

UNIVERZA V LJUBLJANI
FAKULTETA ZA ELEKTROTEHNIKO

Alojzij KUNČIČ

**Izboljšava obstoječega digitalnega vezja za
merjenje električne energije in njegova
izvedba v vezju FPGA**

MAGISTRSKO DELO

Mentor
prof. dr. Andrej Žemva

Ljubljana, 2009

Številka naloge: M-1129/2009
Datum: 29. 01. 2009



Fakulteta za elektrotehniko Univerze v Ljubljani izdaja naslednjo nalogo:

Kandidat: **ALOJZIJ KUNČIČ, univ. dipl. inž. el.**

Naslov: **IZBOLJŠAVA OBSTOJEČEGA DIGITALNEGA VEZJA ZA MERJENJE ELEKTRIČNE ENERGIJE IN NJEGOVA IZVEDBA V VEZJU FPGA**

Naslov v angleščini: **IMPROVEMENT OF THE EXISTING DIGITAL CIRCUIT FOR MEASURING ELECTRICAL ENERGY AND ITS IMPLEMENTATION IN THE FPGA DEVICE**

Vrsta naloge: Magistrsko delo

Tematika naloge:

Elektronski števec električne energije nudi kar nekaj prednosti v primerjavi z indukcijskim števcem električne energije. Prednost je v boljši obdelavi električne napetosti in toka, ter poleg merjenja električne energije tudi izračun drugih električnih veličin. Glede na to, da so zahteve po točnosti merjenja vedno višje, je potrebno izboljšati merilni del elektronskih števcov električne energije, ki vključuje tudi digitalno merilno vezje.

Zasnujte novo digitalno merilno vezje za merjenje električne energije v energetskem omrežju. Vezje zasnujte v klasični celoštevilčni aritmetiki in ga izvedite v vezju FPGA, kar je osnova za delno naročniško vezje ASIC. Struktura vezja naj omogoča precizne meritve in izračune iz vhodnega modulatorja sigma delta drugega reda. Preverite delovanje digitalnega merilnega vezja FPGA povezanega z modulatorjem sigma delta.

Mentor:

prof. dr. Andrej Žemva



Predstojnik katedre:

prof. dr. Slavko Amon

Dekan:

prof. dr. Janez Nastran

ZAHVALA

Zahvaljujem se mentorju prof. dr. Andreju Žemvi za strokovna mnenja in pripombe pri pripravi magistrskega dela.

Prav tako se zahvaljujem mag. Vjekoslavu Delimarju in mag. Roku Maroltu za vso pomoč in koristne nasvete.

Zahvaljujem se tudi drugim sodelavcem oddelka Mikroelektronika in senzorika, podjetja Iskraemeco, d. d., Kranj, ki so kakorkoli pripomogli k izdelavi tega dela.

Prav tako se zahvaljujem podjetju Iskraemeco, d. d., ki mi je financiralo magistrski študij.

KAZALO

| | | |
|----------|---|-----------|
| 1 | Uvod | 1 |
| 2 | Matematični opis električnih signalov | 3 |
| 2.1 | Delovna moč in energija | 4 |
| 2.2 | Jalova moč in energija | 5 |
| 3 | Merilni del števca za merjenje električne energije | 7 |
| 3.1 | Senzorski sklop | 8 |
| 3.1.1 | Uporovni delilnik | 8 |
| 3.1.2 | Tokovni senzor | 8 |
| 3.1.3 | Izvedba senzorskega sklopa | 13 |
| 3.2 | Analogni sklop | 13 |
| 3.2.1 | Izvedba analognega sklopa | 19 |
| 3.3 | Digitalni sklop | 20 |
| 3.3.1 | Obstoječe digitalno merilno vezje | 20 |
| 4 | Izvedba digitalnega sklopa merilnega dela | 24 |
| 4.1 | Generator ure | 25 |
| 4.2 | Sinhronizacija | 26 |
| 4.3 | Fazna kompenzacija | 26 |
| 4.4 | Decimator | 27 |
| 4.5 | Kalibracija | 37 |
| 4.6 | Vezje za izračun energij | 39 |
| 4.6.1 | Kompenzacija enosmernega, DC signala | 39 |
| 4.6.2 | Fazni premik napetosti in toka za jalovo energijo | 44 |
| 4.6.3 | Množilnik za izračun signala moči | 47 |
| 4.6.4 | Integrator s prepuščanjem in akumulator za prikaz električne energije | 48 |
| 4.6.5 | Generator za impulzni signal | 54 |

| | | |
|----------|---|-----------|
| 4.6.6 | Rezultati simulacij v programskem paketu ModelSim | 54 |
| 4.7 | Merilnik periode | 62 |
| 5 | Merilni rezultati | 64 |
| 5.1 | Delovna energija | 64 |
| 5.2 | Jalova energija | 68 |
| 6 | Zaključek | 71 |
| | Literatura | 72 |

KAZALO SLIK

| | |
|--|----|
| Slika 2.1: Električna napetost in tok v časovnem prostoru | 3 |
| Slika 3.1: Blokovna shema merilnega dela | 7 |
| Slika 3.2: Uporovni delilnik za zajem električne napetosti | 8 |
| Slika 3.3: Tokovni senzor Shunt | 9 |
| Slika 3.4: Tokovni ovoj s tokovnim senzorjem Shunt | 10 |
| Slika 3.5: Tuljavica Rogowski | 11 |
| Slika 3.6: Tokovni ovoj s tuljavico Rogowski v števcu električne energije | 12 |
| Slika 3.7: Osnovna blokovna shema modulatorja sigma delta I. reda | 16 |
| Slika 3.8: Blokovna shema modulatorja sigma delta I. reda v prostoru Z | 17 |
| Slika 3.9: Modulator sigma delta I. reda | 17 |
| Slika 3.10: Modulator sigma delta II. reda | 18 |
| Slika 3.11: Osnova struktura elementa sigma delta | 20 |
| Slika 3.12: Decimator v obstoječi izvedbi digitalnega merilnega dela | 22 |
| Slika 4.1: Osnovna blokovna shema | 25 |
| Slika 4.2: Sprememba signala sigma delta glede na urin impulz | 26 |
| Slika 4.3: Decimacijski filter CIC reda N z decimacijo za filter comb | 28 |
| Slika 4.4: Decimacijski filter CIC reda N z decimacijo pred filtrom comb | 29 |
| Slika 4.5: Zgradba decimacijskega filtra | 31 |
| Slika 4.6: Blokovna shema filtra CIC 3. reda | 31 |
| Slika 4.7: Decimator | 35 |
| Slika 4.8: Vhodni signal iz modulatorja sigma delta II. reda z amplitudo 0,01 | 38 |
| Slika 4.9: Izračun energije | 39 |
| Slika 4.10: Kompenzacija enosmerne napetosti | 39 |
| Slika 4.11: Osnovna izvedba kompenzacije enosmerne napetosti | 40 |
| Slika 4.12: Kompenzacija enosmerne napetosti z upoštevanjem kvantizacije | 44 |
| Slika 4.13: Integrator | 44 |
| Slika 4.14: Diferenciator | 45 |
| Slika 4.15: Integrator s prepuščanjem | 48 |
| Slika 4.16: Rezultat simulacije v programu ModelSim za delovno moč | 59 |
| Slika 4.17: Rezultat simulacije v programu ModelSim za delovno moč, podrobneje | 59 |
| Slika 4.18: Rezultat simulacije v programu ModelSim za jalovo moč | 60 |

| | |
|---|----|
| Slika 4.19: Rezultat simulacije v programu ModelSim za jalovo moč, podrobneje | 61 |
| Slika 4.20: Rezultat simulacije v programu ModelSim za delovno in jalovo moč | 62 |
| Slika 4.21: Izračun periode pri dodatnih prehodih skozi nič v napetostnem signalu | 63 |

KAZALO GRAFOV

| | |
|---|----|
| Graf 3.1: Močnostni spekter kvantizacijskega šuma s f_s in $4f_s$ | 15 |
| Graf 3.2: Močnostni spekter kvantizacijskega šuma | 15 |
| Graf 3.3: Vhodni sinusni signal x , izhod iz modulatorja I. in II. reda, y_1 in y_2 | 18 |
| Graf 3.4: Amplitudni odziv obstoječega decimatorja | 23 |
| Graf 4.1: Amplitudni odziv filtra CIC, 3. red, OSR 256 | 30 |
| Graf 4.2: Amplitudni odziv filtra CIC, 3. red, OSR 256 – podrobno | 30 |
| Graf 4.3: Amplitudni odziv filtra CIC, CFIR in kaskadna vezava CIC in CFIR | 33 |
| Graf 4.4: Amplitudni odziv filtra CIC, CFIR in kaskadna vezava CIC in CFIR – podrobno | 33 |
| Graf 4.5: Amplitudni odziv kaskade filtra CIC in CFIR ter filtra CIC, 256 | 34 |
| Graf 4.6: Amplitudni odziv kaskade filtra CIC in CFIR ter filtra CIC, 256 – podrobno | 35 |
| Graf 4.7: Amplitudni odziv kompenzacije DC signala | 41 |
| Graf 4.8: Vhodni signal in odziv filtra s konstanto $1 - \alpha = 2^{-10}$ | 42 |
| Graf 4.9: Vhodni signal in odziv filtra s konstanto $1 - \alpha = 2^{-9}$ | 42 |
| Graf 4.10: Vhodni signal in odziv filtra s konstanto $1 - \alpha = 2^{-11}$ | 43 |
| Graf 4.11: Amplitudni odziv integratorja | 45 |
| Graf 4.12: Amplitudni odziv diferenciatorja | 46 |
| Graf 4.13: Amplitudni odziv produkta integratorja in diferenciatorja | 47 |
| Graf 4.14: Amplitudni odziv integratorja s prepuščanjem | 50 |
| Graf 4.15: Signal moči in odziv integratorja s konstanto $k = 2^{-8}$ | 51 |
| Graf 4.16: Signal moči in odziv integratorja s konstanto $k = 2^{-7}$ | 51 |
| Graf 4.17: Signal moči in odziv integratorja s konstanto $k = 2^{-9}$ | 52 |
| Graf 5.1: Obremenilna krivulja za delovno energijo | 65 |
| Graf 5.2: Napetostna odvisnost | 65 |
| Graf 5.3: Obremenilna krivulja brez odprave kvantizacijske napake | 66 |
| Graf 5.4: Frekvenčna odvisnost | 66 |
| Graf 5.5: Frekvenčna odvisnost glede na koeficient α | 67 |
| Graf 5.6: Obremenilna krivulja za jalovo energijo | 68 |
| Graf 5.7: Napetostna odvisnost | 68 |
| Graf 5.8: Frekvenčna odvisnost s kompenzacijo in brez nje | 69 |
| Graf 5.9: Frekvenčna odvisnost | 69 |

KAZALO TABEL

| | |
|--|----|
| Tabela 3.1: Vhodni signal v digitalno vezje | 21 |
| Tabela 3.2: Izračun moči v obstoječem digitalnem vezju | 22 |
| Tabela 4.1: Dvojiški komplement | 36 |
| Tabela 5.1: Vpliv višjih harmonikov pri delovni energiji | 67 |
| Tabela 5.2: Vpliv višjih harmonikov pri jalovi energiji | 70 |

POVZETEK

Elektronski števec električne energije ima kar nekaj prednosti v primerjavi z indukcijskim števcem električne energije. Ena od njih je vsekakor boljša obdelava električne napetosti in toka ter izračun različnih veličin in ne samo električne energije. Z elektronskimi števci električne energije se lahko izvedejo tudi nekatere analize v omrežju.

V magistrski nalogi je povzeto obstoječe digitalno merilno vezje, ki je izvedeno s strukturami sigma delta. Vendar ima taka zasnova nekatere omejitve in slabosti. Zato je bil potreben nov digitalni sklop merilnega vezja za elektronske števce električne energije. Digitalno merilno vezje je zasnovano v celoštevilčni aritmetiki s klasičnimi strukturami, kakršni so seštevalniki, množilniki. Ker je tehnologija pri izdelavi integriranih vezij vedno boljša in so osnovni gradniki manjši, je klasični pristop tudi cenovno sprejemljiv. Digitalno vezje je izvedeno v vezju FPGA (ang. Field Programmable Gate Array) iz družine Spartan 3 proizvajalca Xilinx, kar je osnova za nadaljnje delno naročniško integrirano vezje ASIC (ang. Application Specific Integrated Circuit). V digitalnem merilnem vezju poteka ustrezna obdelava signala sigma delta električne napetosti in toka iz pretvornika A/D. Opisan je postopek decimacije vhodnega signala ter izračun delovne in jalove energije. Na koncu naloge so navedene simulacije, meritve in opažanja digitalnega sklopa z izvedbo v vezju FPGA.

Ključne besede

elektronski števec električne energije, modulator sigma delta, decimacija, filter CIC, delovna moč, jalova moč, Verilog

ABSTRACT

An electronics electricity meter has some advantages compared to electromechanical electricity meter. One of these advantages is better processing of voltage and current signals, computation of different values and not only electrical energy. Additionally some analysis of power network can be achieved by electronics electricity meter.

In master thesis a summary of digital part of integrated circuit is made. Implementation is based on sigma-delta structure. This type of design has some limits and disadvantages, so design of a new digital measurement system part of electronics electricity meter was necessary to avoid some disadvantages. Digital measurement circuit is designed in fixed-point arithmetic with classical structure like as adders, multipliers and is implemented in FPGA from Spartan 3 family designed by Xilinx. This is foundation for further work for application specific integrated circuit, ASIC. In digital measurement circuit sigma-delta signals of voltage and current from AD converter are processing. Procedure of decimation of input signal and computed of active and reactive energy is described. For the conclusion there are shown simulations, measurements and observation of digital part with implementation in FPGA.

Keywords

electricity meter, sigma-delta modulator, decimation, CIC filter, active power, reactive power, Verilog

1 UVOD

Števec električne energije je vgrajen praktično v vsakem gospodinjstvu, javni ustanovi in industrijskem objektu po vsem svetu, saj z njim zajemamo električno energijo, ki jo porabimo. Iz pomerjene električne energije nam distribucijska služba zaračuna njeno porabo. Ker se električna energija zaračuna in jo je treba plačati, so potrebni točni in zanesljivi števci. Nekdanje indukcijske števce električne energije že uspešno zamenjujejo novejši, elektronski. Z njimi so se odprle možnosti, a tudi zahteve po večji obdelavi podatkov. Elektronski števci tako danes niso samo naprave za merjenje porabe električne energije. Iz vrednosti električne napetosti in toka, ki ju pomerimo z njim, izračunamo in obdelamo različne električne veličine, izvedemo pa lahko tudi celotno analizo energijskega omrežja. Elektronski števci omogočajo različne oblike komunikacije, predvsem daljinsko odčitavanje porabljene električne energije in odčitavanje drugih parametrov, pa tudi odklapanje električne energije porabniku.

Osnova elektronskega števca električne energije je merilni del. Ta skrbi za ustrezní zajem električne napetosti in toka ter nadaljnjo obdelavo teh podatkov do izračuna električne energije in drugih vrednosti. Merilni del elektronskega števca mora z enako natančnostjo na eni strani pomeriti porabo polnilnika za telefon GSM kakor na drugi porabo večjega porabnika, recimo električne peči.

Merilni del elektronskega števca električne energije je sestavljen iz treh sklopov: senzorskega, analognega in digitalnega. Senzorski sklop mora čim natančneje zajeti vrednost napetosti in toka brez zunanjih vplivov. Analogni sklop mora zajeti vrednosti napetosti in toka ustrezno spremeniti v digitalno obliko. Digitalni sklop pa skrbi za nadaljnjo digitalno obdelavo vhodnega napetostnega in tokovnega signala ter za izračun nadaljnjih vrednosti, ki jih je treba izračunati v tem števcu.

Digitalni sklop, ki ga predstavlja digitalno merilno vezje, mora zajeta signala o električni napetosti in toku ustrezno obdelati in omogočiti ustrezne izračune. V ta namen se tudi na trgu lahko kupijo že izdelana integrirana vezja ali pa izdelamo lastna. Z izdelavo lastnih integriranih vezij lahko vključimo specifične funkcije, ki jih zahteva trg, hkrati pa je cena

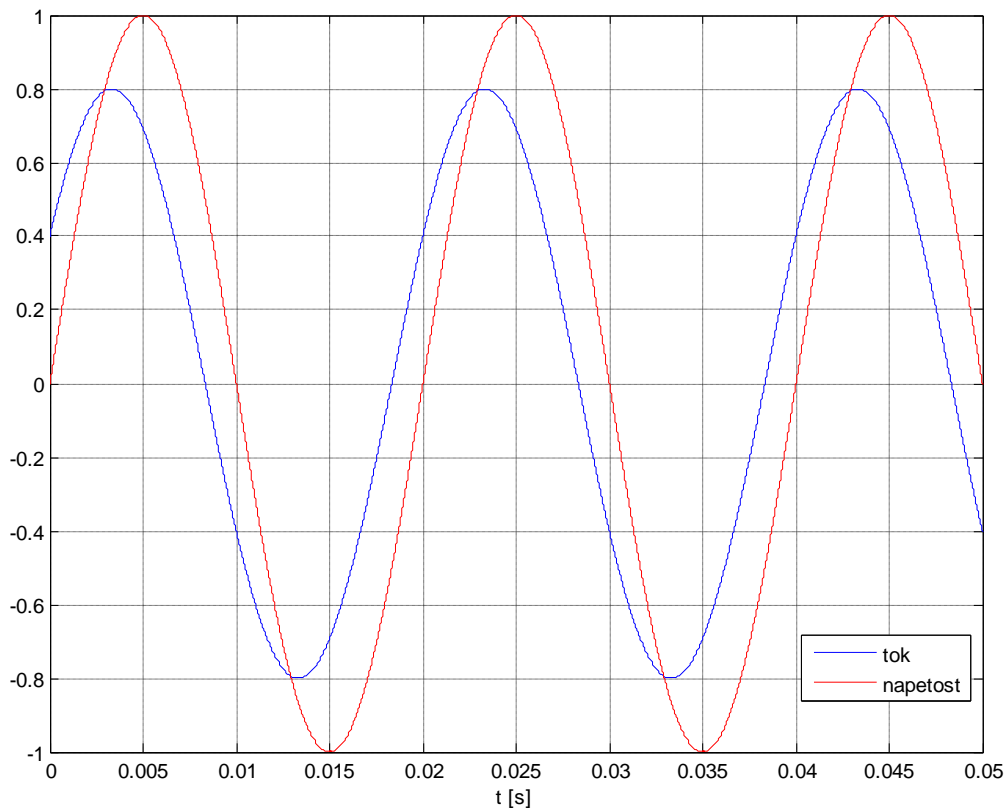
takega vezja nižja. Pomemben je tudi dejavnik, da so pri lastnem integriranem vezju poznane vse podrobnosti, s čimer se olajša končna izdelava elektronskega števca električne energije.

2 MATEMATIČNI OPIS ELEKTRIČNIH SIGNALOV

Na vhodu v elektronske števec električne energije obstajata dve veličini, električna napetost in električni tok, ki sta v časovnem prostoru opisani z enačbama (2.1) in (2.2):

$$u(t) = U_m \cdot \sin(\omega t) \quad (2.1)$$

$$i(t) = I_m \cdot \sin(\omega t + \varphi) \quad (2.2)$$



Slika 2.1: Električna napetost in tok v časovnem prostoru

Ti dve veličini sta poglavitni za izračun vseh drugih veličin v števcih električne energije. Amplituda električne napetosti in toka ter fazni kot φ med njima določajo delovno in jalovo moč ter delovno in jalovo energijo v števcih električne energije.

2.1 Delovna moč in energija

Delovna moč je definirana kot povprečje moči v določeni časovni periodi:

$$P = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t p(t) dt = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t u(t) \cdot i(t) dt \quad (2.3)$$

$$P = UI \cdot \cos(\varphi) \quad (2.4)$$

Če vzamemo signala električne napetosti in toka v časovnem prostoru ter ju zmnožimo, dobimo trenutno delovno moč:

$$p(t) = u \cdot i = U_m \cdot \sin(\omega t) \cdot I_m \cdot \sin(\omega t + \varphi) \quad (2.5)$$

$$p(t) = UI \cdot \cos(\varphi) - UI \cdot \cos(2\omega t + \varphi) \quad (2.6)$$

Med trenutno delovno močjo $p(t)$ in delovno močjo P je razlika v dodatnem členu, ki prinese izmenično komponento. Če $p(t)$ povprečimo v eni periodi, dobimo moč P .

Delovna moč se računa iz produkta trenutne vrednosti napetosti in toka, tako da je treba dodatni člen izločiti z dodatnim filtrom ali pa izračun moči določiti drugače.

Trenutna delovna moč se lahko izračuna tudi s križnim množenjem po enačbi (2.7) ali (2.8):

$$p(t) = \frac{1}{2} \left(i \cdot u - \frac{du}{dt} \cdot \int i \right) = UI \cdot \cos(\varphi) \quad (2.7)$$

$$p(t) = \frac{1}{2} \left(u \cdot i - \frac{di}{dt} \cdot \int u \right) = UI \cdot \cos(\varphi) \quad (2.8)$$

V tem primeru je trenutna delovna moč $p(t)$ enaka delovni moči P , saj zaradi razlike produktov izgade izmenična komponenta signala.

Produkt električne napetosti in toka predstavlja trenutno delovno moč. Če to vrednost integriramo, dobimo delovno energijo. Torej, delovna energija je definirana kot integral delovne moči po času znotraj merilne periode:

$$E(t) = \int_{t-T}^t p(t)dt = \int_{t-T}^t u(t) \cdot i(t)dt \quad (2.9)$$

2.2 Jalova moč in energija

Jalova moč in energija nimata fizikalnega ozadja, kakor ga imata delovna moč in energija. Jalova moč je tista, ki se hrani v reaktivnih elementih, se pravi v induktivnosti in kapacitivnosti. Predstavlja pa obremenitev v energetske omrežju. Jalova moč je definirana po enačbi (2.10):

$$Q = UI \cdot \sin(\varphi) \quad (2.10)$$

Jalovo moč lahko izračunamo po tako imenovani naravni metodi. Ta zahteva, da med signalom napetosti in toka naredimo fazno premaknitev 90° . Nato lahko jalovo moč in energijo računamo enako kakor delovno moč in energijo.

