



UNIVERZA V LJUBLJANI
FAKULTETA ZA ELEKTROTEHNIKO

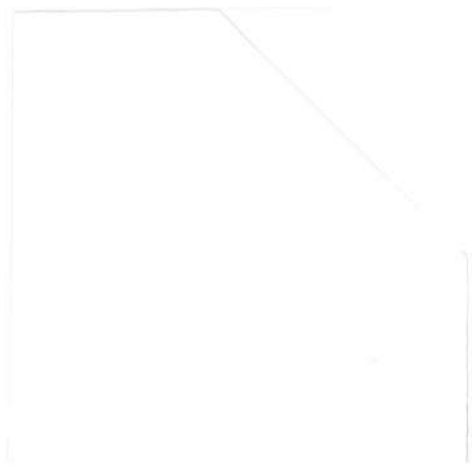
Gorazd Modrijan

**ODPRAVLJANJE NELINEARNEGA POPAČENJA
MOČNOSTNIH OJAČEVALNIKOV**

MAGISTRSKO DELO

LJUBLJANA, 2004

50841



UNIVERZA V LJUBLJANI
FAKULTETA ZA ELEKTROTEHNIKO

Gorazd Modrijan

**ODPRAVLJANJE NELINEARNEGA POPAČENJA
MOČNOSTNIH OJAČEVALNIKOV**

MAGISTRSKO DELO

Mentor: doc. dr. Danijel Vončina

LJUBLJANA, 2004

ma 1090



D 50841 / 8.7. 2004



Številka naloge: M-993/2004
Datum: 25. 3. 2004

Fakulteta za elektrotehniko Univerze v Ljubljani izdaja naslednjo nalogo:

Kandidat: **Gorazd MODRIJAN**, univ. dipl. inž. el.

Naslov: ***ODPRAVLJANJE NELINEARNEGA POPAČENJA
MOČNOSTNIH OJAČEVALNIKOV***

Vrsta naloge: Magistrsko delo

Tematika naloge:

Analizirajte vzroke za nastanek nelinearnega popačenja stikalnih močnostnih ojačevalnikov. Predlagajte in utemeljite digitalni princip generiranja in korekcije želene vrednosti izhodne napetosti. Izdelajte mikroprocesorski sistem za generiranje dveh neodvisnih referenčnih signalov z možnostjo nastavljanja frekvence, amplitude, faznega premika in dodajanja višjeharmonskih komponent. Predvidite tudi možnost razširitve mikroprocesorskega sistema za vodenje trifaznega močnostnega ojačevalnika. Metodo preizkusite na eksperimentalnem modelu precizijskega vira za preizkušanje in umerjanje števecv električne energije.

Mentor:

doc. dr. Danijel Vončina



Predstojnik katedre:

doc. dr. Rastko Fišer

Dekan:

prof. dr. Tomaž Slivnik

Zahvala

Iskreno se zahvaljujem vsem, ki si mi stali ob strani skozi vsa leta študija, predvsem pa staršem in puncu Barbari. Zahvaljujem se tudi sodelavcem in kolegom iz Laboratorija za regulacijsko tehniko in močnostno elektroniko za izkazano pomoč in podporo pri nastajanju magistrskega dela, še posebej mentorju doc. dr. Dinijelu Vončini, univ. dipl. inž. el. in seveda doc. dr. Petru Zajcu, univ. dipl. inž. el. Hvala.

15

17

18

19

21

22

23

24

25

26

27

28

29

30

31

32

33

34

35

36

37

38

39

40

41

42

43

44

45

46

47

48

49

50

I. Kazalo

II. Seznam uporabljenih simbolov in kratic	5
III. Povzetek	7
IV. Abstract	9
1. Uvod	11
1.1 Viri za umerjanje števecv električne energije	16
1.1.1 Transformatorski napajalni viri	16
1.1.2 Elektronski napajalni viri	17
1.2 Občutljivost in preizkušanje števecv na vsebnost višjiharmonskih komponent	18
2. Korekcijski princip	19
2.1 Teoretične osnove periodične korekcije	21
2.1.1 Konstrukcija periodičnega korektorja	26
2.2 Periodični korektor s filtrom v povratni veji	30
2.3 Blokovna shema izbranega in uporabljenega koncepta periodičnega korektorja nelinearnosti	32
3 Realizacija in problematika korekcijskega člena	35
3.1 Nastavljanje parametrov korektorja	42
3.2 Seštevanje referenčnega in korekcijskega signala	44
3.3 Enosmerna komponenta v korekcijskem signalu in korekcijski člen za njeno odpravljanje	45
4. Opis strojne opreme za konstrukcijo korektorja	47
4.1 Pregled gradnikov korekcijskega sistema	50
4.1.1. Digitalni signalni mikrokrmilnik ADSP-2191	51
4.1.2. USB vmesnik CY7C64613 z integriranim mikrokrmilnikom 8051	59
4.1.3 Xilinx XC95144XL CPLD vezje	63
4.1.4 Analogno-digitalni pretvornik ADS7805	64
4.1.5 Digitalno-analogni pretvornik AD7541	66
4.2 Povezava med nadrejenim in podrejenimi ADSP mikrokrmilniki	67
4.3 Povezava podrejenega/korekcijskega DSP-ja z A/D-D/A podmodulom in program za CPLD vezje	71
4.4 Povezava nadzornega in korekcijskih DSP modulov in program za CPLD vezje na povezovalnem modulu	72
4.5 Izvedba dajalnika reference in člena za zajemanje izhodnega signala	74
5. Programi za nadzorni in korekcijske DSP mikrokrmilnike	75
5.1 Program za podrejene/korekcijske DSP mikrokrmilnike	75

5.2 Program za nadrejeni/nadzorni DSP mikrokrmilnik.....	80
5.2.1 Podprogram za oblikovanje referenčnega signala.....	81
5.2.2 Podprogram za izračuna frekvence.....	82
6. Rezultati.....	86
7. Zaključek.....	95
A. Dodatek.....	97
B. Viri.....	100
Izjava.....	103

II. Seznam uporabljenih simbolov in kratic

i	tok bremena
R	notranja upornost vira
u_{vir}	napetost vira
u_{izh}	napetost na bremenu
$\cos\varphi$	faktor delavnosti
Z	impedanca omrežja
C_{gl}	kapacitivnost gladilnega kondenzatorja
r	razred točnosti
THD	faktor celotnega harmonskega popačenja (angl. <i>Total Harmonic Distortion</i>)
u_{ref}	referenčna napetost
u_{dej}	izhodna dejanska napetost
u_{kor}	korekcijska napetost
u_{in}	vhodna napetost v močnostni ojačevalnik
u_{alt}	izhodna napetost po prehodu skozi filtrirni člen $R_{(z)}$
d	periodična motnja
$T_{Periode}, T_P$	čas trajanja periode
N, M	število vzorcev v periodi osnovne harmonske komponente
T_{vz}, T	vzorčni čas
PWM	pulzno-širinska modulacija (angl. <i>Pulse Width Modulation</i>)
u_{DC}	enosmerna komponenta napetosti
$e, e_{(z)}$	pogrešek
z	operator v časovno-diskretnem prostoru
$P_{(z)}$	prenosna funkcija močnostnega ojačevalnika
$Q_{(z)}$	člen v notranji povratni zanki korektorja
$S_{(z)}$	kompensacijski člen
$R_{(z)}$	filtrirni člen v povratni zanki korektorja
z^{-N}	zakasnilni člen
z^k, z^g	prediktivni člen
$I_{(z)}$	zaprtzančna prenosna funkcija notranjega regulacijskega kroga korektorja
K_r, K_{r1}, K_{r2}	proporcionalni člen korektorja
$e^{j\omega T}$	operator v zveznem prostoru
f_S	vzorčna frekvenca
f_{max}	maksimalna frekvenca signala
f_{IO}	frekvenca zunanjih perifernih enot DSP mikrokrmilnika

A/D	analogno-digitalni
D/A	digitalno-analogni
DSP	digitalni signalni mikrokrmilnik (angl. <i>Digital Signal Processor</i>)
kSPS	kilo vzorcev na sekundo (angl. <i>kilo Samples Per Second</i>)
USB	univerzalni serijski vmesnik (angl. <i>Universal Serial Bus</i>)
CPLD	kompleksno programabilno logično vezje (angl. <i>Complex Programmable Logic Device</i>)
SPORT	serijsku vmesnik (angl. <i>Serial Port</i>)
SPI	sinhronski serijski vmesnik (angl. <i>Serial Port Interface</i>)
UART	univerzalni asinhronski sprejemnik in oddajnik (angl. <i>Universal Asynchronous Receiver-Transmitter</i>)
DMA	neposredni pomnilniški dostop (angl. <i>Direct Memory Access</i>)
HPI	gostiteljski vmesnik (angl. <i>Host Port Interface</i>)
EMI	razširitveni vmesnik (angl. <i>External Port Interface</i>)
GPIF	programirljiv vmesnik (angl. <i>General Programmable InterFace</i>)
PLL	fazno zaklenjena zanka (angl. <i>Phase Locked Loop</i>)
OST	osnovna sinusna tabela
LSB	najmanj pomemben bit zloga (angl. <i>Less Significant Bit</i>)
MSB	najpomembnejši bit zloga (angl. <i>Most Significant Bit</i>)

III. Povzetek

Magistrska naloga v uvodnem delu podaja kratek opis vzrokov za nastanek nelinearnih popačenj napajalnih napetosti ter njihov vpliv na delovanje števecv električne energije. Obravnavani sta dve izvedbi virov za umerjanje števecv s posebnim poudarkom na elektronskem viru, ki je v nadaljevanju dela podrobneje opisan.

Osrednji del magistrske naloge (drugo in tretje poglavje) obsega teorijo korektorja nelinearnega popačenja s periodičnim delovanjem glede na osnovno harmonsko komponento signala. Korigirani signal se razdeli na določeno število intervalov in nato korigira vsak interval posebej, neodvisno od preostalih korekcijskih intervalov. Predstavljeno delo se v nadaljevanju ukvarja tudi s praktično realizacijo korektorja nelinearnega popačenja v eksperimentalnem trifaznem elektronskem napetostnem in tokovnem viru s posebnimi zahtevami za umerjanje števecv električne energije.

Močnostni ojačevalniki za napetostne in tokovne veje omenjenega trifaznega vira so bili že predhodno izdelani in v predstavljeni magistrski nalogi niso posebej obravnavani. Naj omenim samo, da je regulacija tokovnih virov enostavnejši problem. Zato je celoten korekcijski postopek razložen na primeru napetostnega močnostnega ojačevalnika z izhodnim LC filtrom in v nadaljevanju tudi z modificiranim izhodnim filtrom, ki sta povzročala največ težav pri izvedbi korektorja nelinearnega popačenja. Uporabljen korekcijski princip ni odvisen od notranjih že izvedenih regulacijskih zank virov oziroma ne zahteva nikakršnega posebnega znanja o parametrih posameznega vira. Edini pogoj za uporabo predstavljenega korekcijskega principa je predhodno stabilno delovanje virov.

V nadaljevanju oziroma v četrtem poglavju so opisani posamezni strojni gradniki (DSP mikrokrmilnik, USB vmesnik, A/D in D/A pretvorniki,...) korekcijskega sistema, njihovo povezovanje v A/D-D/A in korekcijske podmodule, povezovalni modul in nadzorni DSP modul. Opisana je tudi strojna oprema, ki je potrebna za usklajeno delovanje takšnega večprocesorskega sistema, sestavljenega iz enega nadrejenega/nadzornega DSP mikrokrmilnika in iz štirih podrejenih/korekcijskih DSP-jev, v katerih se izvajajo korekcijski programi za eno tokovno in eno napetostno vejo trifaznega vira.

V petem poglavju so predstavljeni različni programi, ki skrbijo za nadzor in pravilno delovanje sistema, za generiranje referenčnih veličin in krmilnih signalov za posamezno korekcijsko enoto in za njihovo medsebojno usklajeno delovanje ter komunikacijo z najvišjim nadzornim členom: osebnim računalnikom, ki nadzira potek procesov v trifaznem eksperimentalnem viru za umerjanje števecv električne energije. Nenazadnje pa je podrobno opisano tudi delovanje A/D pretvornikov, ki zajemajo trenutne vrednosti izhodnih oziroma merilnih signalov tokov in napetosti močnostnih ojačevalnikov ter delovanje D/A pretvornikov,

ki v kombinaciji z generatorjem referenčnih signalov (izvedenim v nadzornem/nadrejenem DSP mikrokrmilniku) generirajo vhodne signale posameznega korektorja.

V zaključku naloge oziroma v zadnjem poglavju pa so predstavljeni merilni rezultati, ki sem jih pridobil na trifaznem eksperimentalnem napetostnem viru.

IV. Abstract

This master's thesis in its initial part gives a short description of the causes behind nonlinear repetitive disturbances and their influence on electrical energy meters. Two different power sources for energy meters calibration are introduced. A special emphasis is given to a description of the electronic power source, which is further discussed in the following chapters.

The central part of the master's thesis (chapters 2 and 3) encompasses the theory of a repetitive corrector based on a procedure with recurrent action which distributes the regulated signal on a predetermined number of intervals and subsequently corrects each interval separately and independently from the remaining intervals. The introduced work in continuation deals also with its implementation in an experimental three-phase electronic voltage and current source with special requirements, intended for calibration of electrical energy meters.

Power amplifiers for voltage and current branches of the mentioned source were already made and they are not explained separately in the thesis. It should be mentioned however, that the used current sources, because of their design, represented a simpler problem from the control standpoint. Therefore, the application of the correction method is explained on the example of a voltage power amplifier with an output LC filter and in the continuation with a modified output filter, which turned out to be a more demanding control problem. The applied corrector principle does not affect or depends from internal control loops of the source power amplifiers and does not require any special knowledge about parameters of individual sources. The only condition for the use of the introduced correction principle is a stable operation of the source.

Individual components of the correction system are described in the fourth chapter. Furthermore, their connection in A/D-D/A submodules, correction submodules, interconnection and supervisory DSP modules is shown. The hardware, which is required for the operation of such a multiprocessor system, is also described. It is comprised of one supervisory DSP processor and four subordinate DSPs, in which the correction programmes for one current and one voltage branch of the three-phase experimental source are carried out.

In the fifth chapter, different programmes are introduced. They supervise and care for the correct operation of the system, the reference signal generator and control signals for individual correction system, their mutual working and communication with the highest supervisory link: a personal computer, which oversees all processes in a three-phase experimental power source. Described is also the in detail operation of A/D converters,

which capture the momentary value of output signals of currents and voltages from power amplifiers and the operation of A/D converters which, in combination with the reference signals generator (executed in the supervisory DSP processor) generates input signals for individual correctors.

In the last chapter, the measurement results are introduced. They were acquired by the help of the three-phase experimental voltage source and they confirm the decision of using the proposed correction principle in such systems.

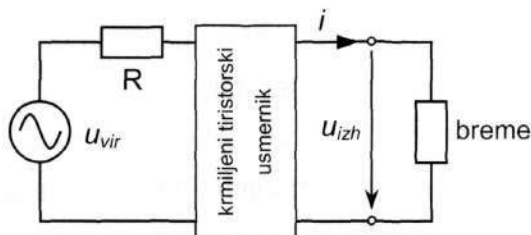
1. Uvod

V sodobnih električnih omrežjih sta nezaželeni predvsem dve veličini: osnovna jalova moč, ki povečuje izgube in vpliva na dimenzioniranje omrežja ter jalova moč zaradi višjeharmonskih komponent toka ali napetosti, ki neposredno vpliva na obliko napetosti in s tem na kakovost električne energije. Prisotnost višjeharmonskih komponent toka v omrežju obravnavajo standardi, ki omejujejo njihov delež glede na osnovno harmonsko komponento. Takšen primer je standard IEC 555, ki določa dovoljeno vsebnost višjeharmonskih popačitev pri različnih vrstah in velikostih porabnikov.

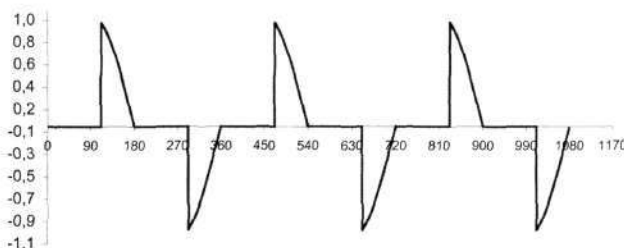
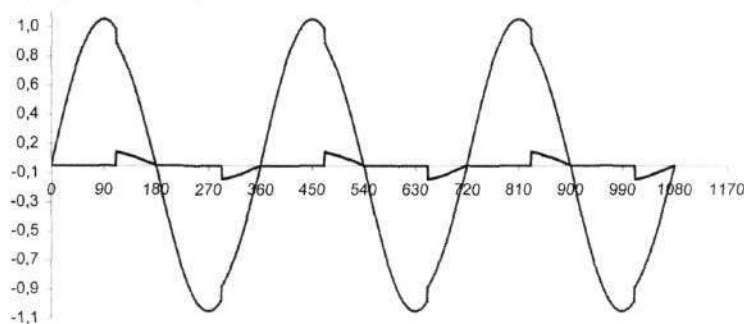
Posledica velikega števila enostavnih usmerniških naprav je popačenje sinusne oblike omrežne napetosti. Krivec zanj je tok oziroma oblika toka, ki teče iz napajalnega vira (električnega omrežja) v določeno breme. Veliko je namreč naprav, ki zaradi občutljivosti delovanja, rabijo sinusno obliko napajalne napetosti. Še več pa je elektronskih naprav, ki zaradi oblike toka, ki teče iz vira vanje, popačujejo idealno obliko sinusne napetosti. Na žalost so vse te naprave ponavadi vezane na isti izvor (električno omrežje) in tako druge motijo delovanje prvih.

Nalogo merjenja veličin, iz katerih se izgube v električnem omrežju in kakovost električne energije izračunavajo, opravljajo števeci električne energije (klasični indukcijski, elektronski, enofazni, trifazni, itd.). Ti morajo biti sposobni meriti ne samo osnovne komponente toka in napetosti v podanem razredu točnosti, temveč morajo biti sposobni ovrednotiti tudi popačene signale, ki vsebujejo določeno število višjih harmonskih komponent. Področje merjenja električnih veličin urejajo različni standardi (IEC 521, IEC 687, IEC1036), ki jim morajo ustrezati števeci električne energije.

Kot splošen primer vezja, ki povzroča nelinearno popačenje napajalne napetosti, si pogledajmo vezje s slike 1.1. Sestavljeno je iz idealnega sinusnega vira z napetostjo u_{vir} in z določeno notranjo upornostjo R . Breme, ki je priključeno na vir, je neznano, znana pa je oblika toka, ki teče vanj in jo kaže slika 1.2, na kateri je vrisan tudi potek idealnega sinusnega toka. Tok i , ki teče v breme, povzroča na notranji upornosti R določen padec napetosti in tako popači izhodno napetost u_{izh} napajalnika. Napetostne razmere so razvidne s slike 1.3, na kateri je prikazana popačena napajalna napetost u_{izh} in napaka, oziroma odstopanje izhodne napetosti od idealne sinusne oblike, ki je enaka padcu napetosti na notranji upornosti vira.



Slika 1.1: Primer vezja, ki povzroča motnje

Slika 1.2: Oblika toka i , ki teče v bremeSlika 1.3: Oblika popačene izhodne napetosti u_{izh} in padec napetosti na notranji upornosti R

Bremena, ki povzročajo takšno ali podobno obliko toka in popačujejo napajalno napetost, so ponavadi različni napajalniki, predvsem usmerniki z gladilnim kondenzatorjem in tiristorski usmerniki [1].

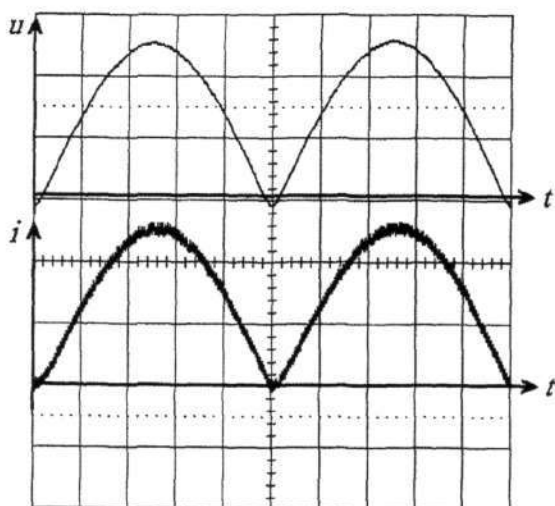
V nadaljevanju sta na kratko opisana Graetzov usmerniški mostič in njegova izpeljanka: usmernik z gladilnim kondenzatorjem. Predvsem drugo vezje je opisano kot ilustrativen primer za boljše razumevanja nastanka motnje (na napajalni napetosti) s periodo ponavljanja, ki je enaka periodi osnovne harmonske komponente napetosti ter drugih (višjiharmonskih) motenj, ki so prisotne na merilnih sponkah števecv električne energije.

V enofaznih sistemih je največkrat uporabljen Graetzov usmerniški mostič, ki ga sestavljajo štiri diode. Spoj usmerja izmenično vhodno sinusno napetost v izhodno pulzirajočo enosmerno napetost (slika 1.4). Prednost tega usmernika je oblika toka, ki teče iz vira v mostič (če je nanj priključeno ohmsko breme). Ta je sinusne oblike in v fazi z napetostjo ($\cos\varphi \approx 1$). Tok na notranji upornosti R vira (oziroma omrežni impedanci Z) povzroča sinusen padec napetosti, zato je vhodna napetost v vezje (linearno) zmanjšana za velikost povzročenega padca napetosti in ni nelinearno popačena.

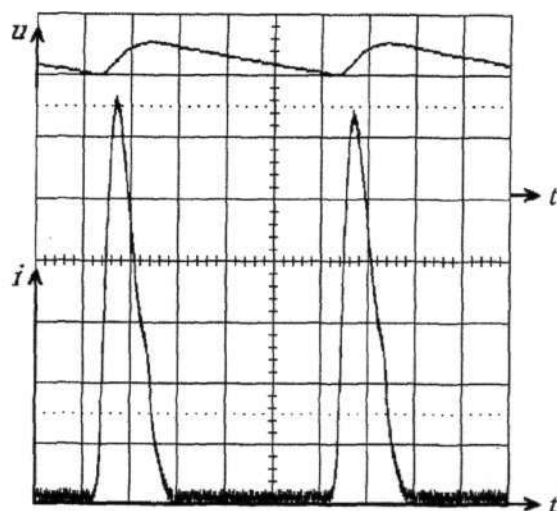
Za napajanje zahtevnejših bremen, ki potrebujejo zgajeno enosmerno napetost, prej opisanemu usmerniku dodamo izhodni gladilni element oziroma elektrolitski kondenzator s

čim večjo kapacitivnostjo. Takšni usmerniki se največkrat uporabljajo kot samostojni usmerniki ali kot vhodne usmerniške stopnje v stikalnih pretvornikih.

Pomanjkljivost tega usmernika je prikazana na sliki 1.5, na kateri vidimo tok, ki teče iz sinusnega vira v diodni usmernik z gladilnim kondenzatorjem. Vhodni tok je vidno popačen in ne sledi sinusnemu poteku vhodne napetosti. Poleg motnje s frekvenco osnovne harmonske komponente se pojavijo tudi višjeharmonske komponente toka, od katerih prevladujejo lihe komponente. Takšen potek toka je posledica gladilnega člana, ki na izhodni strani vzdržuje konstantno napetost, zaradi česar električni tok teče samo takrat, ko je trenutna napetost omrežja višja od trenutne napetosti na kondenzatorju. Električni tok, ki teče iz omrežja, ni sinusne oblike, čas prevajanja mostiča pa se z 10 ms, kolikor traja ena polperioda pri frekvenci 50 Hz, skrajša. Ker pa mora ostati nazivna moč enaka, se poveča vrednost toka, ki steče v času, ko mostič prevaja.



Slika 1.4: Izhodna napetost in vhodni tok diodnega mostičnega usmernika
($k_t = 2 \text{ ms/rd}$, $k_U = 5 \text{ V/rd}$, $k_I = 100 \text{ mA/rd}$)



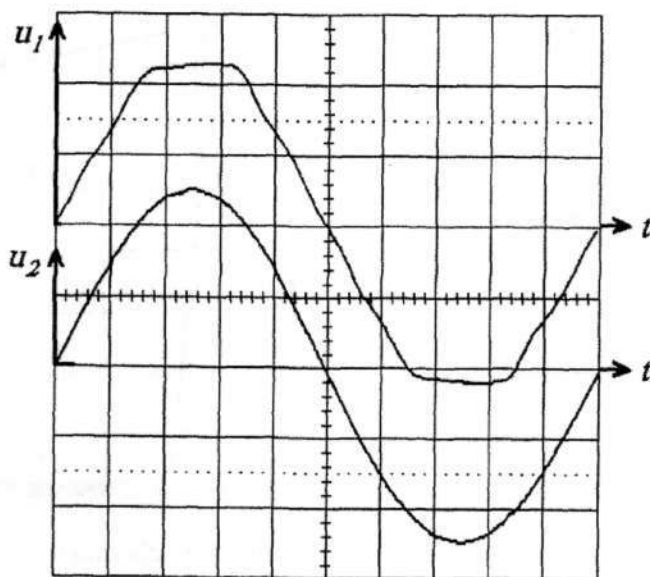
Slika 1.5: Izhodna napetost in vhodni tok diodnega usmernika z gladilnim kondenzatorjem
 $C_{gl} = 500 \mu\text{F}$
($k_t = 2 \text{ ms/rd}$, $k_U = 5 \text{ V/rd}$, $k_I = 200 \text{ mA/rd}$)

Če se v nekem električnem omrežju večji del energije pretvarja iz sinusne v enosmerno napetost s pomočjo diodnega usmernika z gladilnim kondenzatorjem, se to opazi tudi na obliki omrežne napetosti, ki ni več sinusne oblike. Vzemimo na primer diodni usmernik z gladilnim kondenzatorjem, ki je verjetno najpogostejše uporabljen samostojni usmernik ali vhodna usmerniška stopnja v stikalnih pretvornikih in močnostnih usmernikih ter predstavlja večji del, večinoma majhnih a množičnih, napajalnikov: od frekvenčnih pretvornikov za elektromotorje, preko ročnih orodij do napajalnikov za računalnike. Zaradi nelinearnosti je zelo neprijazno breme za sinusni napajalni vir (ali električno omrežje). Posledica nelinearnih bremen in toka, ki teče vanje, je motnja (v napajalni napetosti) s periodo ponavljanja, ki je enaka periodi osnovne harmonske komponente napetosti.

Prisotnost višjiharmonskih komponent napetosti v električnem omrežju torej povzročajo omenjeni nelinearni porabniki, med katerimi so predvsem močnostni usmerniki in stikalni pretvorniki.

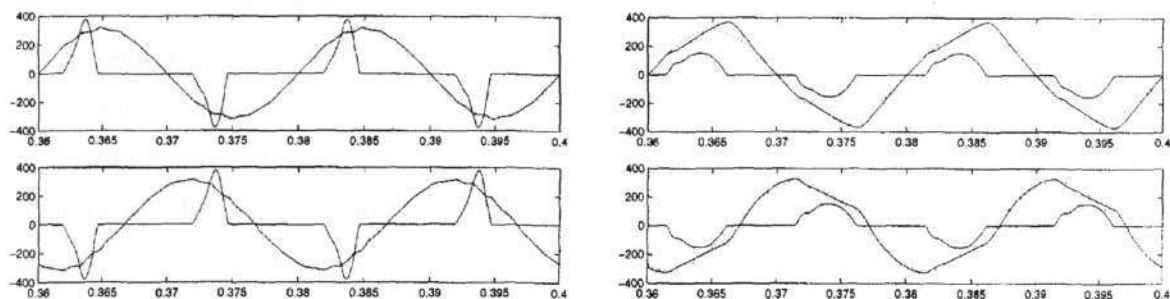
Nazoren primer popačenja omrežne napetosti kaže oscilogram u_1 na sliki 1.6, ki mu je za primerjavo dodan še idealen sinusni signal u_2 . Poteka obeh oscilogramov se najočitneje razlikujeta v okolici temenske vrednosti, kjer je omrežna napetost močno deformirana. Kot sem že omenil, je vzrok temu veliko število usmerniških naprav, ki omrežje obremenjujejo le s kratkimi sočasnimi tokovnimi impulzi. Velikost popačenja je odvisna od električnih parametrov omrežja in od obremenitve.

Podobno kot enofazni usmerniki, so povzročitelji višjiharmonskih komponent toka in slabega faktorja delavnosti tudi večfazni usmerniki, ki se večinoma uporabljajo za napajanje elektromotorjev.



Slika 1.6: Primerjava dejanske in idealne oblike sinusne omrežne napetosti
($k_t = 2 \text{ ms/rd}$, $k_{U1} = 10 \text{ V/rd}$, $k_{U2} = 10 \text{ V/rd}$)

Še nekaj primerov popačenja napajalne napetosti kaže naslednja slika.



Slika 1.7: Primeri popačenja napajalne napetosti v odvisnosti od toka

Problem popačenja napajalne napetosti je pereč zlasti v precizijskih sistemih, kot je napajanje večjega števila števecv električne energije. Izvor vseh motenj s periodo ponavljanja, ki je enaka periodi osnovne harmonske komponente napetosti in tudi višjiharmoskih motenj na merjeni napetosti, ki je hkrati tudi napajanje števca, je namreč ravno v obliki toka, ki teče iz omrežja oziroma napetostnega vira v števec. V idealnem primeru naj tega toka sploh ne bi bilo in posledično naj ne bi bilo tudi popačenja merjene napetosti. Žal temu ni tako, kajti tok je v odvisnosti od izvedbe števca lahko tudi zelo popačen (slika 6.5.a).

Pri proizvodnji števecv električne energije je treba vsak izdelek umeriti in dokončno sestavljenega še enkrat preveriti [2]. Poleg tega se vsi števci električne energije tudi periodično preverjajo. Pogostost kontrole je zakonsko določena in je odvisna od mesta vgradnje števca oziroma od njegovega namena ter razreda točnosti števca. Periodična preverjanja potekajo na mestu vgradnje ali v pooblaščenih umerjevalnicah. Vsa takšna preizkušanja se izvajajo pri referenčnih pogojih uporabe števca, kjer morajo biti vse predpisane veličine, kot so: temperatura okolice in merjenja, relativna zračna vlaga, jakost zunanjega magnetnega polja in položaj postavitve merjenja, znotraj predpisanih meja.

Merjenec preizkušamo z nadzorovano obremenitvijo v zahtevanih kontrolnih točkah, ki so podane kot kombinacija različnih napajalnih napetosti, tokov skozi tokovne veje in faznih in/ali medfaznih premikov med tema veličinama. Načeloma se števec lahko pri dejanskih pogojih preizkuša tako, da se na njegove vhodne sponke priključi zahtevano napetost, na bremenske sponke pa se priključi breme, ki mu lahko spreminjamo velikost in značaj impedance. Tako je mogoče doseči vse želene kontrolne točke, vendar pa bi bilo takšno preizkušanje energetsko neekonomično. Zato v praksi raje uporabljamo metodo takoimenovane umetne ali fantomske obremenitve. Pri omenjeni metodi se za čas poteka meritve na števcu prekine povezavo med napetostnimi in tokovnimi tokokrogi in nato se vsak tokokrog priključi na ločen vir. S tem dosežemo, da je napetostni vir obremenjen le z majhnim tokom porabe napetostnih tuljavic indukcijskega števca, oziroma s tokom porabe napajalnika elektronskega števca. V praksi za napajanje tokovnega tokokroga zadošča že napetost nekaj voltov, ki krije napetostne padce na tokovnih tuljavicah.

Področje porabe delovne in navidezne energije napetostnega in tokovnega tokokroga za lastne potrebe števecv pri nazivnih vrednostih merjenih veličin in nazivni frekvenci določata standarda IEC 1036:1996 in starejši IEC 1038:1991. Ta dva standarda omejujeta porabo delovne energije na napetostnih sponkah in navidezno energijo ter delovno energijo na tokovnih sponkah.

Po opisani metodi je števce mogoče preizkušati ob minimalni porabi energije, hkrati pa je nastavitev vrednosti napetosti, tokov ter faznih in medfaznih premikov znatno lažja. Pri

istočasnem preizkušanju večjega števila števec se napetostni krogi vežejo vzporedno, tokovni pa zaporedno.

1.1 Viri za umerjanje števecv električne energije

Vsi števci morajo ustrezati predpisanim tolerančnim mejam znotraj pripadajočih območij. Zato se je skupaj z razvojem števecv električne energije razvijala tudi merilna in kontrolna oprema za umerjanje, katerih bistveni del so napajalni viri, ki zagotavljajo ustrezne napetosti in tokove za umerjanje števecv.

Za umerjanje trifaznih števecv električne energije so potrebni trije galvanjsko ločeni napetostni in trije tokovni viri. Najpogosteje se števci umerjajo na simetrično trifazno napetost, zato morajo viri zagotavljati (najmanj) fazne napetosti enakih amplitud, medsebojno premaknjenih za 120° . Vsi fazni in medfazni koti morajo biti nastavljivi neodvisno od tokov, napetosti, preostalih kotov in od frekvence. Izhodna moč napajalnih virov je odvisna od števila števecv električne energije, ki jih želimo sočasno umerjati (od dveh ali treh števecv pa tja do 100). V proizvodnji števecv električne energije se uporabljajo viri, ki lahko pri nazivni napetosti in bremenskem toku do 120 A hkrati napajajo do 80 števecv. Izhodna moč takih virov je do 1 kVA za posamezni napetostni modul ene faze in do 6 kVA za posamezni tokovni modul ene faze. Glede na zahtevano izhodno moč so ti viri ustrezno veliki in niso prenosljivi. Manjše prenosljive vire z izhodno močjo do 60 VA za napetostne in tokovne module posamezne faze pa se uporablja v laboratorijih in delavnicah, kjer se hkrati meri do pet števecv električne energije. Ker se s takšnimi viri umerja tudi števce na terenu, se običajno izdelujejo v prenosni izvedbi.

1.1.1 Transformatorski napajalni viri

Najstarejše naprave za umerjanje števecv električne energije so transformatorskega tipa. Sestavljene so iz napetostnih in tokovnih virov, ki so od omrežja galvanjsko ločeni z ločilnim transformatorjem z več odcepi na sekundarni strani. Če so uporabljeni kot napetostni viri, se transformatorju glede na nazivno napetost števca izbere primeren odcep vhodnega ločilnega transformatorja in nato z zaporedno vezanim nastavljivim avtotransformatorjem nastavi izhodno napetost. Fazni kot med napetostmi in tokovi se uravnava z vrtljivim

nastavljivim transformatorjem. Zaradi robustnosti in relativno enostavnega vzdrževanja se te naprave še dandanes uporabljajo v nekaterih manjših umerjevalnicah.

Njihove slabosti so:

- nihanje izhodnih veličin zaradi nihanja omrežne napetost,
- nespremenljiva izhodna frekvenca, ki je enaka vhodni in je ni mogoče nastavljati,
- zaradi velikega števila vgrajenih močnostnih transformatorjev so viri veliki in težki,
- visoka cena zaradi visokega materialnega vložka (baker in železo),
- ročno upravljanje in nezmožnost integracije v avtomatizirane linije.

1.1.2 Elektronski napajalni viri

Z razvojem elementov močnostne elektronike so se razvijali tudi elektronski viri za napajanje števcov električne energije. Njihova glavna prednost pred transformatorskimi viri je možnost računalniškega nadzora vseh spreminjajočih se električnih veličin, kar omogoča popolno avtomatizacijo procesa umerjanja števcov. Poleg tega pa so ti viri tudi manjši, lažji in predvsem cenejši od transformatorskih. Imajo pa tudi nekaj pomanjkljivosti.

Skupno vsem elektronskim virom je, da omrežno napetost najprej usmerijo in jo nato preoblikujejo v izmenično napetost z želenimi parametri. Napetostni vir manjše moči lahko zgradimo z uporabo linearne ojačevalnika, ki omogoča zelo točno nastavitve izhodne napetosti in visoko dinamiko. Njegova največja slabost pa je majhen energijski izkoristek, ki je povezan z majhnimi izkrmiljenji izhodnega tranzistorja v linearnem področju delovanja oziroma z velikim padcem napetosti na izhodnem tranzistorju. Izgubna moč je premo sorazmerna produktu omenjenega padca napetosti in bremenskega toka in povzroča dva stranska učinka: dodatne stroške zaradi nekoristno potrošene električne energije ter segrevanje notranjosti naprave, ki mora zato vsebovati učinkovit hladilni sistem. Ti pa so ponavadi veliki, težki ter glede na moč in izvedbo ventilatorjev za odvajanje proizvedene toplote iz naprave tudi glasni.

Energijsko varčnejši so stikalni pretvorniki, ki z izmeničnim preklapljanjem enosmerne napetosti na bremenu ob prisotnosti filtrov proizvajajo različne oblike izhodnih napetosti. Sodobni stikalni elementi, ki delujejo pri visokih stikalnih frekvencah in pripadajoči modulacijski postopki (PWM), omogočajo uporabo majhnih filtrskih elementov za doseganje sprejemljivo majhne valovitosti izhodne napetosti in toka pri visokem energijskem izkoristku naprave.

1.2 Občutljivost in preizkušanje števecv na vsebnost višjeharmonskih komponent

Števec mora pravilno meriti porabljeno energijo bremena tudi tedaj, ko razmere v omrežju oziroma v merjeni napetosti odstopajo od idealne sinusne oblike. Sodobni merilni postopki števecv električne energije predvidevajo tipske preizkuse s superponiranimi višjeharmonskimi komponentami napetosti in toka. S temi testi se poskuša poustvariti vplive "onesnaženega" omrežja na meritev, ki jo opravlja števec. Postopke testiranja podrobno določajo že omenjeni standardi IEC 1036, IEC 1038 in IEC 687. Posebna pozornost je posvečena meritvam energije pri dodani tretji in peti harmonski komponenti, ker sta ti dve višjeharmonski komponenti najbolj izraženi v popačeni omrežni napetosti.

Elektronski viri s pomočjo katerih preizkušamo delovanje števecv električne energije morajo zato izpolnjevati stroge tehnične zahteve:

- zvezno nastavljiva izhodna napetost v območju od 0 V do 320 V,
- zvezno nastavljiv izhodni tok v območju od 0 A do 60 V,
- razred točnosti nastavljene napetosti $r = 0,1$,
- faktor popačenja oblike - *THD* mora biti za osnovno harmonsko komponento nižji od 0,5 %,
- nastavljivost frekvence izhodne napetosti vira od 45 Hz do 65 Hz s korakom 0,01 Hz,
- točnost nastavitve frekvence 0,01 Hz,
- točnost nastavitve faznega kota 0,01°,
- možnost generiranja superponiranih višjeharmonskih komponent (do 30-te),
- časovna stabilnost 0,05 % / h.

