblike je bil v obeh primerih enak, medtem ko je bil  $THD$  malenkost manjši in

sicer 0,016 % pri ojačenju notranje povratne zanke Z-PGA močnostnega ojačevalnika 4). Razlog za manjšo vrednost  $THD$ -ja je nekoliko širše območje izbire parametrov regulatorja, ki jih dopušča prva različica izboljšane regulacijske metode. Z uporabo slednje je namreč mogoče nekoliko povečati konstanto  $Q$  in posledično zmanjšati končno preostalo napako. Stabilnost sistema je ohranjena zaradi konstante  $R$ , ki je v danem primeru nekoliko pod vrednostjo ena.



Slika 6.29: Frekvenčni spekter sekundarne napetosti z uporabo zunanjega digitalnega regulatorja ( $Z\text{-PGA} = 4$ ), delujočega na principu regulatorja s slike 4.3

Dodatni preizkusi so bili opravljeni pri različnih frekvencah (med 30 in 75 Hz). Regulacijski sistem je pri vseh frekvencah deloval stabilno ter učinkovito zmanjševal odstopanje sekundarne inducirane napetosti  $u_S$  od referenčne sinusne oblike.



Slika 6.30: Nadzorno okolje izpopolnjenega merilnika magnetnih lastnosti mehkomagnetnih jeder

## 7. Zaključek

V pričujočem delu sem predstavil uporabo regulatorja na osnovi regulacijskega postopka s ponavljajočim delovanjem za aplikacije, ki zahtevajo majhno odstopanje izhodnega periodičnega signala od referenčne oblike. Regulator, ki je opisan v drugem poglavju (in njegovi izboljšani izpeljanki iz četrtega poglavja), je primeren za odpravljanje periodičnih odstopanj fazne in amplitudne napake ter periodičnega odstopanja  $d$  izhodne napetosti in/ali toka močnostnih ojačevalnikov. Podal sem teoretična izhodišča njegovega delovanja in v nadaljevanju njegovo praktično uporabo v dveh zelo različnih precizijskih sistemih. Rezultati meritev s komentarji so strnjeni v naslednjih dveh podpoglavjih.

### 7.1 Uporaba regulatorja s ponavljajočim delovanjem v precizijskem napajalnem viru za umerjanje števecv električne energije

Sistem oz. precizijski napajalni vir, ki sem ga opisal v poglavju 5.3, z dodatno zunanjo nadrejeno digitalno regulacijsko zanko izpolnjuje postavljene zahteve glede kakovosti generirane napetosti in toka. Transkonduktančni močnostni ojačevalnik z regulacijskega stališča ni bil posebno zanimiv, ker je imel široko frekvenčno območje delovanja in nezahtevno breme (tokovne tuljavice števecv električne energije). Bremenski tok je bil najpogosteje le amplitudno in fazno popačen brez večjih lokalnih periodičnih odstopanj. Večina meritev je bila zato opravljenih na napetostnem močnostnem ojačevalniku (oz. na njegovi izhodni napetosti), ker je zaradi izvedbe napajalnikov elektronskih števecv električne energije zahtevnejši regulacijski problem. Celotno harmonsko popačenje  $THD$  izhodne napetosti, ki je najbolj občutljiva na periodična odstopanja in zato tudi najboljši pokazatelj kakovosti regulacije precizijskega napajalnega vira za umerjanje števecv električne energije, je bilo v zastavljenih mejah.

Pri uporabi regulatorja, ki deluje na osnovi korekcijskega postopka s ponavljajočim delovanjem, bi bilo smiselno posvetiti dodatno pozornost izbiri parametrov regulatorja. Le ta namreč uporablja vedno enake parametre za vse vrste bremen in za vsa tri napetostna področja, kar pri uporabljeni regulacijski metodi ni najboljša rešitev. S pravilno izbranimi parametri regulator seveda deluje, vendar redko optimalno. Največja težava regulacijskega sistema je neprestano spreminjanje parametrov bremena oz. števecv električne energije. Nekateri števcvi se razlikujejo že po obremenitvah posameznih napetostnih faz. Značilno je npr. odstopanje tretje faze nekaterih števecv, ki se od prvih dveh faz razlikuje zaradi dodatnih elementov, vgrajenih zaradi linijske komunikacije. Še slabše so razmere med različnimi izvedenkami števecv. Njihovi proizvajalci poskušajo zaradi zmanjševanja stroškov čim bolj poenostaviti njihove napajalnike, kar posledično vodi do množice različnih izvedb s prilagojenim delovanjem, od katerih vsaka

svojevrstno vpliva na delovanje precizijskega napajalnega vira za umerjanje števecv električne energije.