Za uspešno premaknitev bi morali uporabiti Hilbertov transform, ki nam za 90° poleg osnovnega signala premakne še vsak višji harmonik posebej. Ker se zahteva, da se jalova energija izračunava samo na osnovnem harmoniku, lahko premik izvedemo tako, da celotni spekter premaknemo za 90° glede na osnovni signal.

Premik lahko izvajamo poljubno, bodisi da je to premik signala napetosti za 90° ali signala toka. Ali pa premik signala napetosti in toka, tako da je vsota premika skupaj 90° . Jalova moč, ki jo obravnava ta naloga, se izračuna po enačbi (2.11), pri čemer $\hat{u}(t)$ in $\hat{i}(t)$ pomenita fazno premaknjena signala $u(t)$ in $i(t)$:

$$Q = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t q(t)dt = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t \hat{u}(t) \cdot \hat{i}(t)dt \quad (2.11)$$

Vzemimo, da izvedemo fazno premaknitev na toku za 90° . Nato izračunamo trenutno jalovo moč po enačbi (2.12) in dobimo rezultat (2.13):

$$q(t) = \hat{u} \cdot \hat{i} = U_m \cdot \sin(\omega t) \cdot I_m \cdot \sin(\omega t + \varphi + 90^\circ) \quad (2.12)$$

$$q(t) = UI \cdot \sin(\varphi) + UI \cdot \sin(2\omega t + \varphi) \quad (2.13)$$

Med trenutno jalovo močjo $q(t)$ in jalovo močjo Q je razlika v dodatnem členu, ki prinese izmenično komponento.

Jalova moč se računa iz produkta fazno premaknjenih trenutnih vrednosti napetosti in toka, tako da je treba dodatni člen izločiti z dodatnim filtrom ali pa izračun moči določiti drugače.

Trenutna jalova moč se lahko izračuna tudi po enačbi (2.14) ali (2.15), pri čemer je treba rezultat frekvenčno kompenzirati:

$$q(t) = \frac{1}{2} \left(\int i \cdot u - \int u \cdot i \right) = UI \cdot \sin(\varphi) \quad (2.14)$$

$$q(t) = -\frac{1}{2} \left(\int u \cdot i - \frac{di}{dt} \cdot \iint u \right) = UI \cdot \sin(\varphi) \quad (2.15)$$

V tem primeru je trenutna jalova moč $q(t)$ enaka jalovi moči Q , saj zaradi razlike produktov izpade izmenična komponenta signala.

Produkt fazno premaknjene električne napetosti in toka predstavlja trenutno jalovo moč. Če to vrednost integriramo, dobimo jalovo energijo (2.16). Jalova energija je tako definirana kot integral jalove moči po času znotraj merilne periode:

$$E(t) = \int_{t-T}^t q(t) dt = \int_{t-T}^t \hat{u}(t) \cdot \hat{i}(t) dt \quad (2.16)$$

3 MERILNI DEL ŠTEVCA ZA MERJENJE ELEKTRIČNE ENERGIJE

Merilni del števca električne energije razdelimo na tri sklope: senzorskega, analognega in digitalnega.



Slika 3.1: Blokovna shema merilnega dela

Naloga senzorskega sklopa je zajemanje električne napetosti in toka iz omrežja. Zajemanje električne napetosti je izvedeno s preprostim uporovnim delilnikom in analogni signal pošljemo na pretvornik A/D. Električni tok zajemamo s tokovnim senzorjem. Izvedb senzorjev je lahko več in vsaka od njih ima svoje prednosti in slabosti. Tokovni senzorji, ki se uporabljajo za zajem električnega toka, so tuljavice Rogowski, senzor Shunt ali tokovni transformator. Zajeti analogni signal se pošlje naprej na pretvornik A/D.

Za analogni sklop štejemo pretvornik A/D, ki nam analogni signal napetosti in toka pretvori v digitalno obliko in pošlje v digitalni sklop merilnega dela. Izvedb pretvornikov A/D je več, za merjenje električne energije pa je najprimernejši tisti, ki deluje kot modulator sigma delta. Izhod je iz pretvornika A/D v obliki signala sigma delta poslan v digitalni sklop merilnega dela.

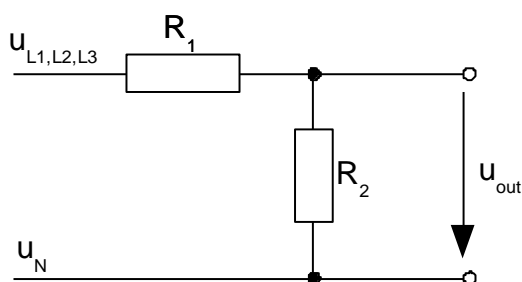
Naloga digitalnega sklopa je obdelava signalov, ki nosijo informacijo o električni napetosti in toku. Za digitalni sklop se lahko uporabi delno naročniško integrirano vezje ASIC (ang. Application Specific Integrated Circuit) ali vezje DSP (ang. Digital Signal Processing), lahko pa se izračun potrebnih veličin izvede tudi s programsko kodo v mikroprocesorju.

3.1 Senzorski sklop

Senzorski sklop se deli na dva dela. Prvi zajema električno napetost, drugi pa električni tok, ki teče skozi števec električne energije.

3.1.1 Uporovni delilnik

Z uporovnim delilnikom zajemamo električno napetost. Izvedba je preprosta in zahteva se, da ob maksimalni vhodni napetosti ne presežemo območja na vhodu pretvornika A/D.



Slika 3.2: Uporovni delilnik za zajem električne napetosti

$$u_{out}(t) = u_{L1,L2,L3} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.1)$$

3.1.2 Tokovni senzor

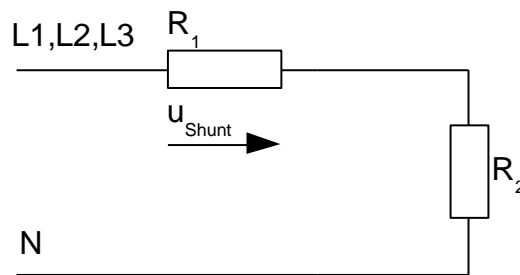
Kot tokovni senzor se uporabljajo trije različni načini zajemanja električnega toka. V vseh primerih pravzaprav merimo električno napetost, ki je sorazmerna z vrednostjo toka ali odvodom toka po času.

Kot tokovni senzor se lahko uporablja senzor Shunt, tuljavica Rogowski ali tokovni transformator.

Shunt

Kot tokovni senzor se lahko uporabi senzor Shunt oz. soupor. Merimo njegovo napetost, ki je sorazmerna toku, ki teče skozenj.

$$u_{Shunt} = R_{Shunt} \cdot i \quad (3.2)$$

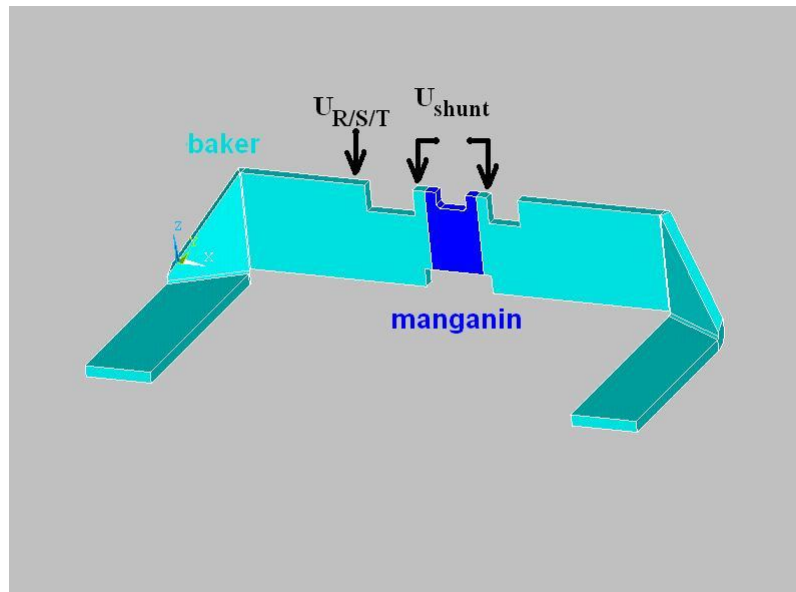


Slika 3.3: Tokovni senzor Shunt

Za tokovni senzor Shunt mora biti izbran tak material, ki se mu s spremembo temperature čim manj spremeni upornost in tako pade napetost na njem. Sprememba upornosti, v odvisnosti od temperature in materiala, je dana z enačbo (3.3):

$$R(T) = R_0 \cdot (1 + \alpha \cdot (T - T_0)) \quad (3.3)$$

Za tokovni senzor Shunt je najprimernejši material manganin, saj ima zelo majhen temperaturni koeficient ($\alpha_{\text{manganin}} = 2 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$). V primerjavi z manganinom ima baker dosti večji temperaturni koeficient ($\alpha_{\text{baker}} = 6,8 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$). Manganin je zlitina, sestavljena iz 86 % bakra, 12 % magnezija in 2 % niklja.



Slika 3.4: Tokovni ovoj s tokovnim senzorjem Shunt

Prednost meritev s tokovnim senzorjem Shunt je poceni in robustna izvedba ter odpornost zoper zunanje motnje magnetnega polja. Slabost pa je vsekakor ta, da ni galvanske ločitve, kar je težava pri trifaznih merilnikih električne energije.

Tuljavica Rogowski

Merjenje električnega toka s tuljavico Rogowski temelji na zajemanju magnetnega polja, ki ga ustvari tokovni vodnik. V tej tuljavici se inducira električna napetost, ki je proporcionalna odvodu električnega toka po času [1]:

Odvod magnetnega pretoka po času je enak inducirani napetosti:

$$u_{ind} = -\frac{d\Phi}{dt}, \quad (3.4)$$

pri čemer je magnetni pretok enak integralu magnetnega polja skozi površino A :

$$\Phi = -\int_{\mathcal{A}} B \cdot da \quad (3.5)$$

Ker je površina S , skozi katero se zajema magnetno polje, konstanta in ima tuljavica število obojev N , lahko zapišemo inducirano napetost z enačbo (3.6):

$$u_{ind} = -N \cdot S \cdot \frac{dB}{dt} \quad (3.6)$$

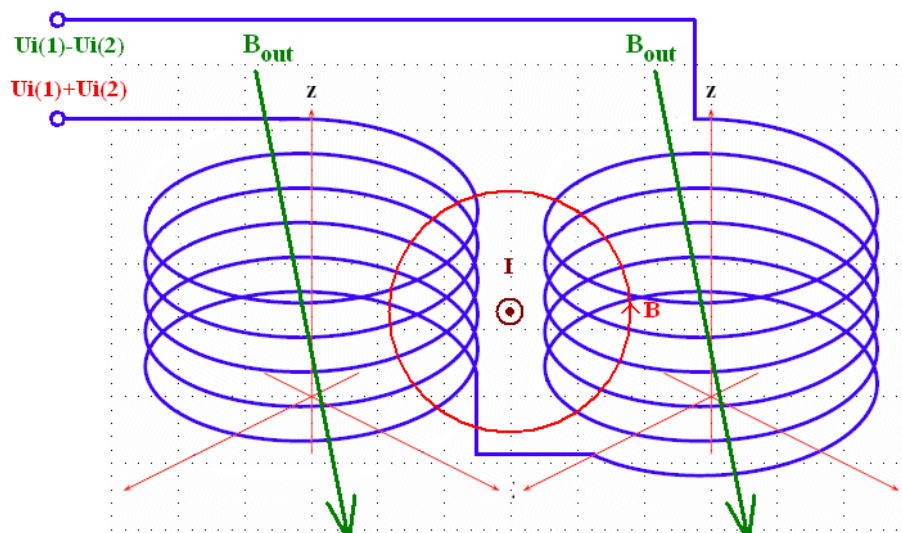
Magnetno polje $B(t)$ je sorazmerno električnemu toku $i(t)$:

$$i(t) = I_m \cdot \sin(\omega t + \varphi) \Leftrightarrow B(t) = B_m \cdot \sin(\omega t + \varphi), \quad (3.7)$$

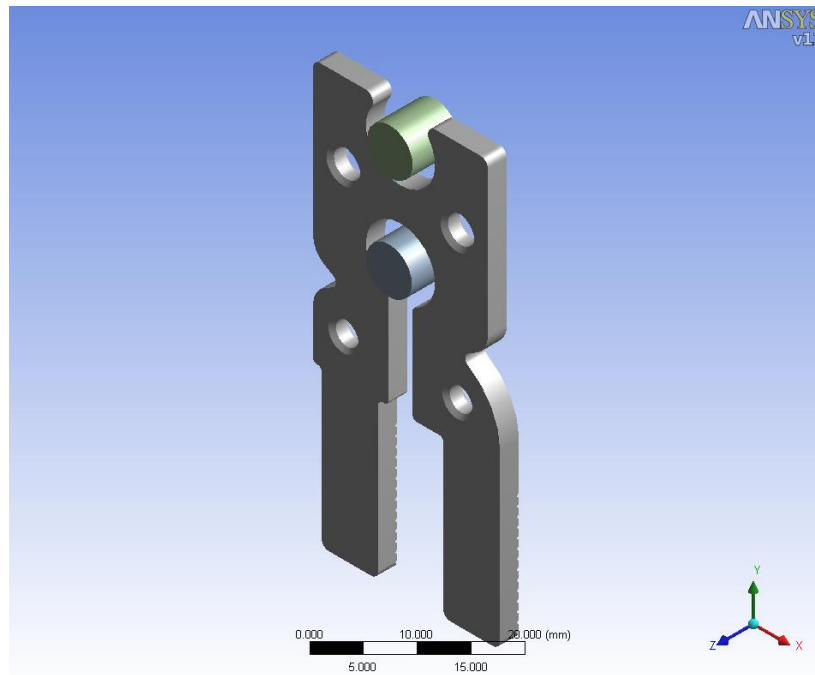
zato zapišemo inducirano napetost z enačbo (3.8):

$$u_{ind} = -N \cdot S \cdot \frac{di}{dt} \Rightarrow u_{ind}(t) \propto -\frac{di}{dt} \quad (3.8)$$

Izvedba tuljavice Rogowski je v elektronskih števcih električne energije nekoliko drugačna. Uporabljeni sta dve tuljavici in z ustrezno postavitvijo ob tokovnem ovoju in povezavi med njima dosežemo enak rezultat kakor s klasično tuljavico Rogowski. Prednost take vezave je predvsem v izdelavi vezja, saj nam tokovnega ovoja ni treba fizično objeti.



Slika 3.5: Tuljavica Rogowski



Slika 3.6: Tokovni ovoj s tuljavico Rogowski v števcu električne energije

Prednost tuljavic Rogowski je vsekakor v ceni in galvanski ločitvi merilnega dela, saj tok merimo posredno prek magnetnega polja. Žal zato na tuljavice vpliva zunanje izmenično magnetno polje. Hkrati pri merjenju s tuljavico Rogowski ne dobimo električnega toka, ampak odvod električnega toka po času, kar je treba upoštevati v digitalnem sklopu.

Tokovni transformator

Pri tokovnem merilnem transformatorju je sekundarni tok pri normalnem obratovanju približno sorazmeren primarnemu toku in z njim približno v fazi. Razmerje med primarnim in sekundarnim tokom določa prestava tokovnika, za katero lahko poenostavljeno rečemo, da je odvisna od števila ovojev na sekundarni strani, saj imamo na primarni strani samo en ovoj.

Prednost tokovnega transformatorja je odpornost zoper zunanje magnetno polje in galvanska ločitev. Slabost tokovnih transformatorjev je velika fazna napaka, ki jo ustvarijo, in cena.

3.1.3 Izvedba senzorskega sklopa

Za merjenje električne napetosti je uporabljen uporovni delilnik z vrednostma

$R_1 = 3 \times 261 \text{ k}\Omega$ in $R_2 = 475 \text{ }\Omega$:

$$U_{vhU} = U \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.9)$$

Za merjenje električnega toka je uporabljen tokovni transformator. Proizvajalec je VAC, Vacuumschmelze, oznaka tokovnega transformatorja je T60404-E4622-X503, število ovojev pa 2000.

Tokovni transformator je priključen prek uporovnega bremena $R_b = 13,6 \text{ }\Omega$, tako da imamo na njem padec napetosti u_{vhl} :

$$U_{vhl} = \frac{I}{2000} \cdot R_b \quad (3.10)$$

Ob največjem električnem toku na primarni strani tokovnega transformatorju $I = 30 \text{ A}$ dobimo občutljivost $6,8 \text{ mV/A}$.

3.2 Analogni sklop

Analogni sklop predstavlja pretvornik A/D. Poznamo različne arhitekture pretvornikov A/D:

- modulator sigma delta,
- konvencionalni, SAR (ang. successive-approximation), pretvornik A/D,
- s cevovodno strukturo (ang. pipelined) pretvornik A/D.

Za merjenje je najprimernejša arhitektura sigma delta, saj omogoča več učinkovitih bitov za razmeroma nižje frekvence vhodnega signala [2].

Prvi pogoj, ki mu moramo zadostiti pri pretvorniku A/D, je Nyquist-Shannonov teorem, ki pravi, da mora biti vzorčevalna frekvenca f_s vsaj dvakrat večja od največje frekvence, ki jo še lahko opazujemo v vzorčenem signalu f_b [3]:

$$f_s > 2 \cdot f_b \quad (3.11)$$

Ker je obravnavani vzorčeni signal nizke frekvence in če upoštevamo, da moramo zajeti višje harmonske komponente omrežnega signala, je najvišja frekvenca vzorčenega signala okoli 8 kHz. V ta namen moramo na koncu senzorskega sklopa in pred pretvornikom A/D izdelati preprost filter anti-alias, ki poskrbi, da zadušimo vse signale, večje od 8 kHz. Seveda filter ne sme dušiti signalov, ki so manjši od 1,6 kHz.

Na podlagi Nyquist-Shannonovega teorema bi zadostovala že vzorčevalna frekvenca 16 kHz.

Lahko bi se uporabili klasično strukturo pretvornika A/D, torej strukturo s postopnim približevanjem, SAR (ang. successive approximation). V tem primeru se efektivna vrednost kvantizacijskega šuma, ki je vsebovana v signalu, izračuna po enačbi (3.12):

$$e_{q,rms}^2 = \frac{q^2}{12} \cdot \frac{2f_b}{f_s} = \frac{q^2}{12} \cdot \frac{1}{OSR} \quad (3.12)$$

Kvantizacijski šum je predstavljen kot beli šum. Iz enačbe je razvidno, da se kvantizacijski šum manjša, če se poveča faktor decimacije, OSR (ang. OverSampling Ratio). To pomeni, da s povečevanjem vzorčevalne frekvence zmanjšujemo kvantizacijski šum, tako pa se poveča število efektivnih bitov pretvornika A/D.

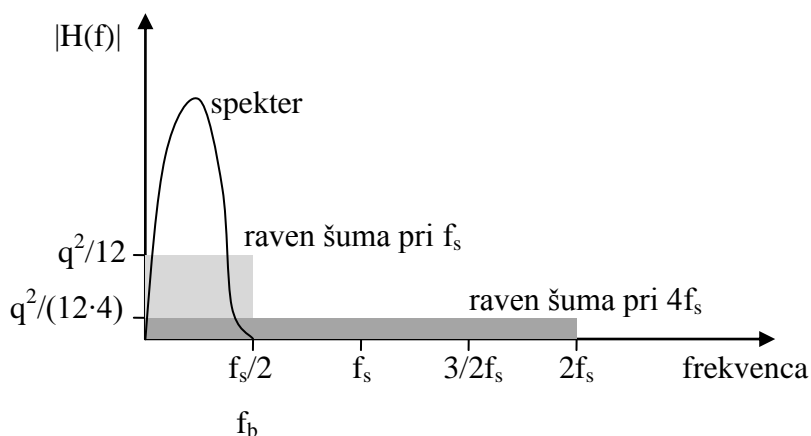
Razmerje med signalom in šumom, SNR (ang. Signal-to-Noise Ratio), je definirano po enačbi (3.13) za idealni B-bitni pretvornik A/D:

$$SNR_{max} = B \cdot 6,02 + 1,76 + 10 \log_{10}(OSR) \text{ dB} \quad (3.13)$$

Faktor decimacije je določen z razmerjem vzorčevalne frekvence in dvakratnika vzorčne oz. merjene frekvence:

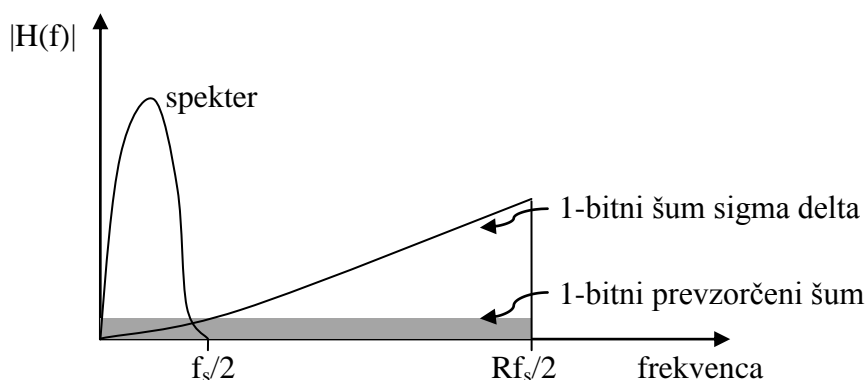
$$OSR = \frac{f_s}{2f_b} \quad (3.14)$$

Iz grafa 3.1 je razvidno, da se kvantizacijski šum porazdeli do polovice vzorčevalne frekvence in da efektivna vrednost šuma odvisna od te frekvence. Na grafu je prikazana raven šuma z Nyquistovo vzorčevalno frekvenco f_s (OSR = 1) in vzorčenje s štirikrat večjo prevzorčevalno frekvenco $4f_s$ [4].