Nazivna moč za tipske preizkuse predvidenega vira mora zadoščati sočasnemu napajanju do petih števecv električne energije, hkrati pa mora biti naprava preprosto zasnovana ter prenosna (majhna).

Elektronski vir morajo izpolniti še ene pogoj. Njihova izhodna napetost (oziroma tok) mora biti neodvisna od velikosti in značaja bremena, ki je lahko ohmsko, induktivno, kapacitivno, linearno ali nelinearno. V primeru sodobnih elektronskih števecv električne energije je omenjena problematika najbolj izrazita v napetostnih tokokrogih števecv. Nanje so namreč priključeni napajalniki za oskrbo elektronskih podsklopov števca z električno energijo. Na priključnih sponkah se delovanje takšnih napajalnih sklopov manifestira kot izrazito nelinearna in deloma kapacitivna obremenitev.

Popačitev priključene napetost in toka torej ne nastopa zgolj pri priključitvi števca na omrežno napetost, ampak lahko nastopi tudi ob neustrezno načrtovanem elektronskem viru med procesom umerjanja.

2. Korekcijski princip

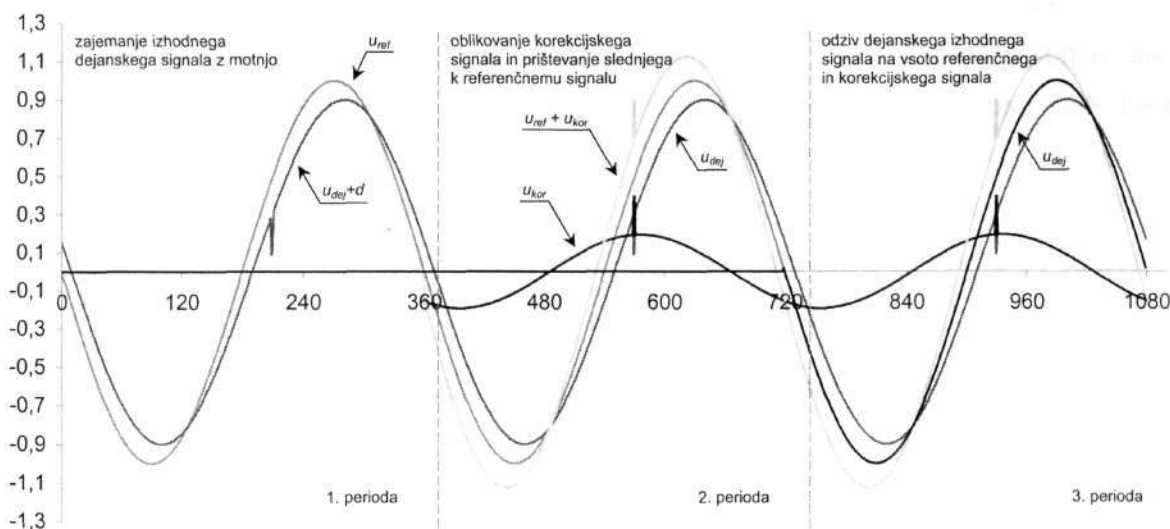
Za odpravljanje nelinearnega popačenja močnostnih ojačevalnikov je bilo s strani številnih avtorjev predlaganih več regulacijskih postopkov, kot sta naprimer regulacija s končnimi časi nastavitve (angl. *Deadbeat Control*) [3] in večzanka regulacija (angl. *Multiloop Control*) [4], s katerimi se da doseči visoko kakovost in dinamiko izhodne veličine (napetosti).

Slabosti teh postopkov:

- zahteva po spremljanju (reguliranju) večjega števila fizikalnih veličin in
- zahteva po visoki dinamiki regulacijske zanke,

zvišujeta stroške njihove uporabe v različnih korekcijskih sistemih in omejujejo njihovo množično uporabo.

Alternativna rešitev zgoraj navedenim regulacijskim metodam je korekcijski postopek s ponavljajočim delovanjem, ki je prirejen odpravljanju periodičnih motenj, kot jih generirajo tudi v uvodu omenjena nelinearna bremena. Osnovna ideja temelji na predpostavki, da je mogoče izhodnemu signalu močnostnega ojačevalnika v določeni periodi izmeriti trenutno odstopanje glede na potek vhodnega referenčnega signala in ga na podlagi dobljene razlike v naslednji periodi primerno korigirati. Korekcijski postopek je ilustrativno prikazan na sliki 2.1, kjer je zaradi preglednosti učinek korekcijskega signala na dejanski izhodni signal vrisan šele v tretji periodi, čeprav bi deloval že v drugi.



Slika 2.1: Temeljni princip delovanja periodičnega korektorja

Pogoj za pravilno delovanje takšnega korekcijskega postopka je po amplitudi, frekvenci in obliki, nespremenljiv (ali počasi spremenljiv) referenčni signal močnostnega ojačevalnika. Periodični korekcijski princip je namreč zelo specifičen primer korekcije, primeren le za

periodične signale; referenčni signal mora biti časovno stabilen, da je korektor lahko optimiran za odpravljanje periodičnih motenj.

V predlaganem korekcijskem postopku sta dejanski (izhodni) signal in referenčni (vhodni) signal kvantizirana na korekcijske intervale ($T_{\text{periode}} = N * T_{\text{vz}}$). Pripadajoča kvanta obeh signalov korektor v prvi periodi med seboj primerja, njuno razliko pa v naslednji periodi uporabi za "konstrukcijo" kvanta korekcijskega signala [5].

Korekcijski princip, ki temelji na delovanju periodičnega integralnega korektorja, potrebuje za pravilno delovanje podatek o eni sami spremenljivki, to je trenutni vrednosti izhodne veličine. Njegova prednost je, da kljub relativno počasnemu odpravljanju periodične motnje, zagotavlja generiranje kakovostne izhodne napetosti. Postopek je zato primeren predvsem v aplikacijah, kjer sta stabilnost izhodnih veličin in njihovo čim manjše popačenje glavni zahtevi korekcijskega postopka.

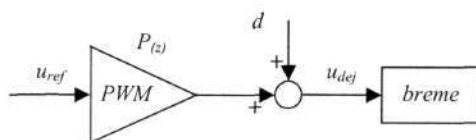
Druge rešitve omenjenega korekcijskega postopka poskušajo korigirati bolj ali manj izraženi resonančni pojav v izhodnem filtru stikalnega (PWM) pretvornika z dodajanjem primernih kompenzacijskih členov v regulacijsko vejo sistema [6, 7].

Spet tretje rešitve tega korekcijskega postopka uporabljajo nizkoprepustne filtre v povratni zanki, oziroma pri zajemu izhodne veličine, ki nad resonančno frekvenco izhodnega filtra stikalnega (PWM) ojačevalnika slabijo frekvenčne komponente, ki bi sicer ogrozile stabilnost sistema [8]. Kot posledica filtriranja je mogoče v glavni regulacijski zanki uporabiti periodični integralni korektor, katerega delovanje je neodvisno od parametrov izhodnega filtra. Ta metoda omogoča generiranje izhodnega signala (napetosti) z zelo majhnim preostalim pogreškom. Zaradi nepoznavanja parametrov izhodnega filtra pa ne omogoča kakovostnega nadzora nad hitrostjo konvergiranja pogreška izhodne napetosti oziroma nad hitrostjo odziva sistema.

Zadnji dve metodi bom v nadaljevanju natančneje opisal, ker sta neobhodni za razumevanje delovanja uporabljenega korekcijskega postopka.

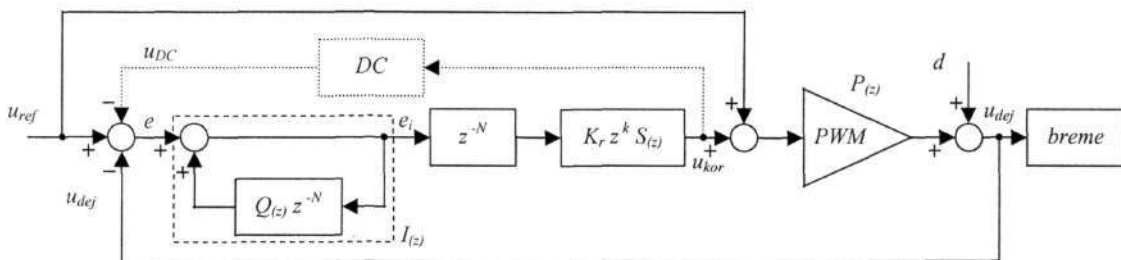
2.1 Teoretične osnove periodične korekcije

Blokovno shemo krmiljenega napetostnega vira brez dodanega korektorja kaže slika 2.2. Vpliv nelinearnega bremena na obliko izhodnega napetostnega signala je ponazorjen s periodično motnjo d . Privzemimo tudi, da je stikalni (PWM) močnostni ojačevalnik s prenosno funkcijo $P_{(z)}$ stabilen reguliran sistem z eno ali več notranjimi povratnimi zankami.



Slika 2.2: Blokovna shema napetostnega vira z motnjo d na izhodu močnostnega ojačevalnika

Slika 2.3 kaže blokovno shemo univerzalnega periodičnega integralnega korektorja z direktno povratno zanko, ki je dodan krmiljenemu močnostnemu ojačevalniku s slike 2.2. Cilj takšnega korektorja je zmanjšanje periodičnih motenj s frekvencami, ki sovpadajo z osnovno harmonsko in višjeharmonskimi komponentami vhodnega signala u_{ref} ⁽¹⁾. Takšne periodične motnje, ki lahko nastopajo bodisi zaradi nelinearnega bremena ali zaradi nelinearnega močnostnega ojačevalnika (mrtvi čas tranzistorske veje), so zajete v motnji d .



Slika: 2.3: Blokovna shema periodičnega integralnega korektorja

Z e pa je označen pogrešek oziroma razlika med referenčnim signalom u_{ref} in dejanskim izhodnim signalom u_{dej} . Ta pogrešek je pripeljan na vhod periodičnega korektorja, katerega izhodna vrednost u_{kor} se prišteje referenčni vrednosti u_{ref} , tako da se pogrešek (ali del) v naslednji periodi osnovnega signala zmanjša. Vlogo korekcijskega člena za odpravljanje enosmerne komponente korekcijskega signala, ki je na sliki 2.3 označen s kratico DC in prikazan s pikčasto črto, obravnavam na koncu tretjega poglavja.

Preden se poglobimo v analizo korekcijskega postopka naj bralca spomnim na Z-transformacijo [9]. V naravi in tehniki razlikujemo med zveznimi in diskretnimi procesi.

⁽¹⁾ od tu naprej vedno imenovane zgolj: periodične motnje

Zvezne procese opisujejo diferencialne enačbe, diskretne sisteme pa diferenčne enačbe, ki so (s periodo vzorčenja T) diskretizirane diferencialne enačbe. Pri reševanju diferencialnih enačb si pomagamo s Fourierevo in Laplaceovo transformacijo, za reševanje diferenčnih enačb pa največkrat uporabljamo Z-transformacijo, ki diferencialne enačbe transformira v diskreten z prostor. Pri tem je z^{-1} operator zakasnitve za eno periodo vzorčenja T oziroma $y_{(k-1)} = z^{-1} y_{(k)}$ [10, 11].

Osrednji del periodičnega korektorja je s faktorjem $Q_{(z)}$ modificiran zakasnilni člen z^{-N} v pozitivni povratni zanki črtnega pravokotnika, označenega z $I_{(z)}$. Zaprtzančna prenosna funkcija notranjega regulacijskega kroga se glasi:

$$I_{(z)} = \frac{e_{i(z)}}{e_{(z)}} = \frac{1}{1 - Q_{(z)} z^{-N}}, \quad (2.1)$$

kjer je N število vseh vzorcev v eni periodi osnovne harmonske komponente korigiranega/zajemanega signala. Če zaradi enostavnosti predpostavimo, da je $Q_{(z)} = 1$, se zaprtzančna prenosna funkcija $I_{(z)}$ preoblikuje v:

$$I_{(z)} = \frac{1}{1 - z^{-N}}. \quad (2.2)$$

Enačba (2.2) podaja zapis diskretnega integralnega člena, ki integrira vsak n -ti del pogreška e v periodi vhodnega signala, neodvisno od pogreškov v preostalih korekcijskih intervalih. Rezultat integriranja, ki je na sliki označen z e_i , 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.
- $S_{(z)}$: kompenzator.
- z^k : prediktivni člen.
- K_r : ojačenje.

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 periodični korektor oziroma korekcijski princip, so:

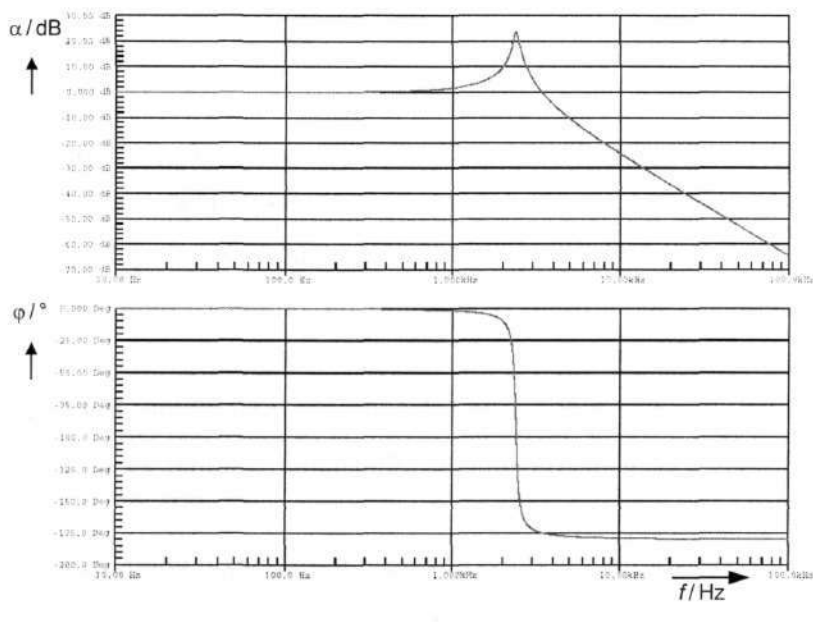
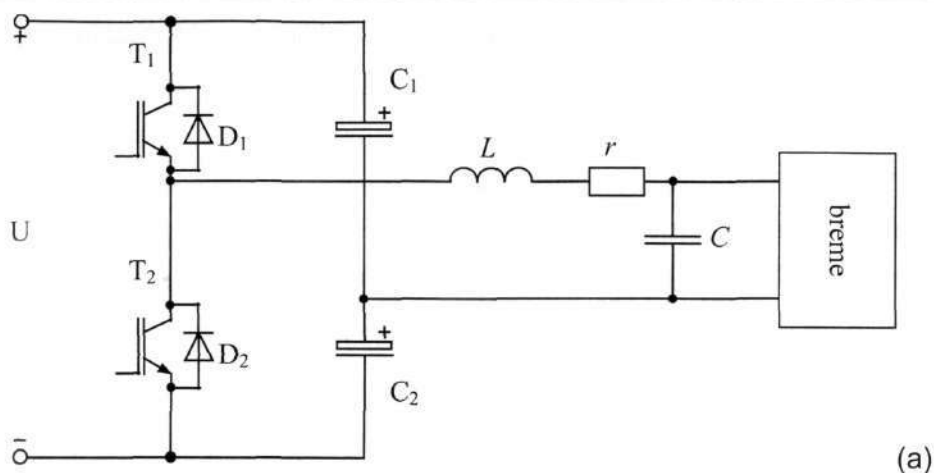
- 1) ne sme porušiti (predpostavljene) stabilnosti močnostnega ojačevalnika, hkrati pa mora v novem sistemu sam delovati stabilno,
- 2) zagotavljati mora kakovostno korekcijo periodičnih motenj oziroma višjeharmonskih popačenj (pogreški e morajo konvergirati proti nič),
- 3) pogreške mora korigirati čim hitreje (ta zahteva je milejša, ker je povezana z zahtevo iz druge točke, ki je pomembnejša).

Vloga kompenzatorja $S_{(z)}$:

Do sedaj opisan korekcijski postopek bi opravljal svojo nalogo le pod pogojem, da bi bila ojačenje močnostnega ojačevalnika ter fazni premik med vhodnim in izhodnim signalom frekvenčno neodvisna. Ker v praksi temu ni tako, se uporabi korekcijskega in prediktivnega člena ni mogoče izogniti. Njuno vlogo si oglejmo na primeru enofaznega polmostičnega pretvornika z izhodnim LC filtrom (slika 2.4.a). Bodejev diagram takšnega ojačevalnika kaže slika 2.4.b, kjer je poleg resonančnega vrha razvidno, da v spodnjem frekvenčnem območju (pod ω_r) ojačenje in fazni kot nista frekvenčno neodvisna. Slednje se lahko v korekcijskem postopku odraža kot:

- manjša hitrost konvergiranja pogreška e višjih harmonskih komponent,
- možnost, da postane korekcijski postopek nestabilen za določene frekvence.

Slednjemu se lahko izognemo s kompenzatorjem $S_{(z)}$, ki bi v idealnem primeru moral imeti prenosno funkcijo enako inverzni prenosni funkciji močnostnega ojačevalnika z izhodnim filtrom. Vendar bi to zahtevalo popolno poznavanje parametrov PWM ojačevalnika, kar pa je v praksi težko izvedljivo, saj so le-ti podvrženi različnim spremembam zaradi staranja elementov.

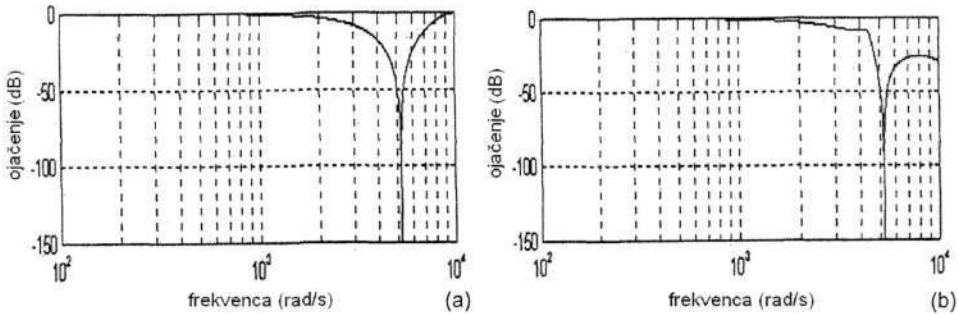


Slika 2.4: (a) PWM polmostič z izhodnim LC filtrom in (b) prenosna funkcija $P_{(z)}$ PWM ojačevalnika z LC filtrom

Vloga kompenzatorja $S_{(z)}$ je odpravljanje resonančnega vrha LC filtra in dušenje visokofrekvenčnega ojačenja sistema. Za zagotavljanje stabilnosti sistema pri bremenih z različnimi značaji mora biti $S_{(z)}$ zasnovan za najbolj neugoden primer, ko na izhodu močnostnega ojačevalnika ni priključenega bremena, saj je takrat resonančni vrh filtra najbolj izrazit. Če bi za kompenzator $S_{(z)}$ uporabili navaden filter drugega reda, bi bila kompenzacija harmonskih komponent nižjega reda nezadostna (pri filtru prvega reda pa še posebej). V kolikor bi namreč želeli doseči zadostno dušenje pri resonančni frekvenci močnostnega ojačevalnika, bi morala biti zgornja frekvenčna meja kompenzacijskega člena postavljena relativno nizko. To bi povzročilo nepotrebno dušenje frekvenčne karakteristike pri nizkih frekvencah, zaradi vpliva kompenzacijskega člena $S_{(z)}$ pa bi bila hitrost konvergiranja pogreška e višjeharmonskih komponent proti nič (po enačbi (2.7)) manjša.

V vlogi kompenzacijskega člena $S_{(z)}$ je primernejši pasovni filter [12], ki ima lomno frekvenco [13] enako resonančni frekvenci izhodnega LC filtra. Njegova karakteristika je

primerna za nevtralizacijo resonančnega vrha brez dušenja nizkofrekvenčnih komponent. Za dušenje visokofrekvenčnih komponent pa se omenjeni pasovni filter uporablja v kombinaciji z nizkoprepustnim filtrom drugega reda. Opisani primer je prikazan na sliki 2.5.b.



Slika 2.5: (a) Amplitudno-frekvenčna karakteristika člena $S(z)$ pasovnega filtra $(z^6+2+z^{-6})/4$ in (b) amplitudno-frekvenčna karakteristika produkta $P(z)S(z)$ ($S(z)$ je produkt prenosnih funkcij pasovnega filtra in nizkoprepustnega filtra drugega reda)

Vloga prediktivnega člena z^k :

Manjši problem v korekcijskem postopku je fazni premik med vhodno napetostjo u_{ref} in izhodno napetostjo močnostnega ojačevalnika u_{dej} , ki ga v korekcijski sistem vnašata predvsem PWM krmiljeni močnostni ojačevalnik in zunanji kompenzacijski člen $S(z)$. Zaradi vpliva močnostnega ojačevalnika na katerikoli vhodni signal, je delovanje korekcijskega signala u_{kor} , ki se prišteva referenčnemu signalu, fazno premaknjeno. Periodični korektor namreč deluje tako, da za izračuna korekcijske vrednosti v določenem korekcijskem intervalu uporablja razliko trenutnih vrednosti referenčnega signala in izhodnega signala iz močnostnega ojačevalnika, ki sta med seboj fazno premaknjena. Zaradi tega odpravljanje določene periodične motnje d na mestu njenega nastanka s prištevanjem korekcijskega signala u_{kor} referenčnemu signalu u_{ref} ne bi delovalo (problem je podrobneje obravnavan v tretjem poglavju).

Prediktivni člen z^k ima nalogo fazno premakniti korekcijski signal u_{kor} za k korekcijskih intervalov naprej glede na mesto izračuna korekcijske vrednosti. 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 korektorja, kajti drugače prediktivnega člena sploh ni mogoče izvesti.

2.1.1 Konstrukcija periodičnega korektorja

Če sistem s kompenzatorjem izpolnjuje stabilnostne pogoje, bo prej ali slej dosegel ravnovesno stanje, v katerem pogreški vseh n -tih delov signala konvergirajo proti nič, oziroma korekcijski signal u_{kor} konvergira proti svoji končni obliki. Mehanizem odpravljanja pogreška je zelo podoben klasičnim integralnim regulatorjem, ki odpravijo pogrešek pri vzbujujanju z enotino stopnico. Glede na to se periodični korektor lahko obravnava kot N integralnih regulatorjev, ki delujejo periodično s frekvenco osnovnega signala. V praksi je v povratni veji člena $I_{(z)}$ velikokrat dodan filter $Q_{(z)}$. S tako modificiranim členom $I_{(z)}$ se doseže večjo stabilnost sistema, vendar na račun končnega, od nič različnega, preostalega pogreška sistema. Prenosna funkcija $Q_{(z)}$ je lahko nizkoprepustni filter, ki zmanjša hitrost konvergiranja višjiharmonskih komponent, kar je popolnoma dopustno, če upoštevamo, da jih že LC filter dovolj dobro slabi. $Q_{(z)}$ pa 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 pri uporabi filtra.

Iz slike 2.3. je mogoče s krajšo izpeljavo dobiti funkcijo pogreška e , v odvisnosti od referenčnega signala u_{ref} in motnje d , ki se glasi:

$$e_{(z)} = \frac{(1 - P_{(z)}) \cdot (z^N - Q_{(z)})}{z^N - (Q_{(z)} - z^k K_r S_{(z)} P_{(z)})} \cdot u_{ref(z)} + \frac{Q_{(z)} - z^N}{z^N - (Q_{(z)} - z^k K_r S_{(z)} P_{(z)})} \cdot d_{(z)}. \quad (2.3)$$

Zadosten pogoj za stabilnost sistema, ki sledi iz karakteristične enačbe sistema [14], se glasi:

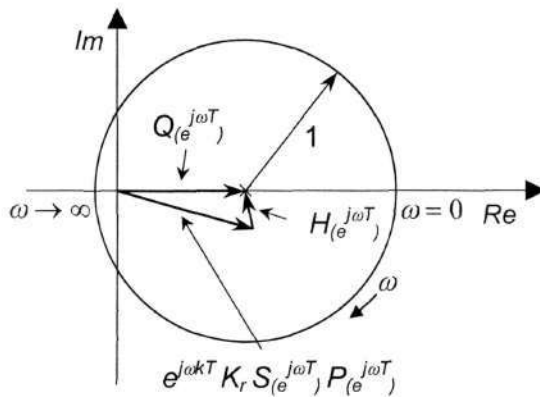
$$|H(e^{j\omega T})| < 1, \quad (2.4)$$

kjer je:

$$H_{(e^{j\omega T})} = Q_{(e^{j\omega T})} - e^{j\omega k T} K_r S_{(e^{j\omega T})} P_{(e^{j\omega T})} \quad (2.5)$$

$$\omega \in [0, \pi / T], T: \text{čas vzorčenja}$$

Iz enačbe (2.5) je razvidno, da je ob povečevanju ω od 0 do Nyquistove frekvence ($f_s > 2f_{max}$) in ob pogoju, da vektor $e^{j\omega k T} K_r S_{(e^{j\omega T})} P_{(e^{j\omega T})}$ ne preseže enotinega kroga s središčem na koncu vektorja $Q_{(e^{j\omega T})}$, periodični korekcijski sistem stabilen. Opisani pogoj je grafično prikazan na sliki 2.6.



Slika 2.6: Ilustracija zadostnega pogoja za stabilnost sistema

Ista slika razkriva, da je zaradi funkcije $Q(z)$, katere vrednost je zaradi enostavnosti blizu vrednosti ena ($Q(z) = 0,95$), enotin krog premaknjen rahlo v levo iz $(1,0)$, kar med drugim onemogoča vektorju $e^{j\omega k T} K_r S(e^{j\omega T}) P(e^{j\omega T})$, da bi prekoračil levi rob enotine krožnice zaradi slabe fazne kompenzacije pri visokih frekvencah.

Predpostavimo, da je $Q(z) = 1$, referenčni signal u_{ref} periodičen s konstantno frekvenco in amplitudo in motnja d popolnoma periodična ($z^N u_{ref(z)} = u_{ref(z)}$ in $z^N d(z) = d(z)$). V tem primeru lahko iz enačbe (2.3) izpeljemo enačbo za stopnjo konvergence pogreška e :

$$z^N e_{(z)} = H_{(z)} \cdot e_{(z)}, \quad (2.6)$$

iz katere je razvidno, da so pogrešek osnovne harmonske komponente ω in pogreški višjiharmonskih komponent v vsaki periodi (T_P) vhodnega referenčnega signala 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 $z = e^{j\omega T}$ v enačbo (2.3) in ob predpostavki, da je pogrešek lahko sestavljen samo iz harmonskih komponent, katerih frekvence so mnogokratniki osnovne frekvence ($\omega = 2\pi / NT$), je mogoče izračunati pogrešek:

$$|e_{(e^{j\omega T})}| = \left| \frac{1 - Q_{(e^{j\omega T})}}{1 - H_{(e^{j\omega T})}} \right| \cdot |(1 - P_{(e^{j\omega T})}) \cdot u_{ref(e^{j\omega T})}| + \left| \frac{1 - Q_{(e^{j\omega T})}}{1 - H_{(e^{j\omega T})}} \right| \cdot |d_{(e^{j\omega T})}|. \quad (2.7)$$

Iz zgornje enačbe je razvidno, da sta pogrešek sledenja referenčni vrednosti $|u_{ref(e^{j\omega T})} (1 - P_{(e^{j\omega T})})|$ in pogrešek, ki ga povzroča motnja $|d_{(e^{j\omega T})}|$, v vsaki osnovni periodi zmanjšana za faktor $|(1 - Q_{(e^{j\omega T})}) / (1 - H_{(e^{j\omega T})})|$. Iz enačbe (2.7) je mogoče zaključiti, da korekcijski postopek opravlja funkcijo linearizacije sistema (prvi člen enačbe) in hkrati odpravlja zunanje periodične motenja (drugi člen enačbe). Faktor $|(1 - Q_{(e^{j\omega T})}) / (1 - H_{(e^{j\omega T})})|$

podaja sposobnost sistema, da odpravlja višjeharmonske motnje, in je ponovno odvisen od frekvence.

Iz enačb (2.4) do (2.7) je razvidno, da če želimo izpolniti vse tri zahteve dobrega korektorja (podane v poglavju 2.1, stran 19), mora biti člen $|H_{(e)}^{j\omega T}|$ čim manjši, kar pa po drugi strani zahteva popolno kompenzacijo: $e^{j\omega T} K_r S_{(e)}^{j\omega T} P_{(e)}^{j\omega T} = 1$. To je mogoče le, če je člen $e^{j\omega T} S_{(e)}^{j\omega T}$ enak inverzni prenosni funkciji izhodnega LC filtra, kar pa v praksi ni enostavno izvedljivo.

Kljub spreminjanju parametrov LC filtra med delovanjem sistema, je njegova frekvenčna karakteristika pod resonančno frekvenco znana in nespremenljiva: amplituda se ji skorajda ne spreminja v odvisnosti od frekvence. Višjefrekvenčni del frekvenčne karakteristike filtra je bolj občutljiv na spreminjanje parametrov, zato je treba narediti kompromis med kakovostno korekcijo harmonskih komponent višjega reda in večjo stabilnostjo sistema, običajno v korist stabilnosti [12].

2.1.1.1 Izbira člena $Q_{(z)}$

Najpreprosteje je, če je funkcija $Q_{(z)}$ konstanta blizu ena (tipično 0,95). V tem primeru središče enotinega kroga s slike 2.6 miruje. Postopek za optimalno nastavitve korektorja v primeru, da kompenzator $S_{(z)}$ tvori pasovni filter in filter drugega reda, bi bil sledeč:

- izmeriti bi bilo treba prenosno funkcijo PWM močnostnega ojačevalnika,
- izbrati bi bilo treba pasovni filter in filter drugega reda tako, da bi kompenzacijska funkcija $S_{(z)}$ dala produkt funkcij $P_{(z)}S_{(z)}$ čim bližje vrednosti ena do resonančne frekvence filtra, nato pa bi moral produkt čim hitreje pasti,
- izbrati bi bilo treba takšen korak k prediktivnega člena z^k , da le-ta kompenzira fazni premik $P_{(z)}S_{(z)}$ vse do resonančne frekvence sistema,
- izbrati bi morali konstanto K_r proporcionalnega člena. Višji K_r pomeni hitrejšo konvergenco pogreška e , manjši preostali pogrešek in manjšo stabilnostno rezervo,
- preveriti bi bilo treba stabilnost sistema. Pri nizkih frekvencah je korekcija preprosta in stabilnostni kriterij (2.4) je vedno izpolnjen. Pri visokih frekvencah, ko ojačenje sistema $|K_r S_{(e)}^{j\omega T} P_{(e)}^{j\omega T}|$ pade pod -26 dB (0,05), je kršitev stabilnostnega kriterija (2.4) ravno tako nemogoča (slika 2.6). Stabilnostni kriterij lahko postane neizpolnjen le v področju srednjih frekvenc, predvsem okrog resonančne frekvence LC filtra, kjer se oslabi delovanje kompenzacijskega člena $S_{(z)}$ in ojačenje močnostnega ojačevalnika še ne pade pod -26 dB.

Če za $Q_{(z)}$ uporabimo nizkoprepustni filter s konstantnim faznim premikom, potem center enotine krožnice v Nyquistovem diagramu (slika 2.6) ni več fiksen, ampak se premika po realni osi med vrednostima nič in ena, kar med drugim oteži preverjanje stabilnostnega pogoja po enačbi (2.5). Ta problem je še vedno rešljiv s pomočjo katerega od simulacijskih programov. Postopek konstrukcije kompenzatorja je približno enak zgoraj opisanemu.

Teoretično se za člen $Q_{(z)}$ lahko izbere tudi prenosno funkcijo navadnega digitalnega nizkoprepustnega filtra (s spremenljivim faznim premikom) prvega ali drugega reda, vendar v tem primeru center enotine krožnice s slike 2.6 ni več omejen na realno os, temveč se prosto giblje, kar dodatno oteži optimizacijo korektorja.

2.1.1.2 Vloga proporcionalnega člena K_r

Predpostavimo, da je $K_r = 1$, $Q_{(z)} = 0,95$ in da smo dosegli popolno kompenzacijo člena $P_{(z)}$ (torej $P_{(z)}S_{(z)} = 1$). Sledi:

$$\left| \frac{1 - Q_{(e^{j\omega T})}}{1 - H_{(e^{j\omega T})}} \right| = \left| \frac{1 - 0,95}{1 - (0,95 - 1,0 \cdot 1 \angle 0^\circ)} \right| = \frac{0,05}{1,05} = \frac{1}{21}. \quad (2.8)$$

Iz enačbe (2.8) je razvidno, da bodo vse amplitude harmonskih komponent v naslednjem korekcijskem ciklu (osnovni periodi) zmanjšane na 1/21 njihove vrednosti v predhodni periodi. Če je $Q_{(z)}$ prenosna funkcija nizkoprepustnega filtra, je lahko slabljenje višjeharmonskih komponent še dodatno izboljšano, saj je $|Q_{(e^{j\omega T})}|$ lahko večji od 0,95 pri nizkih frekvencah, kar naredi imenovalec ulomka (2.8) še manjši. Ta prednost postane še posebej izrazita pri osnovni frekvenci, ko je $|Q_{(e^{j\omega T})}| \approx 1$, zato je dosežen preostali pogrešek praktično nič. Pri visokih frekvencah se $|Q_{(e^{j\omega T})}|$ zmanjša pod 0,95, kar rezultira v večji stabilnostni rezervi in slabši korekciji višjeharmonskih komponent (oziroma v počasnejšem konvergiranju pogreška proti nič).

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

$$\left| H_{(e^{j\omega T})} \right| = \left| Q_{(e^{j\omega T})} - K_r \cdot 1 \angle 0^\circ \right| = |0,95 - K_r|. \quad (2.9)$$

Iz enačbe (2.9) je razvidno, da je stopnja konvergence pogreška e v tem primeru proporcionalna konstanti K_r . V splošnem večji K_r vedno povzroča hitrejšo konvergenco pogreška proti nič.

Spreminjanje vrednosti K_r vpliva tudi na preostali pogrešek sistema. Iz istih predpostavk, kot so navedene zgoraj, sledi:

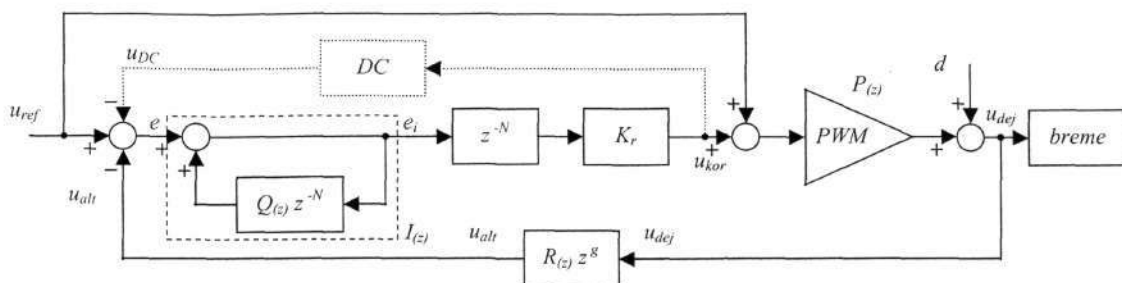
$$\left| \frac{1 - Q_{(e^{j\omega T})}}{1 - H_{(e^{j\omega T})}} \right| = \left| \frac{1 - 0,95}{1 - (0,95 - K_r \cdot 1 \angle 0^\circ)} \right| = \frac{0,05}{0,05 + K_r}. \quad (2.10)$$

V splošnem večji K_r prinaša manjši preostali pogrešek trenutno korigiranega n -tega intervala v pravkar izvedeni periodi. Ta primer je zelo podoben proporcionalnemu (P) členu. Vendar je tu treba poudariti, da integralna narava periodičnega korektorja $Q_{(z)}$ igra pomembnejšo vlogo pri določanju stopnje preostalega pogreška, kot konstanta K_r .

2.2 Periodični korektor s filtrom v povratni veji

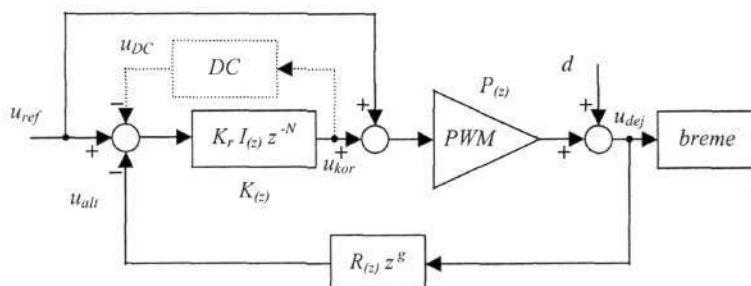
Eden od možnih načinov za odpravljanja težav, ki jih povzroča prenosna funkcija LC filtra s svojim izrazitim vrhom pri resonančni frekvenci, je vstavev korekcijskega člena (ponavadi nizkoprepustnega filtra prvega ali drugega reda) v glavno povratno vejo sistema. Blokovno shemo takšnega sistema kaže slika 2.7 in je v osnovi popolnoma enaka blokovni shemi s slike 2.3 brez kompenzacijskega člena $S_{(z)} z^k$. Dodan pa je korekcijski člen $R_{(z)} z^g$ v povratni veji, ki zajeti dejanski vrednosti izhodne napetosti slabi visokofrekvenčne komponente, ter jih tako tudi izloča iz korekcijskega postopka. Člen z^g je tudi v tem primeru, kot v prejšnjem, prediktiven člen in odpravlja posledice faznega premika člena $R_{(z)}$ ter mrtvega časa in drugih nelinearnosti PWM močnostnega ojačevalnika. V nadaljevanju je tudi dokazano, da filter v povratni veji pod določenimi pogoji deluje popolnoma enako kot korekcijski člen $S_{(z)}$ iz predhodno opisanega sistema (slika 2.3).

V primeru uporabe korekcijskega člena $R_{(z)}$, morata PWM ojačevalnik in breme izpolnjevati določene pogoje. Breme mora dopuščati (v primeru števca električne energije pa ne sme zaznavati) določeno količino nekorigiranih ali slabše korigiranih harmonskih komponent višjega reda v izhodni napetosti u_{dej} , ki jih povzroča periodična motnja d . Periodični korektor s filtrom v povratni zanki lahko namreč odpravlja samo višjeharmonske komponente, ki so pod zgornjo frekvenčno mejo nizkoprepustnega filtra $R_{(z)}$. Vse višjeharmonske komponente, ki so nad to mejo, ostanejo nekorigirane.