Delovanje vira je bilo preizkušeno z različnimi bremenami oz. s števci električne energije. Nastaviti sem poskušal takšne vrednosti parametrov regulatorja, pri katerih je regulacijski sistem deloval stabilno za vsa bremena, ki so mi bila na razpolago. Pri tem sem naletel na dve težavi. Prva se je pokazala zaradi omejenega nabora bremen (oz. števecv), zaradi česar nisem mogel preveriti, kako bi se vir obnašal pri preizkusu naključno izbranega števca električne energije, pri katerem nisem poznal njegove notranje zgradbe. Druga pomanjkljivost je bila preostala napaka izhodne veličine, ki se pojavlja kot posledica neoptimalnega delovanja regulatorja zaradi izbire parametrov, ki dajejo prednost stabilnosti. Zaradi stabilnosti sem bil prisiljen zmanjšati število korekcijskih intervalov, kar negativno vpliva na kakovost korekcije višjeharmonskih komponent, ki so posledično korigirane z manjšim številom različnih korekcijskih vzorcev.

Opisani problem nestabilnosti zaradi spreminjanja impedance bremena lahko rešimo na več načinov [44, 45]. Preizkusiti bi bilo treba več kombinacij parametrov regulatorja in nato zasnovati program, ki bi jih avtomatsko spreminjal glede na izbrano napetostno območje delovanja vira in glede na vrsto priključenega števca. Slednje je nekoliko nepraktično, ker bi moral biti algoritem za prepoznavanje priključenega števca električne energije iz oblike popačenja napajalne napetosti, zasnovan na hitri Fourierovi transformaciji (FFT) [46]. Le ta za uporabljeni DSP mikrokrmilnik ni problematična: za FFT s 1024 vzorci rabi cca. 33  $\mu$ s. Pojavi pa se vprašanje smotrnosti. Če je FFT že implementiran v DSP, se ga ne izplača uporabiti za analizo vpliva števca električne energije, temveč kar za regulacijo.

Drugi problem, odstopanje dejanskega izhodnega signala od želene oblike, ima vsaj dve rešitvi, ki pa sta uporabni samo za korekcijo amplitudne napake. Oblike izhodnega signala ne moreta izboljšati. Pri prvi rešitvi uporabimo korekcijske vrednosti (oz. množitelj referenčnega signala), ki je funkcija izhodnega območja in želene amplitude izhodnega signala. Korekcijske vrednosti so lahko podane tabelarično (npr. na 1 V natančno), ekstrapolirane iz nekaj znanih in predhodno izmerjenih vrednosti napake, ali računsko, če je bila predhodno poiskana funkcija, ki opisuje napako izhodne veličine. Naštete metode so vprašljive, če se odstopanje spreminja v odvisnosti od vrste priklopljenega bremena. V tem primeru se namreč problem zopet prevede na identifikacijo parametrov bremena [47 - 50]. Druga, učinkovitejša rešitev za zmanjšanje napake, je spreminjanje ojačenja zunanje povratne zanke regulacijskega sistema (oz. ojačenja člena, ki je bil v blokovni shemi, npr. s slike 4.2, označen z  $D_{(z)}$ ) [51, 52]. S povečanjem slabljenja proporcionalnega člena v zunanji povratni zanki pride zaradi delovanja regulatorja do povečanja amplitude izhodne veličine pri nespremenjeni vrednosti referenčnega signala. Z drugimi besedami, mogoče je zasnovati (P ali PI) regulator, ki skrbi za čim manjšo amplitudno razliko med signalom dejanske izhodne veličine in referenčnim signalom. Seveda je mogoče enak



rezultat doseči z uporabo regulatorja, ki namesto vzorčenega signala skalira referenčni signal vendar bi bilo treba v tem primeru dodati še en proporcionalni člen v regulacijsko vejo.

Določene izboljšave bi bile mogoče tudi na strojnem nivoju - na napetostnem močnostnem ojačevalniku. Nazanemarljiv vpliv na kakovost dejanskega izhodnega signala in na delovanje regulatorja bi imela morebitna razširitev frekvenčnega območja močnostnega ojačevalnika.

V zaključku podpoglavja pa naj še enkrat poudarim, da predstavljen regulacijski princip deluje in je z določenimi kompromisi glede kakovosti primeren za korigiranje izhodnih veličin močnostnih ojačevalnikov s periodičnimi odstopanji s frekvenco, ki sovпада z osnovno harmonsko in z višjeharmonskimi komponentami referenčnega signala  $U_{ref}$ . Kljub vsemu pa se ni izkazal kot najprimernejši za uporabo v predstavljeni napravi, ker je preveč odvisen od parametrov bremena, ki je v tem primeru spremenljivo. Na njegovem mestu bi se predvidoma bolje obnesel kateri izmed regulatorjev, ki temelji na FFT analizi signala izhodne napetosti.