Graf 3.1: Močnostni spekter kvantizacijskega šuma s f_s in $4f_s$

Še manjšo raven šuma na območju merjenega signala dobimo pri modulatorju sigma delta.



Graf 3.2: Močnostni spekter kvantizacijskega šuma

S tem se nam razmerje med signalom in šumom izboljša, kar pomeni, da se poveča število učinkovitih bitov. Z izbiro modulatorja višjega reda se šumne lastnosti na območju merjenega signala še izboljšajo, poveča se šum pri frekvencah, večjih od merjenega signala f_b . Signale, ki imajo frekvenco večjo od f_b , z ustrežno decimacijo in filtracijo izločimo.

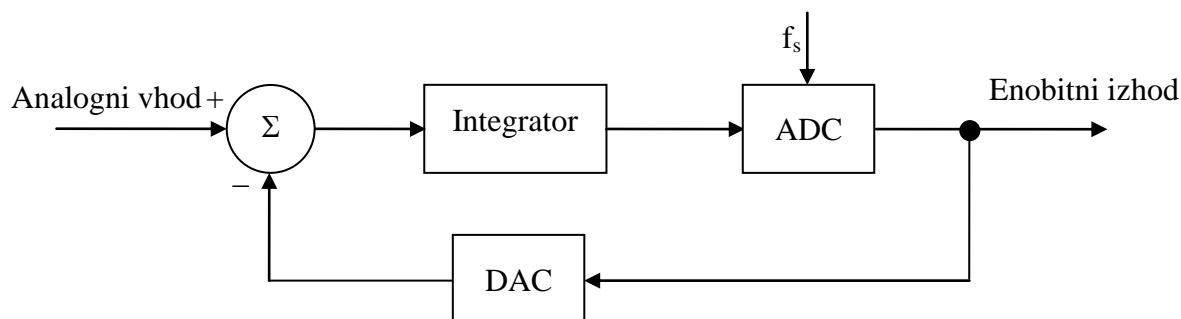
Razmerje med signalom in šumom, SNR, je za modulator sigma delta I. reda definirano po enačbi (3.15):

$$SNR_{max} = B \cdot 6,02 - 3,41 + 30 \log_{10}(OSR) \text{ dB} \quad (3.15)$$

Pri modulatorju sigma delta II. reda pa se razmerje med signalom in šumom še izboljša:

$$SNR_{max} = B \cdot 6,02 - 11,14 + 50 \log_{10}(OSR) \text{ dB} \quad (3.16)$$

Modulator sigma delta I. reda je sestavljen iz integratorja, enobitnega pretvornika A/D in enobitnega pretvornika D/A.

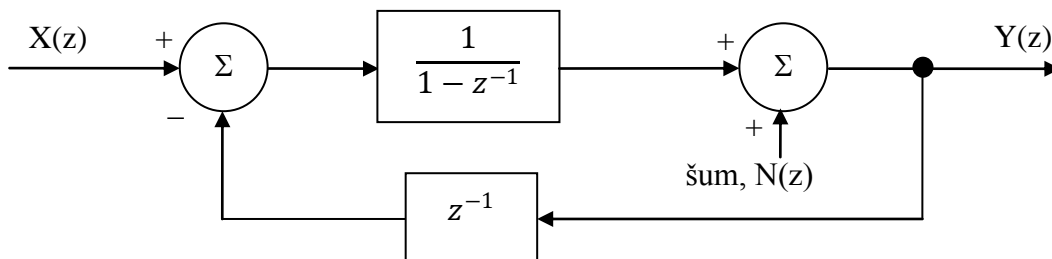


Slika 3.7: Osnovna blokovna shema modulatorja sigma delta I. reda

Prenosno funkcijo integratorja lahko zapišemo z enačbo (3.17):

$$H_I(z) = \frac{1}{1 - z^{-1}} \quad (3.17)$$

Tako dobimo novo blokovno shemo modulatorja sigma delta v prostoru Z.



Slika 3.8: Blokovna shema modulatorja sigma delta I. reda v prostoru Z

V časovno diskretnem prostoru je zapis slike 3.8 po enačbi (3.18):

$$y(k) = x(k) + n(k) - n(k - 1) \quad (3.18)$$

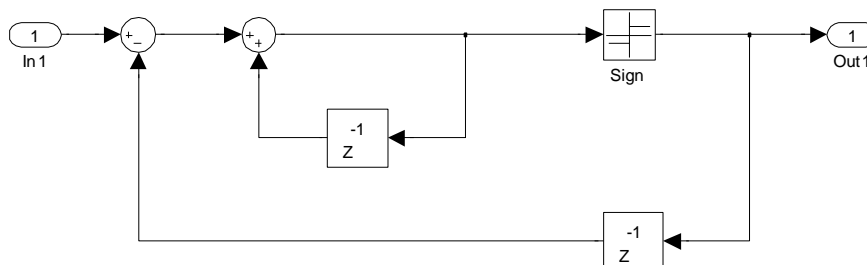
Izhod iz modulatorja $Y(z)$ je v prostoru Z predstavljen z enačbo (3.19):

$$Y(z) = X(z) + (1 - z^{-1}) \cdot N(z) \quad (3.19)$$

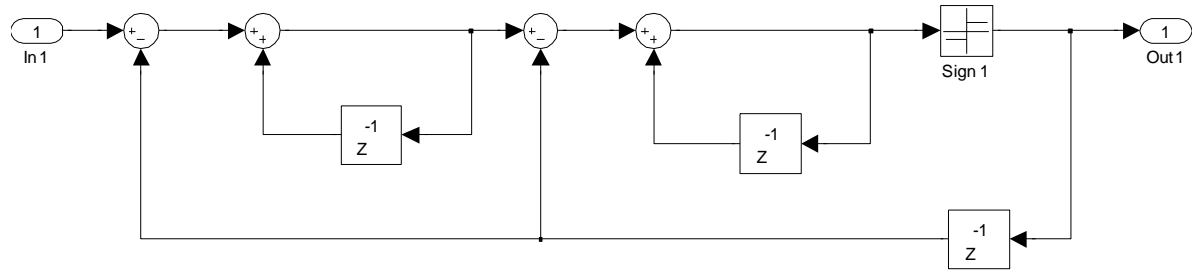
Z modulatorjem višjega reda, red je določen z oznako L , dobimo funkcijo (3.20):

$$Y(z) = X(z) + (1 - z^{-1})^L \cdot N(z) \quad (3.20)$$

Modulator sigma delta je lahko prvega ali višjih redov. Na spodnji sliki sta prikazana modulatorja I. in II. reda, ki pretvorita analogni signal v enobitni podatkovni bitstream.

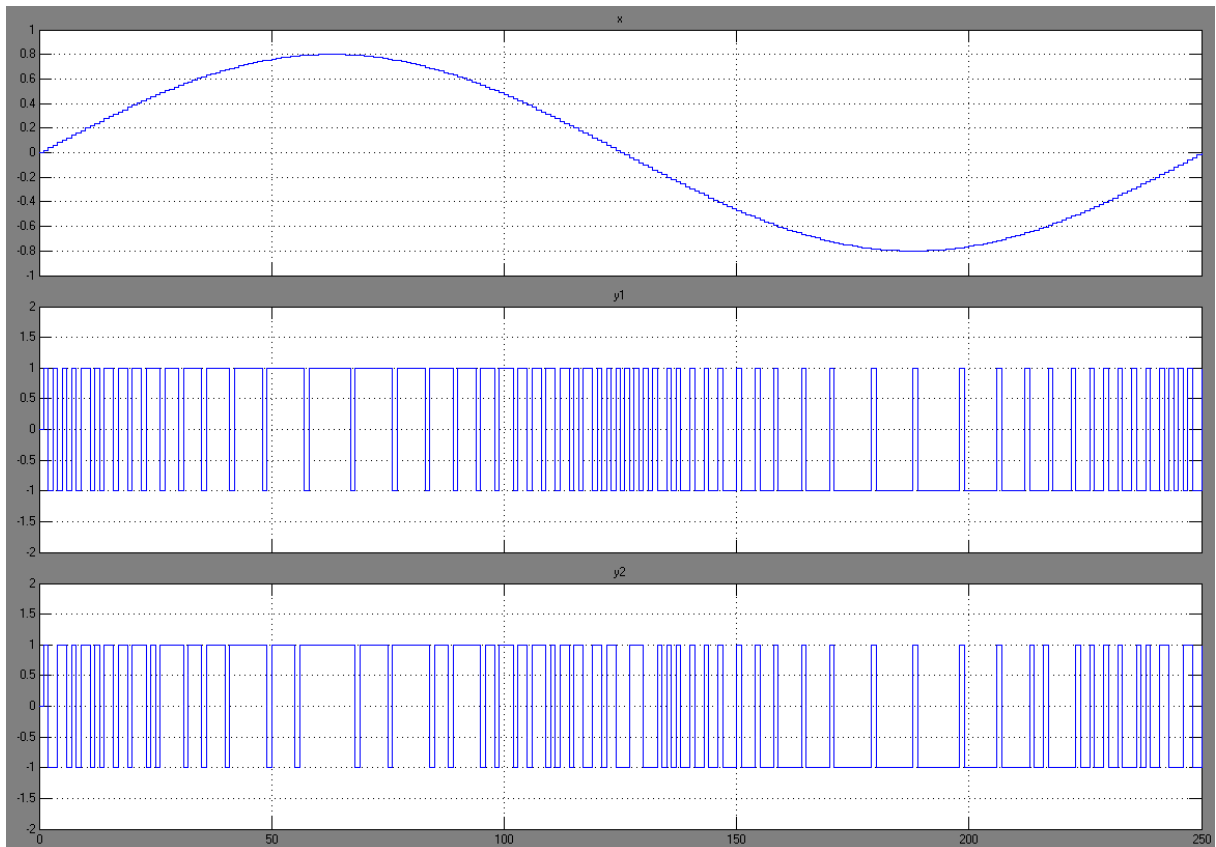


Slika 3.9: Modulator sigma delta I. reda



Slika 3.10: Modulator sigma delta II. reda

Graf 3.3 prikazuje vhodni sinusni signal x , ki je vzorčen z 250 vzorci na periodo. Signal je priključen na vhod modulatorja sigma delta I. reda in izhod iz njega je ponazorjen s signalom y_1 . Prav tako je vhodni sinusni signal x priključen na modulator II. reda, izhod iz njega pa je signal y_2 .

Graf 3.3: Vhodni sinusni signal x , izhod iz modulatorja I. in II. reda, y_1 in y_2

3.2.1 Izvedba analognega sklopa

Za pretvornik A/D je uporabljen modulator sigma delta II. reda. Proizvajalec je Texas Instruments, oznaka pretvornika pa je A/D ADS1203. Izhod v obliki sigma delta je iz pretvornika A/D prenesen v digitalni sklop merilnega dela.

Na pretvornik A/D je iz digitalnega dela pripeljan urin impulz 4 MHz, ki poskrbi, da se napetostni in tokovni analogni signal vzorčita s frekvenco 2 MHz. Iz pretvornika A/D dobimo signal v obliki sigma delta, frekvence 2 MHz. Tipična vrednost analognega vhoda v pretvornik A/D je $V_{in} = \pm 250$ mV in največja dovoljena vrednost je $V_{inmax} = \pm 320$ mV.

Iz senzorskega dela moramo dobiti napetostna signala, ki ne presegata teh vrednosti. Elektronski števec električne energije mora tako ustrezati naslednjim zahtevam:

| | |
|------------------|-----------------------------------|
| nazivni tok | $I_n = 2,5$ A |
| maksimalni tok | $I_{max} = 30$ A ali 1200 % I_n |
| nazivna napetost | $U_n = 240$ V |

Iz spodnjih izračunov vhodnih signalov v pretvornik A/D je razvidno, da iz senzorskega dela nikoli ne presežemo amplitud vhodnih signalov v pretvornik A/D.

Izračun vhodnih napetostnih signalov v pretvornik A/D:

$$U_{vhU} = 240 \text{ V} \cdot 475 \text{ } \Omega / 783475 \text{ } \Omega = 145 \text{ mV} \quad (145 \cdot \sqrt{2} = 205 \text{ mV peak}) \quad @ U_n = 240 \text{ V}$$

$$U_{vhU} = 300 \text{ V} \cdot 475 \text{ } \Omega / 783475 \text{ } \Omega = 182 \text{ mV} \quad (182 \cdot \sqrt{2} = 256 \text{ mV peak}) \quad @ U = 300 \text{ V}$$

Izračun vhodnih tokovnih signalov v pretvornik A/D:

$$U_{vhI} = 2,5 \text{ A} \cdot 6,8 \text{ mV/A} = 17 \text{ mV} \quad (17 \cdot \sqrt{2} = 24 \text{ mV peak}) \quad @ I_n = 2,5 \text{ A}$$

$$U_{vhI} = 30 \text{ A} \cdot 6,8 \text{ mV/A} = 204 \text{ mV} \quad (204 \cdot \sqrt{2} = 288 \text{ mV peak}) \quad @ I_{max} = 30 \text{ A}$$

$$U_{vhI} = 0,025 \text{ A} \cdot 6,8 \text{ mV/A} = 0,170 \text{ mV} \quad (0,170 \cdot \sqrt{2} = 0,240 \text{ mV peak}) \quad @ I = 25 \text{ mA}; 1 \% I_n$$

3.3 Digitalni sklop

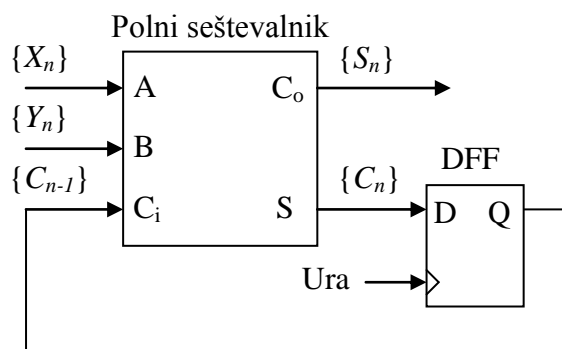
Digitalni sklop oz. digitalno merilno vezje je lahko izvedeno na tri že omenjene načine: kot vezje ASIC, vezje DSP ali z mikroprocesorjem. Boljši učinek digitalnega vezja dobimo, če uporabimo ali vezje ASIC ali vezje DSP. Cenovno ugodnejša je izbira vezja ASIC, ki pa ga lahko razvijemo sami ali kupimo, kar je na voljo na trgu.

Digitalni sklop je zastavljen kot lastno delno naročniško integrirano vezje ASIC. Prototipna različica je izvedena v vezju FPGA in zasnovana s klasično celoštevilčno aritmetiko.

3.3.1 Obstoječe digitalno merilno vezje

Obstoječe digitalno vezje je zasnovano v arhitekturi sigma delta in izvedeno kot delno naročniško integrirano vezje ASIC. Pri njem se je privzelo, da je pretvornik A/D sestavljen iz modulatorja sigma delta I. reda. V ta namen so bile tudi osnovne strukture digitalnega dela prirejene na ta modulator.

Struktura, ki je osnova za druge elemente, kakršni so množilniki, integratorji signalov sigma delta, je sestavljena iz seštevalnika in zakasnilnega elementa [5].



Slika 3.11: Osnova struktura elementa sigma delta

Prav tako so vsi izračuni električne moči, energij, efektivnih vrednosti električne napetosti in toka izvedeni s signali sigma delta. Zato nastanejo tudi omejitve oz. večje napake pri izračunih majhnih vrednosti in je bilo treba strukturo sigma delta nadomestiti s klasično, celoštevilčno aritmetiko.

Vhod v digitalno vezje sta električna napetost in tok v obliki sigma delta.

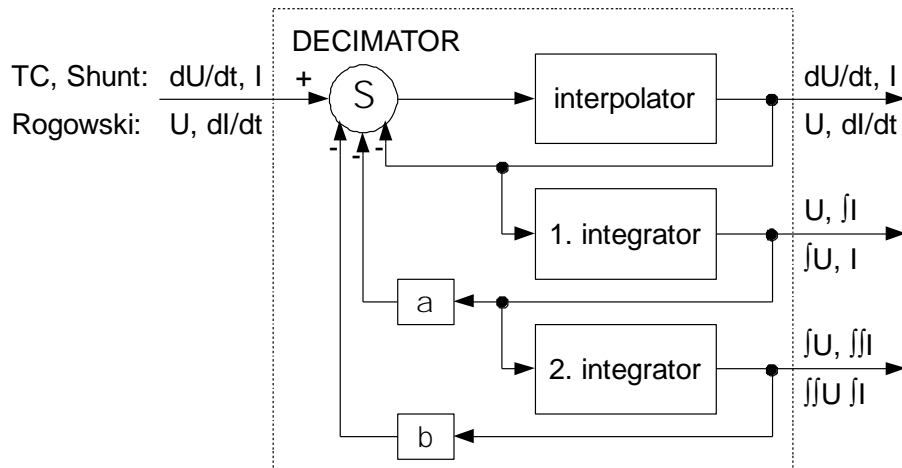
| | Rogowski | Shunt ali CT |
|----------|---|---------------------------------------|
| Napetost | $u = U_m \cdot \sin(\omega t)$ | $u = U_m \cdot \sin(\omega t)$ |
| Tok | $\frac{di}{dt} = -I_m \cdot \cos(\omega t + \rho) \cdot \frac{f}{50}$ | $i = I_m \cdot \sin(\omega t + \rho)$ |

Tabela 3.1: Vhodni signal v digitalno vezje

Če je izbran tokovni senzor tuljavica Rogowski, je vhod na tokovnem kanalu odvod električnega toka po času, na napetostnem kanalu pa električna napetost. Če je tokovni senzor tokovni transformator ali senzor Shunt, na tokovnem kanalu dobimo električni tok, na napetostnem pa električno napetost. Zaradi simetrije s senzorjem tuljavice Rogowski odvajamo električno napetost v digitalnem vezju, tako da v decimator dobimo odvod električne napetosti po času:

$$u = U_m \cdot \sin(\omega t) \Rightarrow \frac{du}{dt} = U_m \cdot \sin(\omega t) \quad (3.21)$$

Najprej je bilo treba spremeniti decimator, ki je vsebovan v obstoječem digitalnem merilnem vezju. Decimator je bil izveden kot SHO (ang. Simple Harmonic Oscillator) z integratorjem v povratni zanki.



Slika 3.12: Decimator v obstoječi izvedbi digitalnega merilnega dela

Na sliki 3.12 so razvidne vse tri stopnje decimatorja in podatki, ki so dostopni na vsaki od njih. Iz vsake stopnje dobimo signal v obliki sigma delta in vzporedno besedo. Iz interpolatorja je to 11-bitna beseda, iz 1. in 2. integratorja pa 16-bitna. Seveda je v decimatorju upoštevana še frekvenčna kompenzacija, ki jo je treba upoštevati na posameznih njegovih stopnjah.

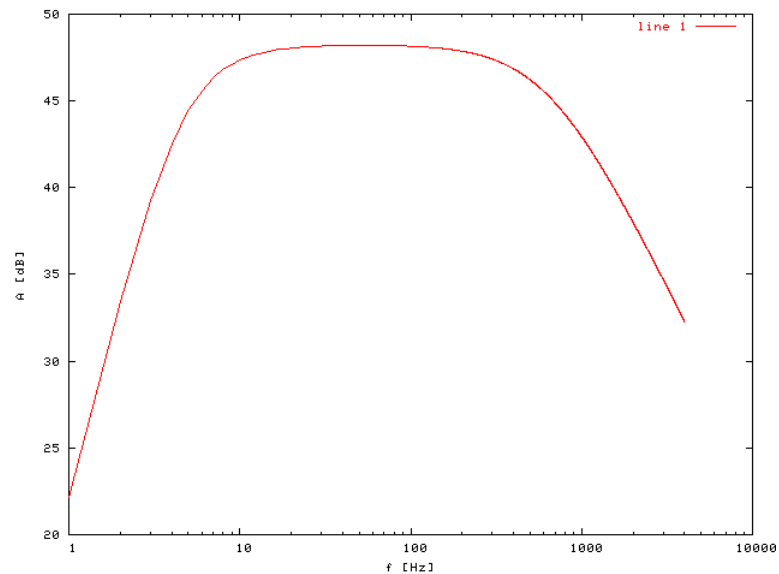
Izhoda iz decimatorja U in I predstavljata že trenutne vrednosti električne napetosti in toka. Delovna in jalova energija se iz decimatorja preprosto izračunata s križnim množenjem napetosti in toka, z množenjem pa hkrati odpravimo izmenično komponento, ki bi jo bilo treba sicer izločiti s filtrom. Postopek izračuna moči oz. energije je za obe izbiri senzorjev enak.

| Delovna moč Rogowski | Delovna moč Shunt ali CT |
|--|--|
| $P = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{di}{dt} \cdot \int u - u \cdot i \right) \propto UI \cdot \cos(\varphi)$ | $P = \frac{1}{2} \cdot \left(i \cdot u - \frac{du}{dt} \cdot \int i \right) \propto UI \cdot \cos(\varphi)$ |

| Jalova moč Rogowski | Jalova moč Shunt ali CT |
|---|--|
| $Q = \frac{1}{2} \cdot \left(\int u \cdot i - \frac{di}{dt} \cdot \iint u \right) \propto -UI \cdot \sin(\varphi)$ | $Q = \frac{1}{2} \cdot \left(u \cdot \int i - i \cdot \int u \right) \propto -UI \cdot \sin(\varphi)$ |

Tabela 3.2: Izračun moči v obstoječem digitalnem vezju

Na grafu 3.4 je prikazan amplitudni odziv decimatorja in tako tudi digitalnega merilnega vezja. Decimacijski filter ima raven odziv v območju 45 Hz do 65 Hz, signale višjih frekvenc pa že delno duši. Peto harmonsko komponento tako duši že za približno 0,4 % [6]. Novo digitalno vezje je bilo treba izboljšati, tako da je amplitudni odziv čim bolj raven do 32. harmonske komponente, kar znaša pri 50 Hz omrežne frekvence 1,6 kHz.