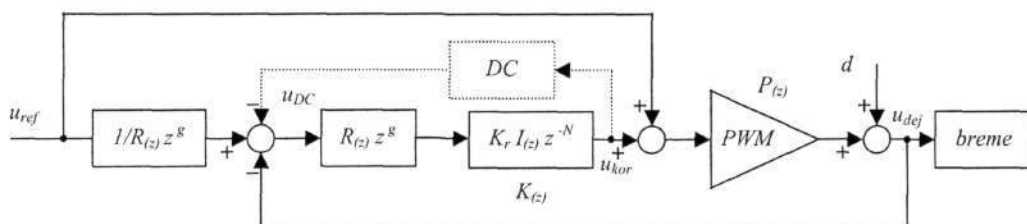
Slika: 2.7: Blokovna shema periodičnega integralnega korektorja s členom $R_{(z)}$ v povratni veji

Zaradi enostavnejše razlage delovanja združimo periodični integrator $I_{(z)}$ (črtnan kvadratik), člen z mrtvim časom z^{-N} in proporcionalni člen K_r s slike 2.7 v en člen $K_r I_{(z)} z^{-N}$ s skupno prenosno funkcijo $K_{(z)}$ (slika 2.8).



Slika: 2.8: Poenostavljena blokovna shema korektorja s filtrom v povratni zvezi

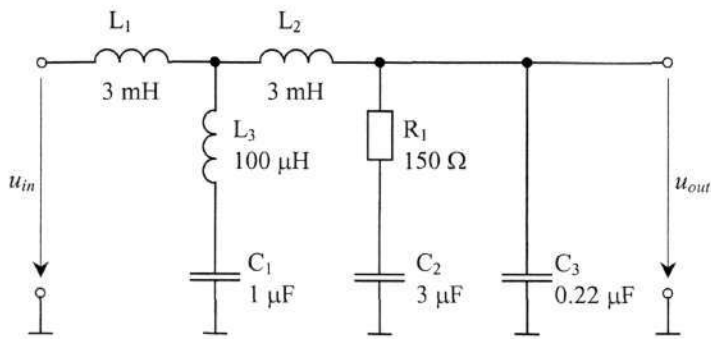
Če uporabimo eno od pravil transformacij blokovnih shem [14] (točneje pravilo odstranitve člena iz povratne veje), se shema s slike 2.8 preoblikuje v:



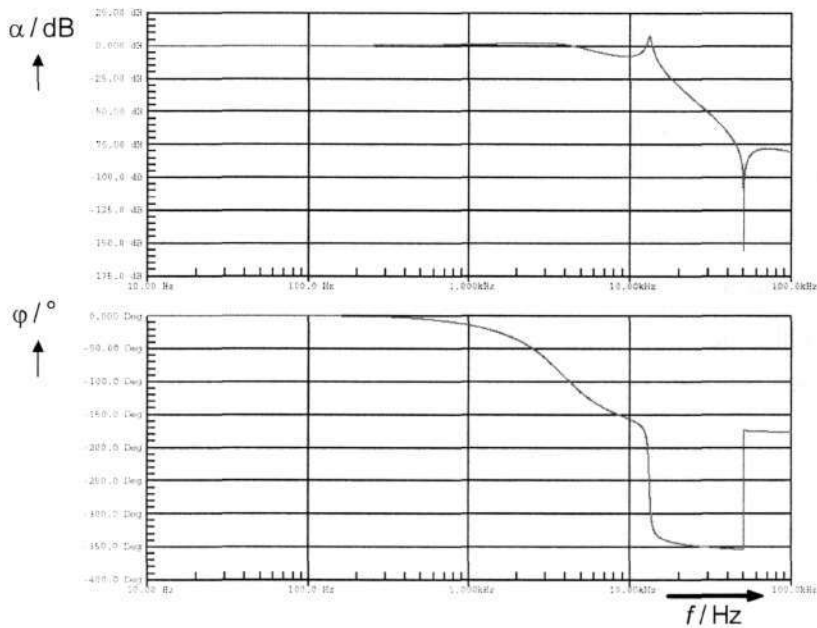
Slika: 2.9: Preoblikovana blokovna shema korektorja

Če si natančneje ogledamo preoblikovano blokovno shemo korektorja s filtrom v povratni veji s slike 2.9 in jo primerjamo s sistemom s slike 2.3 vidimo, da člen $R_{(z)} z^g$ opravlja popolnoma enako funkcijo kot člen $S_{(z)} z^k$. Edina večja razlika med predstavljenima blokovnima shemama je inverzna funkcija člena $R_{(z)} z^g$ pred prvim seštevalnikom.

Pri določenih pogojih vpliva člena $1/R_{(z)}$, ki ga le-ta ima na referenčni signal u_{ref} , ni treba odpravljati. Osnovni pogoj zahteva, da ima digitalno generiran signal u_{ref} točno določeno in omejeno vsebino višjeharmonskih komponent ali v idealnem primeru zgolj osnovno harmonsko komponento (slika 2.10). Dodaten pogoj, ki ga mora referenčni signal



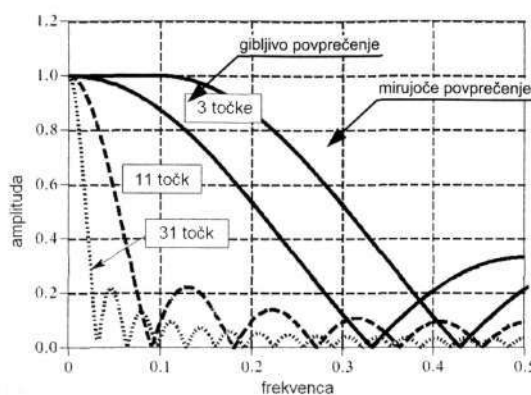
Slika 2.12: Modificiran filter na izhodu PWM ojačevalnika



Slika 2.13: Frekvenčni odziv modificiranega filtra

Naslednji pomemben parameter korekcijskega vezja je funkcija $Q_{(z)}$ periodičnega integratorja $I_{(z)}$, za katero je bila izbrana konstanta, ki se ji da v eksperimentalnem modelu spreminjati vrednost (tudi med delovanjem).

Preostane le opis korekcijskega člena $R_{(z)}$ v povratni veji, ki povpreči zajeti signal na določeno število vzorcev (M). Naj poudarim, da to ni gibljivo povprečenje s premikajočim oknom (dolžine M), temveč mirujoče povprečenje na število vzorcev M , ki se obnaša kot člen za (navidezno) zmanjševanje števila vzorcev (angl. *Downsample* člen), ki hkrati izloči iz signala (oziroma M vzorcev) vpliv višjefrekvenčnega naključnega šuma. Člen za (navidezno) zmanjševanje števila vzorcev lahko primerjamo z zelo neučinkovitim filtrom s položno karakteristiko. Za orientacijo je na sliki 2.14 prikazan frekvenčni odziv člena z gibljivim povprečenjem na 3, 11 in 31 točk in člena z mirujočim povprečenjem, ki ima podoben odziv, le da je njegova zgornja frekvenčna meja višja.



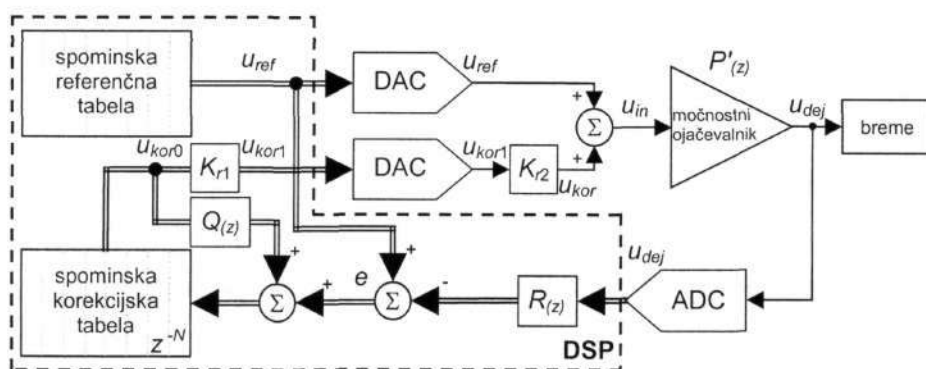
Slika 2.14: Frekvenčni odzivi gladilnega člena z gibljivim in mirujočim povprečenjem z različnim številom točk

Naj na tem mestu opomnim, da je filter z gibljivim povprečenjem najbolj običajen in pogost filter v DSP mikrokrmilniških aplikacijah, predvsem ker je najlažji za razumevanje in uporabo. Kljub svoji preprostosti pa je optimalen za zelo pogosto nalogo: odpravljanje naključnega šuma ob sočasnem ohranjanju hitrega odziva. To dvoje ga naredi za najboljši gladilni člen (z vidika učinka, ki ga ima na signal v časovnem prostoru). Kljub temu pa je gibljivo povprečenje zaradi oblike frekvenčne karakteristike zelo neučinkovit filter, če ga sploh lahko tako poimenujemo (z vidika učinka na signale v frekvenčnem prostoru), z zelo majhno sposobnostjo ločevanja frekvenčnih pasov.

3 Realizacija in problematika korekcijskega člena

V prejšnjih poglavjih opisani korekcijski postopek je predstavnik periodične korekcije, ki temelji na delovanju N (oziroma M , če verno sledim oznakam iz prejšnjega poglavja; razlika je še enkrat prikazana v nadaljevanju) proporcionalnih členov $Q(z)$ s končnim integralnim delovanjem (glej poglavje 2.1), od katerih vsak skrbi za pravilno obliko t.j. zmanjšanje pogreška e na n -tem (oziroma m -tem) intervalu izhodnega signala. Primeren je za korigiranje periodičnih signalov, ki od želene vrednosti odstopajo po amplitudi in/ali po faznem kotu oziroma ko korigirani signal vsebuje motnje s periodo osnovne harmonske komponente.

Za pomoč pri razlagi korekcijskega principa se bom na začetku oprl na sistem, narisano na sliki 3.1, ki je sestavljen iz dajalnika referenčnega signala u_{ref} , dajalnika korekcijskega signala u_{kor} , močnostnega ojačevalnika (brez faznega premika in z ojačenjem ena) ter člena za zajemanje trenutne vrednosti izhodnega signala ojačevalnika u_{dej} . Naj še poudarim, da idealizirani sistem za začetek nima nikakršnega člena za (navidežno) zmanjševanje števila vzorcev v povratni veji ($R(z) = 1$ oziroma $N = M$).



Slika 3.1: Poenostavljena blokovna shema korekcijskega sistema

Referenčni signal u_{ref} in korekcijski signal u_{kor} sta generirana s pomočjo DSP mikrokontrolerja in D/A pretvornika [15]. Zaradi poenostavitve nadaljnje razlage korekcijskega postopka predpostavimo, da je celotna osnovna perioda referenčnega signala u_{ref} sestavljena iz $N = 360$ vzorcev.

Naj na tem mestu bralca opozorim še na konstanti K_{r1} in K_{r2} s slike 3.1, ki sta na blokovnih shemah s slik 2.3 ali 2.11 zajeti v proporcionalnem členu s konstanto K_r . Slednji je lahko izveden pred korekcijskim D/A pretvornikom, torej v DSP mikrokontrolerju, kjer množi digitalne korekcijske vrednosti z določenim množilnim faktorjem manjšim od ena, ali pa za A/D pretvornikom, kot uporovni delilnik. Tretja možnost je, da se uporabljata kar obe varianti. Konstanta K_r je v tem primeru produkt K_{r1} in K_{r2} . Vsaka od omenjenih možnosti ima določene

prednosti in slabosti. Notranje množenje omogoča enostavno spreminjanje množilnega faktorja (K_{r1}) med delovanjem, brez potrebe po fizičnem poseganju v vezje. Zunanji uporovni delilnik pa zmanjšuje najmanjši možen amplitudni korak A/D pretvornika (spremembo izhodnega signala napetosti, ki ustreza spremembi najmanj pomembnega bita) vendar zmanjšuje tudi maksimalni razpoložljiv napetostni razpon korekcijskega D/A pretvornika.

Temeljna značilnost korekcijskega principa je, da je osnovna perioda korigiranega dejanskega izhodnega signala razdeljena na M enakih korekcijskih intervalov s časom trajanja $\tau = T_P/M$, kjer je T_P čas trajanja ene osnovne periode signala. Zaradi enostavnosti naj bo teh intervalov $M = N = 360$, torej njihovo število popolnoma sovpada s številom vzorcev v eni periodi referenčnega signala. Poimenujmo jih kar: $N_1, N_2, N_3, \dots, n, \dots, N_{360}$. Čeprav v tem primeru število vzorcev N , iz katerih je sestavljena osnovna perioda referenčnega signala in število korekcijskih intervalov M v eni periodi, sovpadata, to ni pravilo, temveč poenostavitev. Števili sta lahko tudi različni, pod pogojem, da je število vzorcev v eni periodi referenčnega signala celoštevilčni mnogokratnik števila korekcijskih intervalov ($N = x \cdot M$, kjer je $x = 1, 2, 3, \dots$). Primer je podan v nadaljevanju poglavja.

V korekcijskem postopku se v pravkar izvajanjem n -tem intervalu periode, vzorčeni izhodni signal $u_{dej(n)}$ odšteje od pripadajočega intervala vhodnega referenčnega signala $u_{ref(n)}$. Tako izračunani pogrešek n -tega intervala:

$$e_{(n)} = u_{ref(n)} - u_{dej(n)}, \quad (3.1)$$

je shranjen v spominsko korekcijsko tabelo (slika 3.1) za nadaljnjo uporabo (v naslednji korekcijski periodi). Korekcijska tabela ima N (M) spominskih mest, katerih naloga je ohranjanje podatka o vrednostih pogreška e n -tega intervala preteklih period. Izračunani trenutni pogrešek se shrani na n -to mesto. Enak postopek se ponovi za vseh N intervalov.

V naslednji periodi, ko se korekcijski cikel znova prične (ko nastopi nova osnovna perioda), je n -ti interval vhodnega signala v močnostni ojačevalnik enak vsoti referenčnega signala v n -tem intervalu ter n -temu intervalu v prejšnji periodi izračunanega pogreška, pomnoženega s konstantama K_{r1} in K_{r2} :

$$u_{in(n+Tp)} = u_{ref(n+Tp)} + K_{r1} \cdot K_{r2} \cdot e_{(n)} \quad (3.2)$$

ker pa je $u_{ref(n+Tp)} = u_{ref(n)} = u_{ref(n-Tp)} = u_{ref(n-2Tp)}$, se enačba (3.2) spremeni v:

$$u_{in(n+Tp)} = u_{ref(n)} + K_{r1} \cdot K_{r2} \cdot e_{(n)} \quad (3.3)$$

Pogrešek v izvajani periodi je zaradi vpliva močnostnega ojačevalnika enak:

$$e_{(n+Tp)} = u_{ref(n)} - u_{dej(n+Tp)} = u_{ref(n)} - P \cdot u_{in(n+Tp)} = u_{ref(n)} - P \cdot (u_{ref(n)} + K_{r1} \cdot K_{r2} \cdot e_{(n)}) \quad (3.4)$$

oziroma, če produkt $K_{r1} \cdot K_{r2} \cdot e_{(n)}$ podamo s korekcijsko vrednostjo $u_{kor(n)}$:

$$e_{(n+Tp)} = u_{ref(n)} - P \cdot (u_{ref(n)} + u_{kor(n)}) . \quad (3.5)$$

Tako izračunan pogrešek $e_{(n+Tp)}$ je prištet (za vrednost Q skaliranemu) pogrešku predhodne periode (oziroma vrednosti $Q \cdot e_{(n)}$), ki je bil shranjen v spominski tabeli korekcijskih vrednosti (slika 3.1). Na njegovo mesto pa se vpiše pravkar izračunana vsota, ki se bo uporabila šele v naslednji periodi. Iz povedanega sledi:

$$\begin{aligned} u_{kor(n)} &= K_{r1} \cdot K_{r2} \cdot e_{(n)}, \\ u_{kor(n+Tp)} &= K_{r1} \cdot K_{r2} \cdot (e_{(n+Tp)} + Q \cdot e_{(n)}), \\ u_{kor(n+2Tp)} &= K_{r1} \cdot K_{r2} \cdot (e_{(n+2Tp)} + Q \cdot e_{(n+Tp)} + Q^2 \cdot e_{(n)}), \\ u_{kor(n+3Tp)} &= K_{r1} \cdot K_{r2} \cdot (e_{(n+3Tp)} + Q \cdot e_{(n+2Tp)} + Q^2 \cdot e_{(n+Tp)} + Q^3 \cdot e_{(n)}), \end{aligned} \quad (3.6)$$

oziroma:

$$u_{kor(n)} = K_{r1} \cdot K_{r2} \cdot \sum_{i=0}^{i=x} Q^i \cdot e_{(n-(x-i)Tp)} , \quad (3.7)$$

kjer je x število vseh preteklih period. Če za člen $Q_{(z)}$ izberemo proporcionalni člen s konstanto $Q = 1$, iz (3.7) sledi:

$$u_{kor(n)} = K_{r1} \cdot K_{r2} \cdot \sum_{i=0}^{i=x} e_{(n-(x-i)Tp)} . \quad (3.8)$$

pri čemer je x ponovno število vseh period od začetka korekcijskega postopka.

Iz (3.8) lahko sklepamo, da se v tem primeru vsak n -ti korekcijski člen v bistvu res obnaša kot integrator, ki korigira n -ti vzorec oziroma korekcijski interval periodičnega korekcijskega signala (kot je bilo dokazano z enačbo (2.2)). Posamezni n -ti integrator tako sešteva (za vrednost Q skalirane) pogreške e n -tega vzorca vseh preteklih period. Dobljeno vsoto v naslednji periodi na začetku istega vzorca prišteje referenčnemu signalu u_{ref} in pogrešku n -tega intervala predhodne periode. Vsota slednjih dveh je korekcijski signal u_{kor} .

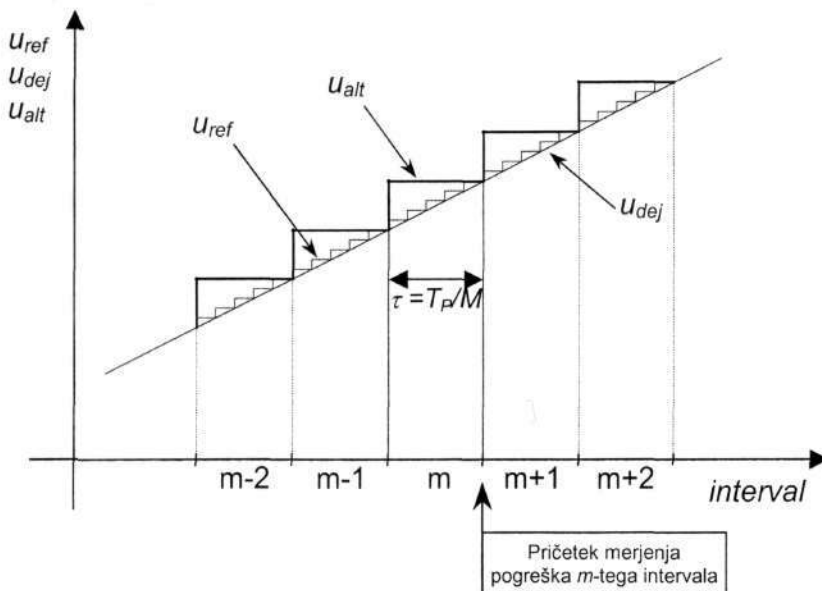
Vzemimo sedaj kot primer, da močnostni ojačevalnik slabi vhodni signal na polovično vrednost, oziroma $P_{(z)} = 1/2$. Za vrednost člena $Q_{(z)}$ ponovno izberimo konstanto ena ter K_r naj bo tudi ena. Močnostni ojačevalnik naj ne povzroča faznega premika in ima konstantno amplitudno-frekvenčno karakteristiko tako, da ne potrebuje kompenzacijskega člena $S_{(z)}$ in prediktivnega člena z^k . Iz zgornjih enačb sledi primer konvergiranja pogreška:

$$\begin{aligned}
 e_{(n)} &= u_{ref(n)} - u_{dej(n)} = u_{ref(n)} - P \cdot u_{ref(n)} = (1-P) \cdot u_{ref(n)} = \frac{1}{2} u_{ref(n)}, \\
 e_{(n+Tp)} &= u_{ref(n)} - u_{dej(n+Tp)} = u_{ref(n)} - P \cdot (u_{ref(n)} + K_r \cdot e_{(n)}) = (1-P)^2 \cdot u_{ref(n)} = \frac{1}{4} u_{ref(n)}, \\
 e_{(n+2Tp)} &= u_{ref(n)} - u_{dej(n+2Tp)} = u_{ref(n)} - P \cdot (u_{ref(n)} + K_r \cdot e_{(n+Tp)}) = (1-P)^3 \cdot u_{ref(n)} = \frac{1}{8} u_{ref(n)},
 \end{aligned}
 \tag{3.9}$$

ki med drugim tudi popolnoma ustreza enačbi (2.6).

To velja v primeru, ko sta signala u_{ref} in u_{kor} sestavljena iz enakega števila vzorcev oziroma, ko je število korekcijskih intervalov enako številu vzorcev, ki sestavljajo osnovno periodo referenčnega signala. Takšno izvajanje korekcijskega postopka pa je relativno redko, kajti v opisanem primeru ne A/D ne D/A pretvorniki niso popolnoma izkoriščeni. V večini primerov sta D/A pretvornika hitrejša od A/D pretvornika, ali pa delovanje zadnjega "upočasnjuje" člen za (navidezno) zmanjševanje števila vzorcev $R_{(z)}$ v povratni veji sistema. Z (navideznim) zmanjšanjem vzorčne frekvence f_s A/D pretvornika se namreč izognemo možnosti zajemanja ter posledično tudi korigiranja višjiharmonskih komponent in s tem frekvenčnemu področju, v katerem je korekcijska zanka nestabilna. Kljub pogoju, da mora biti vzorčna frekvenca f_s dovolj nizka, pa je lahko korekcijski interval τ sestavljen iz večjega števila enakih vzorcev (slika 3.2).

Predpostavimo, da je referenčni signal u_{ref} še vedno sestavljen iz $N = 360$ vzorcev na periodo osnovne harmonske komponente, vendar želimo imeti le $M = 36$ korekcijskih intervalov. Kratek izračun nam pove, da je vsak m -ti interval sestavljen iz desetih vzorcev. Podobne razmere kaže slika 3.2 (le da je tu korekcijski interval zaradi preglednosti sestavljen iz petih vzorcev).



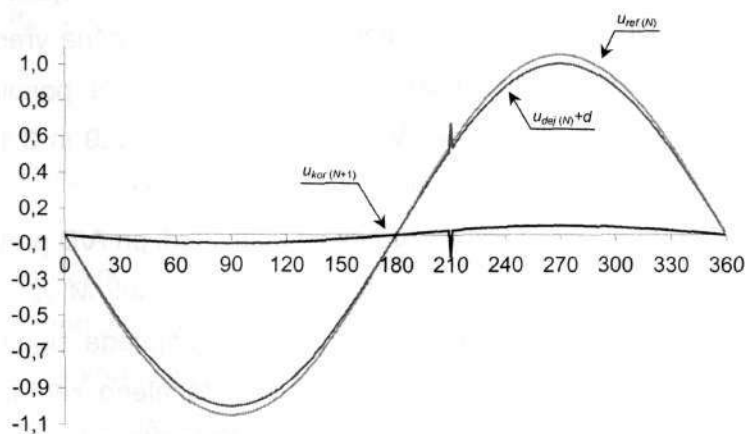
Slika 3.2: Primer referenčnega signala, dejanskega signala in povprečenega signala

V sklopu korekcijskega postopka se v vsakem intervalu m dejanskega izhodnega signala u_{dej} izvede povprečje vrednosti teh desetih vzorcev. Povprečna vrednost, imenujmo jo kar u_{p_dej} , je nato v vseh nadaljnjih izračunih uporabljena kot posplošena vrednost celotnega intervala m (slika 3.2, signal u_{alt}). V blokovnih shemah 2.9 in 3.1 je povprečenje izhodnega dejanskega signala opisano s členom $R_{(z)}$ (poglavje 2.3).

Podoben problem prevelikega števila vzorcev se pojavi tudi pri A/D pretvorbi izhodnega signala. Korekcijski postopek potrebuje za pravilno delovanje zgolj M vzorcev na periodo, torej le toliko, kolikor je povprečenih intervalov dejanskega zajetega signala. Več vzorcev povzroči nadvzorčenje (angl. *Oversampling*), ki je seveda zaželeno zaradi boljše časovne resolucije in manjšega koraka posameznega vzorca referenčnega signala, vendar ni nujno potrebno. Poleg tega je treba tudi vrednosti zajetega signala povprečiti na enakovredno število vzorcev M (glej sliko 3.2 in razlago delovanja člena $R_{(z)}$ v povratni veji korektorja, poglavje 2.2). Temu primerno se spremenijo enačbe (3.1) do (3.9), v katere namesto "trenutnih" vrednosti u na intervalu n vstopajo povprečne vrednosti u_p na intervalu m .

Nadvzorčenje in posledično povprečenje vrednosti v danem intervalu (predvsem zajetega dejanskega signala u_{dej}) ima še prednost v odpravljanju morebitnih visokofrekvenčnih naključnih motenj (belega šuma) v vzorčenem signalu (poglavje 2.3).

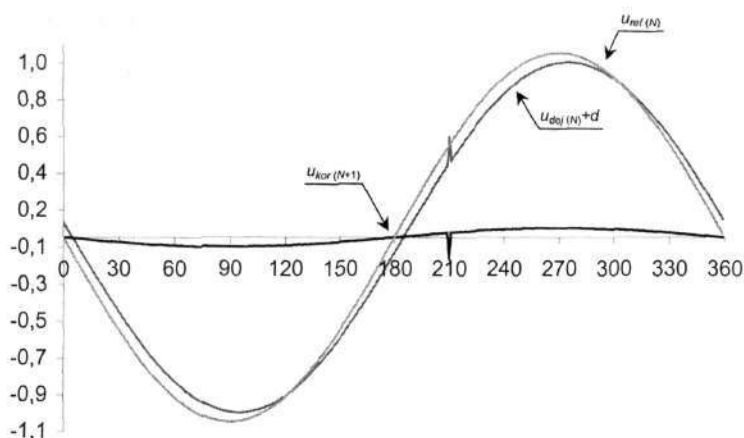
Naslednji primer ponazarja delovanje korekcijskega postopka korak za korakom. Predpostavimo, da se znotraj določenega korekcijskega intervala (sestavljenega iz M vzorcev) v izhodnem signalu pojavlja daljša ali krajša pozitivna motnja s periodo osnovne harmonske komponente, ki zaznavno spremeni povprečno vrednost (M vzorcev) znotraj intervala zajemanega signala u_{dej} oziroma u_{alt} (slika 3.3, amplituda dejanskega signala je za 5 % manjša od amplitude referenčnega signala). S slike je razvidno, da močnostni ojačevalnik v tem primeru le slabi referenčni signal in ne povzroča faznega premika med vhodnim in izhodnim signalom. Izračunan korekcijski signal u_{kor} , ki je razlika referenčnega signala u_{ref} in dejanskega signala u_{dej} , bi posledično imel določeno negativno motnjo (udor) na mestu periodične motnje. V idealnem primeru, ko je fazni premik med vhomom in izhodom sistema enak nič, bi korekcijsko vezje samo s prištevanjem skaliranega korekcijskega signala u_{kor} referenčnemu signalu u_{ref} v nekaj naslednjih periodah (odvisno od konstante K_r) periodično pozitivno motnjo (in amplitudni pogrešek) popolnoma kompenziralo.



Slika 3.3: Referenčni signal, dejanski izhodni signal s pozitivno motnjo in posledični korekcijski signal, ki se bo generiral v naslednji periodi

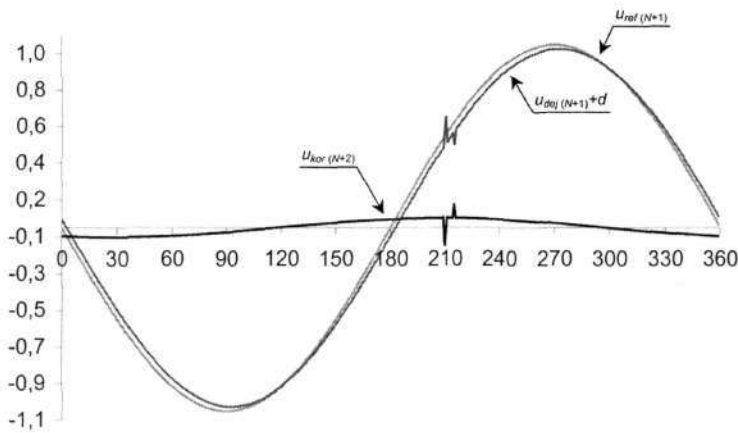
Praktična realizacija predhodno opisanega korekcijskega postopka pa se zaradi neidealnih razmer, v katerih korekcijski člen deluje, nekoliko razlikuje od zgoraj opisanega. Korekcijski postopek zaplete predvsem mrtvi čas t_m močnostnega ojačevalnika, ki fazno premakne izhodni dejanski signal u_{dej} glede na vhodni referenčni signal u_{ref} (ter nekoliko tudi dušenje močnostnega ojačevalnika, ki neenakomerno popači hitre spremembe na vhodnem referenčnem signalu v sistem).

Slika 3.4 kaže referenčni sinusni signal ter odziv sistema z mrtvim časom (oziroma faznim premikom izhodnega signala glede na vhodni referenčni signal) ter dušenjem, ki ima dodano motnjo na tretji četrtini signala (pri kotu 210°). Amplituda izhodnega signala je ponovno za 5 % manjša od amplitude vhodnega signala. Izhodni signal zaostaja 5° za vhodnim signalom.



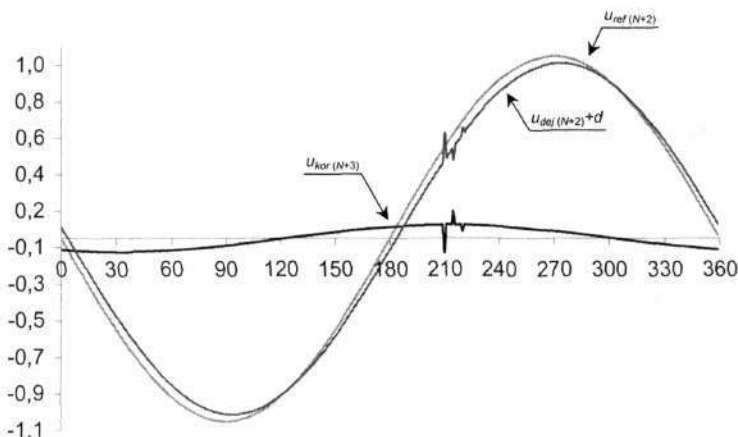
Slika 3.4: Dejanski signal s faznim premikom, dušenjem in motnjo ter pripadajoč korekcijski signal, ki se bo generiral v naslednji periodi

Zaradi prisotnosti faznega premika se spremeni način odpravljanja motnje v dejanskem signalu. Če bi korektor namreč poskušal motnjo odpravljati na način, kot je opisano za primer, ko močnostni ojačevalnik ni imel faznega premika med vhodnim in izhodnim signalom (slika 3.3), bi stanje samo poslabšal. Vsota referenčnega in korekcijskega signala bi imela pravilno obliko, vendar bi bila korekcijska negativna motnja (udor) po prehodu skozi močnostni ojačevalnik (zaradi mrtvega časa t_m) fazno premaknjena oziroma bi zaostajala za resnično motnjo. V izhodnem signalu bi vsota referenčnega in korekcijskega signala tako povzročila novo motnjo nasprotne polaritete (slika 3.5: dejanski signal). Korekcijski člen bi v naslednji periodi tudi to novo motnjo poskušal odpraviti in ob prisotnosti stare motnje, bi korekcijski signal zavzel obliko kot jo kaže slika 3.5.



Slika 3.5 Nepravilno odpravljanje motenj

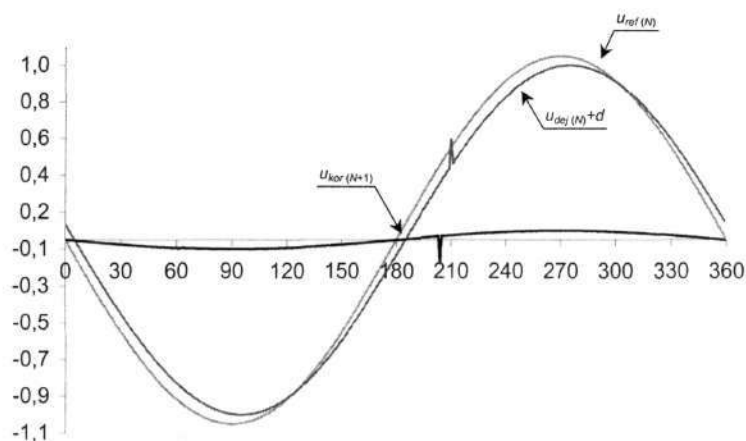
Dejanske razmere pri napačno postavljenem korekcijskem signalu in posledice le-te so prikazane v šestem poglavju (sliki 6.10.a in 6.10.b). Spodnja slika pa kaže naslednji korak oziroma periodo delovanja korekcijskega člena pri nepravilno postavljenem korekcijskem signalu.



Slika 3.6 Naslednji korak pri nepravilni korekciji motnje

Zaradi navedenih dejstev ni primerno popravljati referenčnega signala s korekcijskim signalom na mestu, kjer je prišlo do periodične motnje, ker korekcijski signal (in posledično tudi izhodni signal) začne oscilirati oziroma korekcija postane nestabilna. Preprosta rešitev problema je v fazni premaknitvi korekcijskega signala glede na referenčni signal in to tako, da korekcijski signal (v naslednji periodi) prehiteva dejansko motnjo. Število vzorcev (ali vzorčnih intervalov), za katero mora korekcijski signal prehitevati referenčnega, je premosorazmerno mrtvemu času t_m močnostnega ojačevalnika.

Ob upoštevanju faznega premika dobimo razmere, ki so prikazane na sliki 3.7, na kateri je lepo vidno prehitevanje korekcijske negativne motnje (udora) pri kotu 205° medtem, ko se motnja na dejanskem signalu še vedno pojavlja pri kotu 210° .



Slika 3.7 Popravljen, fazno premaknjen korekcija

Opisani fazni premik izvaja prediktivni člen z^k s sheme na sliki 2.3. (oziroma člen z^g s slike 2.11). Konstanta k je premosorazmerna mrtvemu času t_m močnostnega ojačevalnika.

3.1 Nastavljanje parametrov korektorja

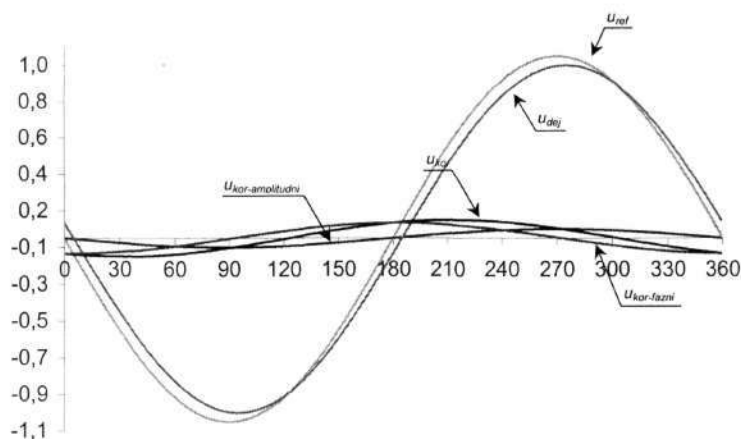
Naslednji dejavnik, ki vpliva na korekcijsko območje in pravilnost delovanja korekcije, je relativna pozicija vzorcev, na katero se shranjujejo vrednosti dejanskega zajetega signala znotraj pripadajoče tabele glede na vrednosti referenčnega signala v referenčni tabeli. S tem ne mislim na medsebojne premike med različnimi tabelami v podatkovnem pomnilniku DSP-ja, ki ponazarjajo oblike signalov, temveč na dejanske ustvarjene fazne premike med

posameznimi signali, shranjenimi v pripadajočih tabelah. Vsi fazni premiki se preračunavajo glede na signal, ki je shranjen v tabeli referenčnih vrednosti.

Za primer vzemimo razmere na sliki 3.8, ki kaže referenčni signal in dejanski signal, ki je po amplitudi za 5 % manjši od referenčnega ter za njim zaostaja za 5° in posledični korekcijski signal, ki je razlika prejšnjih dveh. Korekcijski signal je sestavljen iz prispevka zaradi faznega premika med vhodnim (referenčnim) signalom v sistem in izhodnim (dejanskim) signalom iz sistema ter prispevka zaradi amplitudnega pogoška (dušenja) sistema. Prvi se pojavlja vedno in je odvisen od parametrov močnostnega ojačevalnika.

Če shranjujemo vzorce zajetega izhodnega signala u_{dej} v pripadajočo tabelo na mesto, kjer so se pojavili, bo korekcijski signal vedno fazno premaknjen in bo zaostajal za referenčnim vhodnim signalom. Komponenta korekcije zaradi faznega premika bo vedno prisotna, saj korektor deluje v smeri prilagajanja vsote vhodnega referenčnega signala (ki je nespremenljiv) in korekcijskega signala tako, da bo izhodni signal čim bolj podoben referenčnemu signalu (v tem primeru sinusu brez dodanih višjiharmonskih komponent).

Delno lahko del korekcije zaradi faznega premika vhodnega in izhodnega signala zmanjšamo s shranjevanjem vzorcev zajetega signala v pripadajočo tabelo nekoliko mest naprej glede na njihovo resnično pozicijo oziroma trenutek pojavljanja (vendar še vedno nekaj mest za referenčnim signalom). Ravno to pa je ena izmed funkcij prediktivnega člena z^g , ki se nahaja v povratni veji korektorja s slike 2.11. Koeficient g je izbran tako, da kompenzira fazni premik, ki ga povzročata gladilni člen oziroma člen za (navidezno) zmanjševanje števila vzorcev in močnostni ojačevalnik (poglavje 2.3). Seveda je treba to fazno kompenzacijo upoštevati tudi v izračunih (oziroma poziciji shranjevanja v tabelo) korekcijskega signala.



Slika 3.8: Komponente korekcijskega signala

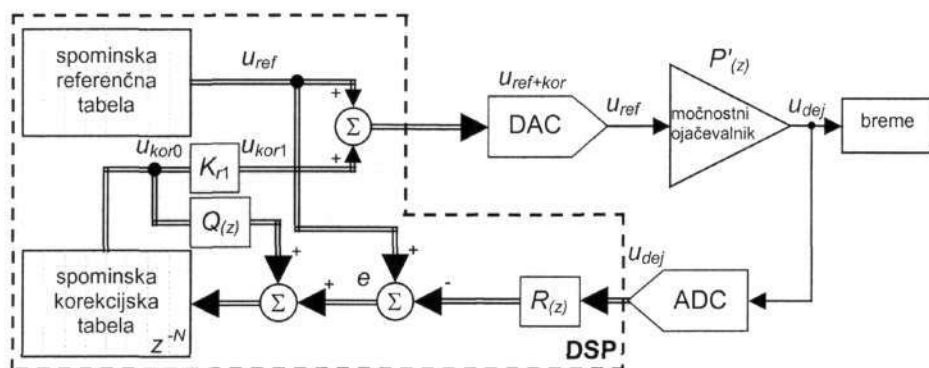
Ravno tako je mogoče zmanjšati na minimum tudi komponento korekcije, ki jo povzroča amplitudni pogrešek močnostnega ojačevalnika, vendar je v tem primeru treba le pravilno nastaviti njegovo ojačenje, ki mora biti čim bližje vrednosti ena.