## 7.2 Uporaba regulatorja s ponavljajočim delovanjem pri izpopolnjenem merilniku magnetnih lastnosti mehkomagnetnih jeder

Cilj uporabe regulatorja, ki deluje na principu s ponavljajočim delovanjem, je izboljšava meritve magnetne poljske jakosti  $H$  na nespremenjenem merilnem sistemu, ki temelji na močnostnem ojačevalniku s povratno zanko in je kot tak že ustrezal merilnim standardom. Preizkušeni sta bili obe različici izboljšane izvedbe digitalnega regulatorja. Cilj regulacije je bil izboljšati obliko sekundarne inducirane napetosti  $u_s$  in jo čim bolj približati idealni sinusni obliki.

Prvi uporabljen regulator je temeljil na običajni izvedbi korekcijske metode s ponavljajočim delovanjem (kot je opisana v drugem in simulirana v tretjem poglavju) in se je izkazal kot učinkovit pri zmanjševanju  $THD$ -ja sekundarne inducirane napetosti. Njegova slabost je bilo relativno veliko število parametrov regulatorja, ki jih je mogoče spreminjati. Zaradi tega se je povečala možnost nepravilne nastavitve parametrov, ki vodi do morebitnega nestabilnega delovanja regulacijskega sistema.

Naslednji preizkušen regulator je temeljil na izboljšani izvedbi regulacijske metode in sicer sta bili implementirani in preizkušeni obe različici (poglavje 4). Predvsem druga izvedba regulatorja (slika 4.13) je zahtevala manj optimiranja parametrov, vendar je kot rezultat delovanja dopuščala malenkost slabši oz. večji  $THD$  kot prva različica, ki je na kratko predstavljena v poglavju 6.2. Kljub temu je bila izbrana za končno izvedbo regulatorja, saj njene prednosti: enostavnejša izvedba v DSP-ju in robustnost ter še vedno zelo dobra korekcija periodičnih odstopanj, odtehtajo nekoliko slabši  $THD$ .

Med preizkušanjem opisanega merilnega sistema ni bilo mogoče opraviti primerjave s katerim izmed komercialno dosegljivih merilnikov magnetnih lastnosti mehkomagnetnih jeder, ki

### 7.3 Druge zanimive lastnosti digitalnega regulatorja

V poglavju 3.23 sem analiziral delovanje oz. hitrost odziva regulatorja na periodično odstopanje  $d$ . Omenil sem možnost začasne prekinitve delovanja regulatorja za določeno število period za upočasnitev regulacijskega postopka.

Ko regulator ne deluje, sta mogoči dve stanji:

- 1) Korekcijski signal se ne prišteva referenčnemu signalu. V tem primeru se celotno periodično odstopanje prenese na izhod sistema.
- 2) Korekcijski signal se ne spreminja, ker regulator ne izračunava nove vrednosti. Še vedno pa se referenčnemu signalu prišteva zadnja izračunana perioda korekcijskega signala. Sistem je delno korigiran.

Drugi način delovanja je primeren za opazovanje odziva sistema v časovnem intervalu, recimo nekaj deset sekund namesto nekaj deset period.

Predstavljen princip prekinjane regulacije omogoča shranjevanje korekcijskega signala po nekaj deset periodah delovanja regulatorja. Shranjeni signal je s prirejenim programom, ki opravlja funkcijo izračuna regulatorja, mogoče uporabiti kot njegovo začetno vrednost. Če se breme med tem ni spremenilo, je začetno periodično odstopanje izhodne veličine veliko manjše, kot bi bilo, če bi regulator startal z referenčnim signalom, brez dodanega korekcijskega signala. V skrajnem primeru bi bilo mogoče shranjeni korekcijski signal uporabiti tudi v podobnem nereguliranem sistemu z enakim bremenom in tako doseči nekoliko manjše odstopanje izhodne veličine od referenčne vrednosti.

bi dosegali primerljivo natančnost pri zagotavljanju oblike sekundarne inducirane napetosti. Izpopolnjeni merilni sistem bi lahko primerjali s sistemi, ki ne regulirajo oblike sekundarne napetosti, vendar bi merilni rezultati podajali kvečjemu podatek o tem, kako je bil izpopolnjen merilnik magnetnih lastnosti mehkomagnetnih jeder kalibriran, oz. kolikšno je njegovo (ne)linearno odstopanje od primerjalnega sistema (ki ni rečeno, da je sam pravilno kalibriran), nič pa ne bi izvedeli o kakovosti regulacije. Posledično se za oceno učinka regulacije lahko zanašamo samo na meritvi faktorja oblike  $FF_U$  in  $THD$ -ja, s katerim je prvi posredno povezan.