Graf 3.4: Amplitudni odziv obstoječega decimatorja

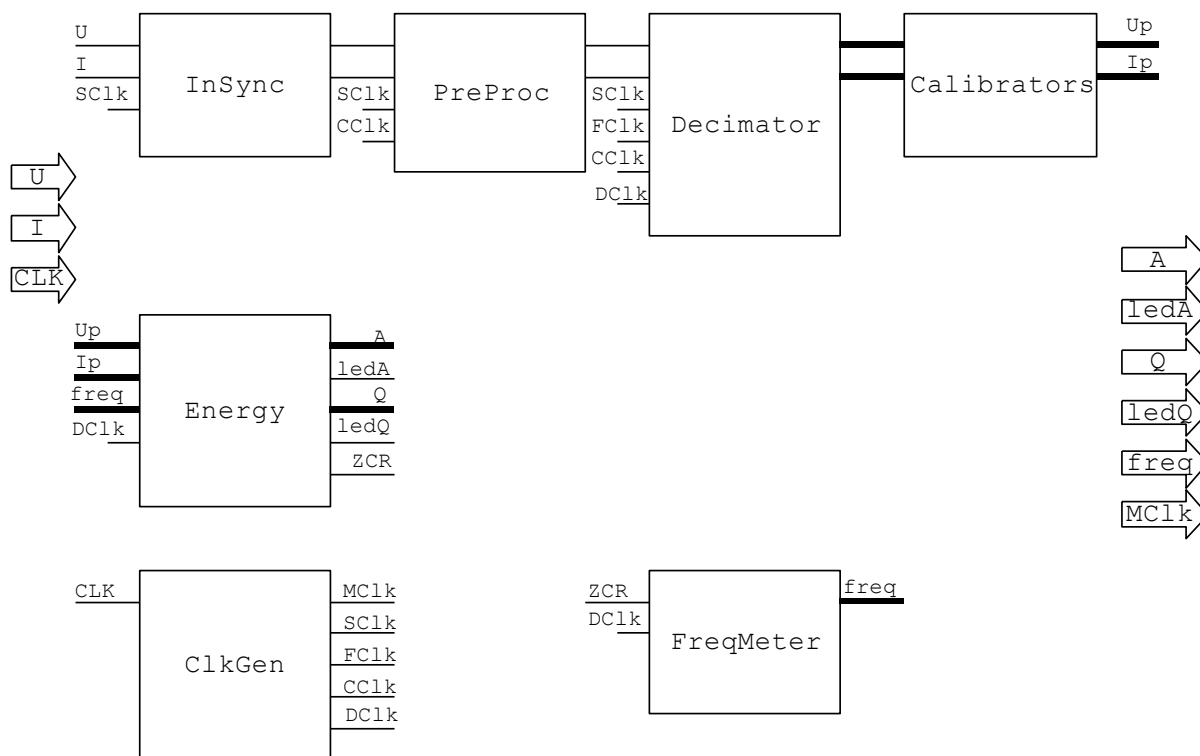
4 IZVEDBA DIGITALNEGA SKLOPA MERILNEGA DELA

Testna plošča merilnega dela vsebuje oscilator, tokovne transformatorje z največjim tokom 30 A, napetostne delilnike, pretvornika A/D in vezja za prilagajanje napetostnih nivojev za FPGA. Izhoda iz senzorskega in analognega sklopa sta signala sigma delta, ki nosita informacijo o električni napetosti in toku.

Digitalni sklop merilnega dela je izveden v vezju FPGA, Spartan3 proizvajalca Xilinx. Uporabljena je razvojna plošča Digilent Nexys2 s Spartan 3E 1500.

Programska oprema, ki se uporablja za načrtovanje digitalnega sklopa v opisnem jeziku Verilog in shematskem načinu, je ISE WebPACK proizvajalca Xilinx. Za opis posameznih modelov je uporabljen Matlab in Simulink, za simulacije digitalnega sklopa pa ModelSim XE.

Digitalni sklop vsebuje nastavljivi generator ure, sinhronizacijo, fazno kompenzacijo, decimator, kalibracijo, vezje za izračun delovne in jalove energije ter merilnik periode.



Slika 4.1: Osnovna blokovna shema

4.1 Generator ure

Generator ure, blok ClkGen, poskrbi, da iz zunanjega kvarčnega kristala 50 MHz dobimo osnovni urin impulz MClk, 4 MHz, ki je podlaga za druge urine impulze.

Signal MClk pošljemo v pretvornik A/D. Izhod iz pretvornika A/D sta napetostni in tokovni signal v obliki sigma delta, frekvence 2 MHz oz. stanje signala sigma delta se spreminja s frekvenco 1 MHz, kar je razvidno na sliki 4.2.

Urini impulzi, ki so naštetni in definirani v nadaljevanju, so potrebni za decimacijo in filter vhodnega napetostnega in tokovnega signala ter izračun moči in energije:

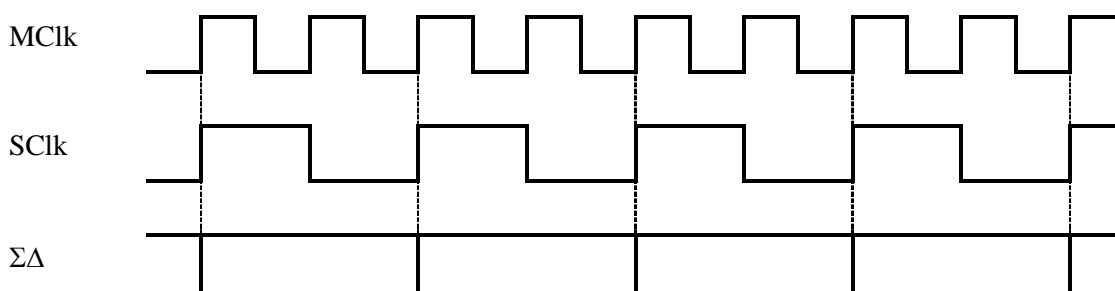
$$MClk = 4 \text{ MHz}$$

$$SClk = 2 \text{ MHz}$$

$$FClk = 125 \text{ kHz}$$

$$CClk = 15,625 \text{ kHz}$$

$$DClk = 7,8125 \text{ kHz}$$



Slika 4.2: Sprememba signala sigma delta glede na urin impulz

4.2 Sinhronizacija

Blok InSync poskrbi, da so izhodi iz pretvornika A/D ustrezno sinhronizirani in pripravljeni na nadaljnjo obdelavo. Signal sigma delta sinhroniziramo s signalom ure 2 MHz, kar je razvidno tudi na sliki 4.2. Prav tako se v tem bloku preveri, ali so signali sigma delta ustrezni, kar pomeni, da se s časom spreminjajo ali pa so vseskozi na 0 ali 1.

4.3 Fazna kompenzacija

Napetostni in tokovni signal je treba ustrezno fazno kompenzirati. Če izberemo za tokovni senzor tokovni transformator, nam ta naredi fazni premik. Kompenzacija takega faznega premika temelji na načelu zakasnitve tokovnega signala za ustrezen čas oz. fazno premaknitev. Tako rešujemo kompenzacijo, če tok prehiteva napetost. Če pa tok zaostaja za napetostjo, je treba v vseh treh fazah najprej ustrezno zakasniti napetostni signal, tako da dosežemo, da tok v vseh treh fazah prehiteva napetost. Nato pa na posamezni fazi ustrezno zakasnimo tok. Za koliko je treba fazno premakniti tokovni signal glede na napetostnega oz. obratno, uravnavamo z 8-bitnim kalibratorjem CPH[7:0]. Zakasnitev se izvaja na signalu sigma delta, kar pomeni rešitev z razmeroma malo elementi.

Če tok prehiteva napetost, je potrebna kompenzacija za pozitivni fazni kot φ_{phc} , če pa tok zaostaja za napetostjo, pa za negativni fazni kot $-\varphi_{\text{phc}}$:

$$u(t) = U_m \cdot \sin(\omega t) \quad (4.1)$$

$$i(t) = I_m \cdot \sin(\omega t + \varphi + \varphi_{phc}) \quad (4.2)$$

Kompenzacijski fazni kot se izračuna po enačbi (4.3):

$$\varphi_{phc} = K_{phc} \cdot \frac{360^\circ \cdot f}{SCLK} \quad (4.3)$$

Kompenzacijska konstanta K_{phc} je odvisna od 8-bitnega kalibratorja CPH[7:0] in od predznaka kompenzacijskega faznega kota φ_{phc} . Konstanta K je izračunana po enačbi (4.4) za pozitivni fazni kot in po enačbi (4.5) za negativni fazni kot:

CPH[7] = 1, $\varphi_{phc} > 0$

$$K_{phc} = 64 - CPH[5:0] \quad (4.4)$$

CPH[7] = 0, $\varphi_{phc} < 0$

$$K_{phc} = -CPH[6:0] \quad (4.5)$$

Iz enačb (4.3), (4.4) in (4.5) izračunamo območje, v katerem lahko kompenziramo fazni kot in resolucijo nastavitve:

$$-1,143^\circ < \varphi_{phc} < 0,576^\circ \quad \Delta\varphi_{phc} = 0,009^\circ \quad @ f = 50 \text{ Hz}$$

4.4 Decimator

Osnovna naloga decimatorja je, da signal sigma delta ustrezno decimira oz. prestavi na manjšo frekvenco in prikaže rezultat kot večbitno vrednost. Hkrati signal ustrezno filtrira, tako da zadušimo signale višjih frekvenc.

Sigma delta modulator, ki je uporabljen v pretvorniku A/D, je drugega reda, zato je treba vzeti filter CIC (ang. Cascaded Integrator-Comb) za eno stopnjo večjo od modulatorja sigma delta. Tako je ustrezen filter CIC 3. reda. Zahteva je, da filter popolnoma izloči komponento 7,8125 kHz, ki je posledica preslikave frekvenc v modulatorju sigma delta. Da izločimo to frekvenčno komponento, je treba izbrati faktor decimacije 256, OSR (ang. OverSampling Ratio), saj tako izločimo prav neželeno frekvenčno komponento.

Zahteva oz. želja je, da z decimatorjem čim manj dušimo višje harmonike omrežnega signala frekvence 50 Hz oziroma da decimator brez dušenja prepušča vsaj 32. harmonik, katerega frekvenca je 1,6 kHz.

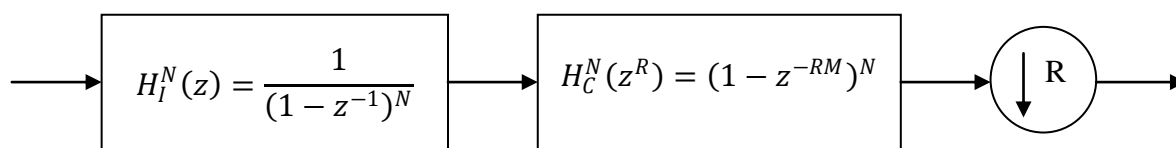
Filter CIC je sestavljen iz sklopa integratorjev s prenosno funkcijo $H_I(z)$

$$H_I(z) = \frac{1}{1 - z^{-1}} \quad (4.6)$$

in sklopa filtrov comb, kot diferenciatorjev, s prenosno funkcijo $H_C^R(z)$ [7]:

$$H_C(z^R) = 1 - z^{-RM} \quad (4.7)$$

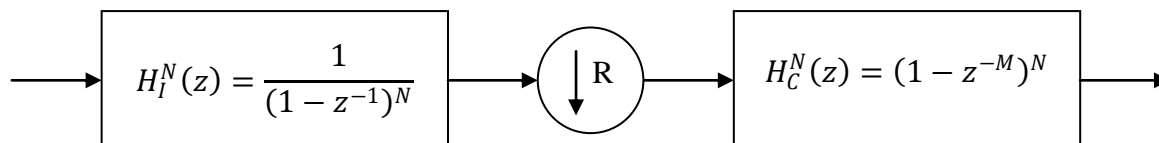
V enačbi M predstavlja diferencialno zakasnitev, ki je v našem primeru kar 1.



Slika 4.3: Decimacijski filter CIC reda N z decimacijo za filter comb

Glede na sliko 4.3 v filtru CIC integratorji in filtri comb oz. diferenciatorji delujejo na visoki vzorčevalni frekvenci, ki ustreza urinemu impulzu SC1k in znaša 2 MHz.

Lahko pa decimacijo prestavimo pred filter comb. Taka vezava je povsem ekvivalentna, razlika je le v tem, da filtri comb delujejo na nižji frekvenci (SCLK/R), zato potrebujemo v filtru comb bistveno manj zakasnilnih elementov.



Slika 4.4: Decimacijski filter CIC reda N z decimacijo pred filtrom comb

Kakor je razvidno s slik, je filter CIC zaporedna vezava integratorjev in filtrov comb, tako da je prenosna funkcija $H(z)$ pri visoki frekvenci (SCLK) naslednja:

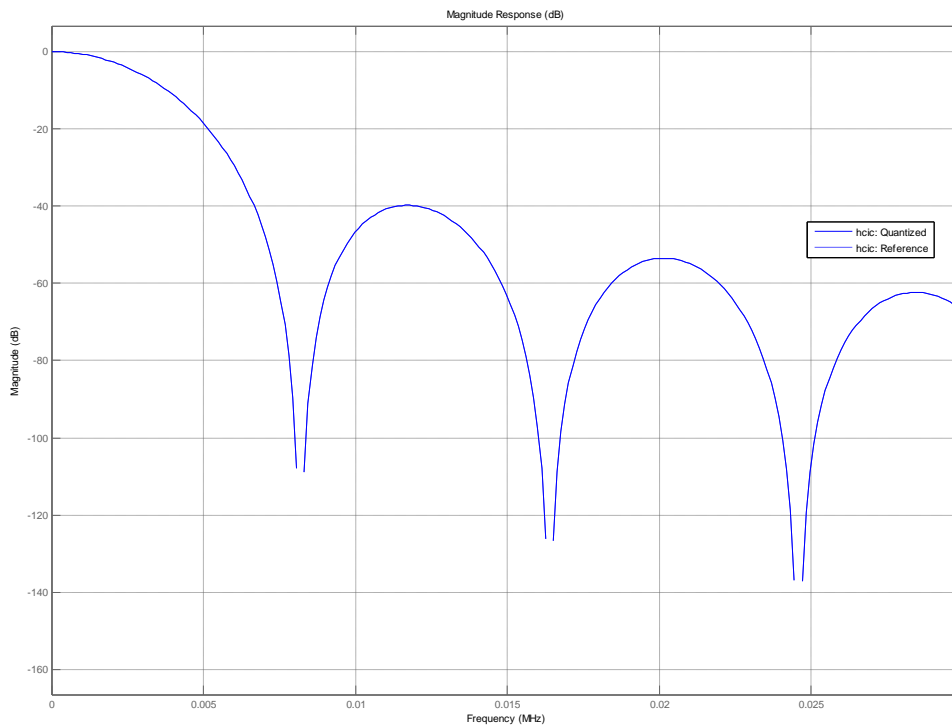
$$H(z) = H_I^N(z) \cdot H_C^N(z^R) = \left(\sum_{k=0}^{RM-1} z^{-k} \right)^N \quad (4.8)$$

V enačbi (4.8) N predstavlja število parov integrator – filter comb, R pa faktor decimacije.

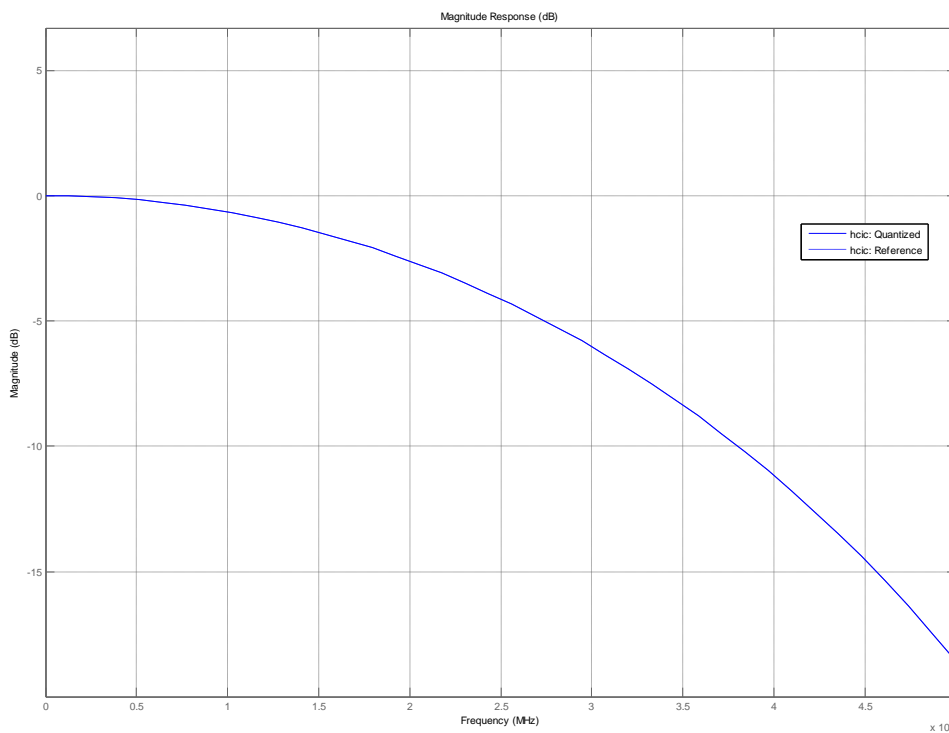
Amplitudni odziv filtra CIC reda N pri visoki frekvenci (SCLK) pa določa enačba (4.9):

$$|H(f)| = \left| \frac{\sin(\pi M f)}{\sin\left(\frac{\pi f}{R}\right)} \right|^N \quad (4.9)$$

Za obravnavani primer je izbran red filtra 3 in faktor decimacije 256. Na grafu 4.1 in 4.2 je razvidno, da z ustreznim faktorjem decimacije popolnoma izločimo komponento 7,8125 kHz, ampak žal dušimo tudi višje harmonike osnovnega omrežnega signala 50 Hz.

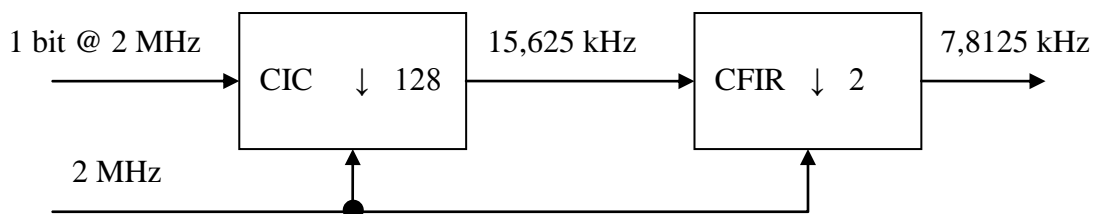


Graf 4.1: Amplitudni odziv filtra CIC, 3. red, OSR 256



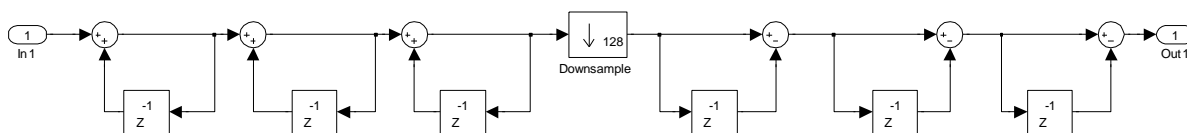
Graf 4.2: Amplitudni odziv filtra CIC, 3. red, OSR 256 – podrobno

Zato je treba spremeniti filter CIC in dodati kompenzacijski filter s končnim odzivom CFIR (ang. compensation finite impulse response filter), ki sta prikazana na sliki 4.5 [8].



Slika 4.5: Zgradba decimacijskega filtra

Prva stopnja je filter CIC 3. reda in s faktorjem decimacije 128.



Slika 4.6: Blokovna shema filtra CIC 3. reda

Število izhodnih bitov iz filtra CIC je določeno po enačbi (4.10) [9]:

$$B_{OUT} = B_{IN} + [N \cdot \log_2 R] \quad (4.10)$$

B_{OUT} število izhodnih bitov

B_{IN} število vhodnih bitov

N red filtra

R faktor decimacije

$$B_{OUT} = 1 + [3 \cdot \log_2 128] = 22 \quad (4.11)$$

Čprav bi bilo treba po formuli uporabiti 22 bitov, so simulacije in emulacije pokazale, da lahko spodnje bite režemo, tako da iz filtra CIC uporabimo 18 bitov.

Druga stopnja je filter CFIR s faktorjem decimacije 2. Izvedba filtra je izvedena v programskem paketu Matlab. S CFIR izvedemo kompenzacijo na filtru CIC tako, da dosežemo raven odziv do frekvence 1,6 kHz. CFIR nam pravzaprav poravna funkcijo CIC do omenjene frekvence.