Opisani dve izboljšavi nimata nikakršnega neposrednega vpliva na kakovost ali na hitrost delovanja korekcije, temveč je z njima mogoče kvečjemu zagotoviti maksimalen razpoložljiv razpon območja korekcijskega signala. V nasprotnem primeru se namreč lahko zgodi, da je sorazmerno velik del izhodnega korekcijskega območja po nepotrebnem zaseden s komponento korekcijskega signala, ki jo povzroča fazni premik med izhodnim in vhodnim signalom v sistem ali netočno nastavljeno ojačenje, zmanjka pa uporabnega korekcijskega območja za uspešno odpravljanje periodične motnje.

3.2 Seštevanje referenčnega in korekcijskega signala

Slika 3.1 kaže blokovno shemo korekcijskega sistema, ki uporablja dva D/A pretvornika za generiranje referenčnega signala u_{ref} in korekcijskega signala u_{kor} , ki ju nato (utežen) zunanji seštevalnik seštevata, njuna vsota pa tvori vhodni signal močnostnega ojačevalnika.

Blokovno shemo alternativnega korekcijskega sistema, ki namesto dveh A/D pretvornikov za oblikovanje vhodnega signala v močnostni ojačevalnik uporablja samo enega, kaže slika 3.9. Seštevane referenčne in korekcijske vrednosti je v tem primeru opravljeno že v DSP mikrokrmilniku.



Slika 3.9: Poenostavljena blokovna shema alternativnega korekcijskega sistema

V primerjavi s sistemom s slike 3.1 ima alternativna vezava določene omejitve, povezane z izhodnim območjem D/A pretvornika. V prejšnjem primeru je vhodno vrednost u_{ref} zagotavljal en D/A pretvornik, ki je imel za zagotavljanje slednje na razpolago svoje

celotno območje. Podobno je veljalo za signal u_{kor} . Sedaj pa je na razpolago le en D/A pretvornik, na katerem se pretvarja vsota obeh signalov; torej odpade na vsak posamezen signal (u_{ref} in u_{kor}) le delež celotnega izhodnega območja pretvornika (recimo pol/pol). Med drugim to pomeni tudi, da je za realizacijo maksimalnega referenčnega signala na razpolago le del (polovica) izhodnega območja D/A pretvornika. Posledično mora imeti tudi močnostni ojačevalnik enkrat večje ojačenje. Drugi del (oziroma polovica) izhodnega območja je na razpolago korekcijskemu signalu.

Alternativna korekcijska shema je primernejša s stališča uporabljenih komponent, saj zahteva pol manj D/A pretvornikov kot shema na sliki 3.1.

3.3 Enosmerna komponenta v korekcijskem signalu in korekcijski člen za njeno odpravljanje

Problem opisanega korekcijskega principa, kot tudi mnogih drugih, je pogrešek zaradi morebitne enosmerne komponente (DC) v izhodnem zajetem signalu u_{dej} . Idealen močnostni ojačevalnik zaradi zasnove ne generira DC komponente, vendar se le-ta lahko pojavi v zajetem signalu zaradi različnih nesimetrij pred ali znotraj A/D pretvornika ali morda celo zaradi neidealnega močnostnega ojačevalnika. V signalu u_{dej} zajeta enosmerna komponenta se namreč po odštevanju od referenčnega signala u_{ref} (ki je ne vsebuje, saj je signal generiran tabelarično) prenese na vhod periodičnega korekcijskega člena $I_{(z)}$. Problem je posebej pereč zaradi integralne narave periodičnega korektorja (glej poglavje 2.1), še posebej, ko je ojačenje nizkoprepustnega filtra $Q_{(z)}$ v povratni veji integralnega člena $I_{(z)}$ enako ena. Tedaj lahko izhod integratorja najhitreje zleze v nasičenje.

Rešitev je odpravljanje enosmerne komponente z integriranjem korekcijskega signala u_{kor} čez eno:

$$u_{DC} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{n=N} u_{kor(n)} \quad (3.1)$$

ali več:

$$u_{DC} = \frac{1}{xN} \sum_{n=0}^{n=xN} u_{kor(n)} \quad (3.2)$$

period [16].

Dokler vsota vzorcev v eni periodi ne preseže maksimalne vrednosti registra, v katerem seštevamo, je smiselno integrirati (oziroma seštevati) vse vzorce v periodi signala.

Če pa nas razmere prisilijo v uporabo seštevanja z dvojno natančnostjo, je smiselno to polno izkoristiti in integrirati čez več period. Če klasični digitalni integrator, ki opravlja integriranje preko periode, pravilno ovrednoti signal in njegove morebitne višjeharmonske komponente, je na njegovem izhodu vedno dejanska enosmerna komponenta korekcijskega signala. Dobljeno enosmerno komponento DSP mikrokontroler odšteje od vseh vrednosti v korekcijski tabeli ter izračunano enosmerno komponento oziroma vrednost integratorja nato še izbriše, da je člen uporaben za ponovno integracijo (slika 2.3).

V zaključku poglavja naj še enkrat omenim parametre korektorja, ki vplivajo na kakovost in odzivnost korekcijskega postopka. Prvi parameter je število korekcijskih intervalov M , od katerega je neposredno odvisna oblika korekcijskega signala u_{kor} in po seštevanju z referenčnim signalom u_{ref} tudi vhodni signal u_{in} v močnostni ojačevalnik. Nato je tu skupno ojačenje oziroma slabljenje $K_r * Q$ proporcionalnih členov, od katerega je odvisna hitrost konvergiranja vhodnega signala u_{in} h končni vrednosti, ki omogoča najmanjše odstopanje izhodnega signala u_{dej} od želene vrednosti. Pravilno mora biti izbrano tudi fazno prehitevanje korekcijskega signala v naslednji periodi (oziroma shranjevanje korekcijskih vrednosti na nekaj mest pred dogodkom). Manjši, vendar zaznaven vpliv ima tudi ločljivost A/D pretvornika, ki pogojuje kakovost dejanskega izhodnega signala v časovno-diskretnem prostoru, ter ločljivost D/A pretvornika, ki pogojuje kakovost generiranja preračunanega korekcijskega signala.

4. Opis strojne opreme za konstrukcijo korektorja

Preden se spustim v podrobnejšo razlago konstrukcije sistema, se moram za trenutek vrniti k zahtevam, ki jih mora izpolnjevati enofazni napetostni in tokovni vir za napajanje (enofaznih) števecv električne energije.

Pet glavnih tehničnih zahtev za napetostni vir, ki so bile podane že v poglavju 1.2, se glasi:

- točnost generirane napetosti mora biti znotraj razreda $r = 0,1$,
- faktor celotnega harmonskega popačenja izhodnega dejanskega signala mora biti nižji od 0,5 % za prvo harmonsko komponento,
- nastavljenost frekvence izhodne napetosti 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).

Vir mora biti sposoben zagotavljati napajalno napetost maksimalno petim števcem električne energije v območju od 25 V do 320 V, kar pa ni neposredno povezano s korekcijskim postopkom, temveč je parameter močnostnega ojačevalnika. Ustrezati mora tudi zahtevi po časovni stabilnosti amplitude generirane izhodne dejanske napetosti, ki mora biti 0,05 % / h ali manj.

Napetostni vir s takšnimi parametri nujno potrebuje zunanjo korekcijsko zanko [17], ki poskrbi za ustrezno korigiranje vhodnega referenčnega signala v močnostni ojačevalnik tako, da izhodni signal ustreza vsem predpisanim zahtevam.

Za umerjanje števecv električne energije pa je poleg napetostnega vira potreben tudi tokovni vir, ki zagotavlja napajanje tokovne veje števca električne energije, ko je le-ta umerjan v fantomski vezavi. Tudi ta vir mora izpolnjevati enake zahteve, kot so podane zgoraj, saj šele oba vira skupaj tvorita zaključeno celoto, torej enofazni kalibracijski vir za umerjanje enofaznih števecv električne energije.

Korekcijski princip za zagotavljanje napetosti in tokov, ki mora delovati tako, da izpolnjujejo že podane zahteve, mora biti tudi odpravljati periodične motnje ter amplitudne pogreške izhodnega signala in morebitne fazne premike. Slednja dva pogreška prištevamo k motnjam s periodo osnovne harmonske komponente.

Umerjevalni enofazni vir mora imeti možnost neodvisnega nastavljanja amplitude napetosti, amplitude toka, faznega premika med njima in nenazadnje frekvence. To pomeni, da morata zanj potekati dva sočasna korekcijska postopka (eden za napetostni del in drugi za tokovni del), ki pa morata biti medsebojno sinhronizirana zaradi zahtev po natančnosti nastavitve faznega premika med tokom in napetostjo.

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

Zaradi že navedenih razlogov in nekaterih drugih (vsebovanih vhodno/izhodnih enot, cene, dobavljalnosti,...), sem se odločil za uporabo zmogljivega DSP procesorja, ki je sposoben istočasno izračunavati korekcijo za oba vira. Takšna rešitev odpravi težave, ki bi nastale zaradi neusklajenega izvajanja dveh samostojnih korekcijskih 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 razreda 0,1 pomeni, da morajo biti D/A pretvorniki sposobni zagotavljati, in A/D pretvorniki zaznavati, najmanjšo spremembo $1/1000$ polnega iznosa 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 je tako majhna ločljivost pretvornikov v sodobnih aplikacijah preživeta, so bili za uporabo v dajalniku referenčnega in korekcijskega signala izbrani hitri 12-bitni D/A pretvorniki. V členu za zajemanje izhodnega dejanskega signala pa je bil izbran 16-bitni A/D pretvornik s hitrostjo 100 kSPS (angl. *Kilo Samples Per Second*).

Z ločljivostjo A/D in D/A pretvornikov je povezano tudi končno celotno harmonsko popačenje izhodnega signala. Večja je ločljivost pretvornikov, manjši bo *THD*. Drugi dejavnik, ki še vpliva na stopnjo popačenja, pa je kakovost korekcijskega postopka.

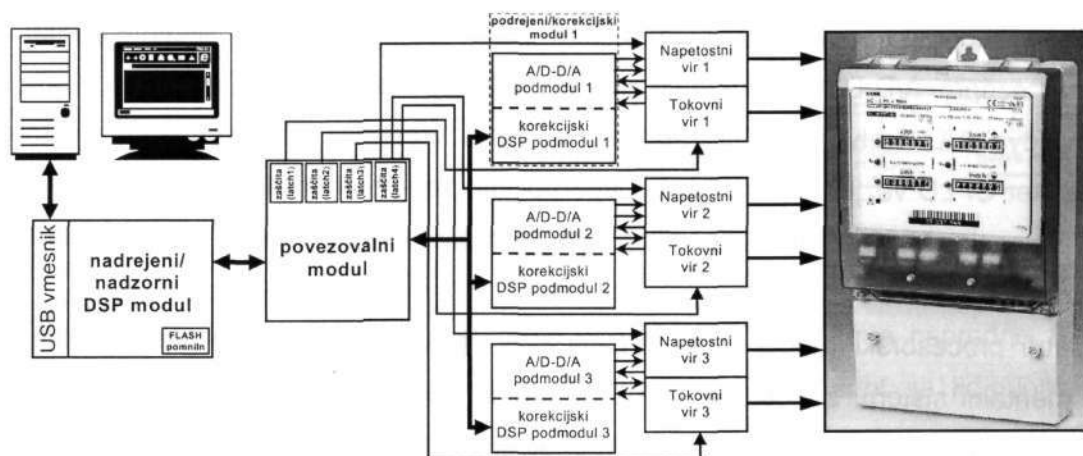
Natančnost nastavitve želene frekvence generiranega signala je odvisna predvsem od programske izvedbe korekcijskega postopka (če je uporabljeno interno generiranje časovne prekinitve), ki poteka v DSP mikrokrmilniku, oziroma od natančnosti zunanega izvora časovne prekinitve. Interno proženje pa je nadalje povezano s frekvenco delovanja DSP-ja in uporabo njegovih vhodno/izhodnih enot ter z najmanjšim možnim korakom nastavitve časovnika. Od programa je odvisno tudi, kako bo DSP mikrokrmilnik generiral višjeharmonske komponente, ki se prištevajo osnovnemu referenčnemu signalu.

Zadnja 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 s spreminjanjem trenutno oddajanega vzorca spreminjati fazni kot med referenčnima signaloma napetosti in toka s korakom po $0,1^\circ$. Desetinko tega kota (oziroma natančnost $0,01^\circ$) pa dosežem s spreminjanjem trenutka osveževanja vezij za zadrževanje stanja pred D/A pretvorniki.

V osnovi so bile zahteve podane za enofazni napetostno/tokovni vir, vendar je bilo že od vsega začetka mišljeno, da se bo le-ta razširil na trifazni sistem za umerjanje tako enofaznih kot trifaznih štirikvadrantnih števec električne energije. Zato sem si eksperimentalni sistem zamislil v obliki treh korekcijskih modulov (slika 4.1) in z nadrejenim nadzornim DSP-jem, ki skrbi za povezano delovanje korekcijskih modulov. Zadnji (sestavljene iz DSP podmodula in A/D-D/A podmodula) so samostojno delujoči, ker lahko zagotavljajo korekcijo eni napetostni in eni tokovni fazi brez dodatnih posegov vanje (ob pravilni nastavitvi začetnih parametrov korekcije) in z možnostjo izbire notranjega ali zunanega prekinitvenega izvora, ki je zadolžen za generiranje želene frekvence.

V nadaljevanju magistrskega dela je večina rešitev opisanih ravno na primeru trifaznega umerjevalnega vira, ker se delovanje slednjega nekoliko razlikuje od delovanja posameznega korekcijskega modula. Del korekcijskega postopka, ki ni neposredno povezan z izračunavanjem korekcije, se za trifazni vir namreč prenese na četrti nadrejeni/nadzorni DSP mikrokrmilnik v katerem poteka:

- generiranje referenčnega signala z morebitnimi višjeharmonskimi komponentami,
- generiranje osnovnega takta delovanja in
- nadzor zaščit vseh treh napetostnih virov in treh tokovnih virov.



Slika 4.1: Zasnova trifaznega korekcijskega sistema za umerjanje števec električne energije

4.1 Pregled gradnikov korekcijskega sistema

V naslednjih petih poglavjih so na kratko predstavljena najpomembnejša integrirana vezja, ki so nujno potrebna za delovanje posameznih korekcijskih in komunikacijskih sklopov. Nadaljnja poglavja pa natančneje opisujejo delovanje posameznega sklopa in njegovo vlogo v sistemu kot celoti ter medsebojno povezavo sklopov.

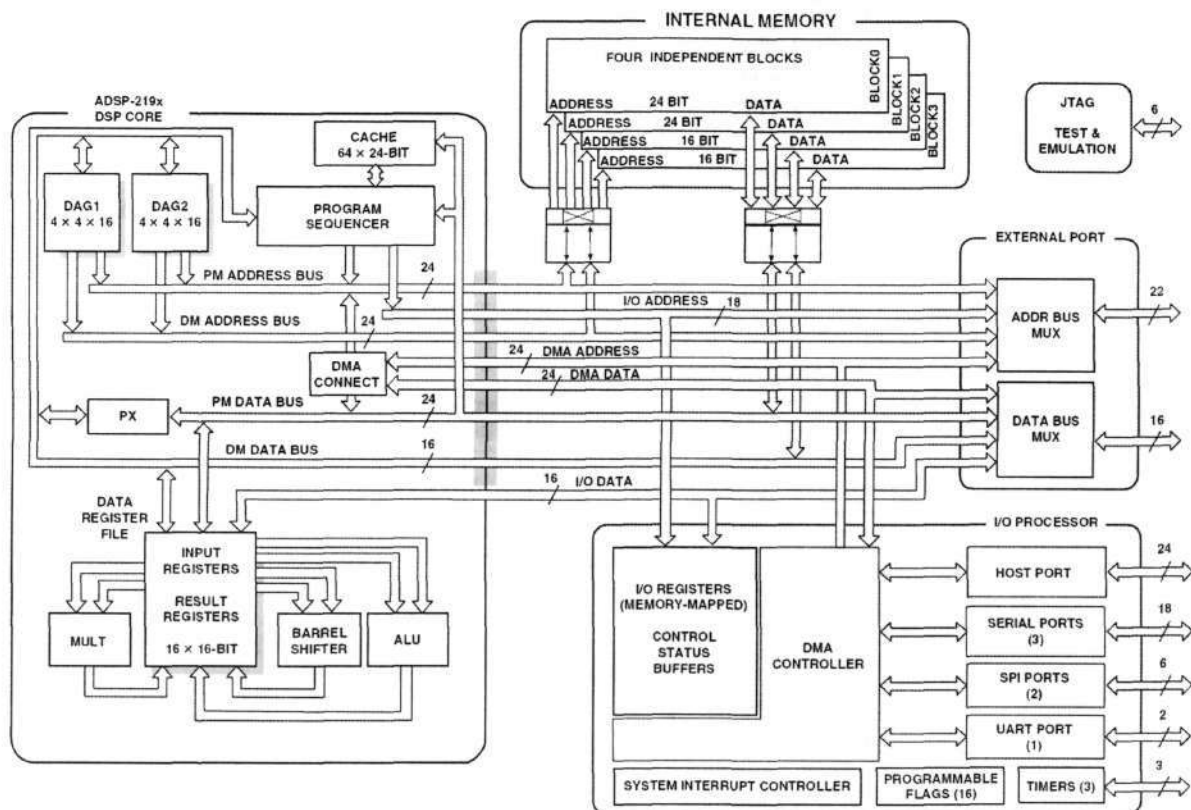
V postopku korekcije in nadzora delovanja sistema ter pri komunikaciji z zunanjim svetom so udeleženi štiri DSP mikrokrmilniki ADSP-2191 (slika 4.1 ali 4.18). Trije opravljajo izračun korekcije (nahajajo se na korekcijskih DSP podmodulih), četrti pa skrbi za pravilno delovanje sistema, za sinhronizacijo podrejenih/korekcijskih podmodulov in za komunikacijo med podrejenimi DSP mikrokrmilniki ter zunanjim svetom.

Elektronsko vezje za zagotavljanje referenčnih in korekcijskih vrednosti trem napetostnim in trem tokovnim virom je sestavljeno modularno. Posamezni podrejeni/korekcijski modul (sestavljeno iz korekcijskega mikrokrmilniškega podmodula in A/D-D/A podmodula) je zasnovan tako, da zagotavlja vsoto referenčne in korekcijske vrednosti posameznemu tokovnemu viru (uporabljena je blokovna shema korekcijskega sistema s slike 3.9, kajti korekcija toka je manj zahtevna) ter referenčno in posebej korekcijsko vrednost napetostnemu viru (blokovna shema korekcijskega sistema s slike 3.1). Na posameznem A/D-D/A podmodulu so trije D/A pretvorniki za generiranje navedenih signalov, dva A/D pretvornika, ki zajemata trenutne vrednosti izhodnega signala toka in napetosti ter CPLD vezje, ki je večinoma uporabljeno kot enkoder ali dekoder naslovnih linij ter kot vmesnik, ki opravlja različne logične operacije z vhodnimi in izhodnimi krmilnimi signali za pretvornike.

Četrti procesorski modul (brez A/D in D/A pretvornikov), ki še sestavlja omenjeni eksperimentalni sistem, zagotavlja signal za proženje časovno enakomerno porazdeljenih prekinitev preostalim DSP mikrokrmilnikom in sinhronizira vse module na želeno frekvenco. Nadalje skrbi tudi za komunikacijo med mikrokrmilniki, oziroma za pošiljanje različnih vrednosti spremenljivk podrejenim mikrokrmilnikom, ki jih korekcijski programi potrebujejo za pravilno delovanje. Integrirani USB vmesnik, ki se ravno tako nahaja na nadrejeni/nadzorni kartici, omogoča uporabniku nadzor nad potekom procesov v sistemu preko osebnega računalnika.

4.1.1. Digitalni signalni mikrokrmilnik ADSP-2191

Digitalni signalni mikrokrmilnik ADSP-2191M proizvajalca *Analog Devices* [18] je predviden za širok spekter aplikacij, ki zahtevajo obdelavo digitalnih signalov in hitre logične ter matematične operacije nad numeričnimi podatki v celoštevilčnem formatu.



Slika 4.2: Zgradba digitalnega signalnega mikrokrmilnika

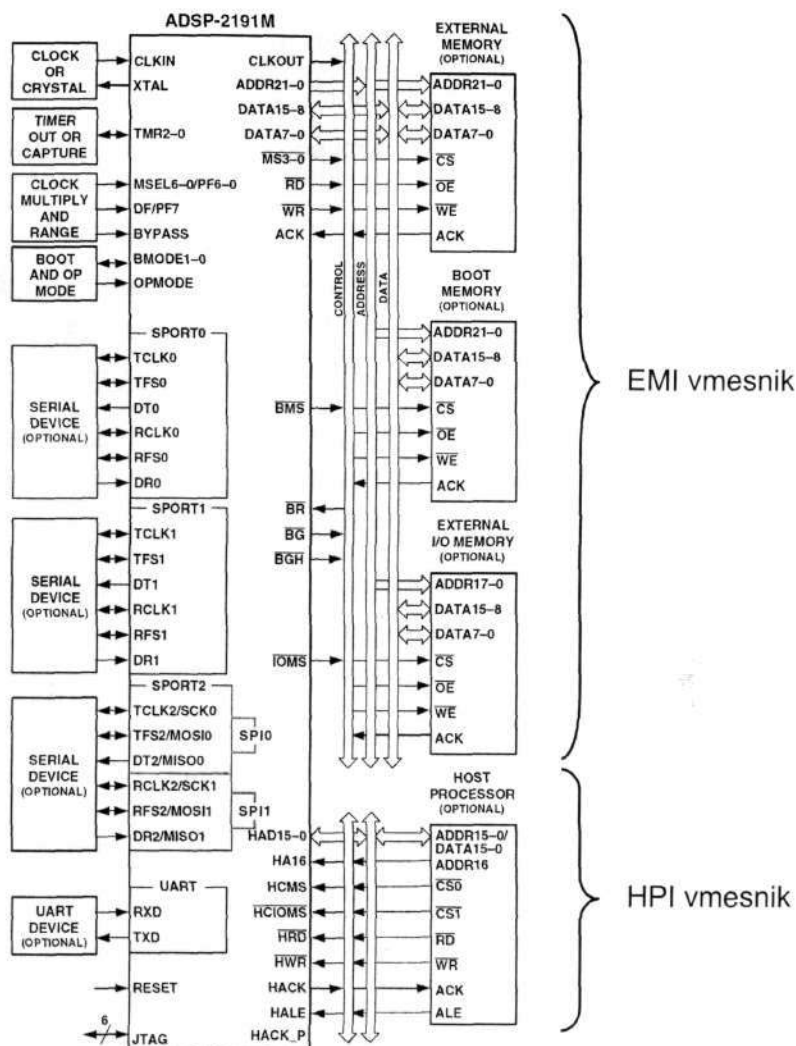
DSP mikrokrmilnik, katerega notranjo zgradbo vidimo na sliki 4.2, ima napredno 16-bitno arhitekturo jedra in vsebuje množico vhodno/izhodnih perifernih enot za komunikacijo z zunanjimi dodanimi elementi. Vhodno/izhodne periferne enote mikrokrmilnika so:

- univerzalna serijska vrata (imenovana SPORT0, SPORT1, SPORT2),
- SPI združljiva sinhronska serijska vrata (imenovana SPI0 in SPI1),
- UART asinhronski vmesnik,
- DMA krnilnik,
- nastavljivi časovniki (TMR0, TMR1 in TMR2) ter
- osem splošno namenskih nožic z nastavljivimi prekinitvami.

Digitalni signalni mikrokrmilnik poleg naštetega vsebuje tudi dva zelo pomembna razširitvena vmesnika (slika 4.3), ki sta zaradi funkcije, ki jo imata v sistemu, še posebej izčrpno opisana. Ta dva vmesnika sta:

- HPI vmesnik (angl. *Host Port Interface*) oziroma gostiteljski vmesnik in

- EMI vmesnik (angl. *External Port Interface*) oziroma razširitveni vmesnik.

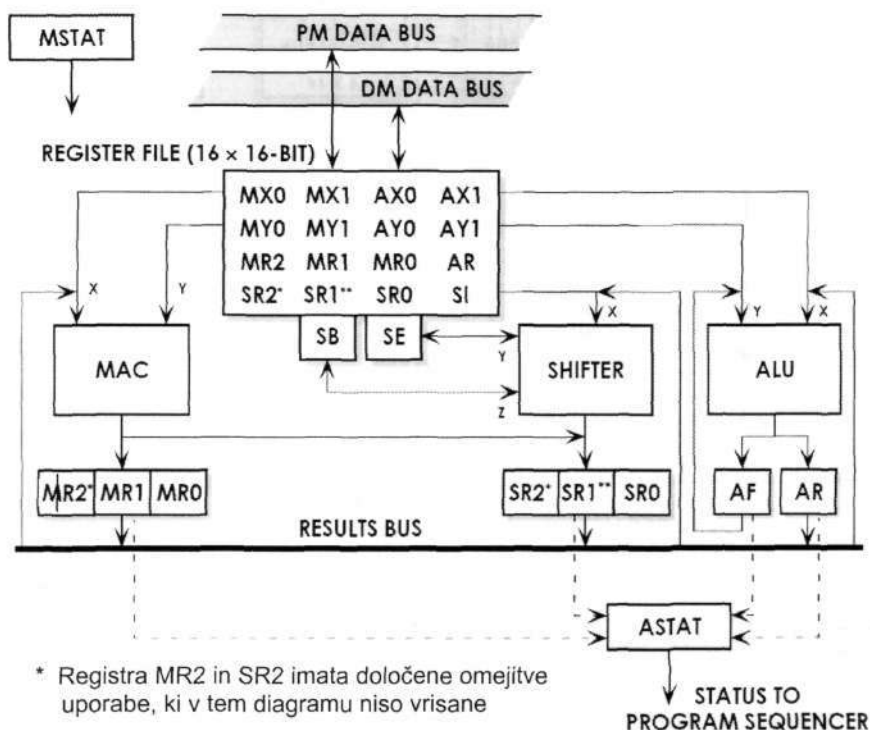


Slika 4.3: Zunanja vodila digitalnega signalnega mikrokrmilnika

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. Kljub temu ima DSP mikrokrmilnik predvidene še dodatne varčevalne načine delovanja, ki spravijo mikrokrmilnik v stanja še nižje porabe (*Idle Mode* in *Sleep Mode*). Vgrajena PLL enota omogoča tudi spreminjanje množilnega faktorja osnovnega urinega takta med delovanjem mikrokrmilnika.

Slika 4.4 kaže podatkovne registre, ki se lahko uporabljajo kot vhodi v aritmetično logično enoto (ALU), množilno seštevalno enoto (MAC - *Multiply and Accumulate*) in premikalno enoto (SHIFTER) ter njihove medsebojne povezave. Naj povem še, da ima ADSP-2191 tudi sekundarni nabor vseh omenjenih registrov, ki so popolnoma neodvisni od

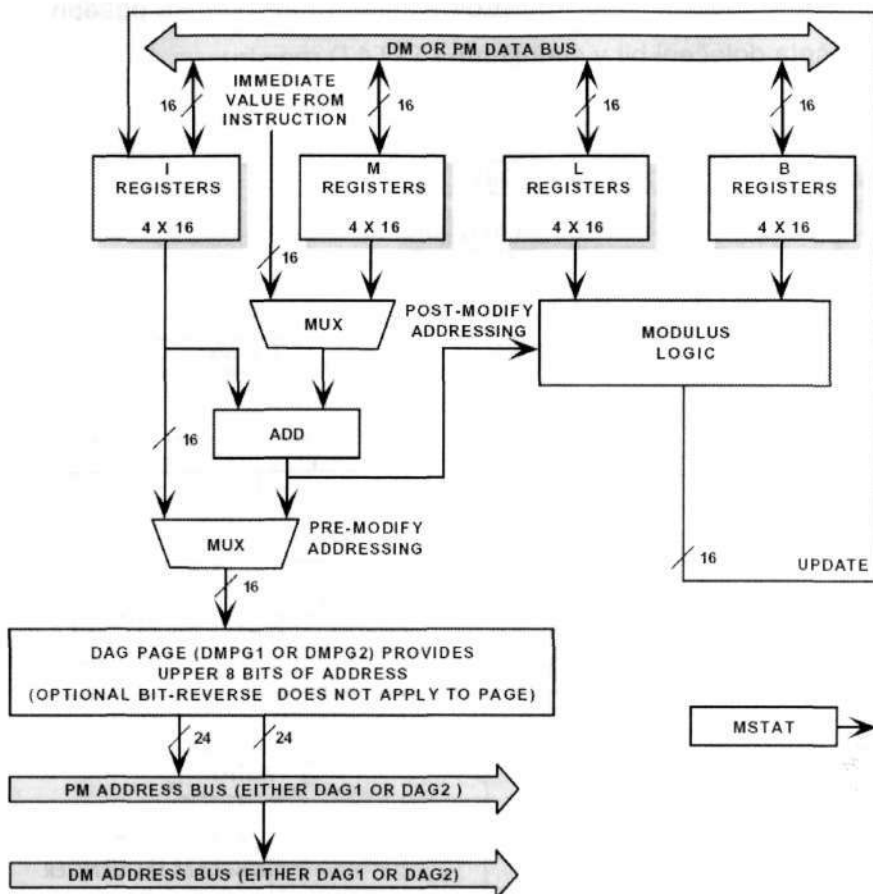
primarnega nabora. Sekundarni nabor registrov se aktivira in izklopi s posebnima ukazoma, ki postavljata ali brišeta določeni bit v statusnem (ASTAT) registru.



Slika 4.4: Podatkovni registri DSP mikrokrmilnika

Slika 4.5 pojasnjuje vse registre DAG (angl. *Data Address Generator*) enote, ki so potrebni za različne načine naslavljanja podatkov v notranjem ali v zunanjem pomnilniku. DSP mikrokrmilnik ima dve DAG enoti: prvo in drugo (DAG1, DAG2). Vsaka obsega štiri komplete registrov, od katerih vsakega sestavljajo: indeksni register I (*Index*), ki določa naslov podatka, register odklona M (*Modify*) ter register dolžine tabele L (*Length*) in osnovnega naslova tabele B (*Base Address*), ki se uporabljata samo pri krožnih registrih oziroma pri krožnem naslavljanju, ki je posebej primerno za oblikovanje in dostopanje do različnih tabel.

Podobno kot pri podatkovnih registrih ima ADSP-2191 sekundarni nabor tudi za vse registre, ki so povezani z naslavljanjem. Ti se ponovno aktivirajo in deaktivirajo s posebnima ukazoma in niso nikakor pogojeni z uporabo sekundarnih podatkovnih registrov.

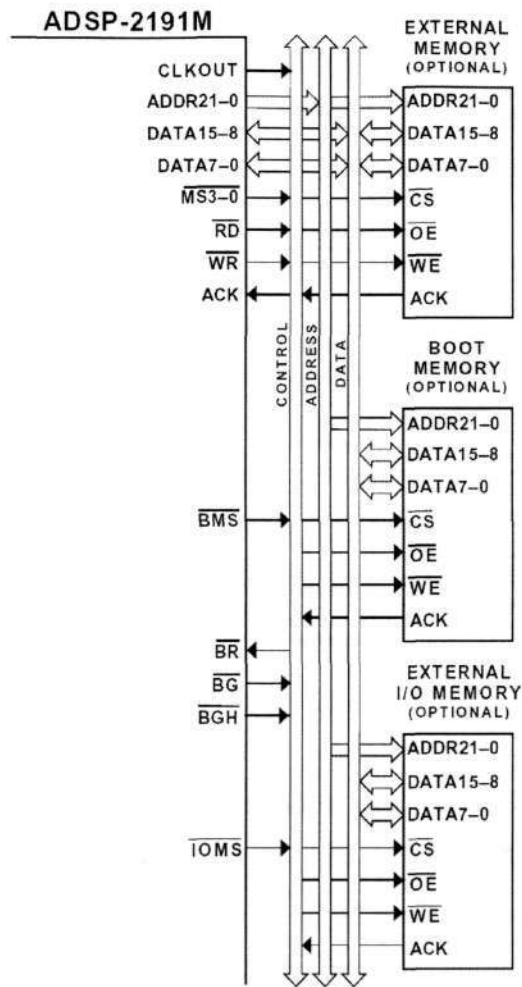


Slika 4.5: Naslovni registri DSP mikrokrmilnika

4.1.1.1 EMI vmesnik

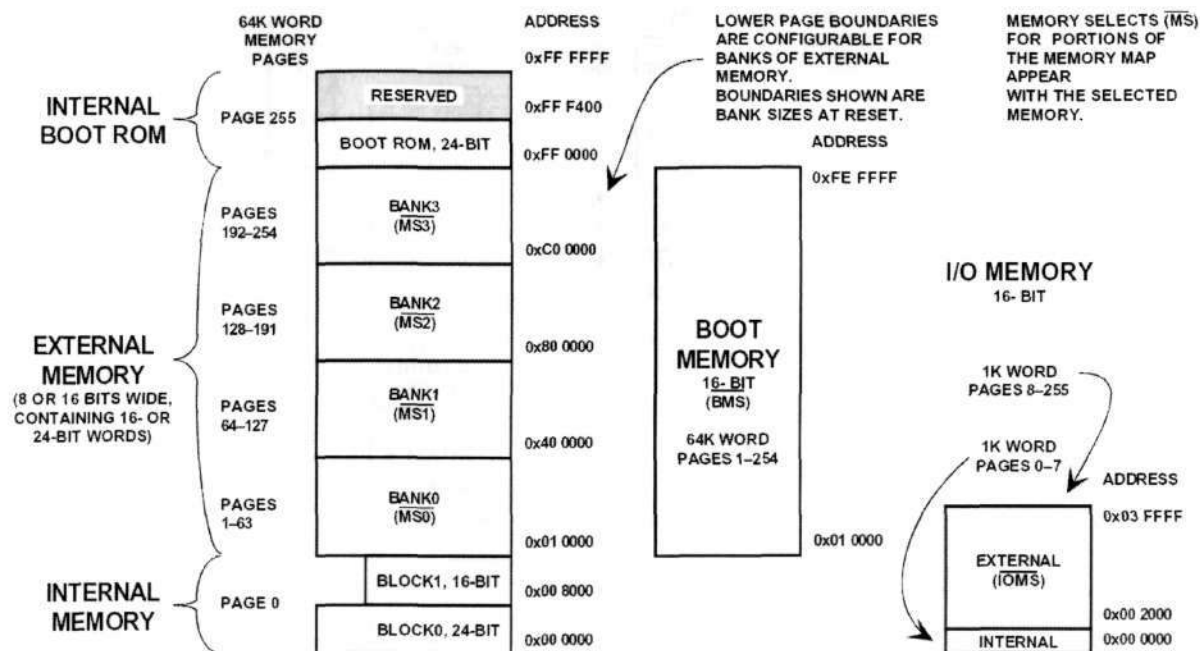
Za razširitev programskega in podatkovnega pomnilniškega prostora digitalnega signalnega mikrokrmilnika se uporablja EMI vmesnik, ki je univerzalni klasični vmesnik z 21-bitnim naslovnim vodilom, 16-bitnim podatkovnim vodilom in s kontrolnimi signali. Vmesnik omogoča različne načine delovanja, ki se določajo s pomočjo pripadajočih kontrolnih registrov in omogoča priključitev številnih različnih pomnilniških enot (slika 4.6) ali drugih paralelnih vezij. Načini delovanja vmesnika [19] so opredeljeni s funkcijami, ki jih imajo zunanje spominske enote in so lahko:

- zunanji podatkovni pomnilnik (angl. *External memory*), ki lahko obsega do 16 M besed,
- zunanji programski pomnilnik (angl. *Boot memory*), ki lahko ravno tako obsega 16 M besed in
- zunanji vhodno/izhodni pomnilnik (angl. *I/O memory*), ki ima funkcijo perifernih enot in razširitve internega RAM-a, sestavlja pa ga 248 blokov po 1 k besed.



Slika 4.6: Zunanja vodila digitalnega signalnega mikrokrmilnika

Notranja organizacija spominske enote je odvisna od njene bitne širine ter od funkcije, ki jo ima ta enota na vodilu. Bitna širina spominske enote oziroma bitna širina podatkovnega vodila je lahko 8 ali 16 bitov. Spominska enota ima lahko funkcijo podatkovnega pomnilnika, kar pomeni, da je ena beseda široka 16 bitov oziroma, da ima funkcijo programskega pomnilnika z bitno širino 24 bitov. Notranjo organizacijo spominske enote si lahko ogledamo na sliki 4.7.



Slika 4.7: Organizacija pomnilnika digitalnega signalnega mikrokrmilnika

Digitalni signalni mikrokrmilnik ima 16-bitno arhitekturo, kar pomeni, da lahko naslavlja 64 k besed podatkovnega pomnilnika. EMI vmesnik pa lahko neposredno naslavlja 4 M lokacij podatkovnega pomnilnika. Če k temu dodamo še štiri dodatne nožice ($\overline{MS0}$ - $\overline{MS3}$) za selekcijo spominskih strani, dobimo 16 M besed (slika 4.7). Teh 16 M besed podatkovnega pomnilnika se nato razdeli na 254 spominskih strani po 64 k besed, kolikor jih lahko jedro procesorja neposredno naslavlja (prva stran je vedno rezervirana za izbiro internega pomnilnika).

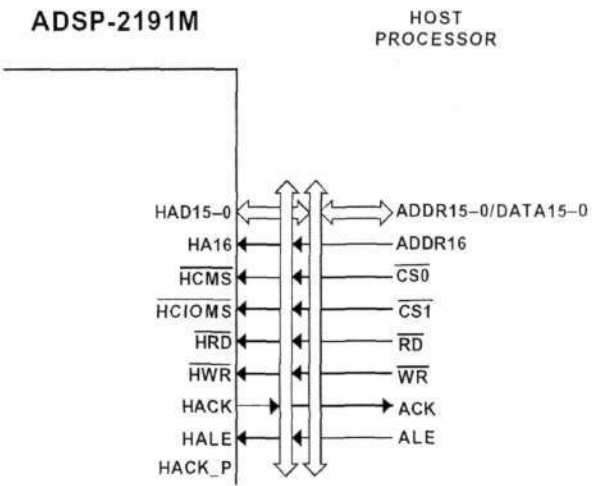
Pri naslavljanju zunanjega programskega pomnilnika oziroma zagonskega (angl. *boot*) pomnilnika ni teh težav, ker je širina programskega števec (angl. *Program Sequencer*) 24 bitov. Z njim lahko jedro naslavlja 16 M besed (slika 4.7). V programskem pomnilniku je lahko shranjena strojna koda ali pa uporabniški podatki.