Z uporabo nadrejenega digitalnega regulatorja, ki temelji na metodi s ponavljajočim delovanjem, je mogoče popraviti obliko sekundarne inducirane napetosti  $u_s$ . Za zagotavljanje korigirane oblike slednje je potreben manjši (predvsem vršni) primarni tok. Ker je magnetna poljska jakost  $H$  neposredno odvisna od njegove vrednosti (5.1), je bila posledično zmanjšana tudi njena izmerjena vrednost. Sprememba je bila najbolj opazna predvsem pri izmerjeni vrednosti maksimalne magnetne poljske jakosti  $H_{max}$  in nekoliko manj pri njeni efektivne vrednosti.

Ker se specifične navidezne izgube  $S_s$  in specifične izgube v jedru  $P_s$  izračunavajo iz efektivnih in trenutnih vrednosti sekundarne inducirane napetosti in iz primarnega toka, katerega vršna vrednost je zaradi korigirane oblike napetosti opazno zmanjšana, so bile manjše tudi izgube. Sprememba je izrazitejša pri specifičnih navidezni izgubah  $S_s$ , ki so izračunane kot integral periode produkta trenutnih vrednosti primarnega toka in sekundarne inducirane napetosti. Sprememba oblike sekundarne napetosti se ne pozna toliko na specifičnih izgubah  $P_s$  v jedru, ker ima tok vrh ravno pri prehodu napetosti skozi ničlo ( $P_s$  je produkt njunih efektivnih vrednosti).

Vse predstavljene meritve narejene z merilnikom magnetnih lastnosti mehkomagnetnih jeder so bile opravljene na jedrih iz silicijeve pločevine. Kljub občasnemu spreminjanju oz. zamenjavi merjenca ni bilo treba spreminjati parametrov regulatorja, da bi regulacijski sistem ostal blizu optimalnega delovanja. Z opisanim merilnikom pa je mogoče meriti tudi jedra iz nikljeve pločevine, ki imajo zelo ostro in strmo histerezno zanko in za katera regulator ni optimiran. V primeru merjenja lastnosti takih jeder je treba zmanjšati vrednost izključno konstante  $Q$  in merilnik ponovno deluje dobro.

Merilnik magnetnih lastnosti mehkomagnetnih jeder brez dodane nadrejene digitalne regulacijske zanke je že ustrezal specifikacijam, ki jih določajo standardi za magnetna merjenja. Z uporabo regulatorja, ki temelji na korekcijskem postopku s ponavljajočim delovanjem, pa je bilo mogoče doseči še dodatno zmanjšanje izmerjenih vrednost magnetne poljske jakosti  $H$ , ki proizvajalcu oz. kupcu mehkomagnetnih toroidnih jeder lahko pomeni dodatno pomoč pri odločanju o njihovi sprejemljivosti za uporabo.

## **Prispevki k znanosti**

V disertaciji sem predstavil naslednje izvirne prispevke k znanosti:

### **Analiza regulacijskih metod za korekcijo periodičnih odstopanj in njihova primerjava glede na odzivne čase, hitrosti odpravljanja odstopanj in preostale napake z metodami, ki so namenjene odpravljanju naključnih odstopanj**

Podan je kratek pregled časovno-diskretnih regulacijskih metod, ki so primerne za korekcijo periodičnih odstopanj ter primerjava njihovega delovanja z regulacijskimi metodami, ki so namenjene odpravljanju naključnih motenj. Izpostavljene so prednosti in slabosti obeh skupin regulatorjev in njihova primernost za odpravljanje posamezne vrste motenj. Primerjani so njihovi odzivni časi, hitrosti odpravljanja odstopanj ter preostale napake. Analiziran je tudi vpliv posamezne regulacijske metode na izhodne veličine vira.

### **Analiza medsebojnih vplivov parametrov regulatorja ter njihovih variacij na uspešnost korekcijskega postopka s ponavljajočim delovanjem**

Podani sta analiza delovanja osnovnega regulatorja, ki temelji na korekcijskem postopku s ponavljajočim delovanjem ter analiza delovanja regulatorja, ki temelji na izboljšani korekcijski metodi. Preverjen je vpliv spremembe posameznega parametra regulatorja na uspešnost korekcijskega postopka ter vpliv števila korekcijskih intervalov na kakovost izhodne veličine. Raziskan je vpliv sprememb parametrov na stabilnost posameznega regulacijskega sistema (z osnovnim in izboljšanim regulatorjem), na hitrost odziva regulatorja, na hitrost konvergiranja periodične napake proti nič in/ali na preostalo statično napako regulatorja.