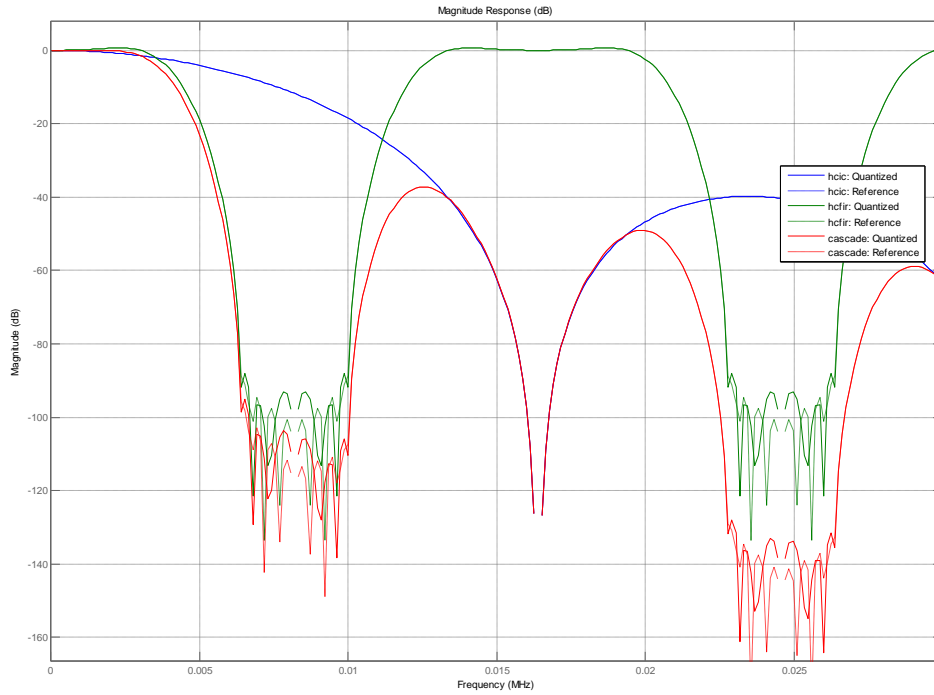
Zahteve za filter CFIR so:

| | |
|-------------------------------|---|
| $A_{pass} = 0,005 \text{ dB}$ | dopustna valovitost v ravnem območju |
| $A_{stop} = 80 \text{ dB}$ | stopnja dušenja pri frekvenci F_{stop} |
| $A_{slope} = 60 \text{ dB}$ | stopnja dušenja, ko presežemo Nyquistovo območje |
| $F_{pass} = 1,6 \text{ kHz}$ | frekvenca, ko filter začne dušenje |
| $F_{stop} = 6,4 \text{ kHz}$ | frekvenca, pri kateri dosežemo stopnjo dušenja A_{stop} |

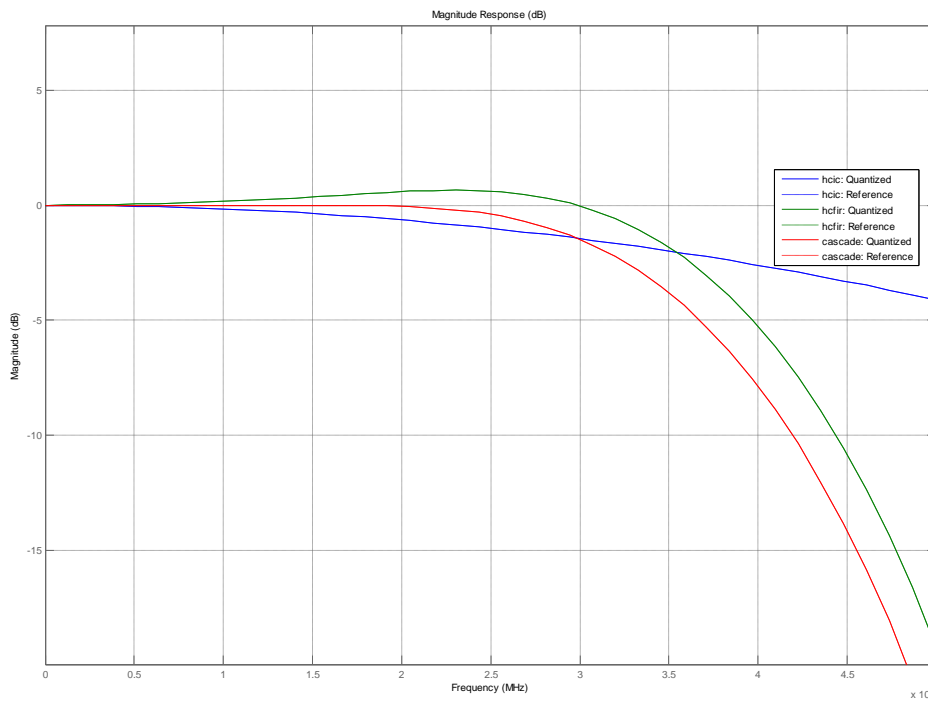
Izbrani faktor decimacije je 2, dolžina filtra je 16, dolžina koeficientov je 16, dolžina izhodne in izhodne besede pa 18.

Za samo izvedbo filtra CFIR uporabimo funkcijo `fdatool` v Matlabu [8], s katero nam Matlab izvede kodo v opisnem jeziku Verilog, ki jo uporabimo v programu ISE.

Funkcija filtrov CIC in CFIR ter zaporedna vezava obeh je razvidna z grafov 4.3 in 4.4.



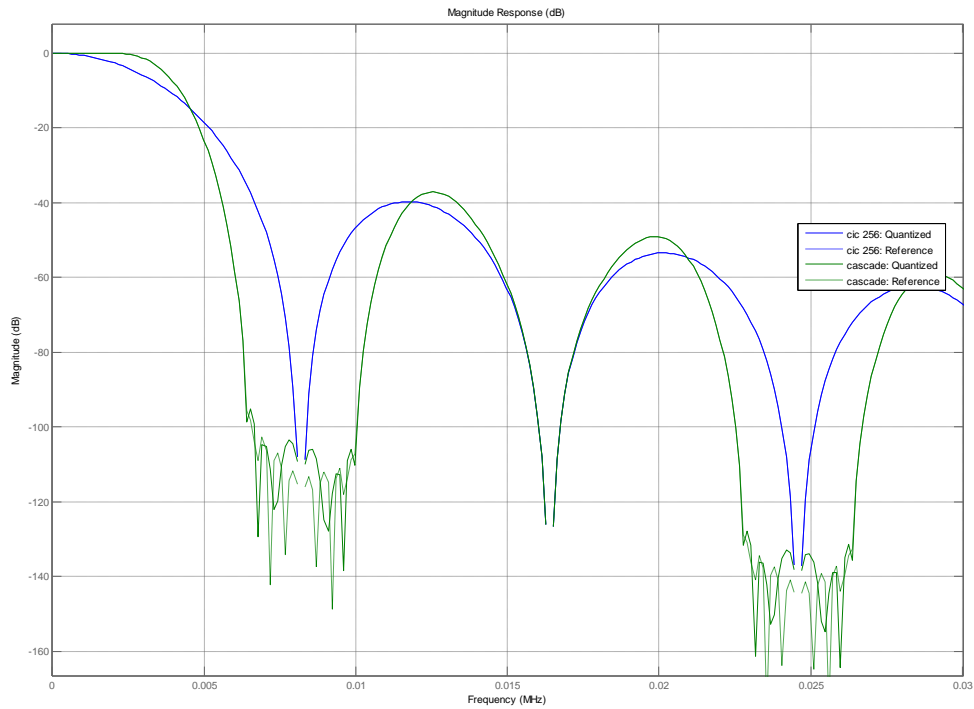
Graf 4.3: Amplitudni odziv filtra CIC, CFIR in kaskadna vezava CIC in CFIR



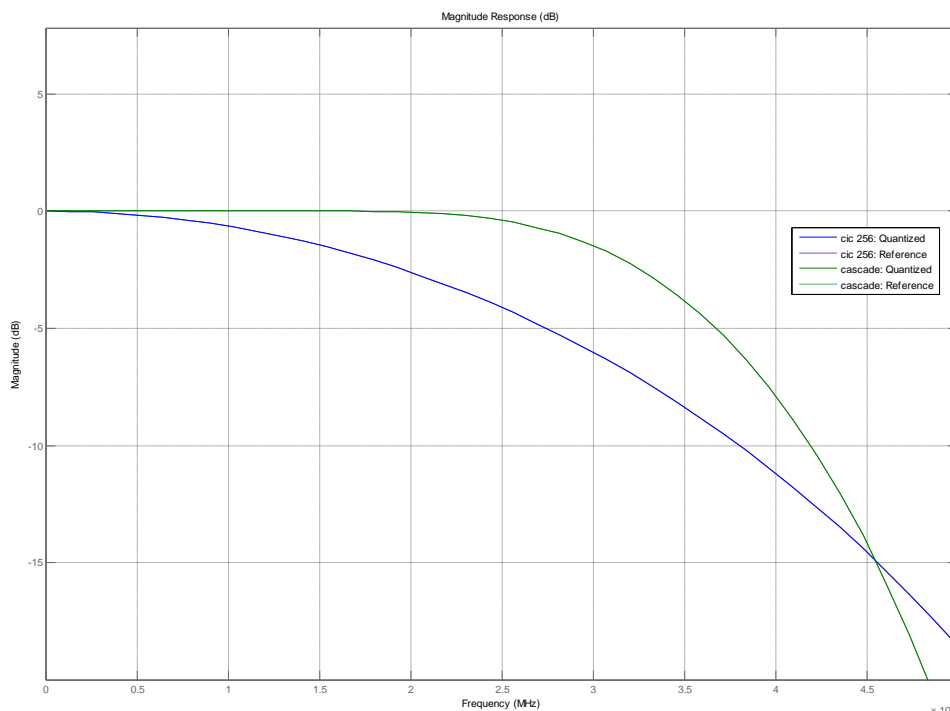
Graf 4.4: Amplitudni odziv filtra CIC, CFIR in kaskadna vezava CIC in CFIR – podrobno

Primerjava iz kaskadne vezave filtra CIC in CFIR ter CIC.

Z grafom 4.5 in 4.6 je razvidno, da samo filter CIC duši višje harmonike. Pri izvedbi filtra s kombinacijo CIC in CFIR se višji harmoniki ne dušijo.



Graf 4.5: Amplitudni odziv kaskade filtra CIC in CFIR ter filtra CIC, 256



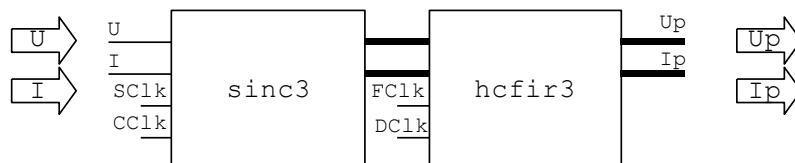
Graf 4.6: Amplitudni odziv kaskade filtra CIC in CFIR ter filtra CIC, 256 – podrobno

Uporabljeni decimator je tako sestavljen iz dveh stopenj oz. dveh filtrov.

Kot prvi filter je uporabljen filter CIC 3. reda. Vhodni signal je sigma delta frekvence 2 MHz, izhod iz filtra je 18-bitni vzporedni podatek frekvence 15,625 kHz. Faktor decimacije filtra CIC je 128.

Vhod v filter CFIR je tako 18-bitni podatek frekvence 15,625 kHz, izhod pa prav tako 18-bitni podatek frekvence 7,8125 kHz. Filter CFIR ima faktor decimacije 2.

Decimator ima tako skupni faktor decimacije 256.



Slika 4.7: Decimator

Izhod iz decimatorja je vzporedna 18-bitna beseda, ki je predstavljena z dvojiškim komplementom. N-bitni dvojiški komplement je predstavljen kot dvojiško število čez celotno območje $[-2^{N-1}, 2^{N-1}-1]$ in je podan z enačbo (4.12) [10]:

$$X = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-2} x_n 2^n & X \geq 0 \\ -2^{N-1} + \sum_{n=0}^{N-2} x_n 2^n & X < 0 \end{cases} \quad (4.12)$$

V naslednji tabeli je primer predznačenih 3-bitnih binarnih števil z dvojiškim komplementom.

| binarno | dvojiški komplement |
|---------|---------------------|
| 011 | 3 |
| 010 | 2 |
| 001 | 1 |
| 000 | 0 |
| 111 | -1 |
| 110 | -2 |
| 101 | -3 |
| 100 | -4 |
| 1000 | - |

Tabela 4.1: Dvojiški komplement

18-bitni podatek iz decimatorja je tako sestavljen iz bita MSB oz. 18. bita, ki nosi informacijo o predznaku, in 17 bitov, ki vsebujejo vrednost besede. 18-bitni podatek tako predstavlja trenutno vrednost električne napetosti in toka na vhodu digitalnega dela v območju med -1 in 1 .

Prebrana registra za trenutno vrednost električne napetosti in toka sta $U[17:0]$ in $I[17:0]$. Vrednost vhodnega signala pa se izračuna z enačbami (4.13) in (4.14). Dobljene rezultate je ustrezno še kalibrirati, kar je opisano v naslednjem poglavju.

$$u/U_{norm} = (-1)^{U[17]} \cdot \frac{U[16:0]}{2^{17}} \quad (4.13)$$

$$i/I_{norm} = (-1)^{I[17]} \cdot \frac{I[16:0]}{2^{17}} \quad (4.14)$$

Rezultata iz enačbe (4.13) in (4.14) sta normirana. Sama vrednost U_{norm} in I_{norm} je podana in izračunana v poglavju 4.6.6.

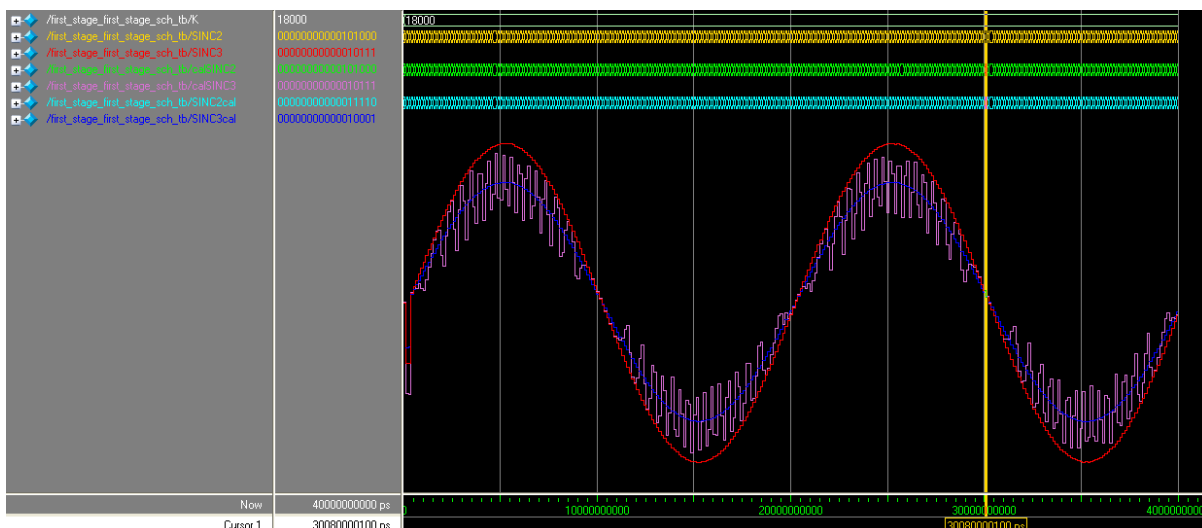
4.5 Kalibracija

Vhodni električni napetostni in tokovni signal je treba v digitalnem delu še kalibrirati oziroma jima dodeliti ustrezne amplitudne vrednosti. Same ravni napetostnega in tokovnega signala so določene že na senzorskem delu. Ker pa nimamo idealnih elementov in imajo elementi svojo toleranco, je treba ta vpliv izničiti v digitalnem delu. Na primer uporovni delilnik za napetostni kanal je določen z razmerjem upornosti. Ker pa imajo upori svojo toleranco, pride do razlike med posameznimi števci električne energije. Da to preprečimo, je treba izvesti kalibracijo. Tako je mogoče amplitudo v digitalnem delu na napetostnem in na tokovnem signalu nastavljati v območju med 75 % do 100 % vhodnega signala. V ta namen je na voljo 12-bitni register `calxx[11:0]` za vsak kanal in vsako fazo.

Kalibrator je izveden kot 18-bitni predznačeni množilnik. Napetostni in tokovni podatek iz decimatorja množimo z 18-bitnim kalibratorjem. Zgornji trije MSB (ang. most significant bit) so postavljeni na dvojiško vrednost 011_2 , spodnji trije LSB (ang. least significant bit) pa na dvojiško vrednost 000_2 . Ostane še 12 bitov, ki jih lahko nastavljamo. S tem smo dosegli območje nastavitve kalibratorja med 75 % do 100 %. Rezultat množenja je 36-bitno število, ki mu odrežemo ustrezno število bitov, da dobimo izhodni podatek iz 18-bitnega kalibratorja.

Preprostejša izvedba bi bila množenje oz. kalibracija na vhodnem signalu sigma delta. Iz simulacije je razvidno, da v tem primeru dobimo slabši rezultat pri manjših vrednostih signala.

Na sliki 4.8 je z rdečo barvo označen vhodni signal z amplitudo 0,01 (SINC3), z modro je prikazan kalibrirani signal na izhodu decimatorja (SINC3cal), z vijoličasto pa signal na izhodu decimatorja (calSINC3), ki je predhodno kalibriran na signalu sigma delta. Iz slike je lepo razvidno, da pri majhnih vhodnih signalih dobimo lepši signal, če uporabimo kalibrator na izhodu decimatorja.



Slika 4.8: Vhodni signal iz modulatorja sigma delta II. reda z amplitudo 0,01

Vrednost kalibracijske konstante se izračuna po enačbi (4.15):

$$calX = \frac{2^{16} + 2^{15} + 2^3 \cdot calxx[11:0]}{2^{17} - 1} \quad (4.15)$$

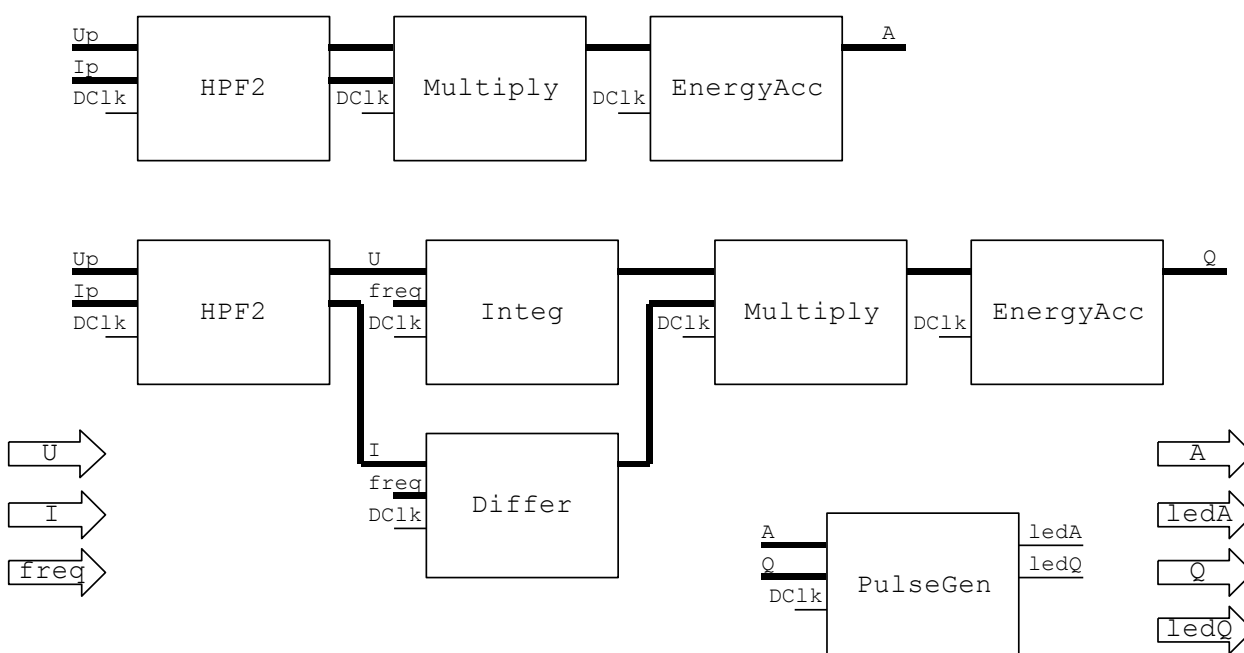
Prava trenutna vrednost električne napetosti in toka je tako:

$$\frac{u}{U_{norm}} = (-1)^{U[17]} \cdot \frac{U[16:0]}{2^{17}} \cdot calU \quad (4.16)$$

$$\frac{i}{I_{norm}} = (-1)^{I[17]} \cdot \frac{I[16:0]}{2^{17}} \cdot calI \quad (4.17)$$

4.6 Vežje za izračun energij

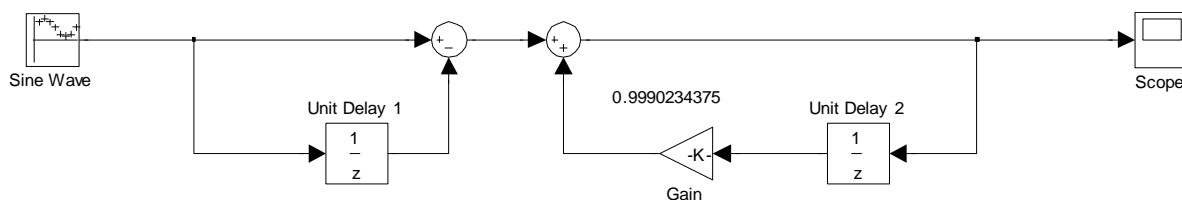
Blok za izračun delovne in jalove energije vsebuje kompenzacijo DC napetosti, množilnike, integrator in diferenciator, integratorje s prepuščanjem in generator za signal LED.



Slika 4.9: Izračun energije

4.6.1 Kompenzacija enosmernega, DC signala

Zaradi strukture pretvornika A/D vsebuje vhodni signal v digitalni del majhen nivo enosmerne komponente signala. Zato je treba enosmerno komponento izločiti iz signala, za kar se uporabi visokoprepusten filter [11].