4.1.1.2 HPI vmesnik

Za povezavo digitalnega signalnega mikrokrmilnika z drugimi (nadrejenimi) enotami je predviden HPI asinhroni vmesnik, ki ima časovno multipleksirano 16-bitno naslovno vodilo in 8-bitno, 16-bitno ali 24-bitno podatkovno vodilo v 16-bitno HAD vodilo (sliki 4.8 in 4.2). Preko HPI vmesnika ima morebitni zunanji nadrejeni mikrokrmilnik dostop do celotnega programskega ter podatkovnega pomnilnika in do 64 strani vhodno/izhodnega pomnilnika, kar praktično omogoča zunanji napravi, da dostopa do skoraj čisto vseh enot digitalnega

signalnega mikrokrmilnika vključno z njegovim jedrom. Pri tem pa ne smemo pozabiti, da HPI vmesnik vpliva na hitrost izvajanja programa digitalnega signalnega mikrokrmilnika, kar je neposredno povezano z zmogljivostjo DSP-ja. V primeru istočasnega dostopa mikrokrmilnikovega jedra in HPI vmesnika do določenega podatka v pomnilniku oziroma ob uporabi skupnih notranjih vodil (slika 4.2) se lahko zgodi, da mora jedro mikrokrmilnika počakati na zaključek dostopa s strani HPI vmesnika. Dostop je zaključen, ko je prenešana zahtevana količina podatkov, ki pa je odvisna od tipa podatka [20].

- Mikrokrmilnik omogoča več načinov prenosa podatkov preko HPI vmesnika, in sicer:
- neposreden prenos podatkov: naslovi se vsaka pomnilniška lokacija posebej in nato se naslovljena pomnilniška lokacija prebere ali pa zapiše,
 - posreden prenos podatkov: del prenosa podatkov (točneje: povečevanje naslova) opravlja DMA (angl. *Direct Memory Access*) pogon podrejenega mikrokrmilnika, kar bistveno pospeši prenos podatkov.



Slika 4.8: HPI vmesnik

Dostopni čas preko HPI vmesnika je odvisen od tipa podatka do katerega dostopamo in od izbranega načina prenosa podatkov. Preglednici 4.8 in 4.9 kažeta potrebno število dostopnih ciklov za prenos enega podatka v odvisnosti od prej omenjenih načinov dostopa.

način prenosa	širina podatkovnega vodila	podatkovni tip	prenos zaključen v	
			številu naslovnih ciklov	številu podatkovnih ciklov
neposreden	8	16	1	2
	8	24	1	3 ali (4)
	16	16	1	1
	16	24	1	2

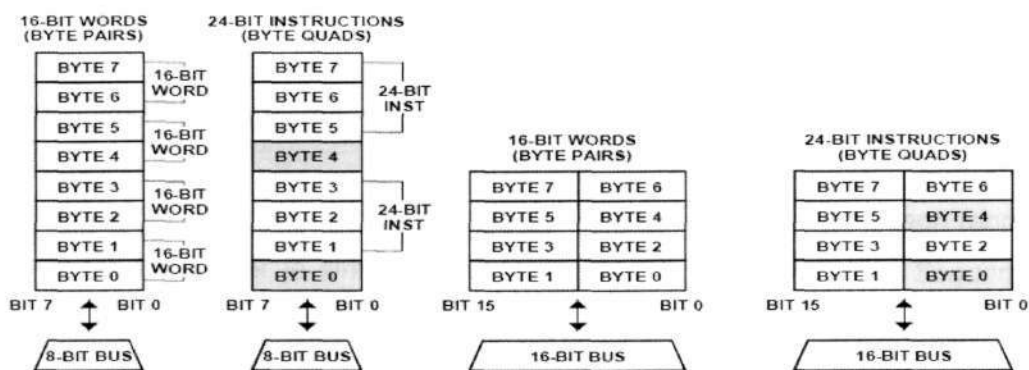
Preglednica 4.1: Neposreden HAD podatkovni prenosi

način prenosa	širina podatkovnega vodila	podatkovni tip	prenos zaključen v	
			številu naslovnih ciklov	številu podatkovnih ciklov
DMA	8	16	0	2
	8	24	0	3 ali (4)
	16	16	0	1
	16	24	0	2

Preglednica 4.2: DMA HAD podatkovni prenosi

Širina zunanjšega naslovno/podatkovnega vodila HPI vmesnika je po resetu mikrokrmilnika vedno nastavljena na 8 bitov. Mogoče pa jo je spremeniti na širino 16 bitov s pomočjo zunanjšega nadrejenega digitalnega signalnega mikrokrmilnika oziroma s pomočjo kateregakoli zunanjšega nadrejenega gostitelja kar preko HPI vmesnika.

HPI vmesnik je organiziran tako, da so notranji podatki vedno 16- ali 24-bitni. Dolžina je odvisna od podatkovnega tipa (programski pomnilnik je namreč 24-bitni zaradi dolžine ukazov, podatkovni pomnilnik pa je 16-bitni). Za pretvorbo podatka iz notranjega 16-bitnega ali 24-bitnega formata v format, ki je primeren za zunanje 8-bitno ali 16-bitno vodilo, poskrbi notranja logika HPI vmesnika, ki je zadolžena tudi za prilagoditev protokola vodil.



Slika 4.9: Organizacija podatkov za prenos preko HAD vodila

Širina naslovnega HPI vodila je vedno 17 bitov (16+1), od katerih je dodatni bit (+1) posebna nožica (imenovana HAD16). Ta nožica dostopa do najpomembnejšega bita (MSB) naslova, katerega preostanek je po HAD vodilu poslan kot podatek. Naslovi na HAD vodilu so desno poravnani.

V primeru, ko ima vodilo izbrano širino 16 bitov in pošiljamo 16-bitni naslov na HPI vmesnik (kot podatek), zadnji bit (LSB) naslovnega vodila ni uporabljen in naslov je premaknjen za en bit v levo [20]. Na zadnje mesto naslova pa pride ničla (ki hkrati pomeni, da se v tem trenutku naslavlja sodi zlog). Premik naslova v levo za en bit je potreben zaradi

8-bitnega HPI vmesnika. Ko se tako prenese ena 16-bitna beseda, sta to v bistvu že dva zaporedna osnovna 8-bitna zloga. Če pa je na 16-bitnem vodilu 24-bitni podatek, potem se mora naslov pomakniti za dva bita v levo. Na njuno mesto se morata vpisati dve ničli. Princip je praktično isti kot v prejšnjem primeru, le da se tokrat v dveh 16-bitnih besedah prenesejo štirje osnovni 8-bitni zlogi. Ponovno je treba posebno pozornost posvetiti poravnavi zlogov.

Pri napačnem naslavljanju določenega tipa podatka logika HPI vmesnika avtomatsko zavrne zahtevek, prenos podatka pa ne steče. Preglednica 4.3 kaže sestavo naslovov na HPI vmesniku za različne tipe podatkov in za različne pomnilniške prostore.

pomnilniški prostor	podatkovni tip	DSP naslov	širina naslovnega vodila
IO	16	{0, 0, HA16, HAD[15:1]}	18 bitov
podatkovni	16	{MPAGE[8:1]*, HA16, HAD[15:1]}	24 bitov
programski	24	{MPAGE[8:0]*, HA16, HAD[15:2]}	24 bitov

*MPAGE je 9 bitov iz Registra podatkovne strani (eng *Direct Page Register*) HPMMR[15:7]

Preglednica 4.3: Sestava naslovov na HAD vodilu

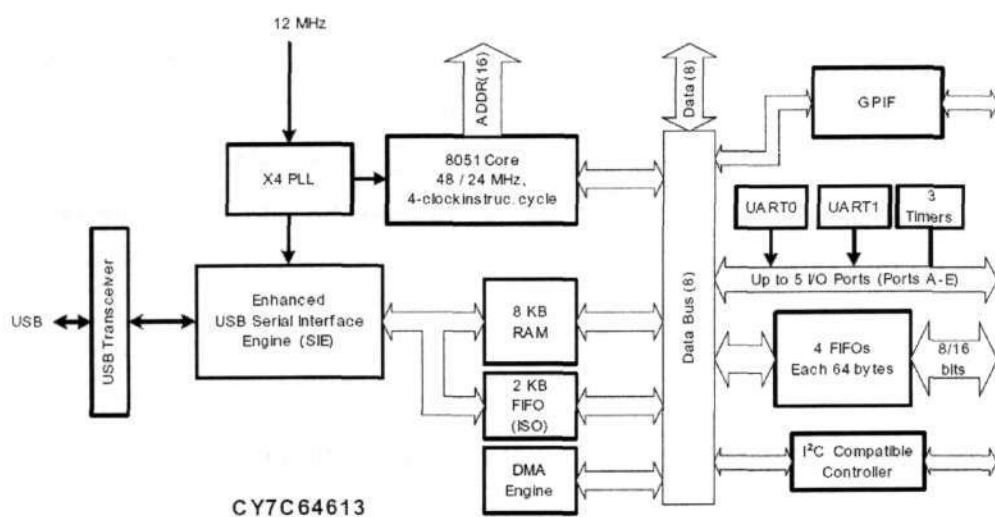
Za lažjo uporabo in konfiguracijo HPI vmesnika se ob resetu zaznajo aktivna stanja kontrolnih HRD, HWR, HALE in HACK signalov ter funkcionalnost HALE in HACK signalov. Aktivna stanja signalov, ki se definirajo ob resetu, so med delovanjem digitalnega signalnega mikrokrmilnika nespremenljiva, spremenljiva pa je funkcionalnost HALE in HACK signalov. HPI vmesniku se lahko nastavi tudi vrstni red, po katerem bo HPI logika razvrstila zloge (*Data Ordering* ter *Endian-ness*) [20].

4.1.2. USB vmesnik CY7C64613 z integriranim mikrokrmilnikom 8051

Cpress-ov CY7C64613 (serije EZ-USB FX) [21] je integriran USB vmesnik/mikrokrmilnik druge generacije (slika 4.10). Oznaka FX pomeni, da je član družine USB vmesnikov, ki so nadgradnja znanega EZ-USB predhodnika in nudi povečan nivo integracije in učinkovitosti. Vmesnik je izdelan v skladu s standardom USB 1.1 in stavi predvsem na svojo univerzalnost in bogato izbiro različnih vhodno/izhodnih enot, ki zajemajo inteligentno USB jedro, izboljššan mikrokrmilnik 8051, 8 kB RAM-a ter hitre in zmogljive vhodno/izhodne vmesnike, medtem ko ohranja skladnost kode v zbirniku s predhodnimi USB vezji iste družine.

Najpomembnejše lastnosti EZ-USB FX vmesnika so:

- ima integriran USB sprejemnik/oddajnik, serijski vmesnik (angl. *Serial Interface Engine* - SIE), izpopolnjen mikroprocesor 8051;
- skladen je z USB 1.1 in z 2.0 USB protokolom,
- programska koda za mikrokrmilnik 8051 se lahko požene iz notranjega ali iz zunanjega RAM-a (koda se lahko naloži v USB vmesnik oziroma mikrokrmilnik: preko USB-ja, iz zunanjega EEPROM-a, ali pa se izvede na mestu iz zunanjega pomnilnika, npr. Flash-a ali iz serijskega EEPROM-a);
- vsebuje integriran, v industriji pogost mikrokrmilnik 8051 z izboljšavami (štirje urini cikli za en inštrukcijski cikel, dva podatkovna kazalca, 3,3 V napajanje, 48 MHz ali 24 MHz urin takt);
- programirljiv vmesnik (angl. *General Programmable InterFace* - GPIF), ki omogoča neposredno (angl. *Glueless*) priključitev na večino 8 ali 16-bitnih vmesnikov;
- integriran I²C vmesnik;
- DMA vmesnik.



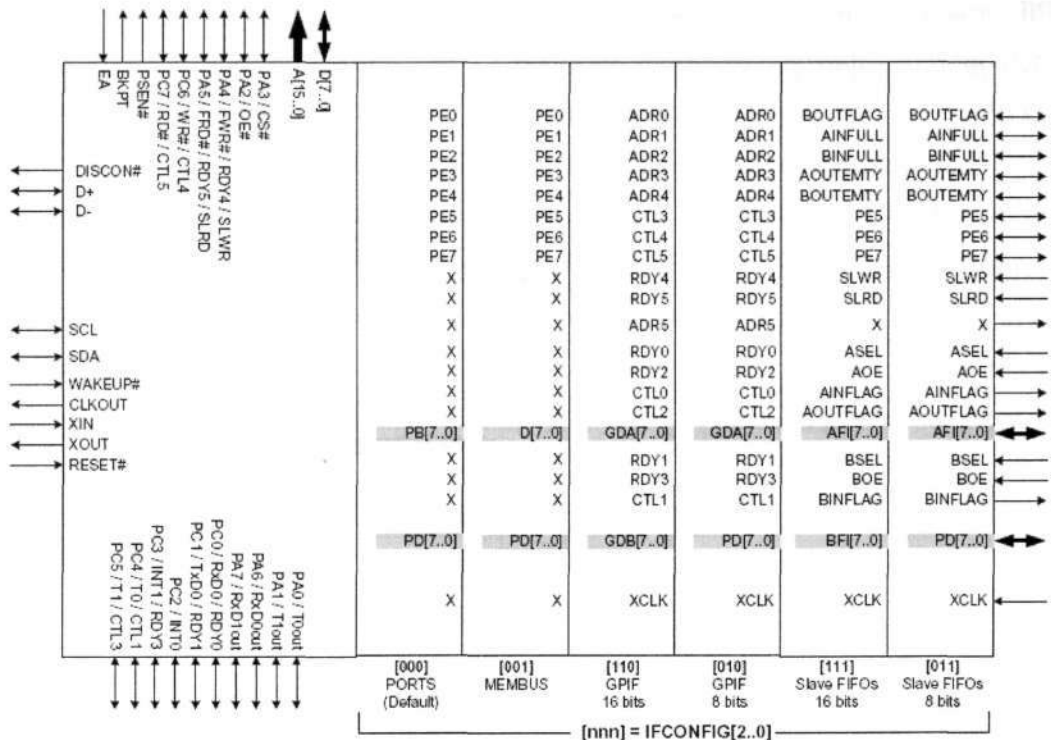
Slika 4.10: Sestava USB integriranega vezja

Integrirani USB vmesnik zmanjša kompleksnost razvoja USB aplikacij in poenostavi izdelavo elektronskih vezij ter skrajša čas razvoja programske opreme. Cypress-ova FX integrirana vezja vsebujejo tovarniško privzete nastavitve splošne USB naprave, ki še dodatno poenostavijo razvoj uporabniške programske opreme. Privzete nastavitve je seveda mogoče po potrebi zamenjati z uporabniškimi. Razširjeni USB vmesnik s pomočjo pomožnih integriranih enot samostojno opravlja skoraj vse naloge, povezane z USB komunikacijo, kar pomeni, da uporabniku ostane na razpolago kar 90 % mikrokrmilniškega časa za morebitne preostale aplikacije [21].

Integrirani *Anchor*-jev mikrokrmilnik 8051 je zaradi hitre ure, ki lahko deluje s frekvenco največ 48 MHz, kar desetkrat zmogljivejši od običajnih mikrokrmilnikov iz družine 8051. Uporablja integrirani podatkovni in programski RAM pomnilnik, v katerega se lahko iz zunanega serijskega pomnilnika ali z gostitelja po USB vodilu naloži uporabniška programska oprema. Z uporabo zunanega RAM pomnilnika pa je možno hitro in enostavno nadgrajevati programsko opremo. Omenjeni mikrokrmilnik 8051 vsebuje:

- dvojna serijska vrata,
- tri časovnike/števce,
- nadzorno logiko za prekinitve in krmiljenje notranjega in zunanega vodila,
- 256 besed notranjega RAM-a.

Vse vhodno/izhodne enote in dodatni razširitveni vmesniki mikrokrmilnika 8051 se nahajajo v njegovem razširjenem podatkovnem prostoru (XRAM), v katerem se nahajajo tudi vse preostale dodatne enote: I²C, FIFO, GPIF, DMA. Zaradi takšne zasnove se omenjeni vmesniki pogosto ne morejo uporabljati hkrati, ker si delijo isto naslovno in podatkovno vodilo oziroma imajo vhodno/izhodne signale na istih nožicah (slika 4.11) [21].



Slika 4.11: Alternativne nastavitve USB nožic

DMA pogon omogoča hitre prenose podatkov med posameznimi vhodno/izhodnimi enotami. Maksimalna hitrost prenosa je 48 MB/s, kar je veliko več kot zmore USB standard 1.1. Z DMA pogonom je mogoče neposredno prenašati podatke iz USB končne točke (angl. *USB endpoint*) preko medpomnilnika na skoraj katerokoli zunanjo enoto vmesnika.

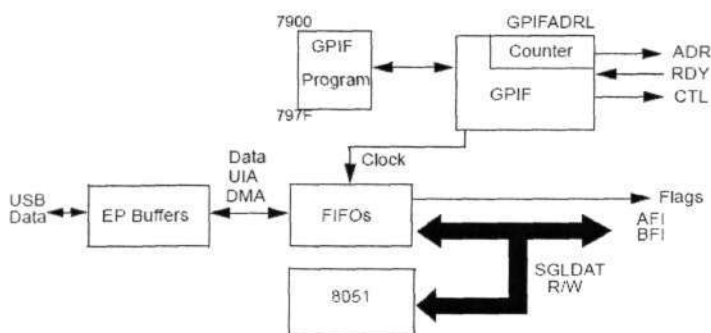
Integrirani FIFO pomnilnik se običajno uporablja v kombinaciji z DMA vmesnikom in služi za prenos podatkov na zunanje enote oziroma iz zunanje enote preko podrejenega FIFO vmesnika v USB enoto.

I²C vmesnik služi za priključitev serijskega zagonskega EEPROM pomnilnika, iz katerega se po potrebi (s pomočjo razširjenega USB vmesnika) naloži program v RAM mikrokontrolerja 8051. V serijskem EEPROM pomnilniku imamo lahko poleg programske opreme shranjene tudi uporabniške nastavitve USB vmesnika. Med delovanjem mikrokontrolerja 8051 se lahko I²C vodilo uporabi za dostop do preostalih enot, ki so priključene na vmesnik.

Preko zunanjega razširitvenega naslovnega in podatkovnega vodila se lahko na USB integrirano vezje priključi zunanji RAM pomnilnik ali pa katerokoli drugo zunanjo vhodno/izhodno enoto, ki uporablja standardna paralelna vodila.

4.1.2.1 GPIF vmesnik

GPIF vmesnik oziroma splošno namenski programirljiv 8- ali 16-bitni paralelni vmesnik (slika 4.12) je namenjen priključitvi na različna vodila oziroma prilagoditvi signalov tem vodilom [21].



Slika 4.12: GPIF vmesnik

GPIF vodilo sestavlja:

- šest naslovnih izhodnih signalov,
- šest krmilnih izhodnih signalov,
- šest krmilnih vhodnih signalov in
- šestnajst vhodno/izhodnih podatkovnih signalov.

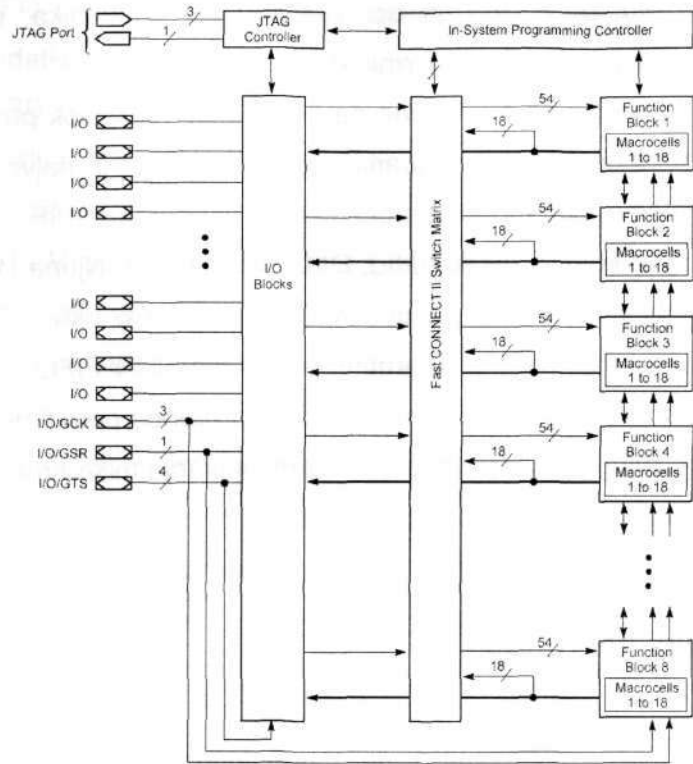
Večina omenjenih signalov si deli nožice na USB integriranem vezju še z ostalimi vmesniki, ki jih ima mikrokontroler 8051 (slika 4.11).

GPIF registri služijo za nadzor in upravljanje GPIF vmesnika, medtem ko GPIF spominske lokacije shranjujejo poteke časovnih diagramov.

GPIF spominske lokacije so razdeljene na štiri bloke, vsak blok pa obsega zaključen časovni diagram. Nadalje so časovni diagrami lahko sestavljeni iz največ sedmih stanj ob zahtevi, da je zadnje stanje mirovno stanje časovnega diagrama. GPIF vmesnik je pogosto kombiniran s FIFO vmesnikom in hkrati tudi z DMA vmesnikom. Njuna kombinacija ustvari kompleksno vhodno/izhodno enoto, ki jo upravljajo štirje makro ukazi. Primer nabora teh štirih makro ukazov bi lahko bil: beri, piši, preberi iz FIFO in piši v FIFO. GPIF s pripadajočo logiko je tako orodje, ki omogoča popolnoma avtomatski prenos podatkov med jedrom USB vmesnika in perifernimi zunanji enotami brez obremenjevanja mikrokrmilnika 8051.

4.1.3 Xilinx XC95144XL CPLD vezje

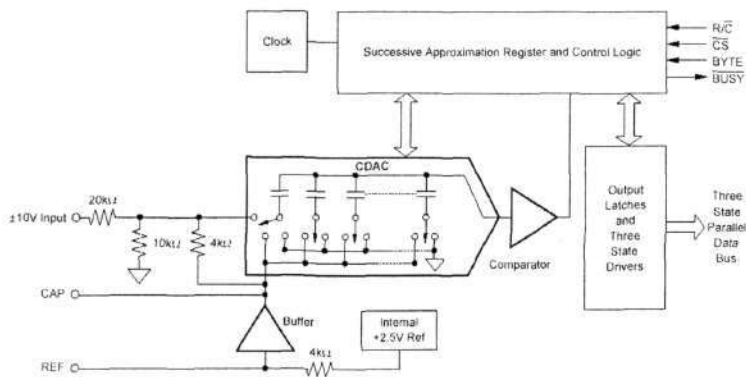
Xilinx-ovo CPLD vezje XC95144XL je namenjeno hitrim aplikacijam v digitalnih sistemih. Vsebuje 144 makrocelic s 3200 vrati z zakasnitvijo (angl. *Propagation Delay*) 5 ns in interno frekvenco urinega takta do 208 MHz. Vse vhodno/izhodne nožice dopuščajo 5 V napetosti na njih in ustrezajo vhodnim signalom napetostnih nivojev 5 V, 3,3 V in 2,5 V, in izhodnim signalom 3,3 V ali 2,5 V, odvisno od napajalne napetosti periferije. Uporabljen program oziroma konfiguracija CPLD vezja je shranjena v notranjem FLASH-u, ki se ga da programirati tudi, ko je že vključen v sistem (angl. *In-system Programming*). Programiranje poteka po standardnem JTAG protokolu s štirimi nožicami in omogoča hiter in enostaven razvoj aplikacij ter možnost spreminjanja delovanja vezja brez potrebe po menjavi čipa ali spreminjanju tiskanine. Značilna arhitektura omenjenega vezja je prikazana na sliki 4.14.



Slika 4.14: Arhitektura XC95144XL

4.1.4 Analogno-digitalni pretvornik ADS7805

Burr-Brown-ov ADS7805 je 16-bitni, 100 kSPS (angl. *Kilo Samples Per Second*) A/Di pretvornik, ki temelji na principu sukcesivnega približevanja [22]. Vhod ima standardni razpon $\pm 10\text{ V}$ pri napajalni napetosti 5 V. A/D pretvornik ima notranjo referenco 2,5 V z lezenjem 8 ppm / $^{\circ}\text{C}$. Maksimalni čas pretvorbe je specficiran na 10 μs , tipičen pa 7,7 μs pri 40 $^{\circ}\text{C}$, ki ga potrjujejo tudi meritve. Za povezavo z mikrokrmilnikom oziroma nadrejeno logiko uporablja 16-bitno paralelno vodilo s tremi krmilnimi signali.



Slika 4.15: Blokovna shema A/D pretvornika

Pričetek pretvorbe:

Pretvorba nove vrednosti se prične s postavitvijo vhodov $\overline{CS}$ in $R/\overline{C}$ na nizek logični nivo za najmanj 40 ns (in največ 7 μ s). Posledično se vzorčevalno-zadrževalno (angl. *Sample-and-hold*) vezje postavi v stanje zadrževanja ter A/D pretvornik začne n -to pretvorbo. $\overline{BUSY}$ signal preide na nizek logičen nivo in ostane tam dokler pretvorba ni zaključena oziroma dokler izhodni register ni osvežen. Podatek bo prenesen na izhodno podatkovno vodilo v dvojiškem komplementu. Prehod $\overline{BUSY}$ signala z logične 0 na logično 1 se lahko porabi za zapahovanje izhodnega podatka. Vsi ukazi za pričetek pretvorbe se ne upoštevajo, dokler je $\overline{BUSY}$ na nizkem nivoju. Signala $\overline{CS}$ in/ali $R/\overline{C}$ se morata vrniti v visoko logično stanje preden se $\overline{BUSY}$ signal postavi na logično 1 ali pa se naslednja pretvorba prične še preden ima vezje za zajemanje in zadrževanje dovolj časa za pridobitev novega vhodnega signala.

Preglednica 4.4 podaja pregled funkcij krmilnih signalov za branje podatkov s podatkovnega vodila A/D pretvornika in za pričetek pretvorbe.

$\overline{CS}$	$R/\overline{C}$	$\overline{BUSY}$	Operacija
1	X	X	Ni operacije. Podatkovno vodilo je v visokoimpedančnem (Hi-Z) stanju
↓	0	1	Začetek n -te pretvorbe. Podatkovno vodilo ostane v Hi-Z stanju
0	↓	1	Začetek n -te pretvorbe. Podatkovno vodilo gre v Hi-Z stanje
0	1	↑	Pretvorba n je zaključena. Veljavni podatki n -te pretvorbe na podatkovnem vodilu.
↓	1	1	Omogoči podatkovno vodilo z veljavnimi podatki iz n -te pretvorbe
↓	1	0	Omogoči podatkovno vodilo z veljavnimi podatki iz $(n-1)$ -te pretvorbe. Pretvorba n še poteka.
0	↑	0	Omogoči podatkovno vodilo z veljavnimi podatki iz $(n-1)$ -te pretvorbe. Pretvorba n še poteka.
0	0	↑	Nova pretvorba se je pričela pred zajemanjem novega signala. Podatek bo neveljaven. $\overline{CS}$ in/ali $R/\overline{C}$ mora(ta) biti na visokem logičnem nivoju, ko gre $\overline{BUSY}$ na visok logičen nivo.
X	X	0	Nov ukaz za pričetek pretvorbe zanemarjen. Pretvorba n v teku.

Preglednica 4.4: Delovanje krmilnih signalov pretvornika

Branje podatka:

ADS7805 ima možnost podajanja pretvorjenega podatka v obliki ene 16-bitne besede ali dveh 8-bitnih, vendar vedno v dvojiškem komplementu. Izbira je odvisna od nivoja na vhodu BYTE. Paralelni izhod bo aktiven, če je signal $R/\overline{C}$ na visokem nivoju in signal $\overline{CS}$ na nizkem. Vse druge kombinacije bodo povzročile visokoimpedančno stanje na izhodu.

- branje po zaključeni pretvorbi:

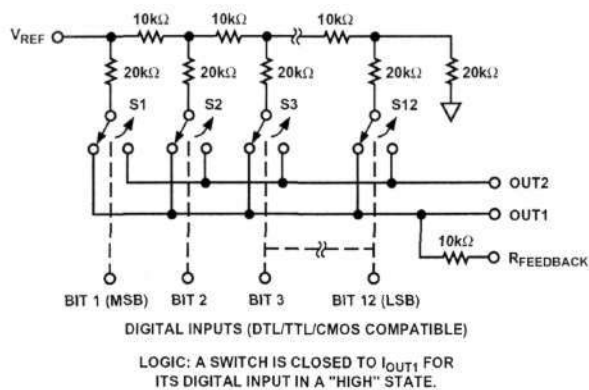
Po zaključeni n -ti pretvorbi in po osveženem izhodnem registru se $\overline{\text{BUSY}}$ signal postavi na visok logični nivo. Veljavni podatki n -te pretvorbe se lahko preberejo s podatkovnega vodila. Pozitivni prehod $\overline{\text{BUSY}}$ signala se lahko uporabi za zapahovanje podatka.

- branje med pretvorbo:

Po pričetku n -te pretvorbe je mogoče brati podatek iz $(n-1)$ -te pretvorbe, ki je aktiven še $7\ \mu\text{s}$ po startu. Po tem času je podatek neveljaven. Ta način obratovanja ni priporočljiv, ker lahko dodaja šum zajetemu signalu in tako vpliva na natančnost pretvorbe naslednjega zajetega signala.

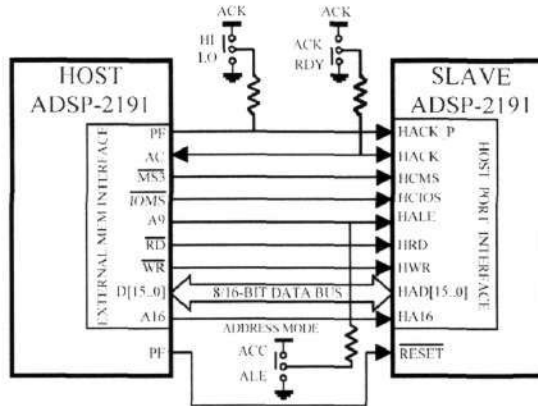
4.1.5 Digitalno-analogni pretvornik AD7541

Analog-Devices-ov AD7541 je 12-biten, hiter D/A pretvornik [23], ki ima podan čas postavitve samo $0,6\ \mu\text{s}$. Značilnost tega D/A pretvornika je, da ima dva protifazna tokovna izhoda. Za pretvorbo tokovnih izhodnih signalov v napetostni signal potrebuje zunanje vezje z operacijskimi ojačevalniki.



Slika 4.16: Poenostavljena notranja zgradba D/A pretvornika

4.2 Povezava med nadrejenim in podrejenimi ADSP mikrokrmilniki



Slika 4.17: Primer predlagane povezave dveh ADSP-2191 mikrokrmilnikov

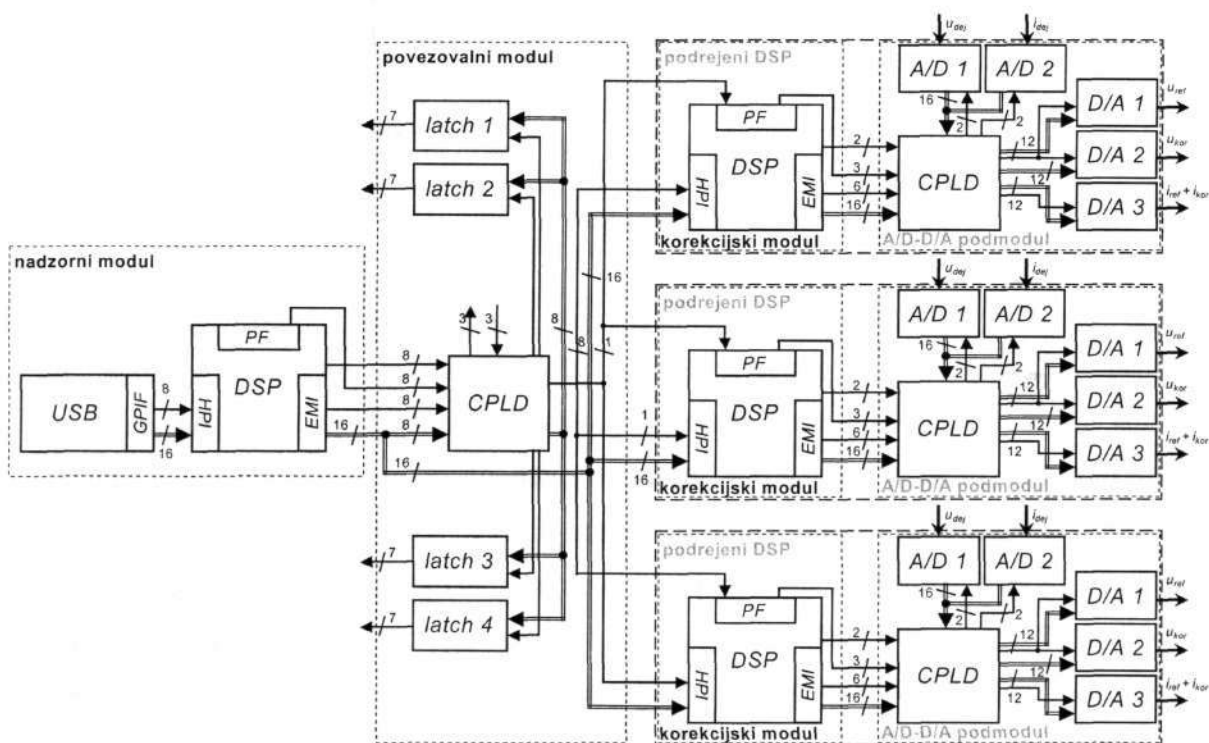
Na sliki 4.17 je prikazana ena izmed možnih izvedb medsebojne povezave dveh enakih DSP mikrokrmilnikov [24]. Podatkovni vodili (EMI vmesnika na strani nadrejenega mikrokrmilnika in HPI vmesnika na strani podrejenega mikrokrmilnika) sta povezani brez vmesnikov. Dokler je sistem sestavljen samo iz dveh mikrokrmilnikov, so lahko tudi vsi krmilni signali povezani neposredno. Funkciji signalov $\overline{RD}$ in $\overline{WR}$ sta znani in ju zaradi njune enostavnosti ne bom razlagal, pomembnejše je razumevanje delovanja ACK signala.

EMI vmesnik in HPI vmesnik običajno delujeta z različnima hitrostma oziroma frekvencama. Frekvenca delovanja EMI vmesnika je nastavljiva, HPI vmesnik pa deluje z najvišjo možno frekvenco, ki jo omejuje samo hitrost delovanja jedra podrejenega mikrokrmilnika. Zaradi različnih časovnih diagramov vmesnikov, mora biti zaključek vseh dogodkov (dogodkov, kot so pisanje naslova in branje ali pisanje podatka na podanem naslovu), sproženih s strani nadzornega mikrokrmilnika, potrjen s strani podrejenega mikrokrmilnika. V podrejenem mikrokrmilniku se namreč vse izvede ob prehodu krmilnih signalov iz aktivnega stanja v neaktivno stanje (torej ob naraščajoči strmini signala). Pošiljanje naslova za dostop do nekega podatka v podatkovnem naslovnem prostoru podrejenega mikrokrmilnika bi tako imelo naslednji potek:

- najprej se postavi signal za izbiro (podatkovnega) pomnilnega prostora (v tem primeru HCMS, lahko pa bi bil tudi HCIOMS, če bi želeli dostopati do IO pomnilniškega prostora),
- HALE signal se postavi na logično 0, kar pomeni, da je podatek, ki se bo pojavil na podatkovnem vodilu, naslov,
- postavi se celotno podatkovno vodilo in nožica HAA16, ki je del naslova,
- $\overline{WR}$ signal se postavi v aktivno stanje (logično 0) in tu obstane dokler ne dobi aktivnega povratnega signala (HACK) s podrejenega mikrokrmilnika na svojo ACK nožico,

- vsi omenjeni signali gredo v obratnem vrstnem redu od naštetega ponovno v neaktivna stanja.

Signali HACK, HACK_P in HALE s slike 4.17 imajo vrisane (angl. *pull-up* ali *pull-down*) upore, ki jim definirajo izhodiščni logični nivo. Ti upori so (ob resetu mikrokrmilnika in v desetih urinih ciklih po njem) pomembni za določanje aktivnega stanja signalov (oziroma uporabe pozitivne ali negativne logike) in za določanje obratovalnega načina HPI vmesnika oziroma načina, kako naj se interpretirajo krmilni signali, predvsem signala ACK in ALE.



Slika 4.18: Blokovna shema trifaznega sistema

Kot sem že omenil v uvodu poglavja, je korekcijski sistem sestavljen iz treh podrejenih in enega nadrejenega mikrokrmilnika (slika 4.18). Nadrejeni/nadzorni mikrokrmilnik je tako kot v primeru s slike 4.17, tudi sedaj povezan s svojim EMI vmesnikom preko podatkovnega vodila na HPI vmesnike vseh treh podrejenih mikrokrmilnikov. Vsi krmilni signali so z nadrejenega mikrokrmilnika na podrejene DSP-je speljani preko CPLD vezja, ki se v grobem obnaša kot demultiplekser: dvosmerne krmilne signale iz nadzornega DSP-ja preusmerja na želen podrejen mikrokrmilnik (slika 4.18). Izbira naslovnika (DSP-ja, kateremu so krmilni signali namenjeni) se opravlja glede na naslov, ki je ob postavitvi podatka (ki je lahko naslov ali podatek) na podatkovnem vodilu, že predhodno prisoten na naslovnem vodilu EMI vmesnika. Naslov na naslovnem vodilu se v kombinaciji z drugimi krmilnimi signali ($\overline{IOMS}$, $\overline{MS0} - \overline{MS3}$, itd.) torej obravnava kot krmilni signal demultiplekserju. Natančnejši opis izvedbe omenjene povezave je podan v poglavju 4.4.