### **Razčlenitev vpliva parametrov vira in nelinearnega bremena na parametre regulatorja, kar je pomembno pri zagotavljanju stabilnosti regulacijskega sistema in minimizaciji odstopanja izhodnih veličin od želene oblike**

Nelinearna bremena vplivajo na napetostni vir in posredno tudi na parametre regulacijske zanke, ki so merodajni za kakovostno in stabilno delovanje regulatorja. Ker so parametri regulatorja določeni in optimirani le za določeno vrsto bremena, je njihova morebitna sprememba problematična, ker vpliva na stabilnost regulacijskega sistema. Opisano dogajanje je posebno problematično v primeru izvedbe modificiranega izboljšane regulatorja, ki ima zaradi enostavnosti izvedbe zmanjšano število parametrov. Stabilnost regulacijskega sistema je mogoče obdržati z žrtvovanjem natančnosti korekcije in s posledičnim povečanjem preostale napake ali pa z zmanjšanjem števila korekcijskih



## Izjava

Izjavljam, da sem doktorsko disertacijo izdelal samostojno pod vodstvom mentorja prof. dr. Danijela Vončine, univ. dipl. inž. el.

Izkazano pomoč drugih sodelavcev sem v celoti navedel v zahvali.

mag. Gorazd Modrijan, univ. dipl. inž. el.



V Ljubljani, 30. maj 2006

intervalov. Posebna pozornost je posvečena preverjanju vpliva spremembe parametrov bremena na kakovost izhodne veličine oz. na stopnjo odstopanja slednje od zelene oblike.

### **Izboljšana regulacijska metoda s ponavljajočim delovanjem, ki omogoča doseganje večje točnosti in stabilnosti regulacijskega sistema**

Preverjen je vpliv nizkoprepustnega filtra v notranji in v zunanji povratni zanki ter v direktni veji regulacijskega sistema, ki temelji na regulatorju s ponavljajočim delovanjem. Raziskan je njihov vpliv na kakovost izhodnega signala in na sposobnost regulatorja, da korigira (želene ali nezaželene) višjeharmonske komponente izhodne veličine. Raziskane so tudi druge možnosti vpliva na regulacijski postopek, predvsem možnost povečanja stabilnosti regulacijskega sistema z zmanjšanjem števila korekcijskih intervalov v osnovni periodi referenčnega signala na račun večje preostale statične napake. Preverjena je tudi možnost spreminjanja parametrov regulatorja med delovanjem zaradi spremembe parametrov (značaja) bremena ali zaradi ohranitve porušene stabilnosti regulacijskega sistema.

### **Praktična implementacija predlaganega izboljšanega regulatorja s ponavljajočim delovanjem v precizijskem napajalnem viru za umerjanje števecv električne energije in v izpopolnjenem merilniku magnetnih lastnosti mehkomagnetnih jeder**

Predstavljen je izboljšan regulator, ki temelji na modificiranem periodičnem integralnem členu. Njegova izvedba v DSP mikrokrmilniku je preprostejša od izvedbe običajnega periodičnega členu. Novi regulator je uporaben v dveh izvedenkah. Prva je primerna za korigiranje vseh vrst bremen, vendar ima več parametrov, ki vplivajo na delovanje regulacijskega sistema (oz. na njegovo stabilnost in na hitrost odpravljanja odstopanja). Druga izvedenka je primernejša za korekcijo periodičnih odstopanj preprostejših bremen. Njena prednost je manjše število parametrov, vendar običajno manjša hitrost konvergiranja periodične napake (odvisno od bremena). Predstavljeno je delovanje izboljšanega regulacijskega postopka v laboratorijski izvedbi precizijskega vira za umerjanje števecv električne energije ter v izpopolnjenem merilniku magnetnih lastnosti mehkomagnetnih jeder. Obe predstavljeni aplikaciji uporabljata omenjeni novi regulator, ki hitro in učinkovito odpravlja periodična odstopanja.

# Seznam pogosto uporabljenih simbolov, indeksov in kratic

## Simboli

$R$	upornost
$L$	induktivnost
$C$	kapacitivnost
$i$	trenutna vrednost toka
$u$	trenutna vrednost napetosti
$I, I_{ef}$	efektivna vrednost toka
$I_{max}$	maksimalna vrednost toka
$U$	efektivna vrednost napetosti
$H$	magnetna poljska jakost
$H_{max}$	maksimalna magnetna poljska jakost
$B$	gostota magnetnega pretoka
$B_{max}$	maksimalna gostota magnetnega pretoka
$B_z$	želena gostota magnetnega pretoka
$f$	frekvenca
$d$	nelinearno periodično odstopanje
$T$	čas trajanja periode
$N, M$	število vzorcev v periodi osnovne harmonske komponente signala
$e, e_{(z)}$	napaka
$z$	operator v časovno-diskretnem prostoru
$P_{(z)}$	prenosna funkcija močnostnega ojačevalnika
$z^{-N}$	zakasnilni člen
$z^k, z^g$	prediktivni člen
$e^{j\omega T}$	operator v zveznem prostoru
$f_s$	vzorčna frekvenca
$L_\sigma$	stresana induktivnost
$FF_U$	faktor oblike napetosti
$N_P$	število ovojev primarnega navitja
$N_S$	število ovojev sekundarnega navitja
$l_{Fe}$	efektivna dolžina magnetnih silnic
$S_{Fe}$	površina prereza merjenja
$P_S$	specifične izgube v jedru
$S_S$	specifične navidezne izgube