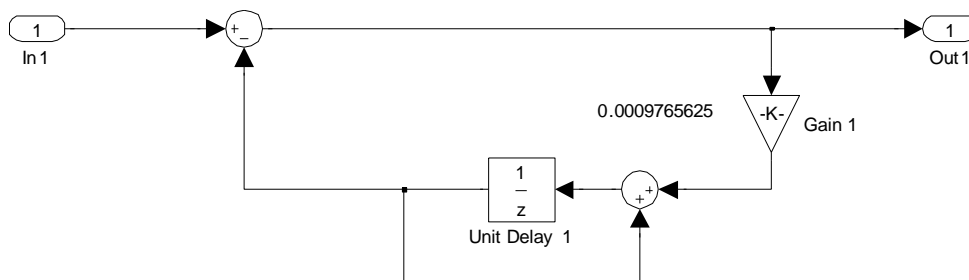


Slika 4.10: Kompenzacija enosmerne napetosti

Prenosna funkcija v z-prostoru, ki ustreza takemu filtru, je opisana z enačbo 4.18:

$$H(z) = \frac{1 - z^{-1}}{1 - \alpha z^{-1}} \quad (4.18)$$

Struktura iz slike 4.10 se lahko izvede tudi drugače:

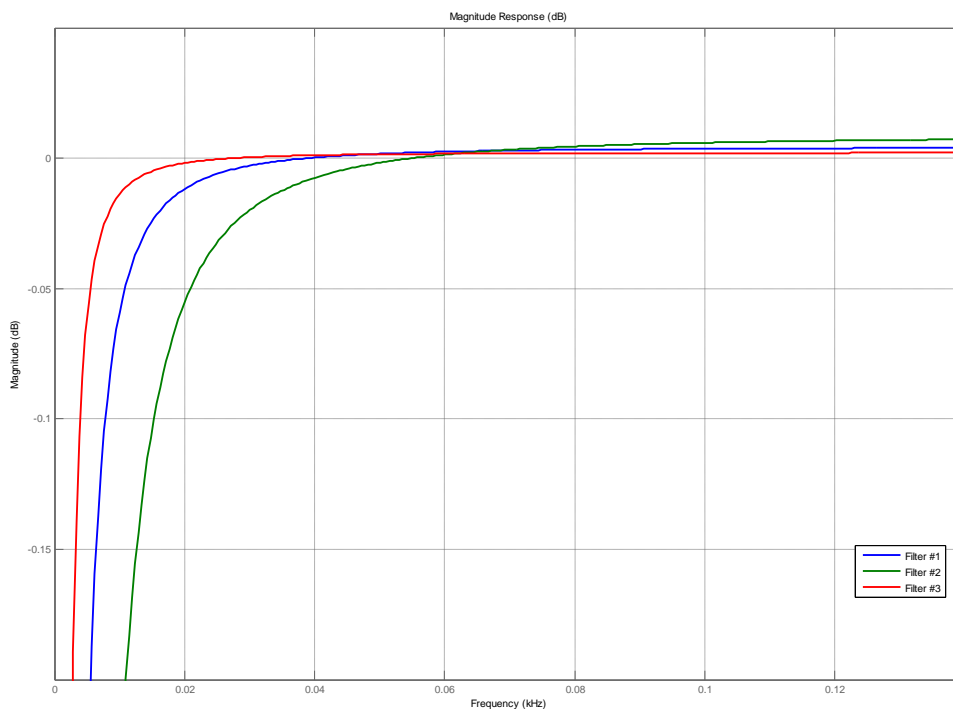


Slika 4.11: Osnovna izvedba kompenzacije enosmerne napetosti

Izbrati je treba še ustrezen faktor α oz. koeficient ojačenja $1 - \alpha$.

Za simulacijo v programskem paketu Matlab so za koeficient $1 - \alpha$ izbrane tri različne vrednosti. Rezultate simulacije prikazuje graf 4.7. Za filter 1 je izbran faktor $1 - \alpha = 2^{-10}$, za filter 2 je izbran faktor $1 - \alpha = 2^{-9}$ in za filter 3 je izbran faktor $1 - \alpha = 2^{-11}$.

Iz grafa je razvidno, da faktor $1 - \alpha = 2^{-9}$ preveč duši osnovni signal frekvence 50 Hz, zaradi česar sta glede slabljenja primerna faktorja $1 - \alpha = 2^{-10}$ in $1 - \alpha = 2^{-11}$.



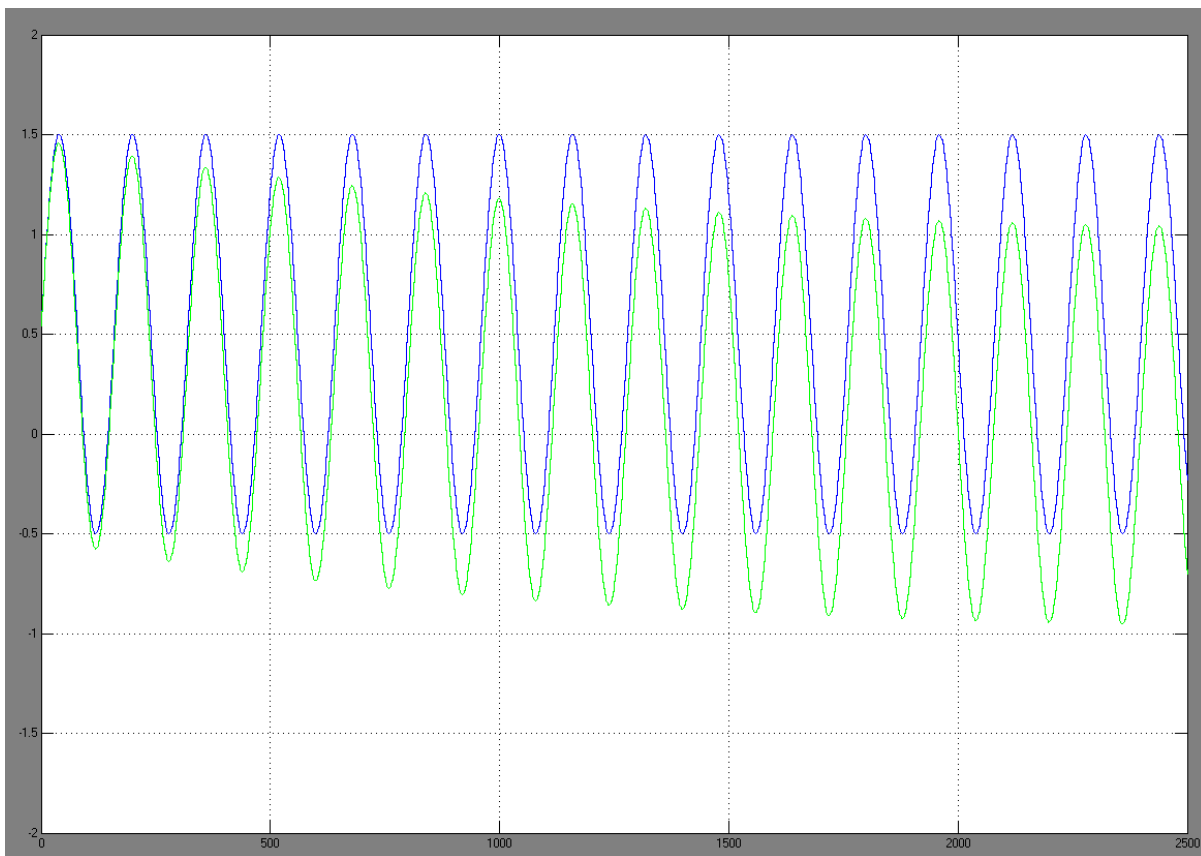
Graf 4.7: Amplitudni odziv kompenzacije DC signala

Seveda pa faktor α vpliva na hitrost odziva takega filtra. Grafi 4.8, 4.9 in 4.10 prikazujejo vhodni signal z enosmerno komponento in odziv filtra.

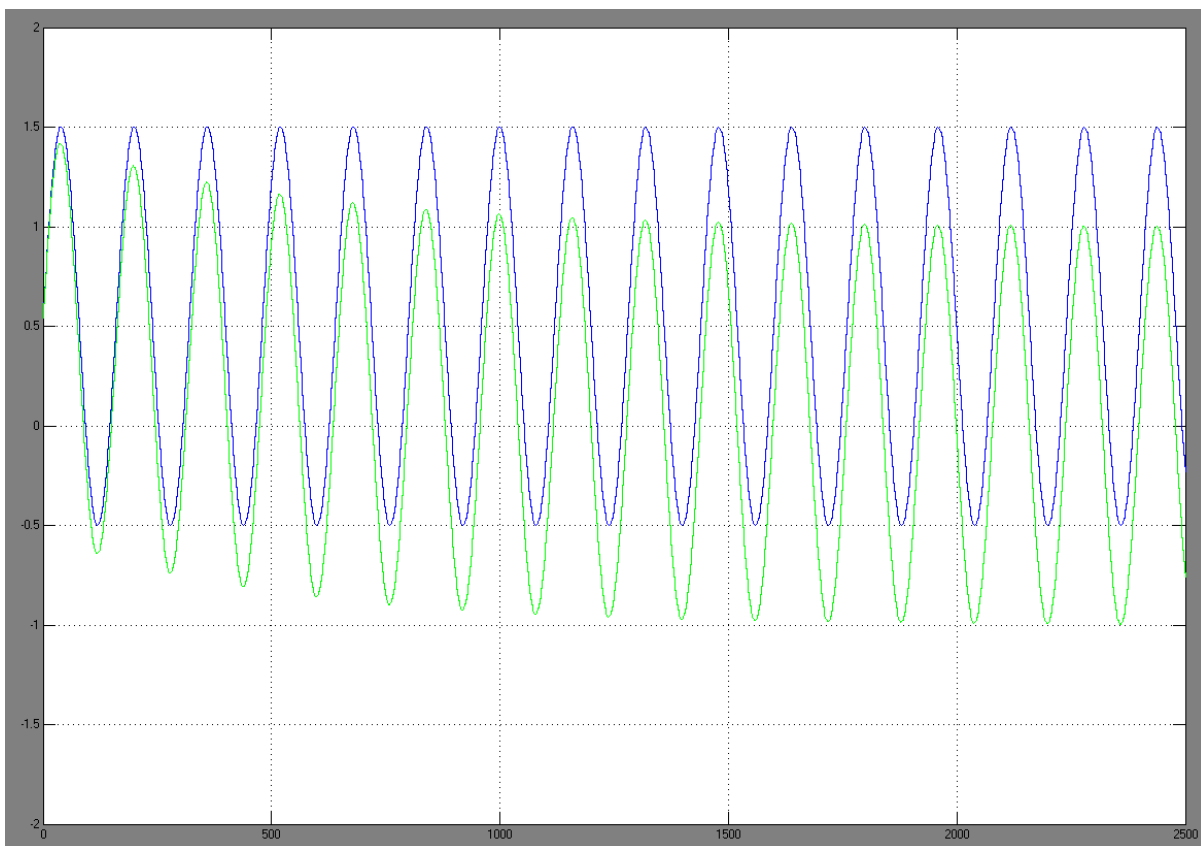
Na prvem grafu je odziv filtra določen s konstanto $1 - \alpha = 2^{-10}$, koeficient ojačenja, ki je vsebovan v shematiki na sliki 4.11, je tako enak $\alpha = 0,9990234375$. Odziv je razmeroma hiter in brez dušenja. Enosmerna komponenta vhodnega signala je zelo majhna in se časovno ne spreminja, zato sorazmerno počasni odziv ne povzroča težav oz. ne vpliva na točnost rezultata.

Na drugem grafu je filter s konstanto $1 - \alpha = 2^{-9}$. Odziv takega filtra je še hitrejši, ampak amplituda je dušena in filter je neprimeren.

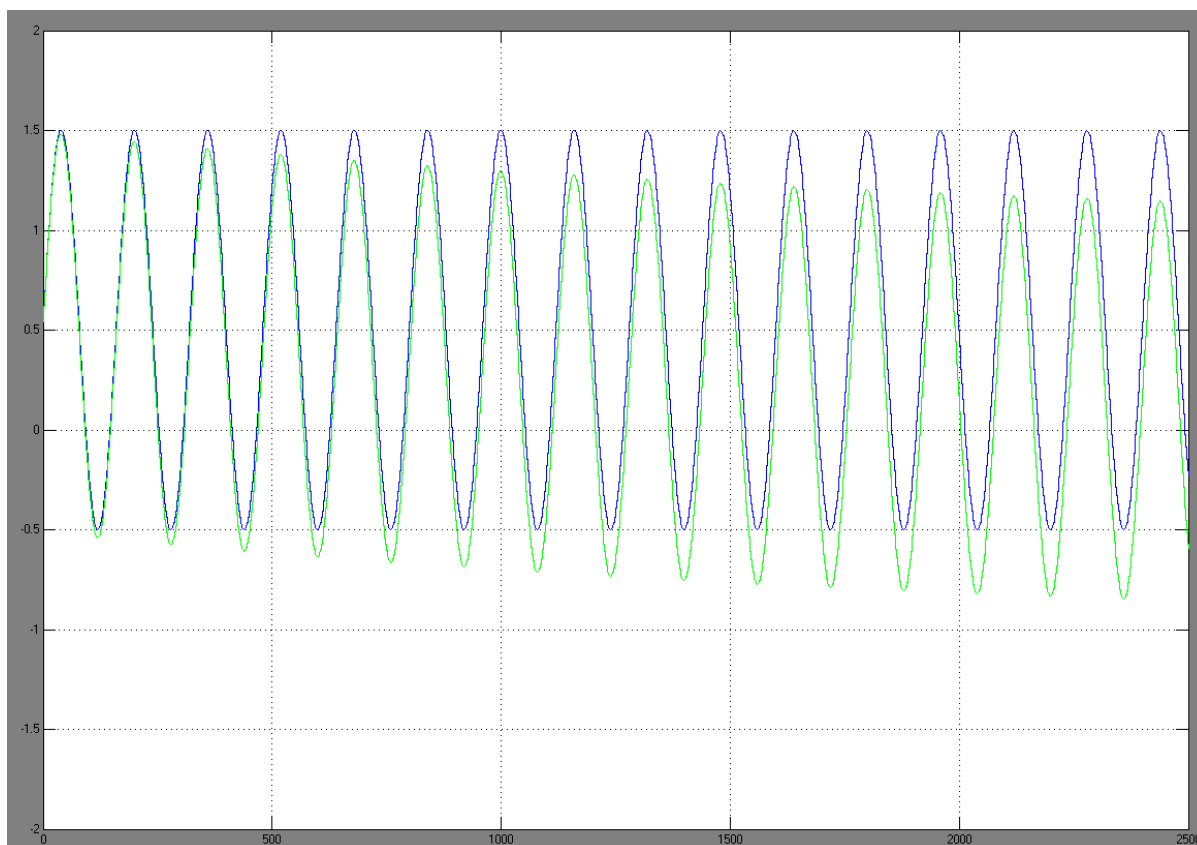
V tretjem grafu je filter s konstanto $1 - \alpha = 2^{-11}$. Odziv filtra je zelo počasen. Čeprav ne duši amplitude, je zaradi prepočasnega odziva neprimeren.



Graf 4.8: Vhodni signal in odziv filtra s konstanto $1 - \alpha = 2^{-10}$



Graf 4.9: Vhodni signal in odziv filtra s konstanto $1 - \alpha = 2^{-9}$

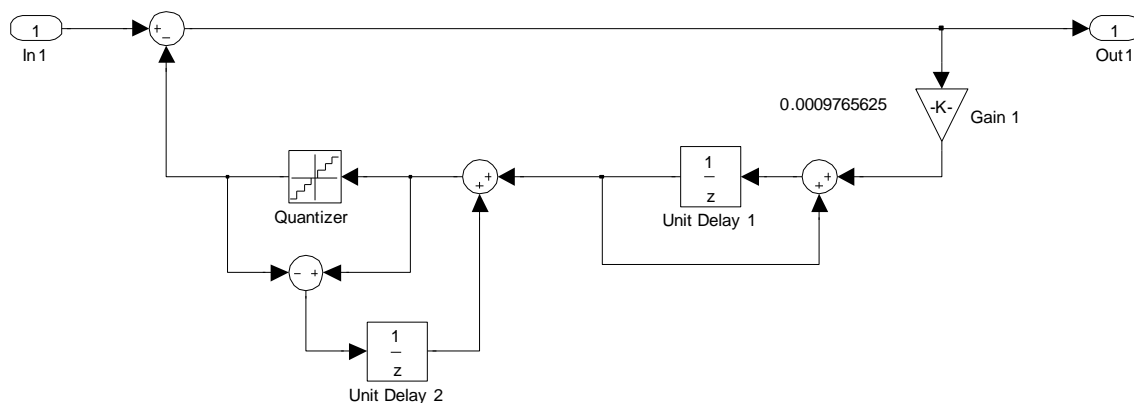


Graf 4.10: Vhodni signal in odziv filtra s konstanto $1 - \alpha = 2^{-11}$

Tako z izbranim faktorjem $1 - \alpha = 2^{-10}$ oz. $\alpha = 0,9990234375$ zagotovimo, da je filter amplitudno neodvisen v območju od frekvence 45 Hz naprej. Kljub temu pa dovolj hitro izloči enosmerno komponento vhodnega signala.

Pri simulirani in na sliki 4.11 prikazani strukturi filtra ni upoštevana napaka zaradi kvantizacije. Delež te napake je izrazit pri majhnih vrednostih vhodnih signalov. Ker se zahteva točno merjenje električnega toka tudi v spodnjih točkah, je treba izločiti vpliv kvantizacije.

Shema takega filtra je prikazana na sliki 4.12. Koefficient ojačanja v povratni vezavi je kar enak faktorju $1 - \alpha = 2^{-10} = 0,0009765625$.

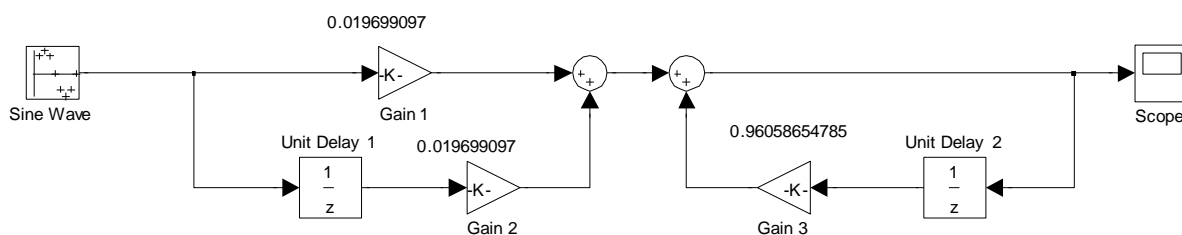


Slika 4.12: Kompenzacija enosmerne napetosti z upoštevanjem kvantizacije

4.6.2 Fazni premik napetosti in toka za jalovo energijo

Za merjenje jalove energije je treba zagotoviti fazni premik 90° med napetostjo in tokom. Ker je težko natanko zagotoviti premaknitev 90° samo na toku oz. napetosti, se premaknitev izvede takole: napetostni signal se premakne za 45° z integratorjem, tokovni signal pa prav tako za 45° z diferenciatorjem. Skupaj tako znaša zakasnitev med napetostjo in tokom 90° [12].