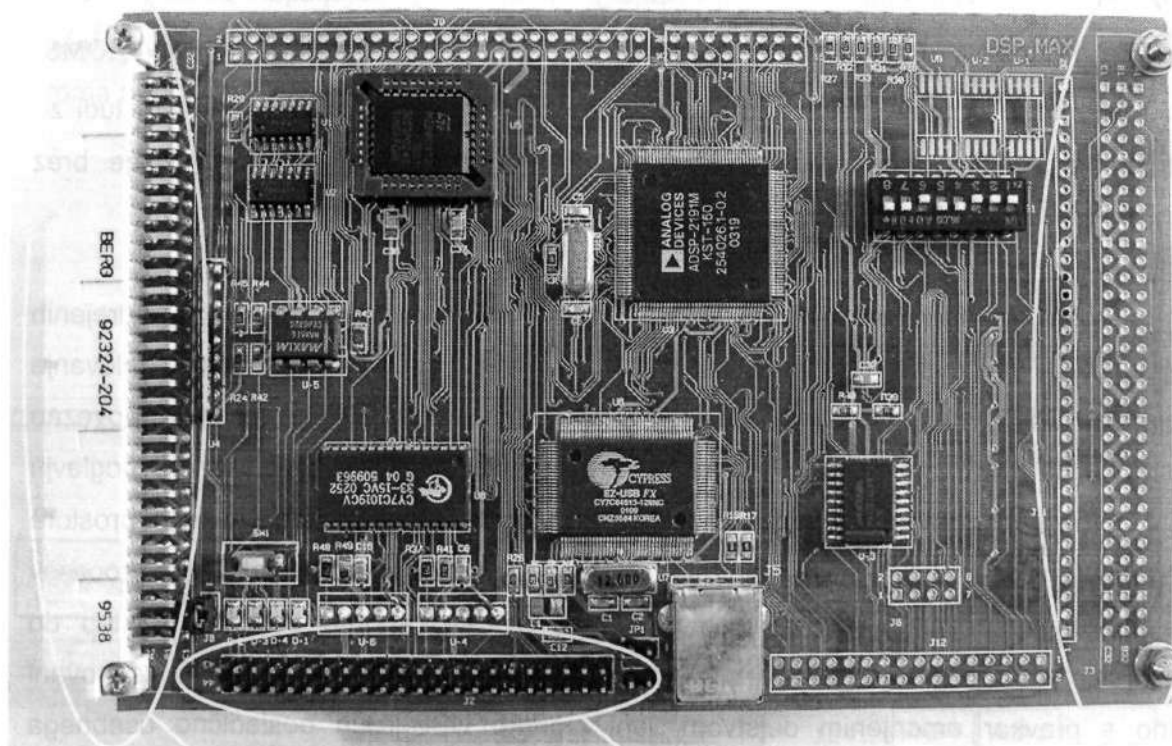
Sistem s slike 4.1 (ali 4.18) med drugim vsebuje tudi vezja za zadrževanje stanja (angl. *Latch*), ki se uporabljajo z zaščitami posameznih napetostnih in tokovnih modulov in se nahajajo na povezovalnem modulu. Ta vezja zagotavljajo samo izhodne signale, namenjene krmiljenju zaščit in izbiri napetostnega in tokovnega območja modulov. Podatkovno vodilo EMI vmesnika je speljano tudi do njih. Krmilni signali za ta vezja so speljani preko CPLD-ja, ki jih glede na naslov, ki se nahaja na naslovnem vodilu in drugih krmilnih signalov ($\overline{IOMS}$, $\overline{MS0} - \overline{MS3}$, itd.), "dostavi" želenemu vezju za zadrževanje stanja. Podobno velja tudi za branje stanja zaščit, katerih signali pa so speljani neposredno na CPLD vezje brez vmesnikov (slika 4.18).

Podobno kot nadrejeni digitalni signalni mikrokrmilnik nadzira delovanje podrejenih DSP-jev preko njihovih HPI vmesnikov, nadzira USB integrirani vmesnik delovanje nadrejenega DSP-ja [25]. USB mikrokrmilnik je namreč s svojim GPIF vmesnikom povezan neposredno na mikrokrmilnikov HPI vmesnik, katerega delovanje je že opisano v poglavju 4.1.2. V praksi to pomeni, da lahko preko USB-ja dostopamo do spominskega prostora nadrejenega mikrokrmilnika, kjer so shranjene spremenljivke za poteke korekcijskih procesov podrejenih mikrokrmilnikov ter do samega jedra DSP-ja, ki ima ponovno dostop do procesorskih jeder preostalih mikrokrmilnikov. Pod pogojem, da so vsi programi zasnovani skladno s pravkar omenjenim dejstvom, lahko preko USB-ja in posledično osebnega računalnika (ki je najvišji člen v nadzorni strukturi) posredno nadziramo potek izvajanja vseh procesov v sistemu in po potrebi tudi posegamo vanje.

Naj na tem mestu omenim, da se fizične izvedbe DSP mikrokrmilniških modulov (nadrejenega/nadzornega in treh podrejenih/korekcijskih podmodulov) oziroma njihove tiskanine med seboj ne razlikujejo. Razlikujejo pa se v integriranih vezjih, ki so prisotna na posamezni tiskanini. Vsi štirje moduli imajo DSP mikrokrmilnik in nekaj obvezne dodatne digitalne logike ter seveda različne priključke in preklopna stikala za izbiro določenih obratovalnih načinov, poteka zagona in množilnega faktorja osnovne frekvence mikrokrmilnika. Vsi štirje moduli imajo tudi vgrajen FLASH pomnilnik, v katerem je shranjen uporabniški program, ki se ob zagonu mikrokrmilnika prenese v njegov notranji programski in podatkovni pomnilnik, od koder se nato tudi izvaja. Nadrejeni/nadzorni modul pa ima dodatno vgrajen še USB mikrokrmilnik ter seveda pripadajoči priključek.

Tiskanina za DSP mikrokrmilniški modul je zasnovana tako, da ima na eno stran speljan celoten EMI vmesnik in nekatere druge splošno namenske (PF) nožice mikrokrmilnika ter njegove časovnike/števce. Na drugo stran tiskanine pa je speljan celoten HPI vmesnik ter splošno namenske nožice in nekateri drugi signali, ki pa za razumevanje delovanja sistema niso pomembni. Takšna konstrukcija, ki sledi toku podatkov, je bila

izbrana zaradi priključitve korekcijskih modulov in nadzornega modula na povezovalno ploščico. Prvi se s povezovalnim modulom povezujejo s HPI vmesnikom na desni strani tiskanine s slike 4.19, drugi pa z EMI vmesnikom na levi strani tiskanine.



EMI vmesnik

naslovno vodilo HPI vmesnik

Slika 4.19: Nadrejeni/nadzorni modul

EMI vodilo nadrejenega/nadzornega mikrokrmilnika je zasedeno in ravno tako HPI vmesniki podrejenih/korekcijskih DSP-jev. Na HPI vmesnik nadzornega DSP-ja pa je priključen USB mikrokrmilnik. Torej preostanejo le EMI vmesniki preostalih treh podrejenih DSP mikrokrmilnikov, ki so uporabljeni za povezavo DSP modulov na A/D-D/A module in katerih delovanje je opisano v naslednjem poglavju.

4.3 Povezava podrejenega/korekcijskega DSP-ja z A/D-D/A podmodulom in program za CPLD vezje

A/D-D/A podmodul je na podrejeni DSP mikrokrmilnik povezan preko DSP-jevega podatkovnega in naslovnega vodila EMI vmesnika, njegovih splošnih kontrolnih nožic, splošnih PF nožic in časovnikov. Vsi opisani signali so speljani preko CPLD vezja na dva A/D pretvornika in tri D/A pretvornike (slika 4.18).

Veliko večino razpoložljivih nožic (68) CPLD vezja na A/D-D/A podmodulu zavzemajo podatkovna vodila:

- 16-bitno vodilo, ki je skupno obema A/D pretvornikoma in CPLD vezju,
- tri 12-bitna vodila, ki povezujejo CPLD vezje z D/A pretvorniki ter
- 16-bitno vodilo, ki povezuje CPLD vezje in DSP mikrokrmilnik.

Pred vsakim D/A pretvornikom je 16-bitno vezje za zadrževanje stanja signala (angl. *Latch*), ki skrbi za avtomatsko zapahovanje stanja signala v trenutku osveževanja A/D pretvornika. Slednji namreč nimajo notranjega zapaha. V osnovi bi lahko CPLD vezje samo opravljalo funkcijo zapahovanja in zadrževanja vrednosti 12-bitnega vodila (najmanj pomembni štirje biti na vezju za zapahovanje signala niso uporabljeni), vendar so zaradi združljivosti s predhodnimi eksperimentalnimi izvedbami tiskanin in enostavnosti programa vezja za zapahovanje stanja ostala. Predvidevam pa, da jih bo mogoče v kasnejših izvedbah opustiti.

Preostale nožice na CPLD vezju so namenjene kontrolnim signalom (vsega skupaj 30) in naslovnemu vodilu (dodatnih 22 nožic). Dostop do posameznega elementa na modulu (torej do dveh A/D pretvornikov in treh vezij za zadrževanje stanja) je namreč ponovno urejen s pomočjo dekoderja naslovov oziroma s pošiljanjem in s sprejemanjem podatkov na in s točno določenega naslova.

Sam A/D-D/A modul in program za CPLD vezje sta zasnovana tako, da se dva D/A pretvornika (na sliki 4.18 označena kot D/A 1 in D/A 2) oziroma njuni vezji za zadrževanje stanja, osvežita s podatki s podatkovnega vodila ob naraščajoči strmini (prehod z logične 0 na 1) signala za zapah, kateremu pa je kot izvor dodeljena nožica TMR0 časovnika podrejenega/korekcijskega mikrokrmilnika. Podobno se tretje vezje za zadrževanje stanja (oziroma A/D pretvornik na sliki 4.18 označen kot D/A 3), osvežuje ob naraščajoči strmini signala z drugega časovnika TMR1. Časovnika sta bila izbrana kot izvora signala za zapah zaradi njune prilagodljivosti, avtomatskega delovanja, možnosti natančnega časovnega definiranja spremembe stanja signala, časa trajanja ter, najpomembneje, možnosti zelo natančnega nastavljanja medsebojnega časovnega zamika med signaloma. Od zadnjega je namreč odvisno natančno nastavljanje faznega kota med referenčnima signaloma napetosti

in toka posamezne faze. Grobo nastavljanje faznega kota je doseženo s spreminjanjem vzorca, ki naj se v določenem trenutku pojavi na A/D pretvorniku.

Začetka pretvorbe na obeh A/D pretvornikih, sta prožena glede na signal TMR0 z nadrejenega nadzornega mikrokrmilnika, ki je speljan tudi na splošno nožico PF6 podrejenega/korekcijskega DSP mikrokrmilnika (slika 5.1). Ker imamo dva A/D pretvornika in da ne bi bila oba prožena istočasno, jima je dodeljen še sekundarni krmilni signal PF7, ki ima izvor na podrejenem/korekcijskem DSP mikrokrmilniku in omogoča izmenično startanje pretvorbe. Signal je dodaten in poteka samo med CPLD vezjem in podrejenim DSP-jem. A/D pretvornika nista prožena istočasno, ker bi morala biti čez določen čas (torej čas pretvorbe) tudi prebrana istočasno, kar pa bi podaljšalo čas osveževanja vrednosti pretvornikov. Kljub izmeničnemu proženju pa imata A/D pretvornika znan in nespremenljiv fazni premik, ki ga je mogoče kompenzirati.

Da se oba opisana dogodka (osveževanje D/A pretvornikov in pričetek pretvorbe A/D pretvornikov) izvedeta v točno določenem trenutku, poskrbi nadrejeni/nadzorni mikrokrmilnik, ki s svojim časovnikom TMR0 sproža prekinitev podrejenega/korekcijskega DSP mikrokrmilnika, ki nadalje sproža svoje časovnike in splošno namenske PF nožice.

4.4 Povezava nadzornega in korekcijskih DSP modulov in program za CPLD vezje na povezovalnem modulu

Povezovalni modul združuje nadrejeni/nadzorni DSP mikrokrmilnik, ki je zadolžen za nadzor in vodenje korekcijskih procesov, s podrejenimi/korekcijskimi DSP mikrokrmilniki, ki opravljajo korekcijo.

Podatkovno vodilo je skupno vsem štirim mikrokrmilnikom. CPLD vezje na povezovalnem modulu ima nalogo prerazporejanja kontrolnih signalov z nadrejenega/nadzornega DSP-ja na želeni podrejeni/korekcijski DSP podmodul. Ker na modulu ni oscilatorja, je celotno vezje asinhrono. V splošnem bi lahko bil kateri od urinih signalov (ali kakšen drug periodični signal), ki jih je na ploščici dovolj, uporabljen za časovno usklajevanje procesov v napravi stanj znotraj CPLD vezja, vendar v tem primeru to ni potrebno. DSP mikrokrmilnik je namreč relativno hiter in sinhroni procesi v CPLD vezju bi samo upočasnjevali izvajanje programa, pa tudi potrebe programa v CPLD vezju ne zahtevajo, da so procesi sinhroni.

CPLD je uporabljen kot asinhronska naprava stanj, v katerem so vsa stanja medsebojno povezana in lahko prosto prehajajo iz enega v drugo, v odvisnosti od vhodnih signalov. V večini primerov se CPLD obnaša kot čisto navadno Boolovo logično vezje.

Nadrejeni DSP mikrokrmilnik je na povezovalni modul priključen s svojim EMI vmesnikom (navadno podatkovno in naslovno vodilo), splošnimi PF nožicami, ki so prosto določljive, splošnimi krmilnimi signali ($\overline{WR}$, $\overline{RD}$, $\overline{MS0}$ - $\overline{MS3}$, itd.) in časovniki.

Na povezovalnem modulu se nahajajo tudi štiri 8-bitna vezja za zadrževanje stanja, ki imajo nalogo zadrževanja kontrolnih signalov za zaščite napetostnih in tokovnih modulov v trifaznem viru.

Podrejeni/korekcijski DSP mikrokrmilniki so na povezovalni modul priključeni s svojimi HPI vmesniki, pripadajočimi krmilnimi signali za omenjen vmesnik in s svojimi splošnimi PF nožicami. Preko HPI vmesnika je mogoče po posebnem protokolu dostopati do celotnega notranjega in zunanjega pomnilnika posameznega podrejenega/korekcijskega DSP mikrokrmilnika. To pomeni, da ima nadrejeni/nadzorni DSP mikrokrmilnik dostop do vseh IO, podatkovnih in programskih pomnilnikov vseh podrejenih/korekcijskih DSP mikrokrmilnikov med samim delovanjem mikrokrmilnikov, s tem pa tudi dostop do vseh notranjih registrov in spominskih lokacij, ki so pomembne za izvajanje programa.

HPI vmesnik je časovno multipleksiran, torej si naslovno in podatkovno vodilo delita iste nožice. Na povezovalnem modulu so vse HPI naslovno/podatkovne nožice (HAD0 - HAD15) vseh podrejenih/korekcijskih DSP-jev neposredno povezane na podatkovne nožice EMI vmesnika nadrejenega/nadzornega DSP-ja, mimo CPLD vezja. Je pa nanj speljano celotno naslovno vodilo ter splošni krmilni signali EMI vmesnika nadrejenega/nadzornega DSP-ja.

Končni naslovnik določenega podatka ali paketa podatkov je določen z naslovom na naslovnem vodilu nadzornega DSP mikrokrmilnika in s pripadajočimi krmilnimi signali $\overline{MS0}$ - $\overline{MS3}$ in $\overline{IOMS}$. Tako ima npr. podatkovni naslovni prostor prvega podrejenega DSP-ja naslov $01F1_{hex}$ ali $03F1_{hex}$ pri aktivnem stanju na nožici $\overline{MS3}$. IO naslovni prostor pa je dosegljiv ravno tako na naslovu $01F1_{hex}$ ali $03F1_{hex}$, vendar tokrat pri aktivnem stanju na nožici $\overline{IOMS}$. Dva naslova sta uporabljena zato, ker prvi naslov ($01F1_{hex}$) po transformaciji v CPLD vezju pove podrejenemu DSP mikrokrmilniku, da se na HAD vodilu nahaja binarni zapis, ki tvori naslov, drugi naslov ($03F1_{hex}$) pa mu sporoča, da je na vodilu podatek, ki je tudi dejansko podatek (podoben primer je klasična uporaba kazalcev v višjih programskih jezikih).

Po opisani shemi sta drugemu podrejenemu DSP mikrokrmilniku dodeljena naslova $01F2_{hex}$ in $03F2_{hex}$, tretjemu podrejenemu DSP-ju pa naslova $01F4_{hex}$ in $03F4_{hex}$.

4.5 Izvedba dajalnika reference in člena za zajemanje izhodnega signala

Do sedaj podan opis delovanja eksperimentalnega sistema (vira za umerjanje števecv električne energije) predvideva, da se uporabljajo relativno hitri D/A in A/D pretvorniki. Referenčni signal u_{ref} in korekcijski signal u_{kor} sta namreč v praksi sestavljena iz kar 3600 vzorcev na periodo, kar je relativno velika številka. Če bi želeli generirati sinusni signal s frekvenco $f = 50$ Hz, bi iz enačbe 3.1 sledilo, da je čas trajanja enega vzorca enak $5,55 \mu\text{s}$. Še vedno izhajajoč iz enačbe 3.1, bi ravno tako prišli do zaključka, da bi za frekvenco 70 Hz, čas trajanja vzorca bil samo še $3,97 \mu\text{s}$.

Iz katalogov nekaterih znanih proizvajalcev A/D in D/A pretvornikov, lahko hitro zaključimo, da ni ravno veliko, predvsem D/A pretvornikov, ki imajo tako kratek čas postavitve (angl. *settling time*). Večina običajnih D/A pretvornikov ima ta čas razreda $10 \mu\text{s}$ ali več. Seveda obstajajo D/A pretvorniki s krajšimi časi postavitve, vendar ne izpolnjujejo nekaterih drugih pogojev za uporabo v predvidenem korekcijskem sistemu. Predvsem so cenovno neugodni za množično uporabo v industriji.

V omenjenem primeru sem bil zato prisiljen uporabiti D/A pretvornike DAC7541 proizvajalca *Burr-Brown* [22], ki imajo čas postavitve cca. $1 \mu\text{s}$, vendar so samo 12-bitni.

Podobno je pri izbiri A/D pretvornikov. Glede na število vzorčnih intervalov $N = 3600$ je razpoložljiv vzorčni čas $5,55 \mu\text{s}$ za frekvenco $f = 50$ Hz in $3,97 \mu\text{s}$ za frekvenco $f = 70$ Hz. Iz teh podatkov je razvidno, da če bi želeli zajemati izhodni dejanski signal tako pogosto, da bi število zajetih vzorcev sovpadalo s številom generiranih vzorcev, bi potrebovali A/D pretvornik s hitrostjo pretvorbe najmanj 252 kSPS (angl. *Kilo Samples Per Second*). Ponovno se pojavi problem hitrosti A/D pretvornika oziroma njegovega minimalnega časa pretvorbe. 16-bitni 100 kSPS A/D pretvorniki z vhodnim območjem ± 10 V niso ravno pogosti, pa tudi njihova cena ni zanemarljiva. Iz nastale zagate pa nas rešuje uporabljen korekcijski princip (slika 2.11), ki v povratni veji sistema uporablja člen za (navidezno) zmanjševanje števila vzorcev korekcijskega intervala z N na M in zaradi delovanja katerega, je mogoče obiti problem predolgega časa vzorčenja A/D pretvornika.

5. Programi za nadzorni in korekcijske DSP mikrokrmilnike

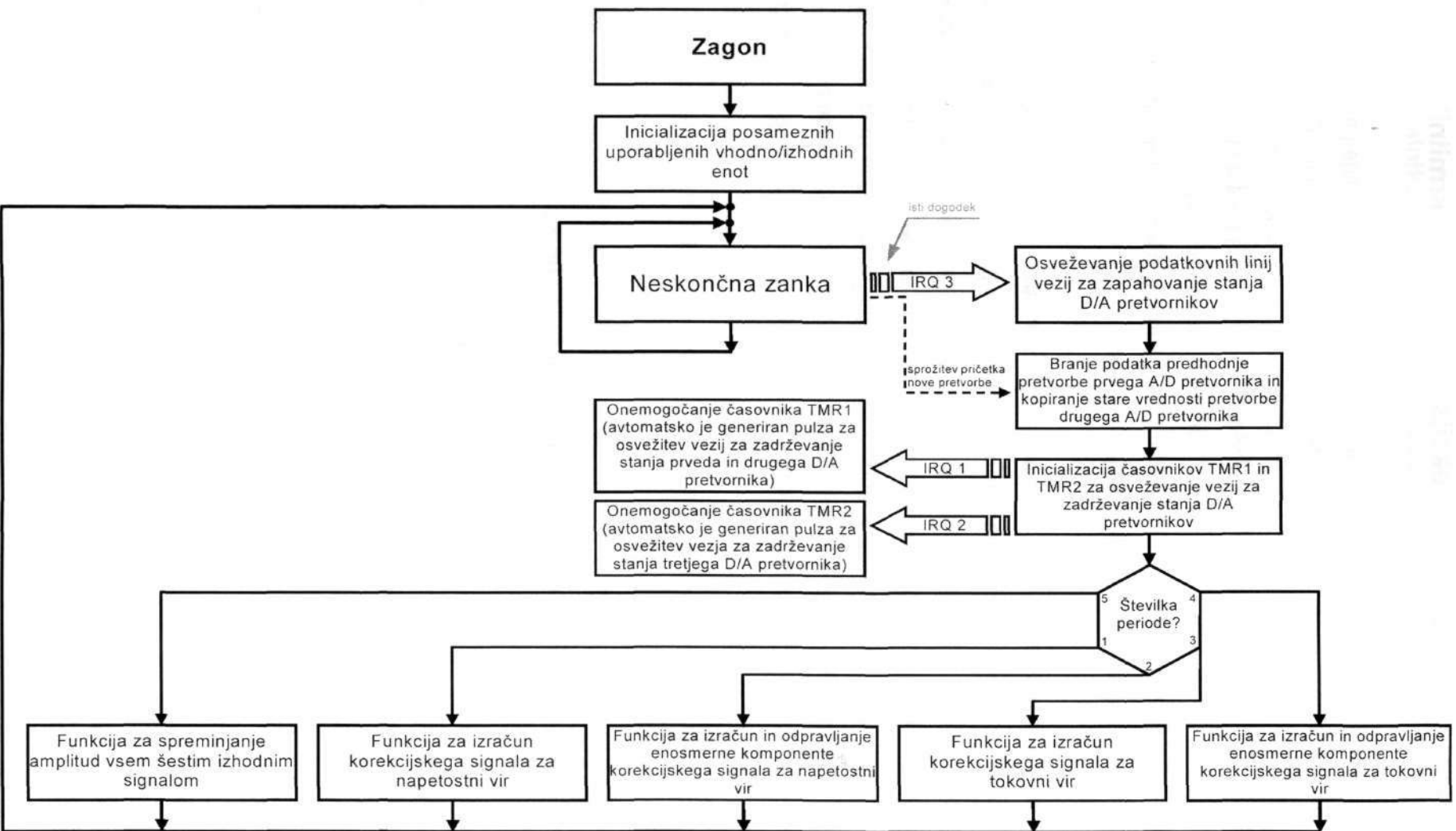
Za pravilno delovanje celotnega opisanega sistema so potrebni štirje programi:

- dva programa napisana v VHDL jeziku, ki določata delovanje CPLD vezja na povezovalnem modulu in posameznega CPLD vezja na vsakem izmed treh A/D-D/A podmodulov, katerih delovanje je že razloženo v poglavjih 4.3 ter 4.4 in
- dva programa napisana v zbirniku za DSP mikrokrmilnike. Prvi je namenjen nadrejenemu/nadzornemu DSP mikrokrmilniku, drugi pa trem podrejenim/korekcijskim DSP-jem, ki se nahajajo na treh korekcijskih modulih.

Omenjena programa za CPLD vezja sta relativno kratka in nezahtevna, njuna naloga pa je zagotoviti možnost hitre spremembe načina delovanja povezovalnega modula in A/D-D/A podmodula. CPLD vezja so uporabljena zato, ker omogočajo prevezovanje različnih krmilnih signalov brez fizičnega poseganja v zgradbo tiskanine. Sedaj, ko so nekatere podrobnosti vezij iz eksperimentalne izvedbe sistema znane in povezave med posameznimi sklopi določene, bi bilo marsikateri del programa v CPLD vezju mogoče nadomestiti s fizično prevezavo in/ali s preprostejšo zunanjo logiko in tako zmanjšati CPLD vezje ali ga morebiti celo popolnoma odpraviti.

5.1 Program za podrejene/korekcijske DSP mikrokrmilnike

Podrejeni/korekcijski DSP mikrokrmilnik je element, ki opravi večino dela pri postopku korekcije določenega signala. Program za DSP je zaradi zahtev po hitrosti izvajanja napisan v zbirniku in je časovno optimiziran. Zgrajen je popolnoma modularno, kjer je vsak programski sklop ali funkcija zaključena celota, v katero spremenljivke in konstante vstopajo z določenih spominskih lokacij in se tja tudi ponovno shranjujejo, če so se med izvajanjem programa spremenile. Ko je določen del programa oziroma programski sklop svojo nalogo opravil, ne prenese nobene, za nadaljnje izvajanje programa pomembne informacije v naslednji sklop s pomočjo registrov mikrokrmilnika, temveč preko določenih spominskih lokacij. Ta način prenosa podatkov med programskimi sklopi omogoča spreminjanje delovanja določenega sklopa, ne da bi bilo potrebno zato popravljati delovanje preostalih programskih sklopov.

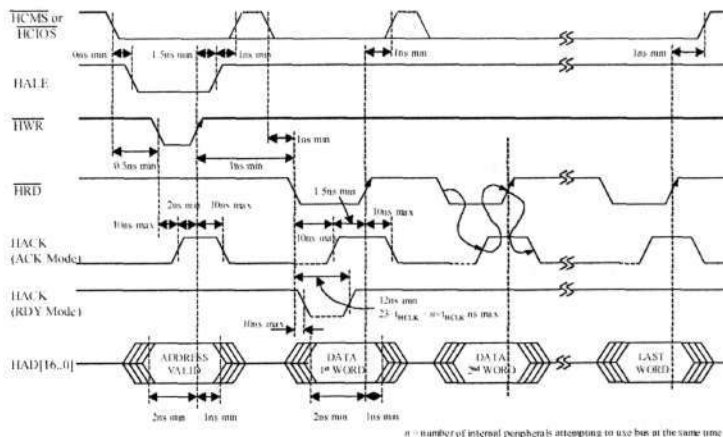


Slika 5.1: Program za podrejene/korekcijske DSP mikrokrmlinike

Program se prične z inicializacijo različnih uporabljenih enot in vmesnikov mikrokrmilnika. Najprej se maskirajo vse prekinitvene zahteve in nato se omogoči gnezdenje prekinitev. Slednje omogoča servisiranje prekinitev višje prioritete med izvajanjem servisa prekinitve nižje prioritete. Med drugim naj tu povem, da je celotna korekcija izvedena v eni sami prekinitvi in da centralnega programa praktično ni. Sestavljen je samo iz inicializacije posameznih uporabljenih procesorskih enot in nato ukaza, ki pošlje mikrokrmilnik v stanje varčevanja z energijo. Iz tega stanja se mikrokrmilnik "zbudi", ko mora servisirati prekinitev in se nato vanj tudi vrne.

Sledi inicializacija dveh časovnikov (TMR0 in TMR1), katerih izhodna signala TMR0 in TMR1 skrbita za neposredno proženje osveževanja vezij za zadrževanje stanj na podatkovnih vodilih D/A pretvornikov na A/D-D/A podmodulu (glej poglavje 4.3). Časovnikoma sta dodeljeni prva in druga najvišja možna prekinitvena zahteva. Temu sledi inicializacija splošno namenskih PF nožic. Nožica PF7 je definirana kot izhodna in služi kot dodatni kontrolni signal za nadzor zagona A/D pretvorbe. Med drugim je ta nožica tudi samo notranja, kar pomeni, da je povezana samo na A/D-D/A podmodul in nikamor drugam. Nožica PF6 pa je zunanja (speljana je tudi na povezovalno ploščico), definirana kot vhodna in določena kot izvor tretje najvišje prekinitvene zahteve.

Sledi določitev načina delovanja HPI vmesnika. Programsko se da HPI vmesniku določiti, ali naj uporablja svoje multipleksirano HAD vodilo kot 8-bitno ali 16-bitno. Vsi ostali parametri se določijo glede na stanje kontrolnih HPI nožic (HACK, HACK_P in HALE) ob resetu procesorja in v desetih urin ciklih po njem. V mojem primeru je HPI imel (angl. *pull-up* in *pull-down*) upore na kontrolnih nožicah postavljene tako, da je DSP deloval v *Naslovno-nadzornem načinu* (angl. *Address Cycle Control - ACC*) in z neposrednim ACK (angl. *Acknowledge*) signalom [19, 24]. Časovni diagram takšnega načina komunikacije je prikazan na sliki 5.2.



Slika 5.2: Neposredno branje - naslovni cikel; nadzorno-naslovni način komunikacije z uporabo ACK signala

Na koncu inicializacijskega postopka je definiranih šest krožnih registrov, ki omogočajo ciklično branje šestih različnih tabel brez potrebe po kakšnem dodatnem servisiranju udeleženi registrov.

Sledi povratek v neskončno zanko z enim samim ukazom, ki pošlje mikrokrmilnik v stanje nizke porabe energije.

Prekinitveni zahtevi prve in druge prioritete sta povezani s časovnikoma TMR0 in TMR1, ki sta uporabljena kot čisto klasična časovnika. Njuni prekinitvi sta sproženi, ko pripadajoči *Timer Counter* register doseže vrednost, vpisano v *Timer Period* registru. Servis prekinitve, ki jo sproži časovnik, je sestavljen samo iz onemogočanja časovnika, ki je prekinitve sprožil. Takšen način uporabe časovnika in prekinitve omogoča generiranje enkratnega pulza na TMRx nožici točno določen trenutek po aktiviranju časovnika. Generiran pulz je nato uporabljen za osveževanje vezij za zapahovanje stanja D/A pretvornikov na A/D-D/A podmodulu.

Servis tretje najpomembnejše prekinitvene zahteve, ki jo sproža kratek pulz na nožici PF6 in ga generira nadrejeni/nadzorni DSP, pa je jedro korekcijskega programa.

Takoj na začetku programa je izvedeno osveževanje vrednosti na podatkovnih linijah vseh treh D/A pretvornikov. Osvežene so samo linije (signala za zapahovanje vezij za zadrževanje stanja v tem trenutku še ni) zato D/A pretvorniki ohranijo staro vrednost. Sledi programiranje *Period Timer* registrov in po določenem času sprožitev časovnikov, ki osvežijo stanja vezij za zadrževanje in s tem tudi D/A pretvornike.

Amplituda izhodnega signala iz D/A pretvornika je določena tako, da prebrano vrednost iz tabele, mikroprocesor najprej pomnoži z vrednostjo želene amplitude, ki lahko zavzame vrednost med nič in ena, in šele nato pošlje na podatkovno linijo D/A pretvornika.

Sledi izmenično branje zajetih vrednosti A/D pretvornikov. Pričetek pretvorbe je sprožil nadzorni/nadrejeni DSP mikrokrmilnik, ki je dal signal na nožico PF6 podrejenega/korekcijskega DSP-ja. Isti signal (PF6) je bil uporabljen za sprožitev prekinitvene zahteve podrejenega/korekcijskega DSP-ja, v servisu katere se izvaja celoten korekcijski program. Izbira branja zelenega A/D pretvornika je odvisna od nožice PF7. Ko je zadnja na logičnem nivoju 0, se bere prvi A/D pretvornik, ko je PF7 na logičnem nivoju 1 pa se bere drugi A/D pretvornik. Takoj po branju izbranega A/D pretvornika program shrani vrednost v pripadajočo tabelo in v začasno spremenljivko ter spremeni stanje nožice PF7 tako, da se bo v naslednjem servisu prekinitvene zahteve bral drugi A/D pretvornik. Nato mikrokrmilnik prepiše staro začasno spremenljivko drugega A/D pretvornika, ki je bila ravno tako kot začasna spremenljivka prvega A/D pretvornika shranjena ob njegovem branju na ustrezno mesto, v drugo tabelo vrednosti A/D pretvornika. Pri naslednjem izvajanju se ne bo bral več prvi A/D pretvornik temveč drugi, stara shranjena začasna spremenljivka prvega A/D pretvornika pa se bo prepisala v prvo tabelo.

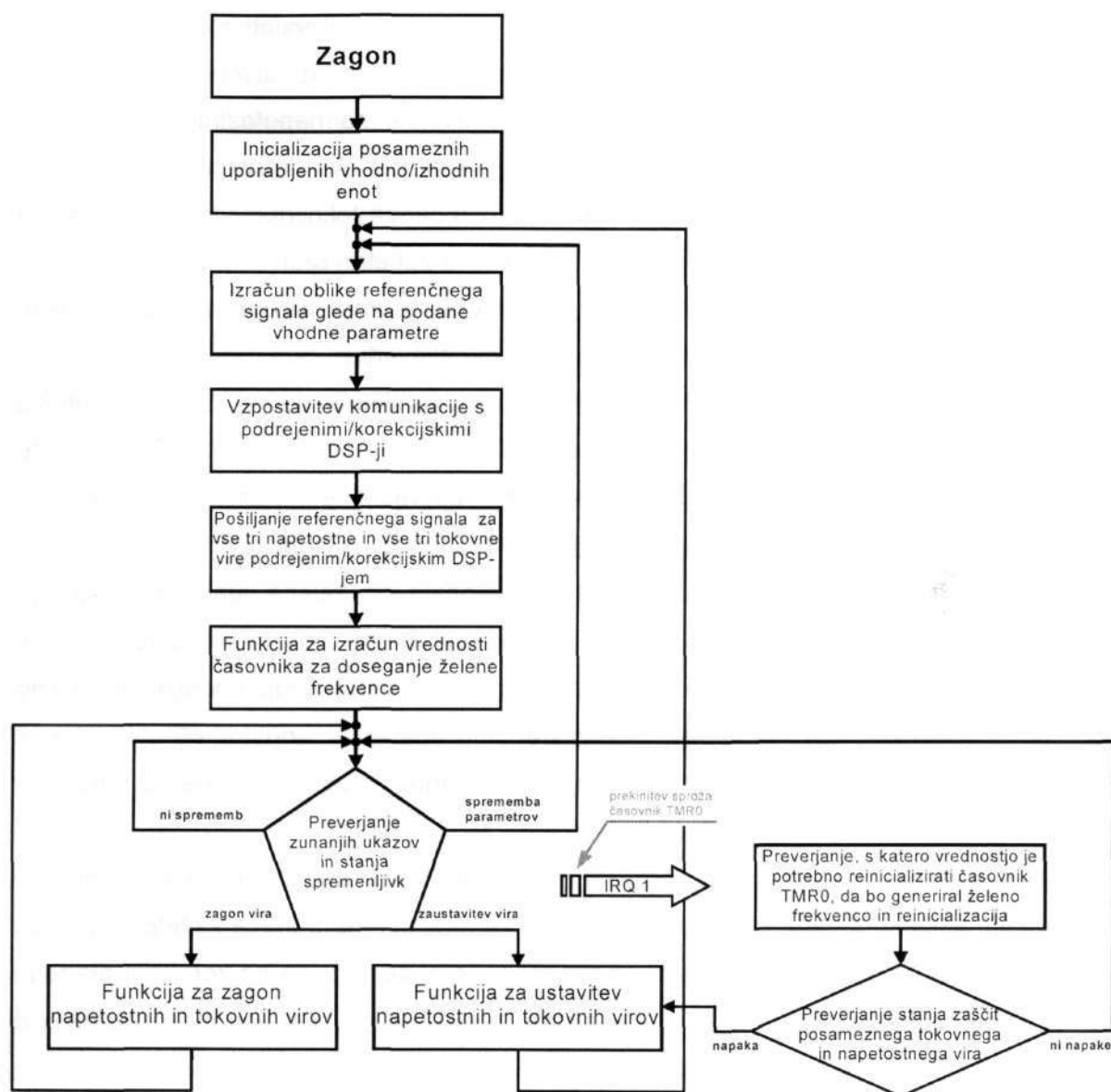
Od tu naprej se pričnejo kontrole skočnih pogojev za prehod programa v različne podprograme. Pogoj za začetek izvajanja določenega podprograma je vedno pričetek izvajanja nove periode. Za začetek nove periode se šteje prvi vzorec napetostnega referenčnega signala. Kateri podprogramski modul se bo pričel izvajati s pričetkom nove periode, je odvisno od številke periode, ki je shranjena v posebnem števcu period. Perioda označena z ena je perioda izračuna korekcijskega signala za napetostni modul, druga perioda je uporabljena za izračun enosmerne komponente korekcijskega signala napetostnega modula, periodi 3 in 4 pa počneta isto, vendar za tokovni modul. Števec se ob zaključku četrte periode (ob zadnjem vzorcu) postavi na začetno stanje. To pomeni, da se nov korekcijski signal izračunava samo vsako četrto periodo, vmes pa ostaja nespremenjen. Potek preverjanj izvajanja podprogramov je opisan v nadaljevanju.

Mikrokrmilnik najprej preveri, če so vse trenutne amplitude oddanih signalov enake želenim amplitudam. Če so enake, se program nadaljuje pri nadaljnjih kontrolah. Če pa se vsaj ena zelena amplituda razlikuje od trenutno uporabljene, mikrokrmilnik skoči v popolnoma ločeno vejo izvajanja programa, ki je zadolžena za postopno spreminjanje, torej povečevanje ali zmanjševanje trenutne amplitude signala do želene amplitude. Skok je izveden tako, da se števec period postavi na vrednost 5, kar posledično sproži skok v podprogram za spreminjanje amplitude. Ta del programa tudi preprečuje nadaljnje normalno izvajanje korekcijskega dela programa, dokler trenutne amplitude signalov ne sovpadajo z želenim. Skok v podprogram je izveden tako zaradi možnosti postavljanja števca period na določeno vrednost kar preko HPI vmesnika.

Sledi kontrola izvajanja podprograma za odpravljanje enosmerne komponente v korekcijskem signalu. Izvede se preverjanje, če je že nastopil trenutek za začetek izvajanja korekcije. Če pa se korekcija že izvaja, se preverja, če ni že čas, da se korekcija preneha izvajati. Ko se podprogramski modul enkrat prične izvajati, se mora izvesti 3600-krat na eno periodo osnovne harmonske komponente.

Naslednje preverjanje pa zadeva korekcijo samo. Podobno kot v prejšnjem primeru, mikrokrmilnik najprej preveri, če se korekcijski podprogram že izvaja. Če se izvaja, podprogram preveri, če je čas, da izvajanje zaključi. Če pa se podprogramski modul ne izvaja, mikrokrmilnik preveri, če naj se korekcijski podprogram naj le prične izvajati. Ko je podprogram namreč enkrat v teku, se mora izvesti tolikokrat, kolikor je vzorcev v periodi, da lahko obdela vse vzorce v periodi oziroma celo periodo.

5.2 Program za nadrejeni/nadzorni DSP mikrokrmilnik



Slika 5.3: Program za nadrejeni/nadzorni mikrokrmilnik

Nadrejeni DSP mikrokrmilnik je zadolžen za nadzor delovanja preostalih mikrokrmilnikov, za preverjanje stanj zaščit posameznih modulov ter za komunikacijo z nadrejenim osebним računalnikom.

Kot sem opisal v poglavju 4.3, je lahko podrejeni/korekcijski DSP mikrokrmilnik v kombinaciji z A/D-D/A podmodulom samostojen sistem, ki je sposoben korekcije enega tokovnega in enega napetostnega signala, pod pogojem, da je na nožici PF6 prisoten periodični signal primerne frekvence, ki sproža glavno prekinitev. Seveda se takšnemu samostojno delujočemu modulu ne da spreminjati parametrov regulacije, ker so le-ti fiksno določeni med inicializacijo mikrokrmilnika.