DRV	digitalno regulacijsko vezje
PGA	ojačevalniki z nastavljivim ojačenjem (ang. <i>Programable Gain Amplifier</i> )
FFT	hitra Fourierova transformacija (ang. <i>Fast Fourier Transform</i> )

$\omega_0$	mejna frekvenca
THD	celotno harmonsko popačenje (ang. <i>Total Harmonic Distortion</i> )
D	dioda
r	razred točnosti
$L_r$	sklopna dušilka

## Indeksi

ref	referenčni
kor	korekcijski
in	vhodni
dej	dejanski izhodni
P	primarni
S	sekundarni
L	dušilkin
VZ	vzorčni
DC	enosmerna

## Kratice

<b>A/D</b>	analogno-digitalni
<b>D/A</b>	digitalno-analogni
<b>PWM</b>	pulzno-širinska modulacija (ang. <i>Pulse Width Modulation</i> )
<b>DSP</b>	digitalni signalni mikrokrmilnik (ang. <i>Digital Signal Processor</i> )
<b>kSPS</b>	kilo vzorcev na sekundo (ang. <i>kilo Samples Per Second</i> )
<b>SPORT</b>	serijski vmesnik (ang. <i>Serial Port</i> )
<b>SPI</b>	sinhronski serijski vmesnik (ang. <i>Serial Port Interface</i> )
<b>DMA</b>	neposredni pomnilniški dostop (ang. <i>Direct Memory Access</i> )
<b>HPI</b>	gostiteljski vmesnik (ang. <i>Host Port Interface</i> )
<b>EMI</b>	razširitveni vmesnik (ang. <i>External Port Interface</i> )
<b>LPA</b>	linearni močnostni ojačevalnik (ang. <i>Linear Power Amplifier</i> )
<b>HPA</b>	hibridni močnostni ojačevalnik (ang. <i>Hybrid Power Amplifier</i> )
<b>ACT</b>	aktivni tokovni merilnik (ang. <i>Active Current Transformer</i> )
<b>LP</b>	nizkoprepustni filter (ang. <i>Lowpass Filter</i> )
<b>Tr.</b>	prilagodilni transformator

## Zahvala

Mentorju prof. dr. Danijelu Vončini, univ. dipl. inž. el., se iskreno zahvaljujem za vodstvo pri nastajanju doktorskega dela, za nasvete pri reševanju strokovnih problemov ter za vse spodbude pri dosedanjem delu.

Zahvaljujem se tudi ostalim sodelavcem in kolegom iz Laboratorija za regulacijsko tehniko in močnostno elektroniko za izkazano pomoč in podporo, posebej pa doc. dr. Petru Zajcu, univ. dipl. inž. el., in doc. dr. Marku Petkovšku, univ. dipl. inž. el.

Zahvalo sem dolžan tudi tehničnemu sodelavcu Aleksandru Abramoviću za pomoč pri načrtovanju in izdelavi tiskanih vezij in tehničnemu sodelavcu Smiljanu Dečmanu.

Ministrstvu za visoko šolstvo, znanost in tehnologijo se zahvaljujem za financiranje mojega doktorskega usposabljanja.

Nenazadnje pa se zahvaljujem tudi moji ženi Barbari za vzpodbudo, podporo in potrpljenje.

Hvala.

Gorazd M.