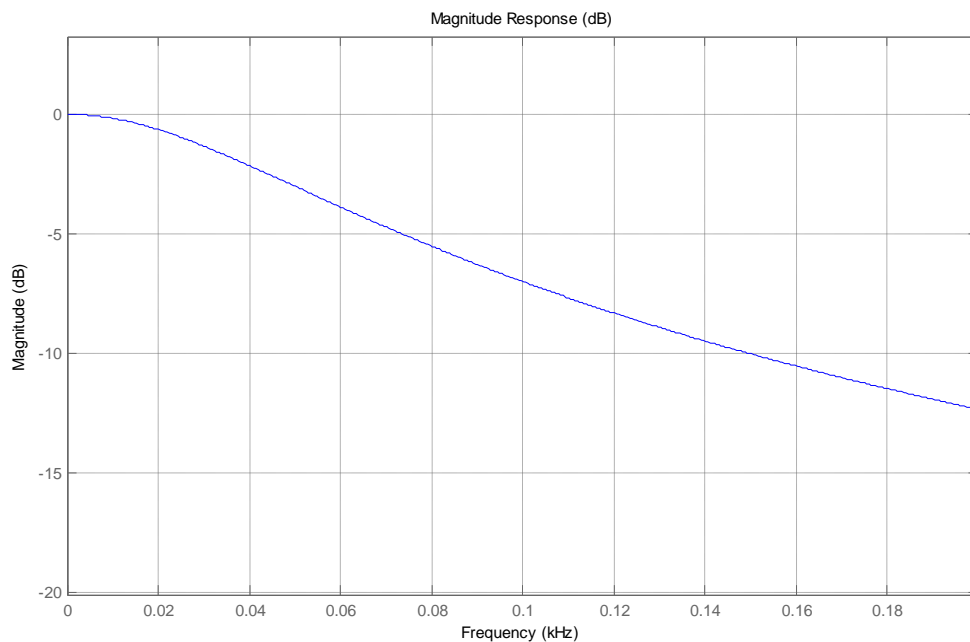
Integrator



Slika 4.13: Integrator

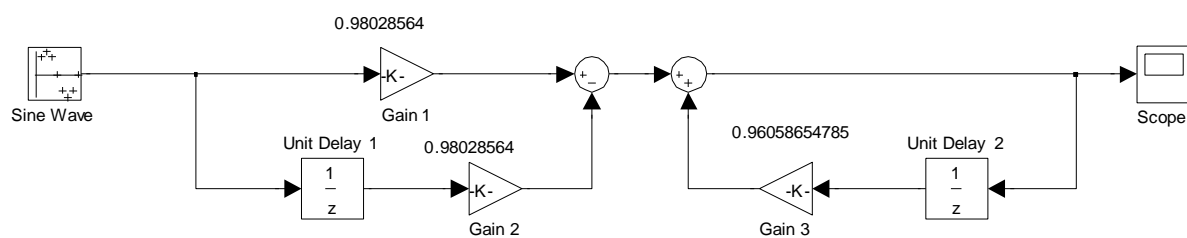
Prenosna funkcija v z -prostoru, ki ustreza integratorju, je naslednja:

$$H_I(z) = \frac{A(1 + z^{-1})}{1 - Bz^{-1}} \quad (4.19)$$



Graf 4.11: Amplitudni odziv integratorja

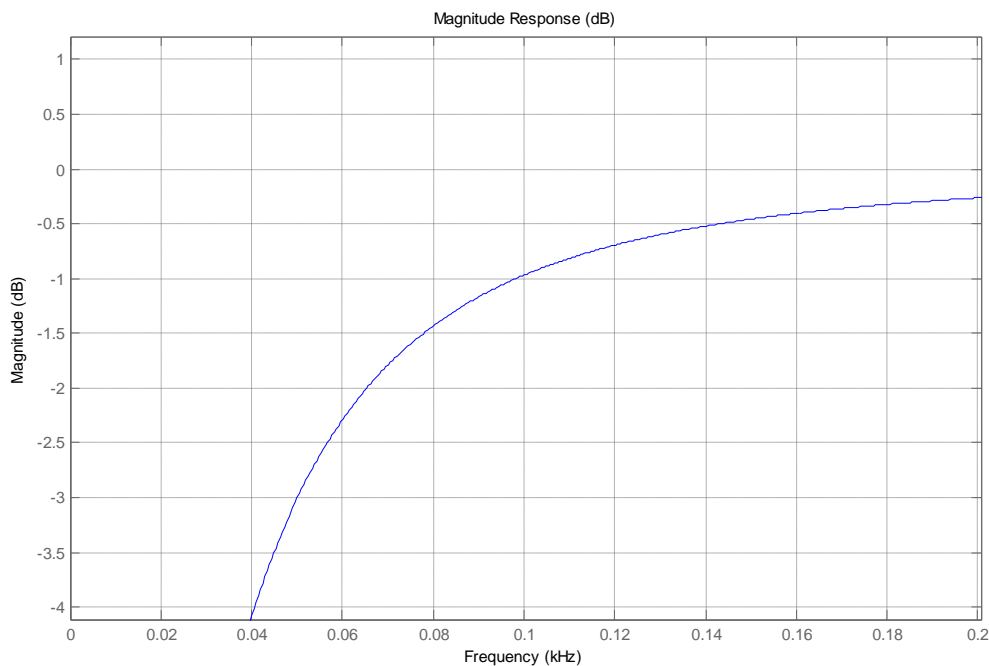
Diferenciator



Slika 4.14: Diferenciator

Prenosna funkcija v z-prostoru, ki ustreza diferenciatorju, je naslednja:

$$H_D(z) = \frac{C(1 - z^{-1})}{1 - Dz^{-1}} \quad (4.20)$$



Graf 4.12: Amplitudni odziv diferenciatorja

Koeficiente v prenosnih funkcijah H_I in H_D določimo po enačbi (4.21) in (4.22):

$$A = \frac{T}{T + 2\tau_i}, \quad B = \frac{2\tau_i - T}{2\tau_i + T} \quad (4.21)$$

$$C = \frac{2\tau_d}{2\tau_d + T}, \quad D = \frac{2\tau_d - T}{2\tau_d + T} \quad (4.22)$$

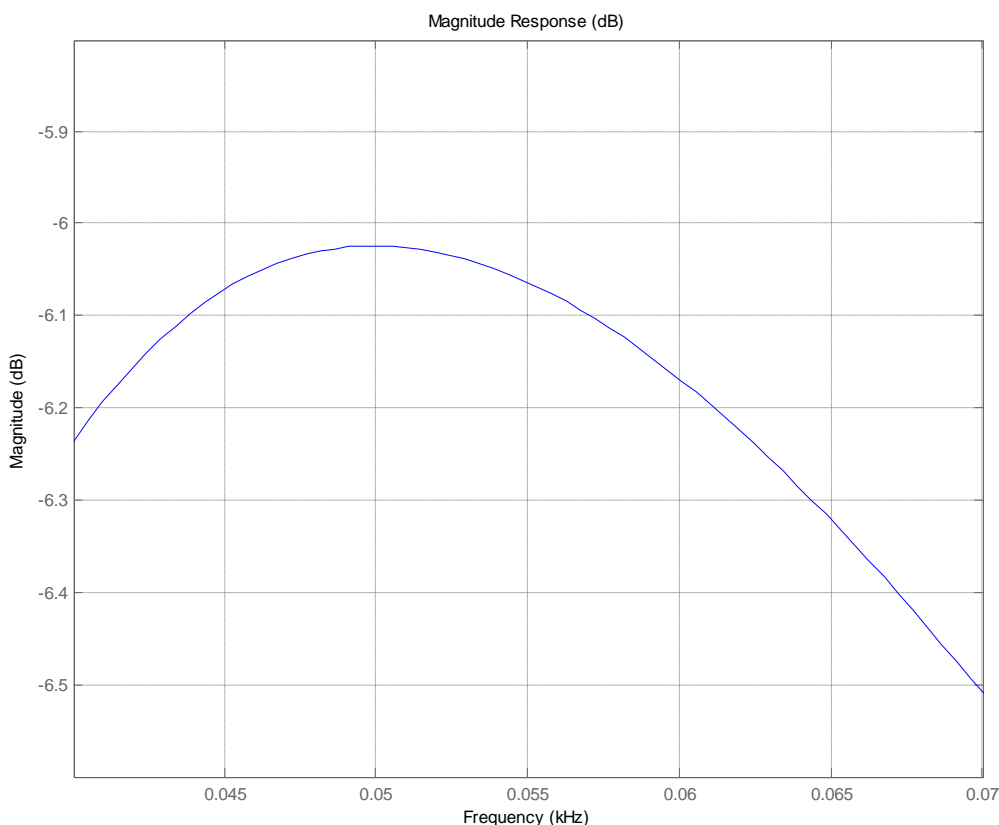
Izhoda iz diferenciatorja in integratorja zagotavljata vsak po točno 45° fazne premaknitve, se pravi skupaj 90° med napetostjo in tokom pri omrežni frekvenci 50 Hz. To dosežemo s pogoji (4.23):

$$T = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{DCLK} \quad \text{in} \quad \tau_i = \tau_d = \frac{1}{\omega} = \frac{1}{2\pi \cdot f} \quad (4.23)$$

Ker pa je amplituda dušena za približno -3 dB na vsakem signalu, kar po produktu pomeni na moči za faktor dva, je treba signal ojačati. Prav tako sta signala zelo frekvenčno odvisna in je treba zagotoviti frekvenčno kompenzacijo. Ta je izvedena tako, da na frekvenčnem območju

med 45 Hz in 65 Hz s korakom frekvence 0,5 Hz ojačamo izhoda iz integratorja in diferenciatorja za ustrezen faktor.

Frekvenčno odvisnost produkta iz integratorja in diferenciatorja oz. napetostnega in tokovnega signala prikazuje graf 4.13.



Graf 4.13: Amplitudni odziv produkta integratorja in diferenciatorja

4.6.3 Množilnik za izračun signala moči

Množilnik je izveden kot vzporedni množilnik, ki zmnoži dve predznačeni 18-bitni besedi. Tako iz signala napetosti in toka dobimo predznačeni 36-bitni signal moči.

Za delovno moč sta kot napetostni in tokovni signal uporabljena izhoda iz filtra za kompenzacijo DC signala, za jalovo energijo pa izhoda iz integratorja in diferenciatorja.

Trenutna delovna in jalova moč ustrezata enačbi (4.24) in (4.25), če sta vhodna signala sinusne oblike:

$$p(t) = u \cdot i = UI \cdot \cos(\varphi) - UI \cdot \cos(2\omega t + \varphi) \quad (4.24)$$

$$q(t) = \hat{u} \cdot \hat{i} = UI \cdot \sin(\varphi) + UI \cdot \sin(2\omega t + \varphi) \quad (4.25)$$

Za električno napetost in tok vzamemo 18-bitno trenutno vrednost iz registrov ter dobimo za trenutno moč enačbi (4.26) in (4.27), pri čemer je n posamezni vzorec. Ker sta vrednosti v registru napetosti in toka normirani, sta prav tako normirana rezultata, delovna in jalova moč:

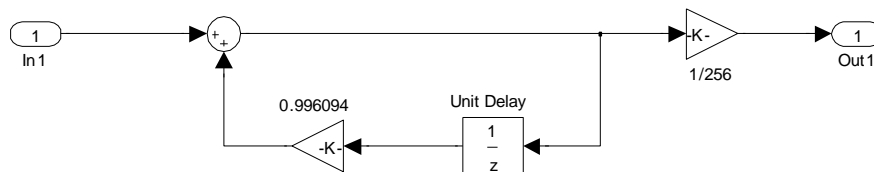
$$p(n)/P_{norm} = \frac{(-1)^{U[17]} \cdot U[16:0] \cdot (-1)^{I[17]} \cdot I[16:0]}{2 \cdot 2^{34}} \cdot calU \cdot call \cdot \cos\varphi \quad (4.26)$$

$$q(n)/Q_{norm} = \frac{(-1)^{U[17]} \cdot U[16:0] \cdot (-1)^{I[17]} \cdot I[16:0]}{2 \cdot 2^{34}} \cdot calU \cdot call \cdot \sin\varphi \quad (4.27)$$

36-bitni signal trenutne moči je treba povprečiti znotraj ene periode, da dobimo moč. V ta namen je treba uporabiti integrator s prepuščanjem.

4.6.4 Integrator s prepuščanjem in akumulator za prikaz električne energije

Z integratorjem s prepuščanjem izločimo iz signala moči valovitost frekvence 100 Hz, ki je posledica množenja dveh komponent 50 Hz.



Slika 4.15: Integrator s prepuščanjem

Funkcija v časovno diskretnem signalu je naslednja:

$$y(n) = x(n) + k \cdot y(n - 1) \quad (4.28)$$

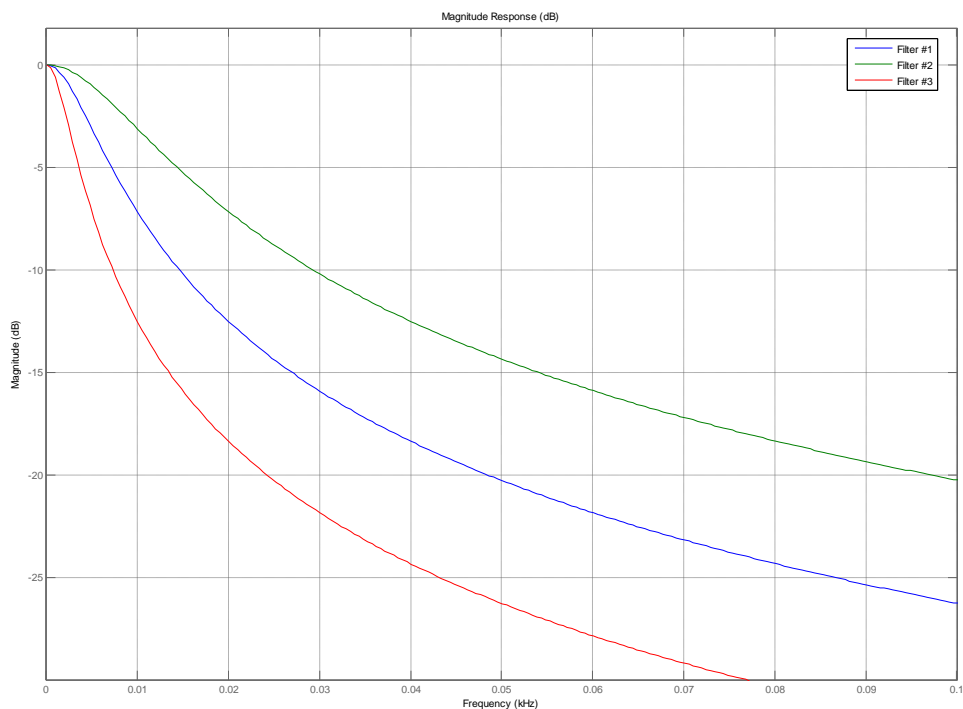
Prenosna funkcija, ki ustreza integratorju s prepuščanjem, je $H(z)$ [10]:

$$H(z) = \frac{1}{1 - k \cdot z^{-1}} \quad (4.29)$$

Konstanta $k = 1 - 2^{-8} = 0,996094$ zagotovi, da izločimo enosmerno komponento iz signala moči. Če vrednost konstante k zmanjšujemo, se zmanjšuje strmina filtra, vendar se poveča odzivni čas integratorja.

Za simulacijo v programskem paketu Matlab so za koeficient k izbrane tri različne vrednosti. Rezultate simulacije prikazuje graf 4.14. Za filter 1 je izbrana konstanta $k = 1 - 2^{-8}$, za filter 2 je izbrana konstanta $k = 1 - 2^{-7}$ in za filter 3 je izbrana konstanta $k = 1 - 2^{-9}$.

Iz grafa 4.14 je razvidno, da s konstanto $k = 1 - 2^{-8}$ (filter 1) že zadostno dušimo izmenično komponento signala moči.



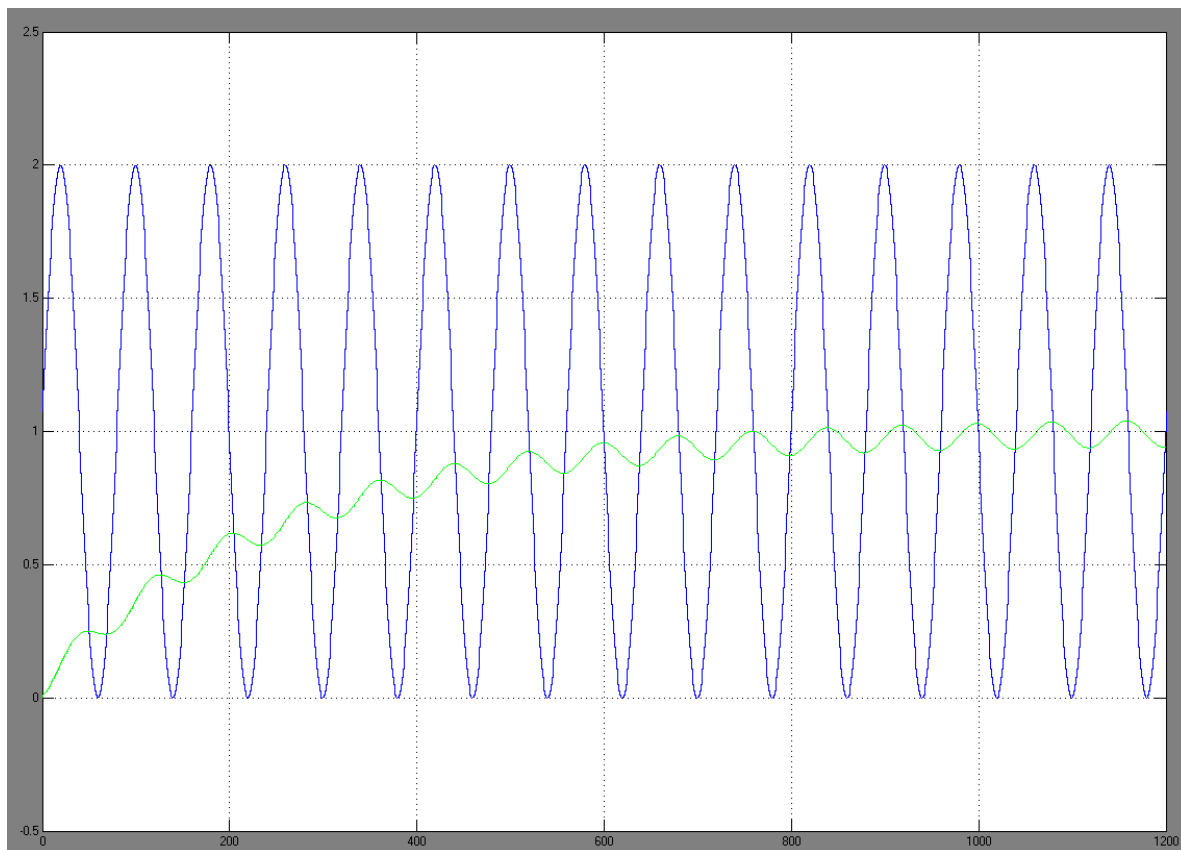
Graf 4.14: Amplitudni odziv integratorja s prepuščanjem

Seveda pa konstanta k vpliva na hitrost odziva takega filtra. Grafi 4.15, 4.16 in 4.17 prikazujejo vhodni signal moči in odziv integratorja s prepuščanjem.

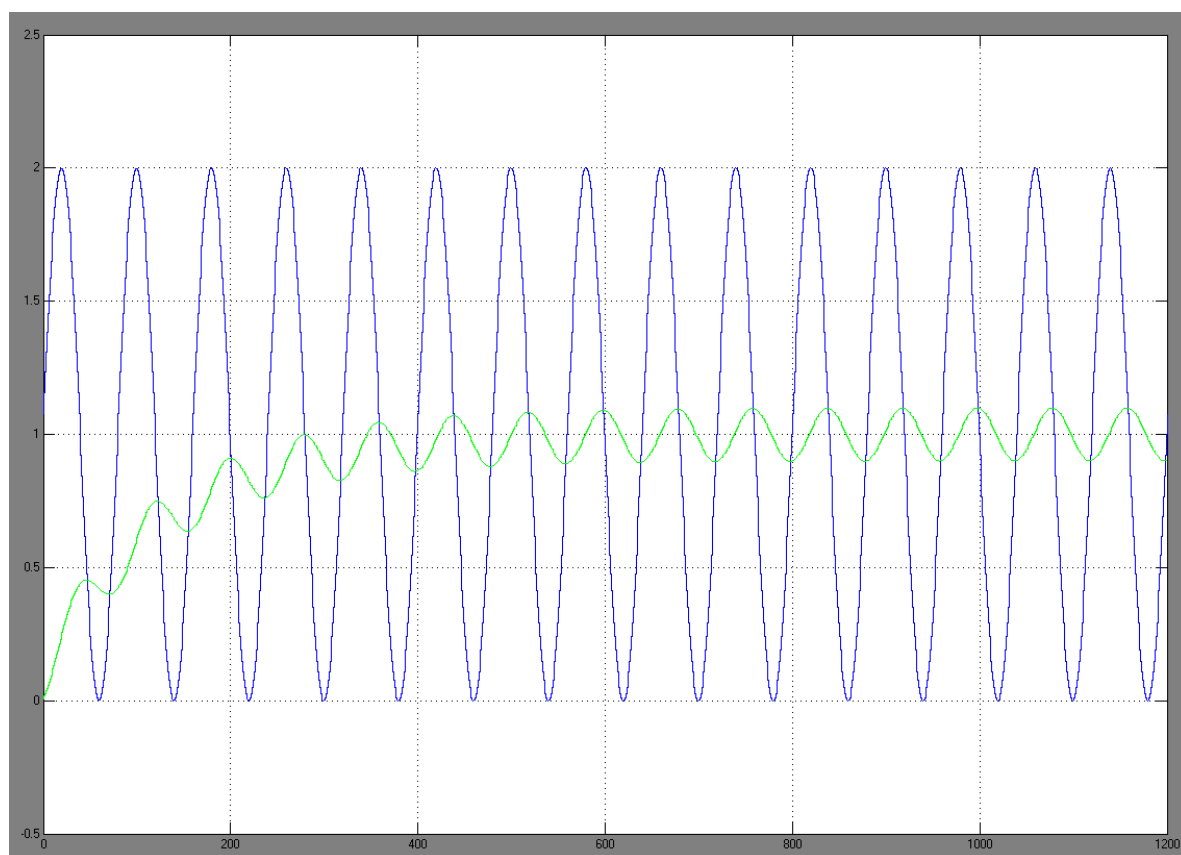
Na grafu 4.15 je odziv integratorja s prepuščanjem določen s konstanto $k = 1 - 2^{-8}$, ki je koeficient ojačenja v povratni zanki. Konstanta $k = 1 - 2^{-8} = 0,996094$ je vsebovana v shemati na sliki 4.15. Odziv je zadosti hiter in dovolj duši izmenično komponento signala moči.

Na grafu 4.16 je filter s konstanto $k = 1 - 2^{-7}$. Odziv takega filtra je še hitrejši, toda amplituda je premalo dušena in integrator je neprimeren.

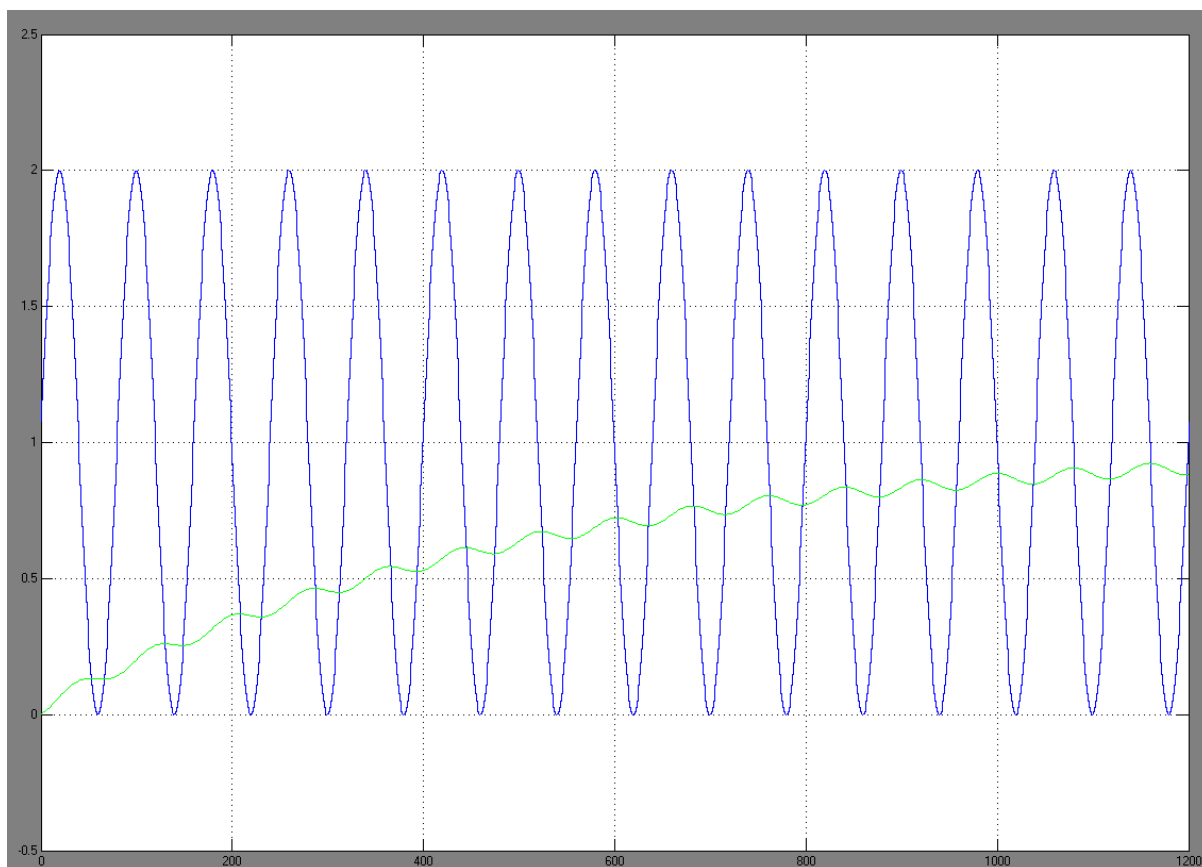
Graf 4.17 prikazuje filter s konstanto $k = 1 - 2^{-9}$. Odziv filtra je zelo počasen. Čeprav dovolj duši amplitudo izmeničnega signala moči, je zaradi prepočasnega odziva neprimeren.