Ena izmed treh primarnih nalog nadrejenega/nadzornega DSP mikrokrmilnika je ravno zagotavljanje primernih regulacijskih parametrov podrejenim/korekcijskim mikrokrmilnikom. Komunikacija v tem primeru poteka preko HPI vodila na podrejenem/korekcijskem mikrokrmilniku in preko navadnega EMI vmesnika na nadrejenem/nadzornem DSP-ju. Ta način komunikacije dopušča spreminjanje vseh parametrov v podrejenem/korekcijskem DSP-ju, ki so v programu uporabljeni kot spremenljivke, shranjene v programskem pomnilniku, ali registrov, ki so v IO spominu.

Nadrejeni/nadzorni programa se prične z inicializacijo uporabljenih vmesnikov: časovnikov, EMI vmesnika in še nekaterih drugih.

Posebej pa sta zanimiva podprogram oblikovanja referenčnega signala in podprogram izračuna parametrov časovnikov, ki se izvedeta na zahtevo nadrejenega/nadzornega DSP mikrokrmilnika in ob resetu.

5.2.1 Podprogram za oblikovanje referenčnega signala

Podprogram za oblikovanje referenčnega signala skrbi za konstrukcijo referenčnega signala z dodanimi višjeharmonskimi komponentami iz osnovnega sinusnega signala [26]. Omenjeni signal je tabelaričen, torej shranjen v podatkovnem pomnilniku in je zgrajen iz 3600 16-bitnih vzorcev, ki ponazarjajo vrednosti sinusne funkcije pri kotih od 0° do 360° s korakom po $0,1^\circ$.

Podprogram uporablja za svoje delovanje krožne registre, oziroma registre, ki se ciklično ponavljajo. Za njihovo pravilno delovanje jim je potrebno določiti izvor, dolžino, korak in začetni naslov. Če krožnemu registru določimo za izvor kar osnovno sinusno tabelo (OST), dolžino 3600, korak 1 in za začetni naslov kar prvo vrednost v OST, bo krožni register najprej kazal na prvo vrednost v OST, nato, po inkrementiranju, na drugo vrednost, nato tretjo in tako dalje do zadnje oziroma 3600-te vrednosti. Ob naslednjem inkrementiranju bo preskočil in ponovno kazal na prvo vrednost v OST. Če bi na podoben način inicializirali krožni register s korakom 4, bi le-ta najprej kazal na prvo mesto v osnovni sinusni tabeli, nato, po inkrementiranju, na peto mesto, nadalje na deseto, itd.

Podprogram inicializira 16 krožnih registrov. Naj bralca opomnim, da ima DSP ravno 16 indeksnih registrov: 8 primarnih in 8 sekundarnih. Izmed teh je 15 izvornih registrov, eden pa je določen kot ponor, ki kaže na tabelo, kamor se bo preoblikovan referenčni signal shranil. Vsi izvori imajo za izvorni naslov kar osnovno sinusno tabelo in dolžino 3600. Razlikujejo pa se po koraku in začetnem naslovu. Ta dva parametra se določata glede na uporabnikove zahteve. V tem primeru je korak krožnega registra enak višjeharmonski komponenti (korak

1 - osnovni sinusni signal, korak 2 - druga višjeharmonska komponenta, korak 3. - tretja višjeharmonska komponenta,...), začetni naslov pa določa fazni premik višjeharmonske komponente.

Ostane še določitev amplitude posamezne višjeharmonske komponente. To je izvedeno tako, da je vsaka prebrana vrednost pred uporabo najprej pomnožena z določeno utežjo (manjšo od ena).

Vrednosti vseh skaliranih krožnih registrov so v naslednjem koraku seštete in shranjene v novo (referenčno) tabelo.

Z opisanim podprogramom je mogoče oblikovati referenčni signal poljubne amplitude in z največ petnajstimi (sočasnimi) višjeharmonskimi komponentami poljubnih faznih premikov in amplitud. Poudarjam, da omejitev na 15 dodanih višjeharmonskih komponent ni posledica strojne opreme ampak zgolj omejitev podprograma za izračun. Z določenimi predelavami, ki povzročijo zgolj več prelaganja spremenljivk med registri in podatkovnim pomnilnikom, se da opisan princip razširiti za uporabe poljubnega števila krožnih registrov in z njimi povezanih višjeharmonskih komponent.

5.2.2 Podprogram za izračuna frekvence

Drugi zanimiv podprogram preračunava vrednost časovnika, s katero mora biti le-ta inicializiran, da oddaja vlak pulzov, ki na podrejenem DSP-ju generirajo zahtevano frekvenco.

Časovnik je klasičen, njegovo delovanje v PWM načinu (kjer je časovnik uporabljen kot generator takta) definirata dva 32-bitna registra, poimenovana *Period Register* in *Width Register*. Prvi določa čas trajanja ene periode, drugi pa čas trajanja, v katerem je TMRx nožica v aktivnem stanju. Tretji register (*Control Register*) definira, kaj je aktivno stanje (logična 1 ali 0), način obratovanja časovnika, startanje in zaustavljanje časovnika in nekatere druge parametre časovnika.

Pri opisu digitalnega signalnega mikrokrmilnika nisem omenil, da vsa zunanja periferija DSP-ja deluje s frekvenco $f_{IO} = 80$ MHz (oziroma polovici frekvence jedra mikrokrmilnika). To je tudi frekvenca osnovnega takta časovnika, oziroma najvišja frekvenca, ki jo je časovnik sposoben generirati (ob predpogoju, da je $D = 0,5$).

Glede na podatka, da je v eni periodi 3600 vzorcev in pri predpostavljeni/želeni frekvenci izhodnega signala 50 Hz, bi morala biti vrednost registra periode po enačbi:

$$\frac{f_{IO}}{f_z \cdot 3600} = \frac{80 \text{ MHz}}{50,00 \text{ Hz} \cdot 3600} = 444,44. \quad (5.1)$$

V register je mogoče vpisati samo celi del zahtevane vrednosti. Opravimo obratno pot in dobili bomo dejansko frekvenco izhodnega signala za vpisano vrednost:

$$\frac{1}{f_{z_pov}} = \frac{444 \cdot 3600}{f_{IO}} = \frac{444 \cdot 3600}{80 \text{ MHz}} = 0,01998 \text{ s}, \quad (5.2)$$

$$f_{z_pov} = \frac{f_{IO}}{444 \cdot 3600} = \frac{80 \text{ MHz}}{444 \cdot 3600} = 50,05 \text{ Hz}. \quad (5.3)$$

Dobljena frekvenca se zelo približa frekvenci omrežne napetosti, po stabilnosti jo celo prekaša. Vendar pa je bila ena od zahtev vira, da mora imeti frekvenco nastavljivo v koraku po 0,01 Hz, kar daleč presega normalno obratovanje časovnika.

Rešitev opisanega problema je v spreminjanju vrednosti registra periode za manj kot eno enoto, kar pa seveda ni mogoče. Mogoče pa je spreminjati vrednost registra periode delu vzorcev v eni periodi referenčnega signala. Če bi tako recimo želeli imeti povprečno vrednost registra periode (čez eno periodo izhodnega signala) točno 444,5 (kar bi dalo frekvenco 49,994 Hz), bi zadostovalo, da je polovica vzorcev v periodi izhodnega signala oddana/sinhronizirana na časovnik, ki deluje s periodo 444, druga polovica pa na vrednost 445. Pri tem bi morale biti različne vrednosti časovnika porazdeljene enakomerno po periodi, da povzročajo čim manjše harmonsko popačenje signala.

Glede na postavljeno zahtevo, da mora biti najmanjša sprememba frekvenca 0,01 Hz je najmanjša zahtevana sprememba registra periode 0,08 enote. Na srečo je vrednost frekvenca stalna, ali pa se le redko spreminja (z zornega kota DSP mikrokrmilnika). Frekvenca se v DSP vpiše pomnožena s 100 (recimo 50,01 Hz je predstavljeno kot 5001). Posebna funkcija skrbi za preračun te vrednosti v osnovno vrednost registra periode časovnika (za dan primer je to 444).

Sprememba preostalega dela vrednosti, s katero je potrebno inicializirati register periode časovnika, je dosežena tako, da je izhodni referenčni signal razdeljen na 72 enakih skupkov. Kratek izračun nam pove, da je v enem skupku grupiranih 50 vzorcev. Tem petdesetim vzorcem je prirejena še ena posebna tabela z ravno tako 50-imi vzorci, ki imajo lahko vrednost ena ali nič. Prvemu vzorcu v skupku u_{ref} signala ustreza prvi vzorec v tej posebni tabeli. Če je prebrana vrednost iz tabele enaka nič, se v naslednjem ciklu register periode časovnika inicializira z osnovno vrednostjo (za dan primer ponovno 444). Če pa je prebrana vrednost ena, se register periode inicializira na vrednost, ki je za ena večja od osnovne izračunane vrednosti (oziroma 445).

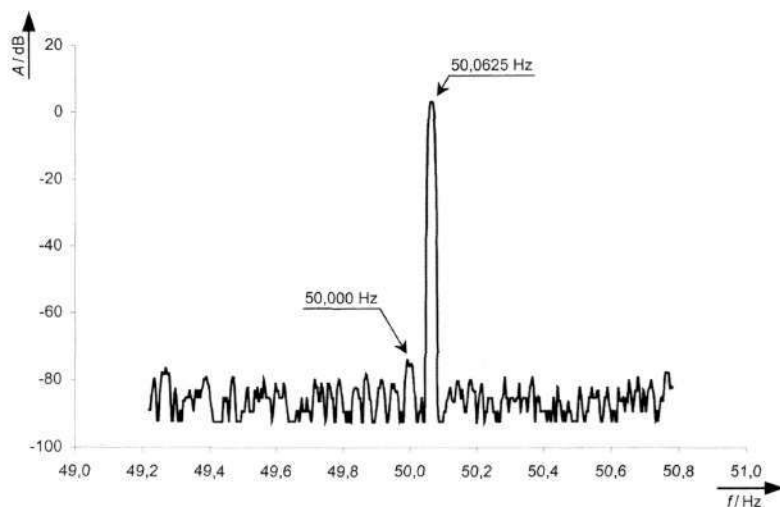
Če bi na primer bilo v posebni tabeli petdesetih vzorcev devetinštiridesetim vzorcem prirejena vrednost nič in le enemu vzorcu vrednost ena, bi zaradi pogoja, da eno periodo izhodnega signala u_{ref} sestavlja 72 skupkov, od katerih vsi uporabljajo isto posebno tabelo, bil časovnik v eni periodi 3528-krat ($= 72 \cdot 49$) inicializiran na osnovno vrednost registra periode (oziroma 444 za dan primer) in 72-krat ($= 72 \cdot 1$) inicializiran na povečano vrednost registra periode (oziroma 445). Skupna povprečna vrednost registra periode časovnika bi bila čez vseh 3600 vzorcev enaka vrednosti 444,02, ki pretvorjena v frekvenco, da 50,048 Hz. Podobno bi za primer, ko bi bila v posebni tabeli osemštiridesetim vzorcem prirejena vrednost nič in dvema vzorcema vrednost ena, bi bil register periode časovnika inicializiran na povprečno vrednost 444,04, generator frekvence pa bi oddajal signal s frekvenco 50,045 Hz.

Če preračunamo vrednosti iz podanih dveh primerov, lahko zaključimo, da je na ta način mogoče spreminjati vrednost registra periode za $72 / 3600$ ali 0,02, ki ponovno pretvorjeno v frekvenco da $\Delta f = 0,003$ Hz. S to natančnostjo je mogoče nastaviti tudi želeno frekvenco.

Funkcija za izračun osnovne vrednosti registra periode opravlja tudi izbiro posebne tabele za spreminjanje registra periode. DSP ima na razpolago 50 različnih tabel, v katerih je osnovna vrednost registra lahko inkrementirana od 0-krat pa do 49-krat in izmed katerih lahko izbere tisto, ki se zahtevani frekvenci najbolj približa. Ker preračunana najmanjša sprememba frekvence ni celi delitelj koraka frekvence, ki jo lahko vnese uporabnik, je največji pogrešek frekvence lahko kvečjemu 0,002 Hz.

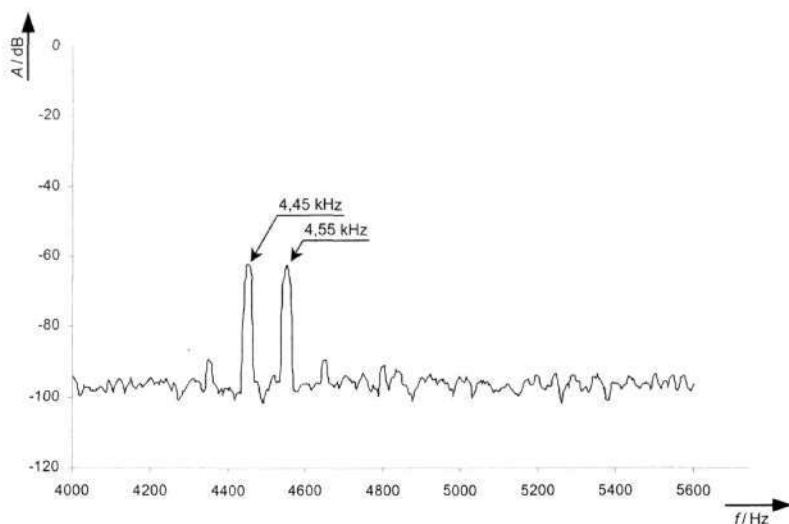
Opisani način spreminjanja frekvence je bil izbran zato, da se "utripanje" časa trajanja vzorcev enakomerno porazdeli po celotni periodi signala in ne povečuje celotnega harmonskega popačenja vhodnih in izhodnih signalov. Ima pa nekatere posledice tudi za vsebnost višjeharmonskih komponent v referenčnem signalu u_{ref} in v korekcijskem signalu u_{kor} . Referenčni signal je sestavljen iz 3600 vzorcev, posledično lahko sklepamo, da bo v njem lepo viden ravno ta mnogokratnik osnovne frekvence. Na žalost tega ne morem pokazati na sliki, ker je merilna oprema omogočala zajemanje frekvenčnega spektra le do frekvence 102 kHz, 3600-ti mnogokratnik osnovnega signala 50 Hz pa bi se nahajal na frekvenci 180 kHz in tudi ko bi merilna oprema to omogočala ostane vprašanje, če bi bil ta mnogokratnik še viden.

Drugi mnogokratnik, oziroma motnja v frekvenčnem spektru signala, ki jo lahko napovem, vendar je ni mogoče videti, je dvojni vrh pri frekvenci 50 Hz. Nastane zaradi spreminjanja osnovne frekvence, oziroma zaradi nihanja periode okrog povprečne vrednosti. Slika 5.4 kaže frekvenčni spekter sinusnega signala napetosti s frekvenco 50,0625 Hz, ki je bila generirana na opisan način in natančneje s spreminjanjem frekvence vzorcev med vrednostma 50,000 Hz (sliki 6.2.a in 6.2.b) in 50,125 Hz (sliki 6.2.c in 6.2.d).



Slika 5.4: Generiranje poljubne želene frekvence

Korekcijski signal u_{kor} ima obe opisani popačitvi in še eno dodatno. Le-to povzroča korak korekcije oziroma število skupkov povprečenih vzorcev v eni periodi. Tako recimo za 40 vzorcev v skupku, kar ustreza 90-im skupkom v periodi, in osnovno frekvenco 50 Hz, dobimo frekvenco popačitve 4,5 kHz (slika 5.5), ki pa se zaradi delovanja sistema razdeli na dve bočni, za osnovno frekvenco (50 Hz) premaknjeni, komponenti [27, 28].



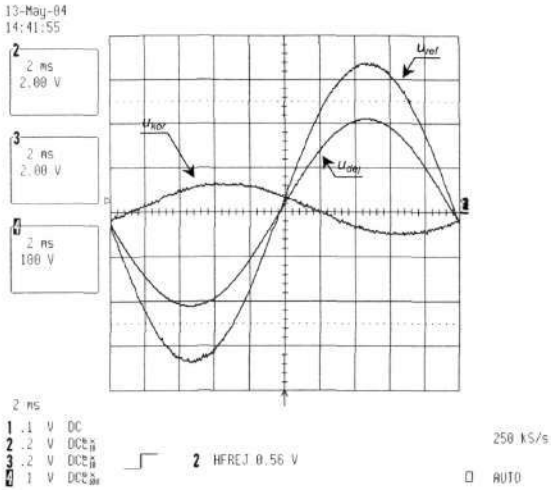
Slika 5.5: Motnji v frekvenčnem spektru signala zaradi koraka korekcije

6. Rezultati

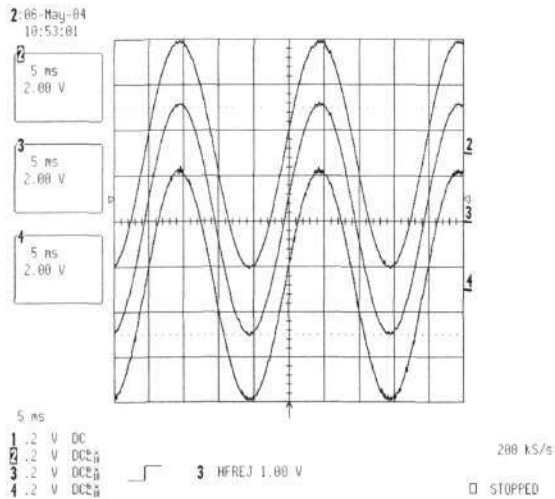
Vse meritve v časovnem prostoru so bile opravljene z 200 MHz štirikanalnim osciloskopom *LeCroy 9304C*. Vse meritve v frekvenčnem prostoru pa z dinamičnim signalnim analizatorjem *HP 35665A*. Za merjenje oblike toka so bile uporabljene tokovne klešče *Tektronix A6302* z ojačevalnikom *AM 503*.

Referenčni signal, ki je bil pripeljan na vhod napetostnega vira (oziroma virov) eksperimentalnega modela umerjevalnega vira za števec električne energije, je vedno sestavljen iz 3600 vzorcev na periodo. Korekcijski signal je v osnovi ravno tako sestavljen iz 3600 vzorcev na periodo, vendar korekcija deluje s korakom 40 vzorcev, kar pomeni, da zavzame 40 vzorcev enako vrednost. Posledično je korekcijski signal sestavljen samo še iz 90 različnih vzorcev. Razmere kažejo slike 6.1.a do 6.1.e. Korak korekcije pa je lepo viden tudi na slikah 6.9.a ali 6.10.a.

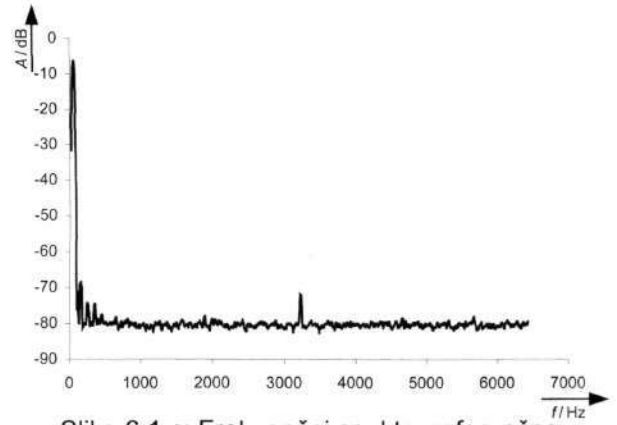
Ohmsko breme je imelo vedno upornost $920\ \Omega$. Uporabljeni števci za obremenjevanje posamezne faze so imeli ti. "kondenzatorski napajalnik", ki je zaradi svoje izrazito nelinearne karakteristike (do sedaj) najzahtevnejše breme, ki je bilo in bo priključeno na napetostni vir. Obliko toka, ki teče iz vira v takšen števec, kaže slika 6.5.a (in tudi 6.6.b ter 6.7.b).



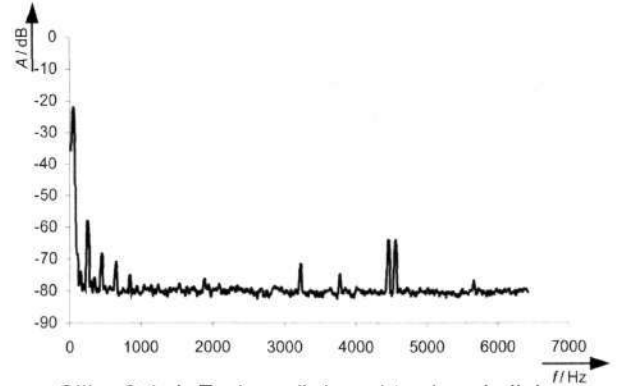
Slika 6.1.a: Referenčna, korekcijska in dejanska napetost ene faze, ohmsko breme ($k_f = 2 \text{ ms/rd}$, $k_{U2,3} = 2 \text{ V/rd}$, $k_{U4} = 100 \text{ V/rd}$)



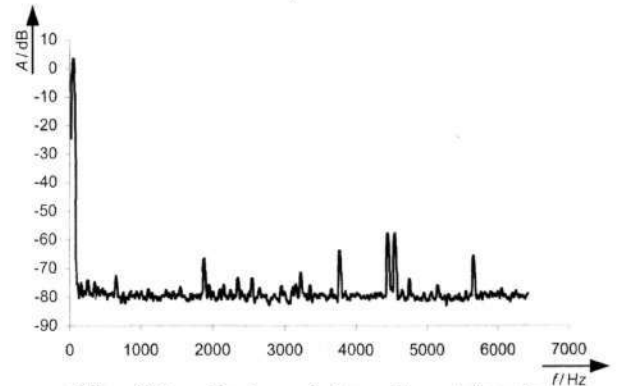
Slika 6.1.b: Dejanske napetosti, vse tri faze, ohmska bremena ($k_f = 5 \text{ ms/rd}$, $k_{U2,3,4} = 2 \text{ V/rd}$)



Slika 6.1.c: Frekvenčni spekter referenčne napetosti



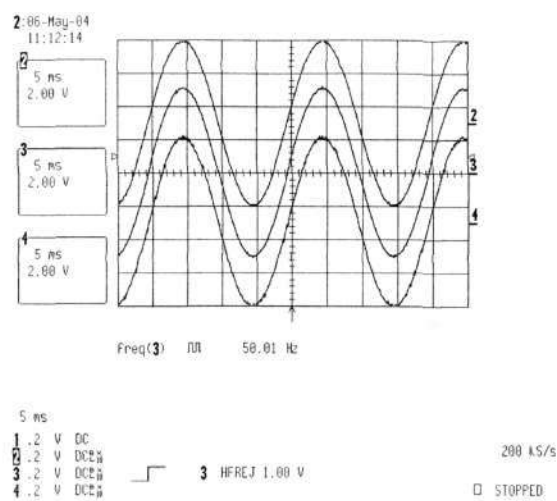
Slika 6.1.d: Frekvenčni spekter korekcijske napetosti



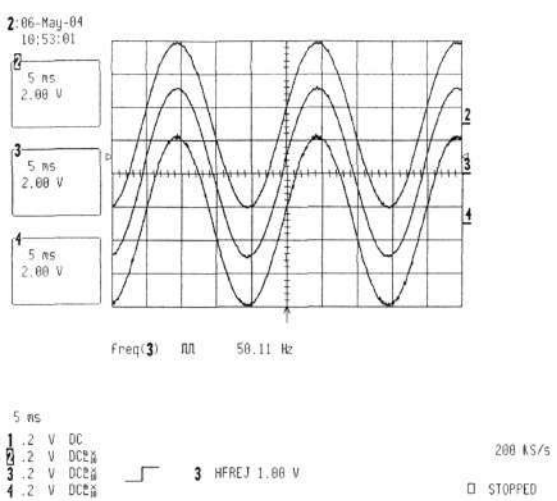
Slika 6.1.e: Frekvenčni spekter dejanske napetosti

Kot komentar k zgornjim slikam lahko dodam samo, da je logično, da bo frekvenčni spekter dejanske zajete napetosti "približna" vsota frekvenčnih spektrov referenčne in korekcijske napetosti. Približna pa zato, ker korigiran sistem sam vnaša določene dodatne komponente v vsoto frekvenčnih spektrov in duši nekatere druge obstoječe komponente.

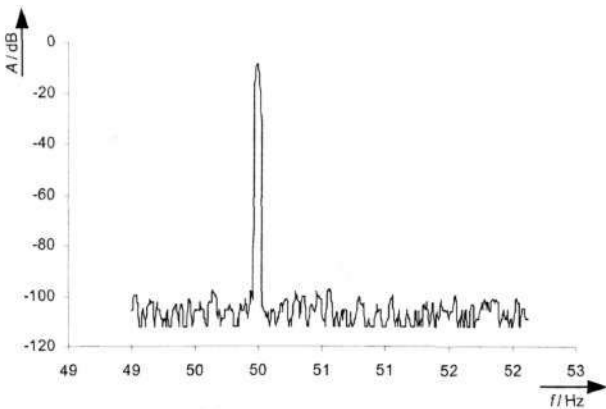
Sliki 6.2.b in 6.2.d kažeta v poglavju 5.2.2. (Podprogram izračuna frekvence) obravnavana primera inicializacije časovnika z dvema različnima temeljnima vrednostima z razliko ene enote. Sliki kažeta razmere oziroma frekvenco, ki jo je sistem sposoben generirati, če ne uporablja metode preskakovanja časa med vzorci.



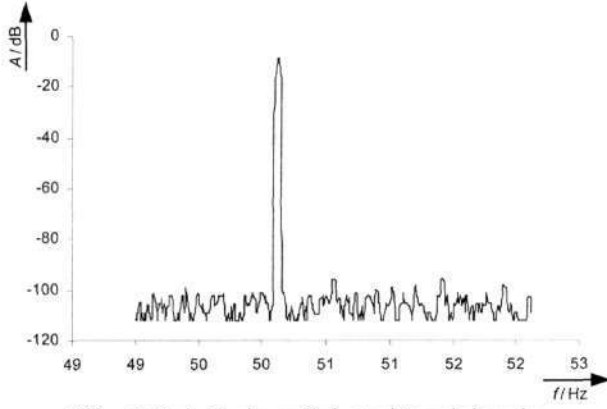
Slika 6.2.a: Dejanske napetosti, vse tri faze, frekvenca 50,000 Hz, ohmska bremena ($k_t = 5 \text{ ms/rd}$, $k_{U\,2,3,4} = 2 \text{ V/rd}$)



Slika 6.2.c: Dejanske napetosti, vse tri faze, frekvenca 50,125 Hz, ohmska bremena ($k_t = 5 \text{ ms/rd}$, $k_{U\,2,3,4} = 2 \text{ V/rd}$)

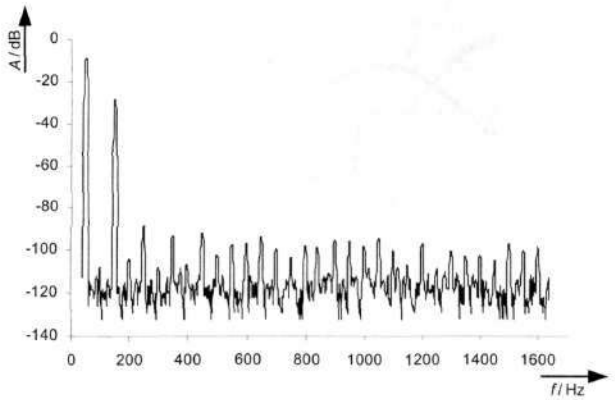
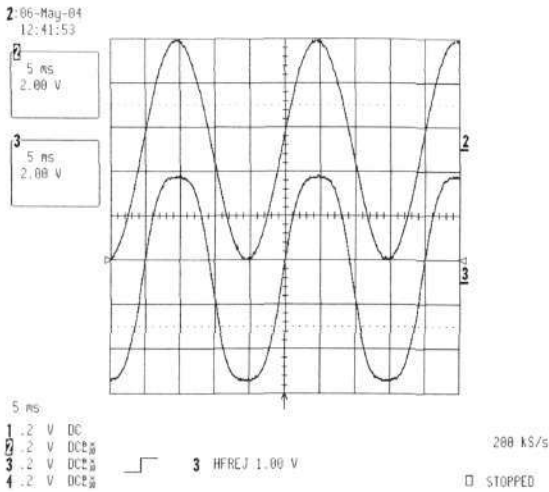


Slika 6.2.b: Frekvenčni spekter dejanske napetosti, frekvenca 50,000 Hz, ohmsko breme



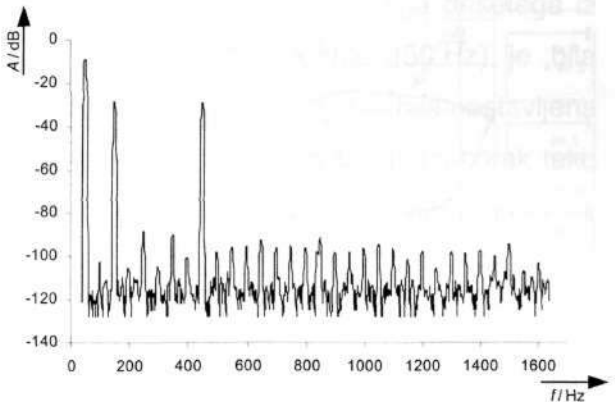
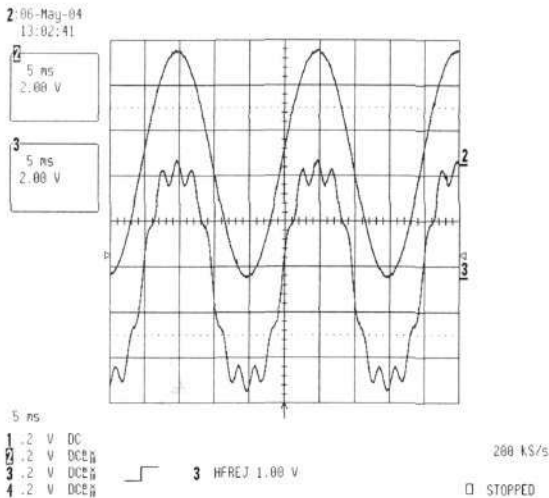
Slika 6.2.d: Frekvenčni spekter dejanske napetosti, frekvenca 50,125 Hz, ohmsko breme

Sliki 6.3.a in 6.4.a kažeta rezultat oblikovanja referenčne napetosti z dodanimi višjeharmonskimi komponentami in pripadajoča frekvenčna spektra. Za primerjavo je na slikah prikazan tudi idealen sinusni signal. Amplituda osnovne sinusne komponente obeh signalov je enaka.



Slika 6.3.a: Referenčna napetost s superponirano tretjo harmonsko komponento ($U_3 = 0,1 \cdot U_1$) ($k_t = 5 \text{ ms/rd}$, $k_{U\ 2,3} = 2 \text{ V/rd}$)

Slika 6.3.b: Frekvenčni spekter referenčne napetosti s superponirano tretjo harmonsko komponento ($U_3 = 0,1 \cdot U_1$)

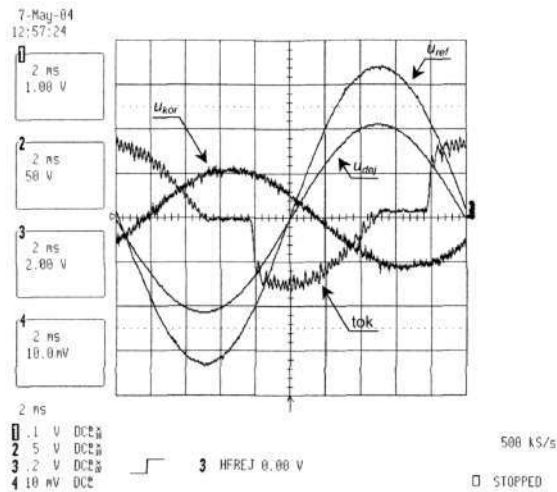


Slika 6.4.a: Referenčna napetost s superponirano tretjo in deveto harmonsko komponento ($U_3 = 0,1 \cdot U_1$, $U_9 = 0,1 \cdot U_1$) ($k_t = 5 \text{ ms/rd}$, $k_{U\ 2,3} = 2 \text{ V/rd}$)

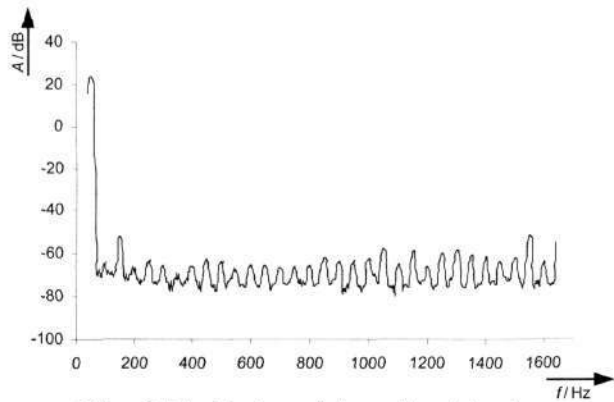
Slika 6.4.b: Frekvenčni spekter referenčne napetosti s superponirano tretjo in deveto harmonsko komponento ($U_3 = 0,1 \cdot U_1$, $U_9 = 0,1 \cdot U_1$)

Slike na naslednji strani kažejo odziv korekcije na referenčno napetost z dodanimi višjeharmonskimi komponentami na napetostnem viru, obremenjenim samo z ohmskim bremenom ali s tremi števeci električne energije.

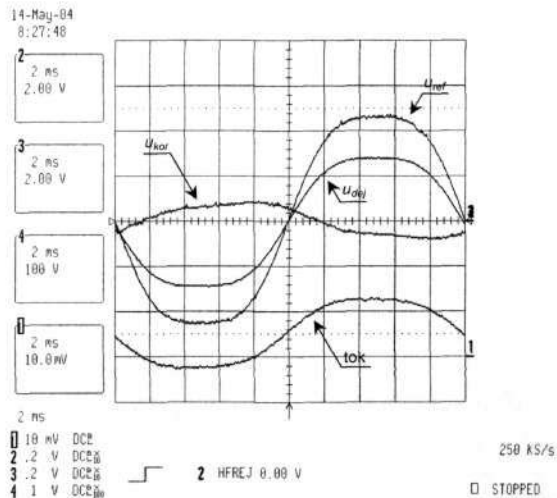
Tok na sliki 6.5.a ima koeficient 0,1 A/razdelek, na preostalih štirih slikah pa 0,2 A/razdelek.



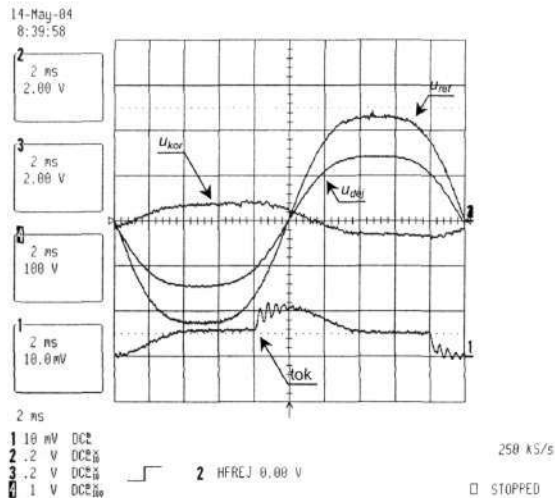
Slika 6.5.a: Referenčna, korekcijska in dejanska napetost ter tok skozi tri števec
($k_1 = 2 \text{ ms/rd}$, $k_{U1} = 1 \text{ V/rd}$, $k_{U2} = 50 \text{ V/rd}$, $k_{U3} = 2 \text{ V/rd}$, $k_I = 100 \text{ mA/rd}$)



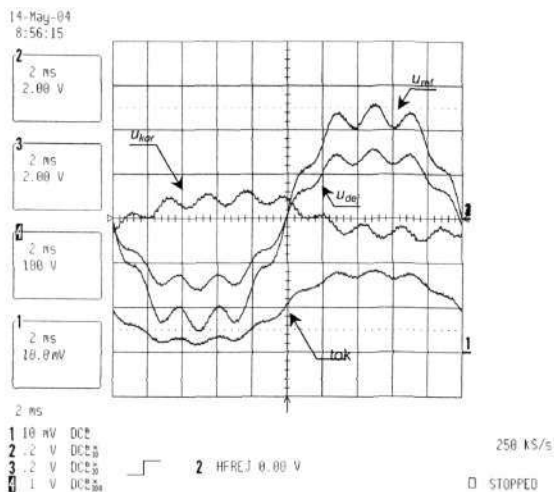
Slika 6.5.b: Frekvenčni spekter izhodne napetosti vira obremenjenega s tremi števci



Slika 6.6.a: Referenčna napetost s superponirano tretjo harmonsko komponento ($U_3 = 0,1 \cdot U_1$), korekcijska in izhodna napetost ter tok skozi ohmsko breme
($k_1 = 2 \text{ ms/rd}$, $k_{U2} = 2 \text{ V/rd}$, $k_{U3} = 2 \text{ V/rd}$, $k_{U4} = 100 \text{ V/rd}$, $k_I = 200 \text{ mA/rd}$)

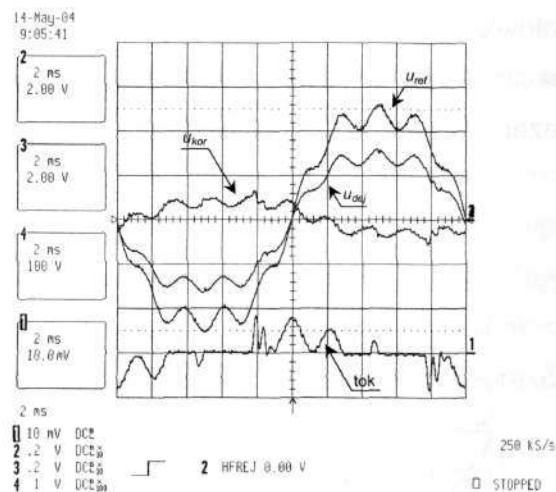


Slika 6.6.b: Referenčna napetost s superponirano tretjo harmonsko komponento ($U_3 = 0,1 \cdot U_1$), korekcijska in izhodna napetost ter tok skozi tri števec
($k_1 = 2 \text{ ms/rd}$, $k_{U2} = 2 \text{ V/rd}$, $k_{U3} = 2 \text{ V/rd}$, $k_{U4} = 100 \text{ V/rd}$, $k_I = 200 \text{ mA/rd}$)



Slika 6.7.a: Referenčna napetost s superponirano tretjo in deveto harmonsko komponento ($U_3 = 0,1 \cdot U_1$, $U_9 = 0,1 \cdot U_1$), korekcijska in izhodna napetost ter tok skozi ohmsko breme

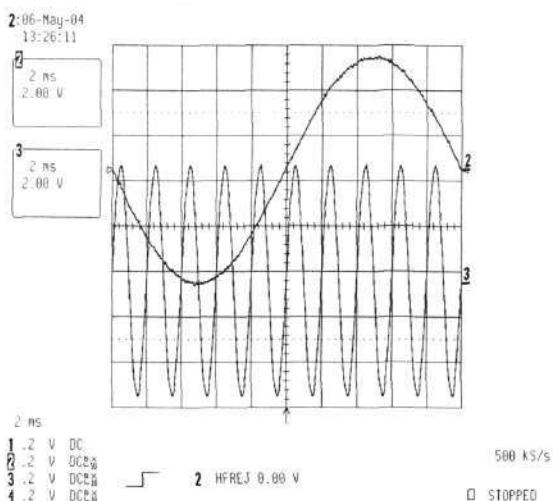
($k_1 = 2 \text{ ms/rd}$, $k_{U2} = 2 \text{ V/rd}$, $k_{U3} = 2 \text{ V/rd}$, $k_{U4} = 100 \text{ V/rd}$, $k_I = 200 \text{ mA/rd}$)



Slika 6.7.b: Referenčna napetost s superponirano tretjo in deveto harmonsko komponento ($U_3 = 0,1 \cdot U_1$, $U_9 = 0,1 \cdot U_1$), korekcijska in izhodna napetost ter tok skozi števec

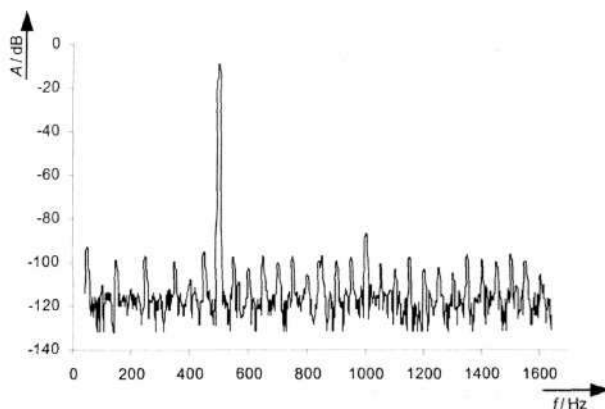
($k_1 = 2 \text{ ms/rd}$, $k_{U2} = 2 \text{ V/rd}$, $k_{U3} = 2 \text{ V/rd}$, $k_{U4} = 100 \text{ V/rd}$, $k_I = 200 \text{ mA/rd}$)

Slika 6.8.a kaže referenčno sinusno napetost s frekvenco 500 Hz, ki je bila oblikovana kot višjeharmonška komponenta, torej s preskakovanjem vzorcev na vsakega desetega iz tabele osnovnega sinusnega signala. Amplituda osnovne komponente (50 Hz) je bila nastavljena na vrednost nič, amplituda desete harmonske komponente pa je bila nastavljena na vrednost, ki je enaka amplitudi primerjalnega sinusa. Na sliki se lahko opazi korak tako oblikovanega signala, katerega perioda je sedaj sestavljena iz samo 360 različnih vzorcev.