## Literatura

- [1] T. Yokoyama, A. Kawamura: "Disturbance observer based fully digital controlled PWM inverter for CVCF operation," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 9, September 1994.
- [2] Y. Ito, S. Kawauchi: "Microprocessor-based robust digital control for UPS with three-phase PWM inverter," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 10, Marc 1995.
- [3] A. Gubisch, P. L. Lualdi, P. N. Miljanic, J. L. West: "Power Calibrator Using Sampled Feedback for Current and Voltage," IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 46, No. 1, April 1997.
- [4] I. N. Bronštejn, K. A. Semendjajev, G. Musiol, H. Mühlig: "Matematični priročnik," Tehniška založba Slovenije, 1997.
- [5] V. Ambrožič: "Mikroračunalniki v močnostni elektroniki," Univerza v Ljubljani, Fakulteta za elektrotehniko, Založba FE in FRI, Ljubljana, 1999.
- [6] N. M. Oldham, O. B. Laug, B. C. Waltrip: "Digitally Synthesized Power Calibration Source," IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. IM-36, No. 1, June 1987.
- [7] G. Modrijan, H. Lavrič, P. Zajec, D. Vončina: "Proporcionalni prekinjevalni princip regulacije z uporabo paralelnih integralnih členov," Zbornik dvanajste mednarodne Elektrotehniške in računalniške konference ERK 2003, Zvezek AB, str. 217 - 220.
- [8] K. Zhang, Y. Kang, J. Chen: "Direct Repetitive Control of SPWM Inverter for UPS Purpose," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, No. 3, May 2003.
- [9] B. S. Kim, T. C. Tsao: "An Integrated Feedforward Robust Repetitive Control Design for Tracking Near Periodic Time Varying Signals," Mechanical and Aerospace Engineering Department, University of California, Los Angeles, [http://www.seas.ucla.edu/~ttsao/Publications/JUSA\\_02\\_Kim.pdf](http://www.seas.ucla.edu/~ttsao/Publications/JUSA_02_Kim.pdf).
- [10] G. A. Cosner, M. Tomizuka: "Plug in repetitive control for industrial robotic manipulators," Proc. IEEE Int. Conf. Robot. Automat., pp. 1970 - 1975, May 1990.
- [11] R. Cajhen: "Regulacije," Univerza v Ljubljani, Fakulteta za elektrotehniko in računalništvo, Založba FER, Ljubljana, 1990.
- [12] J. Fischer, J. Vejdeck: "Real-time Correction of DC Offset of Low-cost Audio Codecs in Acoustic Digital Lock-in Amplifiers," Czech Technical University, Faculty of electrical Engineering, Department of Measurement,
- [13] T. Kenjo: "Power Electronics for the Microprocessor Age," Oxford Press, 1994.
- [14] R. C. Dorf: "Modern Control Systems," Addison Wesley, 1992.
- [15] AD7541A, CMOS 12-Bit Monolithic Multiplying DAC, Rev. B, Analog Devices, Inc., June 1997, <http://www.ropla.com.pl/pdf/stock/adi/ad7541a.pdf>
- [16] ADS7805, 16-Bit 10ms Sampling CMOS ANALOG-to-DIGITAL CONVERTER, Burr-Brown Corporation, August, 1996, [http://institut.physiochem.uni-bonn.de/LinkToINTERN/Hardware/A\\_D/Wandler/ADS7805P.pdf](http://institut.physiochem.uni-bonn.de/LinkToINTERN/Hardware/A_D/Wandler/ADS7805P.pdf)
- [17] ADSP-2191M: DSP Microcomputer Data Sheet (Rev. A, 7/02), [http://www.analog.com/UploadedFiles/Data\\_Sheets/360699349136344294185456ADSP\\_2191M\\_a.pdf](http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/360699349136344294185456ADSP_2191M_a.pdf).
- [18] ADSP-219x/2191 DSP Hardware Reference, External Port, revision 1.1, August 2003, [http://www.analog.com/UploadedFiles/Associated\\_Docs/4936782869x\\_eport.pdf](http://www.analog.com/UploadedFiles/Associated_Docs/4936782869x_eport.pdf).
- [19] P. Zajec, J. Nastran: "Elektronski vir za umerjanje števecv električne energije," Elektrotehniški vestnik, 2001, let. 68, št. 1, str. 45-50, 2001.
- [20] International Standard IEC62052-11, Electricity metering equipment (a.c.) – General requirements, tests and test conditions – Part 11: Metering equipment, First edition, 2003-02
- [21] International Standard IEC62052-21, Electricity metering equipment (a.c.) – General requirements, tests and test conditions – Part 21: Tariff and load control equipment, First edition, 2004-05



- [46] S. M. Kuo, B. H. Lee: "Real-Time Digital Signal Processing, Implementations, Applications and Experiments with the TMS320C55x," John Wiley & Sons, Ltd, Chichester, New York, Weinheim, Brisbane, Singapore, Toronto, 2001.
- [47] H. Rasmussen: "Self-tuning Regulators," Aalborg University, Dept. of Control Engineering, Fredrik Bajers Vej 7, DK 9220 Aalborg, Denmark, December 2001
- [48] S. Sastry and M. Bodson: "Adaptive Control: Stability, Convergence, and Robustnessby," Prentice-Hall Advanced Reference Series (Engineering), Prentice-Hall, 1989-1994, Sastry & Bodson, 1994.
- [49] O. Ravn: "On-line System Identification and Adaptive Control using The Adaptive Blockset," Dept. of Automation, Technical University of Denmark, Building 326, DK-2800 Lyngby, Denmark
- [50] A. Prodić, J. Chen, D. Maksimović, R. W. Erickson: "Self-Tuning Digitally Controlled Low-Harmonic Rectifier Having Fast Dynamic Response," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, No. 1, January 2003.
- [51] K. J. Åström and B. Wittenmark: "Adaptive Control," Addison-Wesley, 1995.
- [52] B. Widrow, S. P. Sterns: "Adaptive Signal Processing," Englewood Cliffs, N.J. Prentice Hall, Inc. 1985.