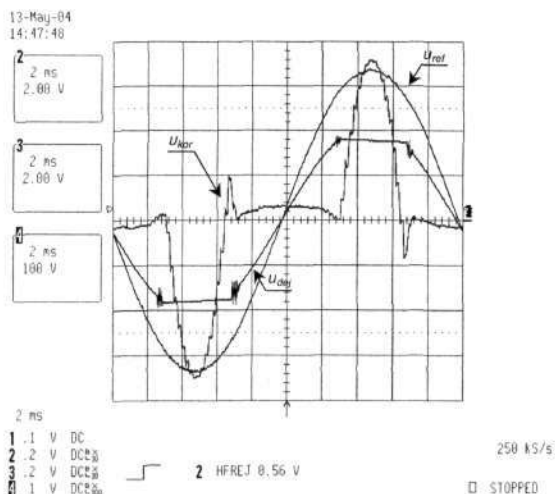
Slika 6.8.a: Referenčna napetost s frekvenco 500 Hz, oblikovana kot 10. višjeharmonška komponenta

($k_1 = 2 \text{ ms/rd}$, $k_{U2} = 2 \text{ V/rd}$, $k_{U3} = 2 \text{ V/rd}$)

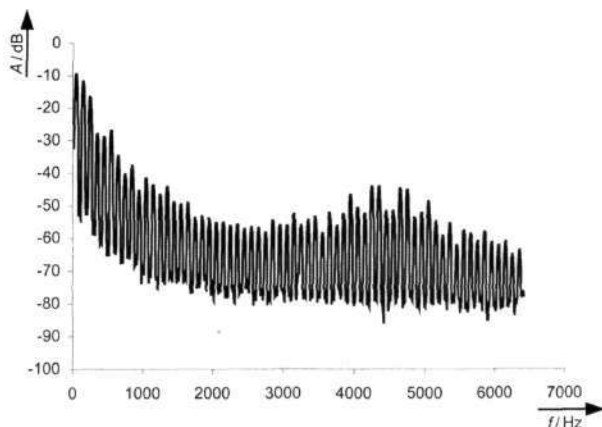


Slika 6.8.b: Frekvenčni spekter referenčne napetosti s frekvenco 500 Hz, oblikovane kot 10. višjeharmonška komponenta

Naslednji sliki kažeta delovanje korekcije v primeru, ko napetostni vir nima zagotovljene dovolj visoke napajalne napetosti. Potlačen vrh izhodnega signala poskuša korekcija izravnati s povečevanjem korekcijske napetosti. Korekcijska napetost bi v prikazanem primeru prej ali slej postala kvadratne oblike, ker napake ni mogoče odpraviti.

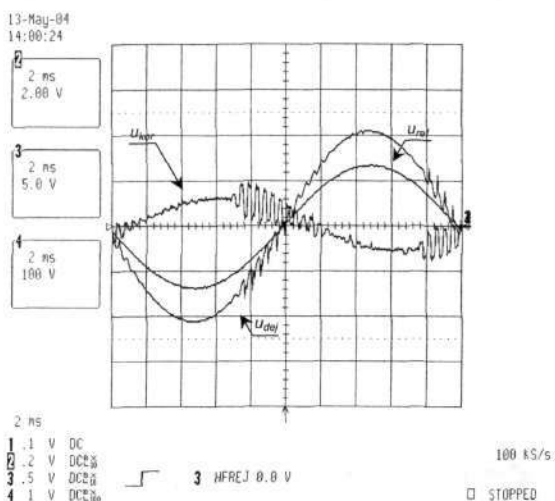


Slika 6.9.a: Referenčna, korekcijska in dejanska napetost pri premajhni napajalni napetosti ($k_1 = 2 \text{ ms/rd}$, $k_{U2} = 2 \text{ V/rd}$, $k_{U3} = 2 \text{ V/rd}$, $k_{U4} = 100 \text{ V/rd}$)



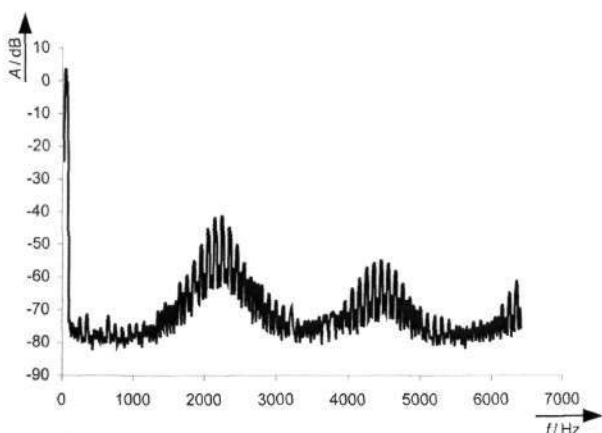
Slika 6.9.b: Frekvenčni spekter korekcijske napetosti pri premajhni napajalni napetosti

Slika 6.10.a kaže nepravilno delovanje korekcije kot posledico napačno izbranega faznega premika korekcijskega signala, ki ga opravlja prediktivni člen z^k oziroma z^g , kot je bilo prikazano v tretjem poglavju.



Slika 6.10.a: Referenčna, korekcijska in dejanska napetost pri nepravilnem delovanju korekcije

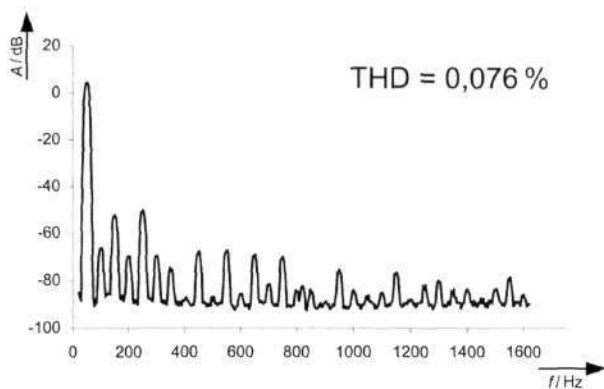
($k_1 = 2 \text{ ms/rd}$, $k_{U2} = 5 \text{ V/rd}$, $k_{U3} = 2 \text{ V/rd}$, $k_{U4} = 100 \text{ V/rd}$)



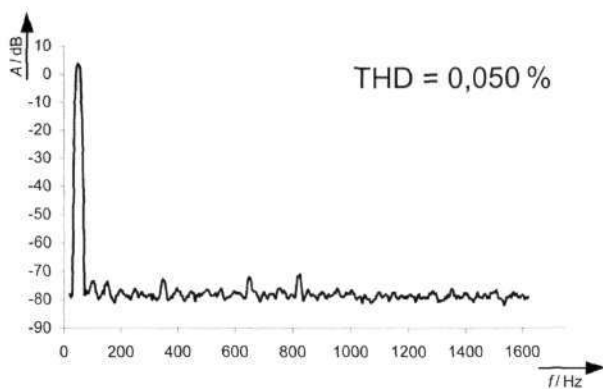
Slika 6.10.b: Frekvenčni spekter korekcijske napetosti pri nepravilnem delovanju korekcije

Slike na naslednji strani kažejo frekvenčne spektre dejanske napetosti neobremenjenega, ohmsko obremenjenega ter s tremi števci obremenjenega napetostnega vira. Vhodna referenčna napetost je bila sinusne oblike z amplitudo 6,7 V, izbrano je bilo 320 V območje delovanja, amplituda izhodne napetosti pa je bila cca. 214 V.

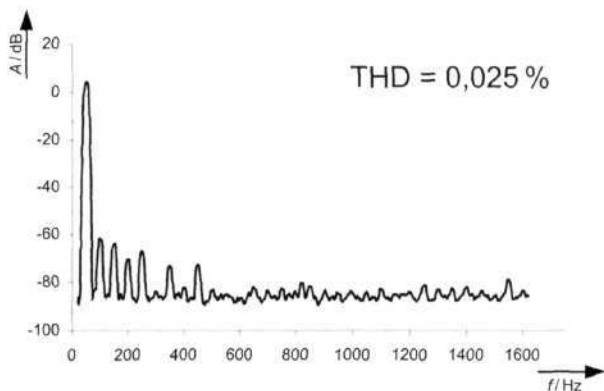
K vsaki sliki je pripisano tudi celotno harmonsko popačenje do 25. višjeharmonske komponente v zajetem signalu, ki ga je izračunaval merilni inštrument. Lepo je viden vpliv korekcije na zmanjšanje *THD*-ja, ko je vir neobremenjen ali pa obremenjen s tremi števci električne energije. Povečanje *THD*-ja pri priključitvi ohmskega bremena na vir in pri aktivni korekciji (sliki 6.12.a in 6.12.b) je mogoče pripisati nepravilno izbranim parametrom korekcije (glej tretje poglavje), ki v danem primeru sistemu bolj škodi kot koristi.



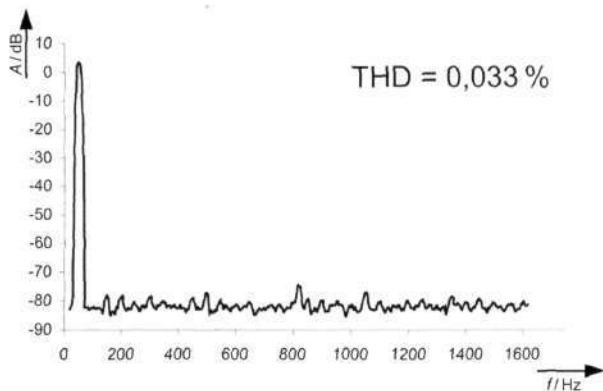
Slika 6.11.a: Frekvenčni spekter dejanske napetosti neobremenjenega vira z neaktivno korekcijo



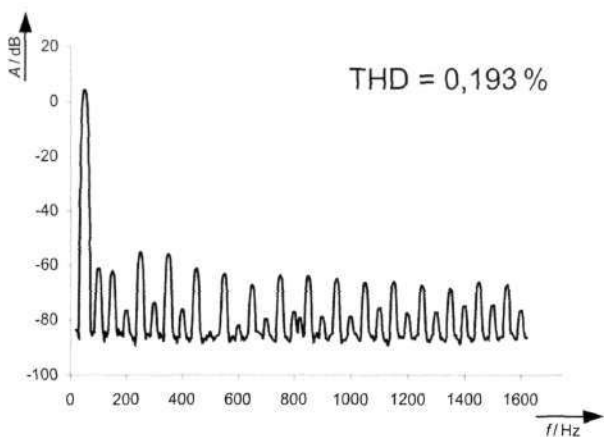
Slika 6.11.b: Frekvenčni spekter dejanske napetosti neobremenjenega vira z aktivno korekcijo



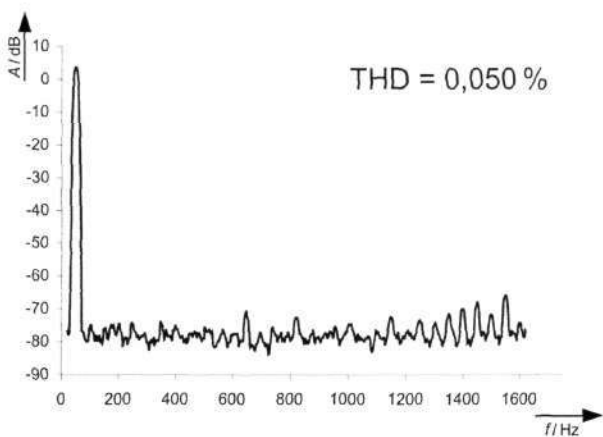
Slika 6.12.a: Frekvenčni spekter dejanske napetosti ohmsko obremenjenega vira z neaktivno korekcijo



Slika 6.12.b: Frekvenčni spekter dejanske napetosti ohmsko obremenjenega vira z aktivno korekcijo



Slika 6.13.a: Frekvenčni spekter dejanske napetosti s tremi števci obremenjenega vira in z neaktivno korekcijo



Slika 6.13.b: Frekvenčni spekter dejanske napetosti s tremi števci obremenjenega vira in z aktivno korekcijo

7. Zaključek

V magistrski nalogi sem podal teoretična izhodišča periodičnega proporcionalnega korektorja s končnim integralnim delovanjem in v nadaljevanju njegovo praktično realizacijo v enofaznem ter trifaznem eksperimentalnem sistemu za umerjanje števecv električne energije. Eksperimentalni sistem je sestavljen iz treh korigiranih napetostnih virov, katerih delovanje medsebojno sinhronizira in nadzira četrti DSP mikrokrmilnik.

Na ravni strojne opreme sistema so se med začetnim povezovanjem posameznih modulov in podmodulov v zaključeno celoto pojavljale določene težave, vendar jih je večina do sedaj že odpravljenih. Sistem, ki sem ga opisal v magistrskem delu, izpolnjuje v uvodu postavljene zahteve. Celotno harmonsko popačenje korigiranega dejanskega izhodnega signala, ki je najpomembnejši podatek napetostnega umerjevalnega vira, je v pričakovanih mejah. Še vedno pa so mogoče določene izboljšave tudi na strojnem nivoju.

V prihodnji verziji bi tako predlagal uporabo več kot 12-bitnih D/A pretvornikov s primernimi parametri. Predvsem je tu problematično razmerje cena/hitrost/ločljivost. Cena 14- in 16-bitnih hitrih D/A pretvornikov namreč sploh ni zanemarljiva, še posebej, če jih sistem potrebuje 9, kot v podanem primeru. Nadalje, na A/D-D/A modulu bi se dalo opustiti vezja za zadrževanja stanja podatkovnega vodila pred D/A pretvorniki. Izvesti bi jih bilo mogoče v CPLD vezju, v katerem je še dovolj prostora. CPLD vezje je s programom v sedanji obliki zasedeno le 43 %. Potrebni bi bilo tudi nekaj manjših popravkov na večini tiskarin: predvsem odstranitev nekaterih logičnih vezij, ki so se izkazala kot nepotrebna.

Večja sprememba, ki bi jo predlagal za eno izmed naslednjih izvedb, je zamenjava paralelnih A/D in D/A pretvornikov s serijskimi. To bi zelo poenostavilo tiskanine, kajti število potrebnih povezav med elementi bi se znatno zmanjšalo. Ostane pa problem primernosti pretvornikov glede na njihove ostale parametre, predvsem hitrost delovanja.

Ravno tako bi se dalo sedajšnji paralelni Flash pomnilnik, v katerem je shranjen uporabniški program, zamenjati s serijskim EEPROM-om, ki uporablja I²C vodilo in tako zmanjšati število povezav med DSP mikrokrmilnikom in zunanjim spominskim elementom.

Na področju programske opreme pa bi bilo mogoče uvesti kar nekaj sprememb in izboljšav.

Komunikacija med podrejenimi/korekcijskimi in nadrejenim/nadzornim mikrokrmilnikom, ki je v začetku povzročala največ težav, je sedaj zaključena celota, deluje, in mislim, da je ni potrebno spreminjati. Bolj smiselno bi bilo preizkusiti nekatere druge variante periodičnih korekcijskih metod [29, 30], predvsem glede njihove primernosti in učinkovitosti v sistemu s podanimi zahtevami. Večina programa v podrejenih/korekcijskih DSP mikrokrmilnikih je

namreč modularna in uporabna v obstoječi obliki. Za preizkus alternativnih korekcijskih metod bi bilo potrebno spremeniti samo nekaj 10 vrstic kode v zbirnem jeziku.

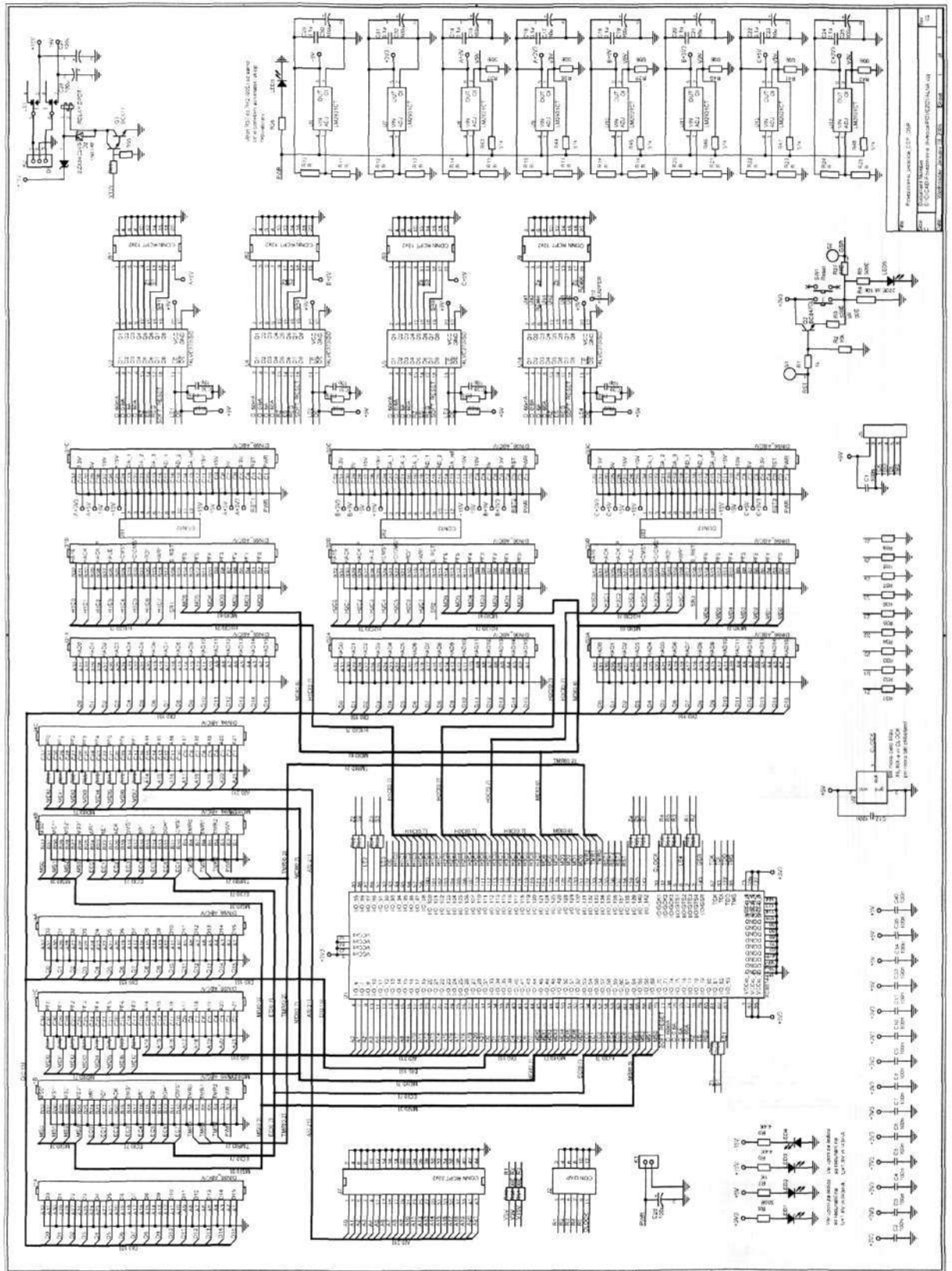
Pri uporabi sedanje metode, pa bi bilo smiselno posvetiti dodatno pozornost pravilni izbiri parametrov korekcije. Sistem oziroma korekcijski program v sedanji obliki, namreč uporablja vedno enake korekcijske parametre za vse vrste bremen in vsa napetostna področja (80 V, 160 V in 320 V), kar pa se ni izkazalo za najboljšo rešitev (sliki 6.12.a in 6.12.b). Korekcija seveda deluje, vendar bi ob malenkostni spremembi njenih parametrov delovala še bolje. Preizkusiti bi bilo potrebno več kombinacij različnih korekcijskih parametrov in nato zasnovati program, ki bi jih avtomatsko spreminjal glede na izbrano napetostno (oziroma tokovno) območje delovanja vira (naloge je relativno preprosto izvedljiva) in glede na vrsto priključenega števca (teže izvedljivo, kajti potrebno bi bilo zasnovati algoritem za prepoznavanje priključenega števca električne energije iz oblike popačenja napajalne napetosti).

Določene izboljšave bi bile mogoče tudi v funkciji za sproženje pretvorbe A/D pretvornikov, ki sedaj delujejo na zgornji meji zmogljivosti (pri 75 Hz so sproženi vsakih $7,8 \mu\text{s}$, kar je prepogosto in lahko povzroča motnje v pretvorbi, v programu pa je uporabljen člen za (navidezno) zmanjševanje števila vzorcev, ki praktično "izpušča" določeno število zajetih vzorcev).

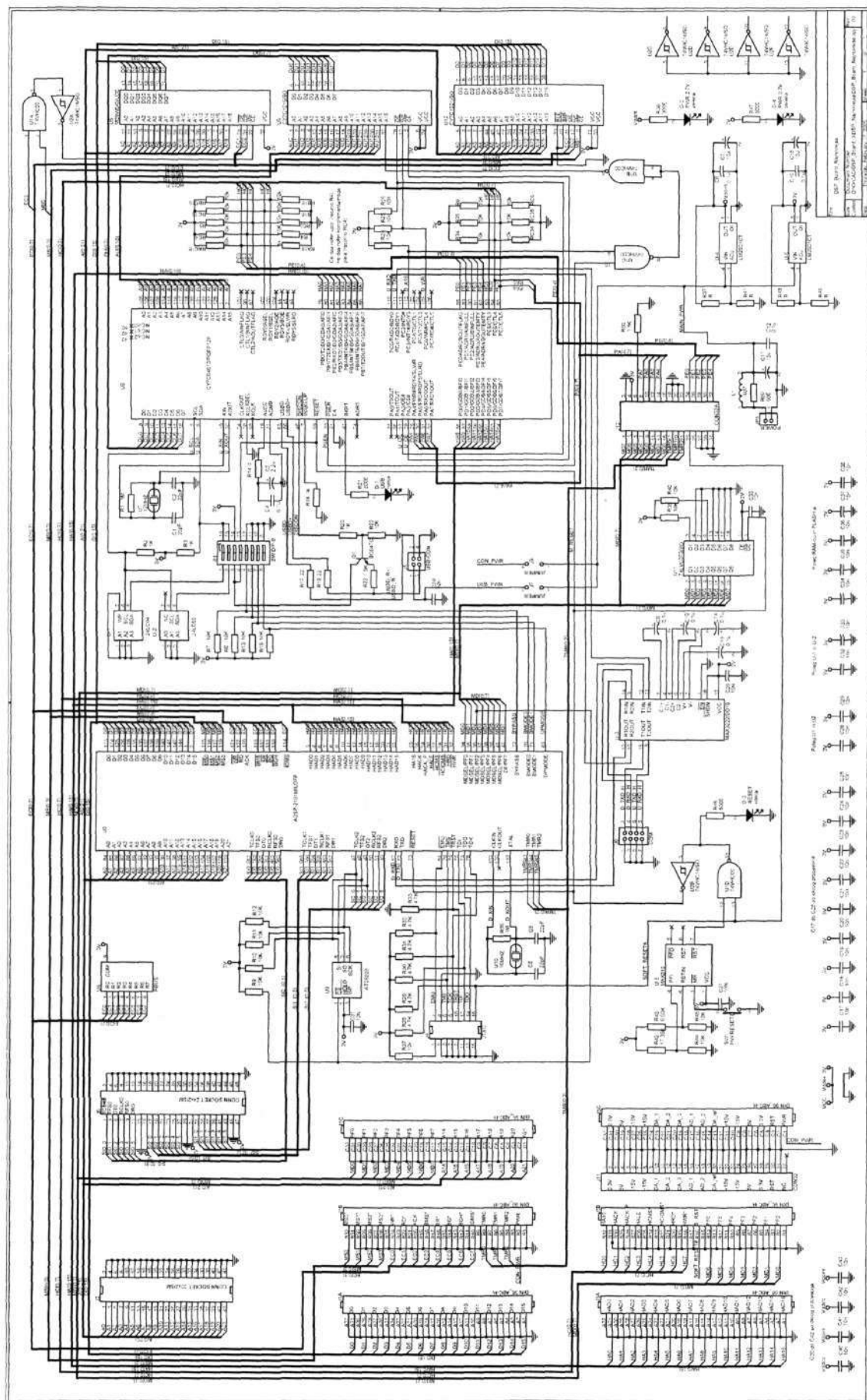
Izboljšati bi se dalo tudi večino podprogramov, ki uporabljajo 16-bitno aritmetiko in opravljajo izračune, v katerih 16 bitov komaj da še zadošča zahtevam po natančnosti. Zaradi povečanja slednje bi jo bilo treba spremeniti v aritmetiko z dvojno natančnostjo (ali celo trojno). V razmislek pa je potrebno sprejeti posledično podaljšanje časa izračuna tako modificiranih podprogramov (za približno 40-krat). Eden izmed takšnih podprogramov je naprimer podprogram za izračun frekvence v nadzornem/nadrejenem DSP mikrokrmilniku. Podprogram se izvede le ob zagonu DSP-ja ali pa na njegovo izrecno zahtevo (ob spremembi frekvence osnovne harmonske komponente s strani uporabnika) in ni časovno kritična.

V zaključku pa naj še enkrat poudarim, da predstavljen korekcijski princip deluje in je zelo primeren za korigiranje signalov s periodičnimi motnjami s frekvenco, ki sovпада z osnovno harmonsko in višjeharmonskimi komponentami vhodnega signala u_{ref} . V šestem poglavju sem zgornjo trditev podprl z meritvami, ki sem jih opravil na trifaznem eksperimentalnem sistemu za umerjanje števecv električne energije.

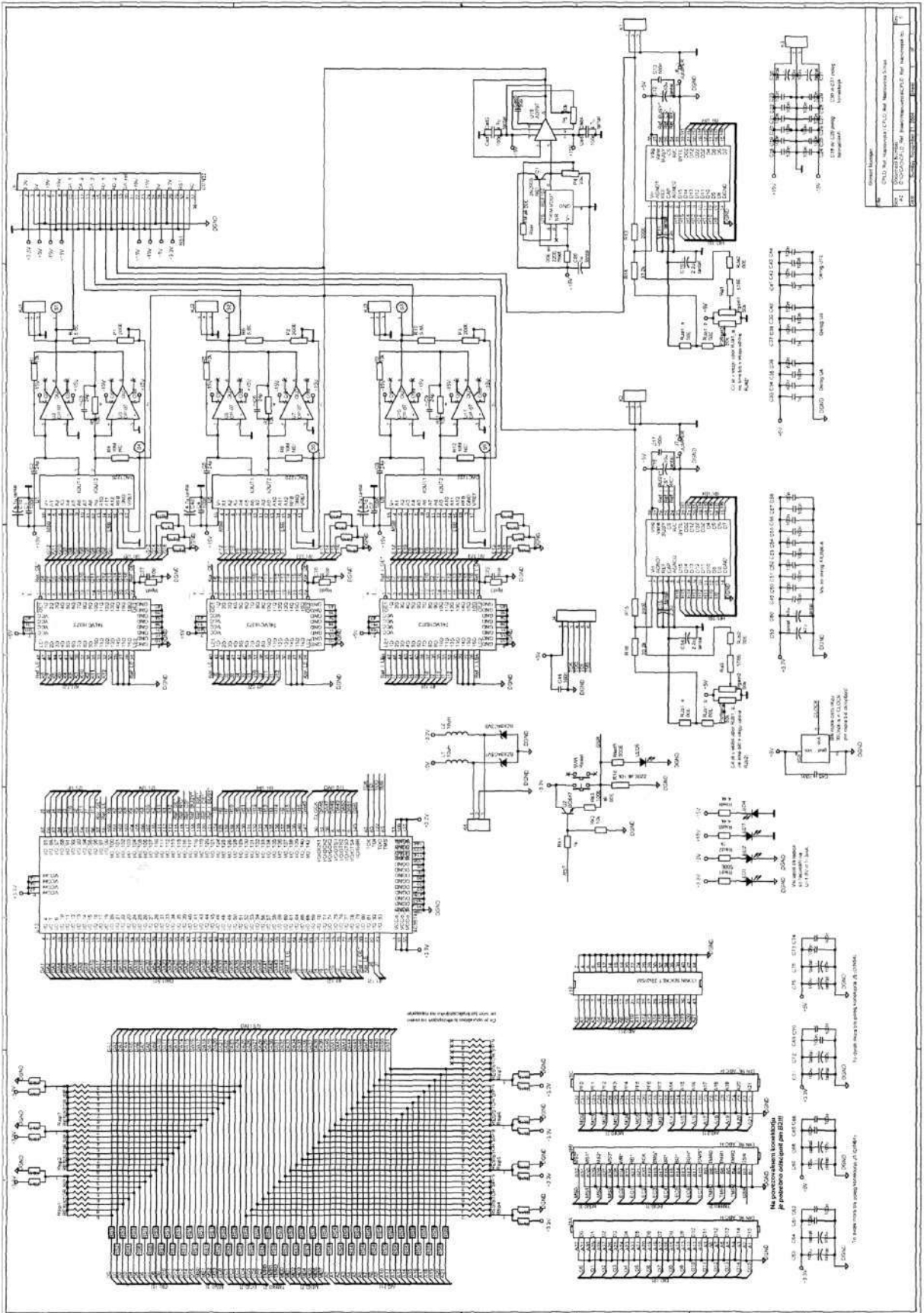
A. Dodatek



Slika A.1: Shema povezovalnega modula



Slika A.2: Povezovalna shema DSP mikrokrmilniškega modula



Slika A.3: Povezovalna shema A/D-D/A modula

B. Viri

- [1] Leopold Filipič, Omrežni usmerniki s sinusnim vhodnim tokom in $\cos(\varphi) = 1$, diplomsko delo, univerzitetni študij, Univerza v Ljubljani, Fakulteta za elektrotehniko, Ljubljana, 2000.
- [2] Matjaž Mavrer, Elektronski napetostni vir z digitalno korekcijo izhodne vrednosti, magistrsko delo, Univerza v Ljubljani, Fakulteta za elektrotehniko, Ljubljana, marec 2003.
- [3] T. Yokoyama and A. Kawamura, Disturbance observer based fully digital controlled PWM inverter for CVCF operation, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 9, September 1994.
- [4] Y. Ito and S. Kawauchi, Microprocessor-based robust digital control for UPS with three-phase PWM iverter, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 10, Marc 1995.
- [5] Andrew Gubisch, Member, IEEE, Paul L. Lualdi, Jr., Member, IEEE, Petar N. Miljanic, and James L. West, Senior Member, IEEE, Power Calibrator Using Sampled Feedback for Current and Voltage, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 46, No. 1, April 1997.
- [6] Kai Zhang, Yong Kang, Jian Chen, Senior Member, IEEE, Direct Repetitive Control of DPWM Inverter for UPS Purpose, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, No. 3, May 2003.
- [7] Byung-Sub Kim, and Tsu-Chin 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, www.seas.ucla.edu/~ttsao/Publications/JUSA_02_Kim.pdf.
- [8] Gorazd Modrijan, Henrik Lavrič, Peter Zajec, Danijel Vončina, Proporcionalni prekinjevalni princip regulacije z uporabo paralelnih integralnih členov, Zbornik dvanajste mednarodne Elektrotehniške in računalniške konference ERK 2003, Zvezek AB, str. 217 - 220.
- [9] I. N. Bronštejn, K. A. Semendjajev, G. Musiol, H. Mühlig, Matematični priročnik, Tehniška založba Slovenije, 1997.
- [10] Vanja Ambrožič, Mikroračunalniki v močnostni elektroniki, Univerza v Ljubljani, Fakulteta za elektrotehniko, Založba FE in FRI, Ljubljana, 1999.
- [11] Sen M. Kuo, and Bob 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.
- [12] Cosner, G. Anwar, and M. Tomizuka, Plug in repetitive control for industrial robotic mannipulators, Proc. IEEE Int. Conf. Robot. Automat., May 1990, pp. 1970 - 1975.
- [13] Borut Zupančič, Zvezni regulacijski sistemi, II. del, Univerza v Ljubljani, Fakulteta za elektrotehniko in računalništvo, Založba FER, Ljubljana, 1993.
- [14] Rafael Cajhen, Regulacije, Univerza v Ljubljani, Fakulteta za elektrotehniko in računalništvo, Založba FER, Ljubljana, 1990.
- [15] Nile M. Oldham, Member, IEEE, Owen B. Laug, Member, IEEE, and Bryan C. Waltrip, Digitally Synthesized Power Calibration Source, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. IM-36, No. 1, June 1987.

- [16] Jan Fischer, and Jan Vejdelek, 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,
<http://measure.feld.cvut.cz/usr/doctoral/vejdelek/publications/adeworkshop2002.pdf>.
- [17] Matjaž Maver, Peter Zajec, Danijel Vončina, Janez Nastran, Napetostni vir za merjenje števecv električne energije, Zbornik dvanajste mednarodne Elektrotehniške in računalniške konference ERK 2003, Zvezek AB, str. 245 - 248.
- [18] ADSP-2191M: DSP Microcomputer Data Sheet (Rev. A, 7/02),
http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/360699349136344294185456ADSP_2191M_a.pdf.
- [19] ADSP-219x/2191 DSP Hardware Reference, External Port, revision 1.1, August 2003,
http://www.analog.com/UploadedFiles/Associated_Docs/4936782869x_eport.pdf.
- [20] ADSP-219x/2191 DSP Hardware Reference, Host Port, revision 1.1, August 2003,
http://www.analog.com/UploadedFiles/Associated_Docs/4122720929x_hport.pdf.
- [21] CY7C64601/603/613 EZ-USB FX USB Microcontroller Data Sheet, Cypress Semiconductor Corporation, September 21, 2001,
http://www.keil.com/dd/docs/datashts/cypress/cy7c646xx_ds.pdf,
EZ-USB FX™ USB Microcontroller, Cypress Semiconductor Corporation, April 22, 2003,
<http://www.cypress.com/cfuploads/img/products/CY7C64613-128NC.pdf>.
- [22] 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
- [23] AD7541A, CMOS 12-Bit Monolithic Multiplying DAC, Rev. B, Analog Devices, Inc., June 1997,
<http://www.ropia.com.pl/pdf/stock/adi/ad7541a.pdf>
- [24] ADSP-2191 Host Port Interface, Engineer To Engineer Note EE-154, Technical Notes on using Analog Device's DSP components and development tools,
http://www.analog.com/UploadedFiles/Application_Notes/601386279EE154.pdf.
- [25] Uroš Palmin, Univerzalno DSP mikrokrmilniško vezje z USB komunikacijo, diplomsko delo, univerzitetni študij, Univerza v Ljubljani, Fakulteta za elektrotehniko, Ljubljana, oktober 2003.
- [26] Gorazd Modrijan, Danijel Vončina, Peter Zajec, Generiranje višjeharmonskih komponent z DSP mikrokrmilnikom, Zbornik enajste mednarodne Elektrotehniške in računalniške konference ERK 2002, Zvezek A, str. 469 - 472.
- [27] Jože Mlakar, Osnove električnih vezij in signalov, Univerza Edvarda Kardelja v Ljubljani, Fakulteta za elektrotehniko, Ljubljana, 1983.
- [28] Jože Mlakar, Linearna vezja in signali, Univerza v Ljubljani, Fakulteta za elektrotehniko, Založba FE in FRI, Ljubljana, 2002.
- [29] Cassiano Rech, Student Member, IEEE, Humberto Pinheiro, Member, IEEE, Hilton Abílio Gründing, Member, IEEE, Hélio Leães Hey, Member, IEEE, and José Renes Pinheiro, Member, IEEE, 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.

- [30] Keliang Zhou, and Danwei Wang, Member, IEEE, Digital Repetitive Controlled Three-Phase PWM Rectifier, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 18, No. 1, January 2003.

URL naslovi:

- <http://www.innovem.com/emc-standard-iec.html>
- <http://www.laplaceinstruments.com/standards/>

Priloženo na CD-ju:

- Mikrokrmilniški_modul.pdf
- AD-DA_modul.pdf
- Povezovalni_modul.pdf
- Večina datotek v pdf formatu

Izjava

Izjavljam, da sem magistrsko delo izdelal samostojno pod vodstvom mentorja doc. dr. Danijela Vončine, univ. dipl. inž. el. Izkazano pomoč drugih sodelavcev sem v celoti navedel v zahvali.

Ljubljana, junij 2004

Gorazd Modrijan

Handwritten signature of Gorazd Modrijan in cursive script.