- [22] International Standard IEC62053-11, Electricity metering equipment (a.c.) – Particular requirements – Part 11: Electromechanical meters for active energy (classes 0,5, 1 and 2), First edition, 2003-01
- [23] International Standard IEC62053-21, Electricity metering equipment (a.c.) – Particular requirements – Part 21: Static meters for active energy (classes 1 and 2), First edition, 2003-01
- [24] International Standard IEC62053-22, Electricity metering equipment (a.c.) – Particular requirements – Part 22: Static meters for active energy (classes 0,2 S and 0,5 S), First edition, 2003-01
- [25] International Standard IEC62053-23, Electricity metering equipment (a.c.) – Particular requirements – Part 23: Static meters for reactive energy (classes 2 and 3), First edition, 2003-01
- [26] A. Carullo, F. Ferraris, M. Parvis, A. Vallan: "An automatic calibrator for wattmeters with harmonic analysis capability," *Measurement* 26, Elsevier, 1999. pp 263-271
- [27] B. K. Bose: "Modern Power Electronics," IEEE Press Inc., New York, USA, 1992.
- [28] K. K. Sum: "Switch Mode Power Conversion," Marcel Dekker, 1984.
- [29] M. Brown: "Practical Switching Power Supply Design," Motorola, 1990.
- [30] F. Froehr, F. Orthenburger: "Introduction to Electronic Control Engineering," Siemens, Heyden & Son, Berlin, 1982.
- [31] J. Holtz: "Pulsewidth Modulation - A Survey," IEEE PESC'92 Conference, Vol. I, pp. 11 - 18, 1992.
- [32] R. W. Erickson: "Fundamentals of Power Electronics," Chapman&Hall International Thomson Publishing, Ch. 11, 1997.
- [33] P. R. Geffe: "Simplified Modern Filter Design," John F. Rider Publisher Inc., New York, USA, 1964.
- [34] M. Mavrer, P. Zajec, D. Vončina, J. Nastran: "Napetostni vir za merjenje števecv električne energije," Zbornik dvanajste mednarodne Elektrotehniške in računalniške konference ERK 2003, Zvezek AB, str. 245 - 248.
- [35] H. Lavric, D. Voncina, P. Zajec, F. Pavlovcic, J. Nastran: "A precision hybrid amplifier for voltage calibration systems," *Inf. MIDEM*, Vol. 34, No. 1, 2004, pp. 37 - 42.
- [36] H. Lavrič, D. Vončina, P. Zajec, J. Nastran: "A Power-Efficient Transconductance Amplifier for Wide-Band High Current Calibrations," IEEE International Conference on Industrial Technology 2003, Vol. 2, pp 631 - 635, December 2003
- [37] J. Buck J: "Automatic Hysteresisgraph Speeds Accurate Analysis of Soft Magnetic Materials," PCIM, February 2000,  
<http://www.walkerfdjscientific.com/buck.pdf>
- [38] Deutsche Norm DIN 50460, Bestimmung der magnetischen Eigenschaften von weichmagnetischen Werkstoffen, 1988.
- [39] International standard IEC60404-2, Methods of measurement of magnetic, electrical and physical properties of magnetic sheet and strip, 1996.
- [40] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins: "Power Electronics; Converters, Applications and Design," IEEE Press, 1995.
- [41] A. Boglietti, P. Ferraris, M. Lazzari, M. Pastorelli, F. Profumo: "New Power Supply Method for Soft Magnetic Material Characterization at High Flux Density Values," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 28, pp. 2459 - 2461, September 1992.
- [42] M. Petkovsek, J. Nastran, P. Zajec, F. Pavlovcic, D. Voncina: "Soft-magnetic ring core measuring system with a decreased number of primary and secondary winding turns," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, Vol. 53, No. 2, 2004, pp. 444 - 447.
- [43] E. Carminati, A. Ferrero: "A Virtual Instrument for the Measurement of the Characteristics of Magnetic Materials," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, Vol. 41, pp. 1005 - 1009, December 1992.
- [44] C. Rech, H. Pinheiro, H. A. Gründing, H. L. Hey, J. R. Pinheiro: "Comparison of Digital Control Techniques With Repetitive Integral Action for Low Cost PWM Inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 18, No. 1, January 2003.
- [45] K. Zhou, D. Wang: "Digital Repetitive Controlled Three-Phase PWM Rectifier," *IEEE Transactions On Power Electronics*, Vol. 18, No. 1, January 2003.