Graf 4.15: Signal moči in odziv integratorja s konstanto $k = 2^{-8}$



Graf 4.16: Signal moči in odziv integratorja s konstanto $k = 2^{-7}$

Graf 4.17: Signal moči in odziv integratorja s konstanto $k = 2^{-9}$

Tako z izbranim koeficientom $k = 2^{-8} = 0,996094$ zagotovimo, da iz signala moči izločimo izmenično komponento in dobimo vrednost delovne (4.30) in jalove moči (4.31):

$$P = U \cdot I \cdot \cos\varphi \quad (4.30)$$

$$Q = U \cdot I \cdot \sin\varphi \quad (4.31)$$

Če za električno napetost in tok vzamemo največjo pozitivno vrednost v registru za trenutne vrednosti napetosti in toka, dobimo za delovno in jalovo moč enačbi (4.32) in (4.33):

$$\frac{P}{P_{norm}} = \frac{U[16:0] \cdot I[16:0]}{2 \cdot 2^{34}} \cdot calU \cdot calI \cdot \cos\varphi \quad (4.32)$$

$$\frac{Q}{Q_{norm}} = \frac{U[16:0] \cdot I[16:0]}{2 \cdot 2^{34}} \cdot calU \cdot calI \cdot \sin\varphi \quad (4.33)$$

Na izhodu integratorja s prepuščanjem je na voljo 36-bitni podatek z informacijo o moči. Vrednost v registru je tako podatek o moči:

$$P/P_{norm} = \frac{P[35:0]}{2^{34}} \quad (4.34)$$

$$Q/Q_{norm} = \frac{Q[35:0]}{2^{34}} \quad (4.35)$$

Na izhodu iz integratorja s prepuščanjem je dodan akumulator, v katerem se akumulira moč. Iz vrednosti akumulatorja dobimo električno delovno in jalovo energijo. Treba je izvesti dva odčitka iz registra energije v znanih časovnih trenutkih. Iz enačbe (4.36) dobimo električno energijo. Akumulator je predstavljen z 28 biti:

$$E_{reg} = \frac{\Delta E}{\Delta t} = \frac{E_2[27:0] - E_1[27:0]}{t_2 - t_1} \quad (4.36)$$

Do enake vrednosti pridemo, če energijo izračunamo iz registra moči po enačbi (4.37):

$$E_{reg} = \frac{P[35:0]}{2^{12}} \cdot DClk = \frac{P[35:0]}{2^{12}} \cdot 7812,5 \text{ Hz} \quad (4.37)$$

Delovna in jalova energija se izračunata po enačbi (4.38) oz. (4.39):

$$E/E_{norm} = P/P_{norm} \cdot t \quad \text{oz.} \quad E/E_{norm} = Q/Q_{norm} \cdot t \quad (4.38)$$

$$E/E_{norm} = \frac{E_{reg}}{2^{22} \cdot DClk} \quad (4.39)$$

4.6.5 Generator za impulzni signal

Generator za impulzni signal, signal LED, nam zagotovi impulz, ki krmili diodo LED na izhodu števca električne energije:

- delovni impulzni signal

$$LED = U/U_{norm} \cdot calU \cdot I/I_{norm} \cdot call \cdot \cos\varphi \cdot \frac{DClk}{2^3} = P \cdot \frac{DClk}{2^3} \quad (4.40)$$

- jalovi impulzni signal

$$LED = U/U_{norm} \cdot calU \cdot I/I_{norm} \cdot call \cdot \sin\varphi \cdot \frac{DClk}{2^3} = Q \cdot \frac{DClk}{2^3} \quad (4.41)$$

- impulzni signal, izračunan iz energije E, ki jo dobimo po enačbi (4.36) ali (4.37):

$$LED = \frac{E_{reg}}{2^{25}} \quad (4.42)$$

4.6.6 Rezultati simulacij v programskem paketu ModelSim

Signal trenutne vrednosti električne napetosti in toka je po decimaciji in kalibraciji predstavljen kot 18-bitno število v dvojiškem komplementu. MSB-bit oz. 18. bit nosi informacijo o predznaku, preostalih 17 bitov pa informacijo o vrednosti signala. Vrednosti kalibratorjev za napetostni in tokovni signal calU in calI so nastavljene na 1.

Vhodni signali v digitalni del:

napetostni signal: $u/U_{norm} = U_m/U_{norm} \cdot \sin(\omega t) = 0,50 \cdot \sin(\omega t)$

$$U_m/U_{norm} = 0,50$$

tokovni signal:
$$i/I_{norm} = I_m/I_{norm} \cdot \sin(\omega t + \varphi) = 0,40 \cdot \sin(\omega t + \varphi)$$

$$I_m/I_{norm} = 0,40$$

omrežna frekvenca: $f = 50 \text{ Hz}$

fazni kot: $\varphi = 0^\circ$ (čista delovna moč)

Amplituda vhodnega napetostnega in tokovnega signala je v digitalni simulaciji normirana in lahko zavzame vrednost med -1 in 1 .

Koliko sta normirani vrednosti U_{norm} in I_{norm} , je odvisno od senzorskega in analognega dela.

Normirani vrednosti U_{norm} in I_{norm} sta določeni kot največji možni vrednosti napetostnega in tokovnega signala, da pretvornik A/D ne pride v nasičenje. Po specifikaciji, je največji vhodni signal za pretvornik A/D, ADS1203, enak $\pm 320 \text{ mV}$. V tem primeru sta napetostni in tokovni vhod v digitalni del enaka ± 1 .

Za primer merilnega sklopa, iz poglavja 3.2.1 se faktorja izračunata po enačbi (4.43) in (4.44). Izhodišče sta enačbi (3.9) in (3.10).

$$U_{norm} = U_{vhUmax} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 320 \text{ mV} \cdot \frac{783475 \Omega}{475 \Omega} = 527,81 \text{ V} \quad (4.43)$$

$$I_{norm} = U_{vhI_{max}} \cdot \frac{2000}{R_b} = 320 \text{ mV} \cdot \frac{1}{6,8 \text{ mV/A}} = 47,06 \text{ A} \quad (4.44)$$

Normirane vrednosti za delovno in jalovo moč ter energijo so enake. Vrednosti so navedene za moč z enačbama (4.45) in (4.46) ter za energijo z enačbama (4.47) in (4.48):

$$P_{norm} = U_{norm} \cdot I_{norm} = 24,838 \text{ kW} \quad (4.45)$$

$$Q_{norm} = U_{norm} \cdot I_{norm} = 24,838 \text{ kvar} \quad (4.46)$$

$$E_{norm} = U_{norm} \cdot I_{norm} = 24,838 \text{ kW} \quad (4.47)$$

$$E_{norm} = U_{norm} \cdot I_{norm} = 24,838 \text{ kvars} \quad (4.48)$$

Nastavitve kalibratorjev v digitalnem delu:

fazna kompenzacija: CPH = 0

napetostni kalibrator: calU = 1

tokovni kalibrator: calI = 1

Vrednost registra, ki je odčitana, ko je dosežena največja vrednost napetosti in toka, je predstavljena v šestnajstiškem sistemu:

U[17:0] = 0h0FFFE

I[17:0] = 0h0CCCE

- Izračun vhodnega signala iz največje vrednosti trenutnih registrov napetosti in toka

$$\frac{U_m}{U_{norm}} = (-1)^{U[17]} \cdot \frac{U[16:0]}{2^{17}} \cdot calU = \frac{0h0FFFE}{2^{17}} \cdot 1 = 0,50 \quad (4.49)$$

$$\frac{I_m}{I_{norm}} = (-1)^{I[17]} \cdot \frac{I[16:0]}{2^{17}} \cdot calI = \frac{0h0CCCE}{2^{17}} \cdot 1 = 0,40 \quad (4.50)$$

- Delovna moč, teoretični izračun

$$\begin{aligned} \frac{P}{P_{norm}} &= \frac{U_m}{U_{norm}} \cdot calU \cdot \frac{I_m}{I_{norm}} \cdot calI \cdot \cos\varphi = \\ &= \frac{U_m \cdot I_m}{2 \cdot P_{norm}} \cdot calU \cdot calI \cdot \cos\varphi = \frac{0,5 \cdot 0,4}{2} = 0,10 \end{aligned} \quad (4.51)$$

- Delovna moč, izračun iz največje vrednosti trenutnih registrov napetosti in toka

$$\begin{aligned} P/P_{norm} &= U[17:0] \cdot calU \cdot I[17:0] \cdot calI \cdot \cos\varphi = \\ &= \frac{0h0FFFE \cdot 0h0CCCE}{2 \cdot 2^{17} \cdot 2^{17}} \cdot 1 = 0,10 \end{aligned} \quad (4.52)$$

- Delovna moč, izračun iz registra moči

$$P/P_{norm} = \frac{P[35:0]}{2^{34}} = \frac{0h0}{2^{34}} = 0,10 \quad (4.53)$$

- Delovna energija, teoretični izračun

$$E/E_{norm} = P_m/P_{norm} \cdot t = 0,10 \cdot 1 = 0,10 \quad (4.54)$$

- Delovna energija, izračun iz registra energije

$$E_{reg} = \frac{E_2 - E_1}{t_2 - t_1} = \frac{0hE8B7448h - 0h68AB30E}{41,088 \text{ ms}} = 0hC2C69B5C \quad (4.55)$$

- Delovna energija, izračun iz registra moči

$$E_{reg} = \frac{P[35:0]}{2^{12}} \cdot DClk = \frac{0h0661BA7D1}{2^{12}} \cdot 7812,5 \text{ Hz} = 0hC2C16FAD \quad (4.56)$$

Med rezultatoma enačb (4.55) in (4.56) je nekaj razlike zaradi valovitosti v moči P.

- Delovna energija, izračun iz simulacije

$$E/E_{norm} = \frac{E_{reg}}{2^{22} \cdot DClk} = \frac{0hC2C69B5C}{2^{22} \cdot 7812,5 \text{ Hz}} = 0,10 \quad (4.57)$$

- Impulzni signal, izračun iz moči

$$LED = P/P_{norm} \cdot \frac{DClk}{2^3} = 0,10 \cdot \frac{7812,5 \text{ Hz}}{2^3} = 97,66 \text{ Hz} \quad (4.58)$$

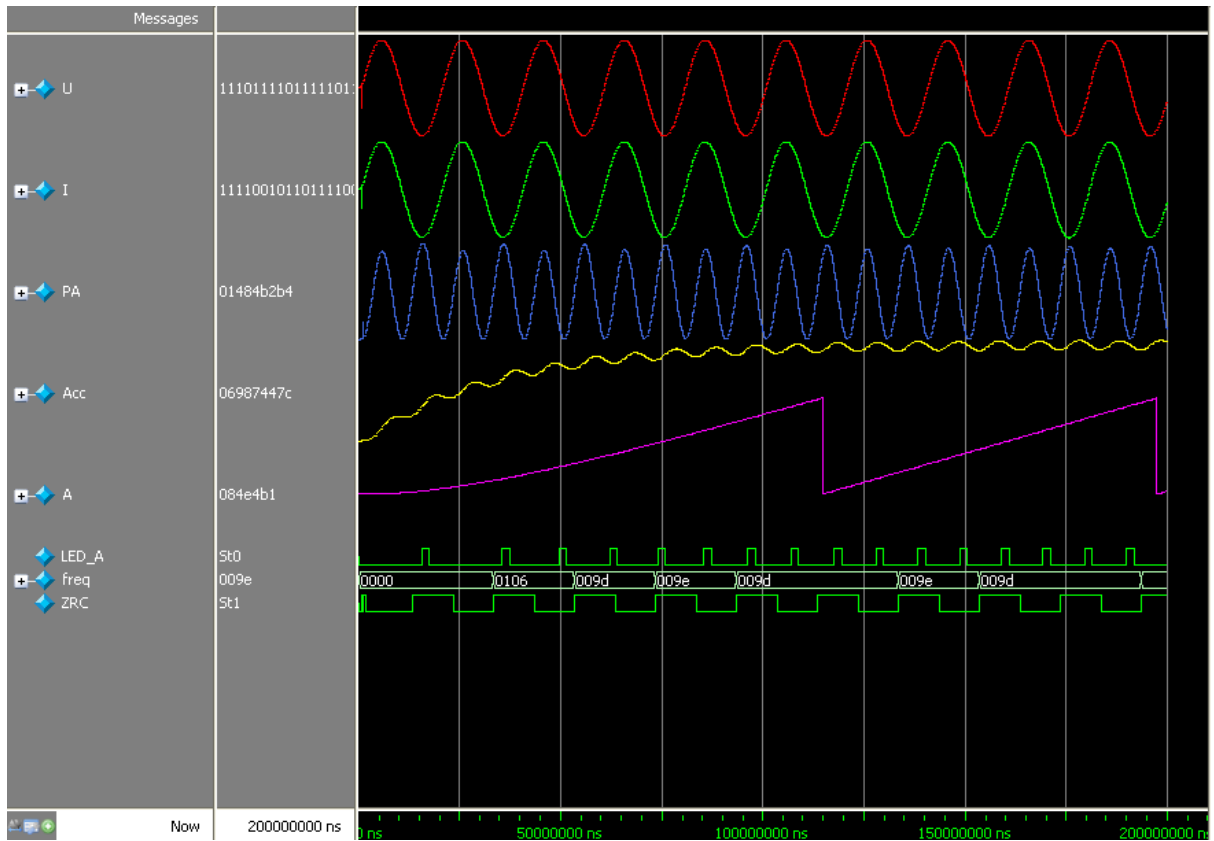
- Impulzni signal, frekvenca, pomerjena iz rezultata simulacije

$$LED = 97,66 \text{ Hz} \quad (4.59)$$

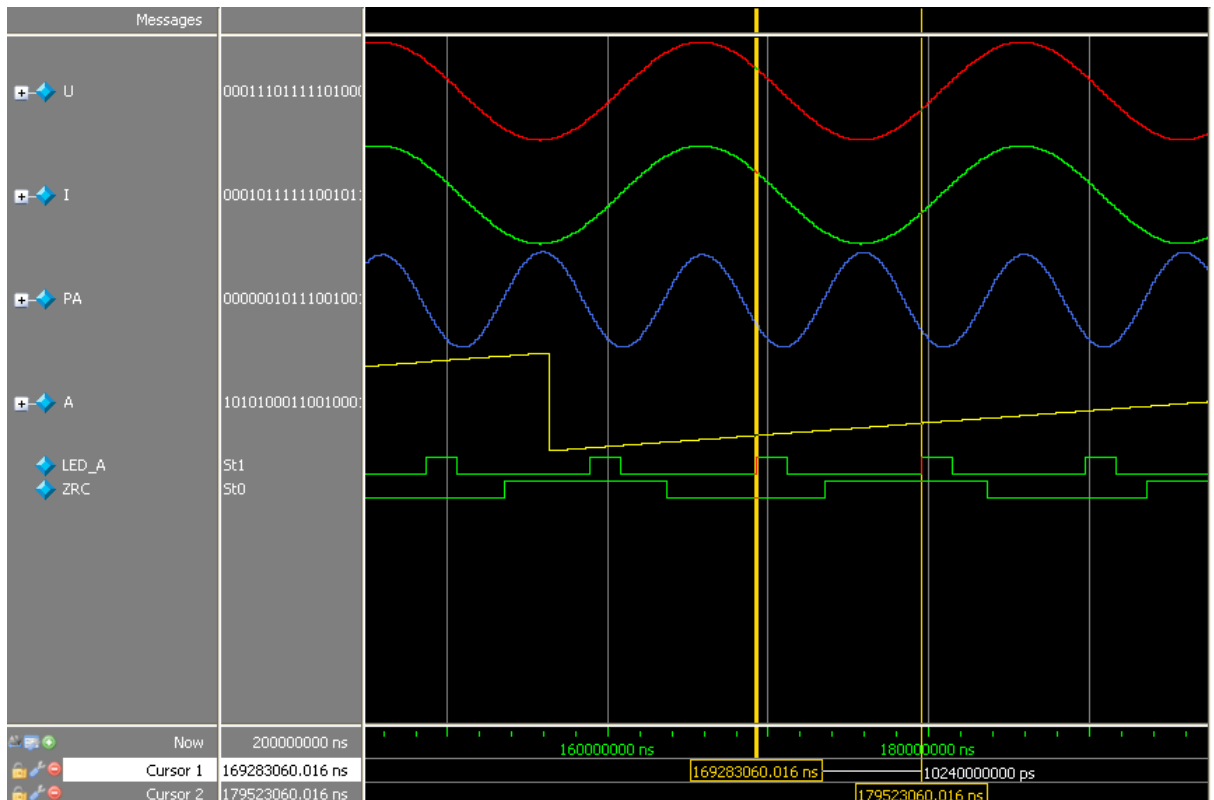
- Impulzni signal, izračun iz registra moči

$$LED = \frac{E_{reg}}{2^{25}} = \frac{0hC2C69B5C}{2^{25}} = 97,39 \text{ Hz} \quad (4.60)$$

Rezultat simulacije za delovno moč je prikazan na slikah 4.16 in 4.17.

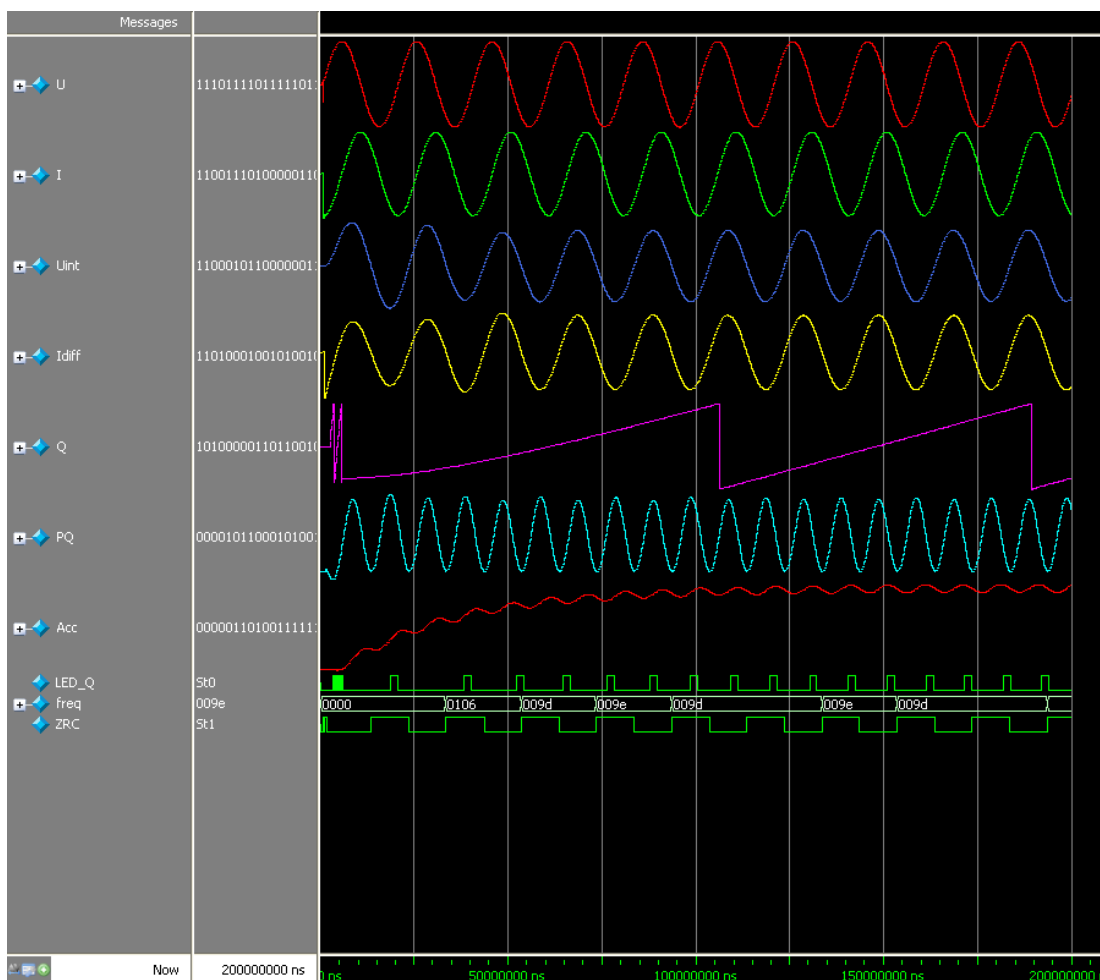


Slika 4.16: Rezultat simulacije v programu ModelSim za delovno moč

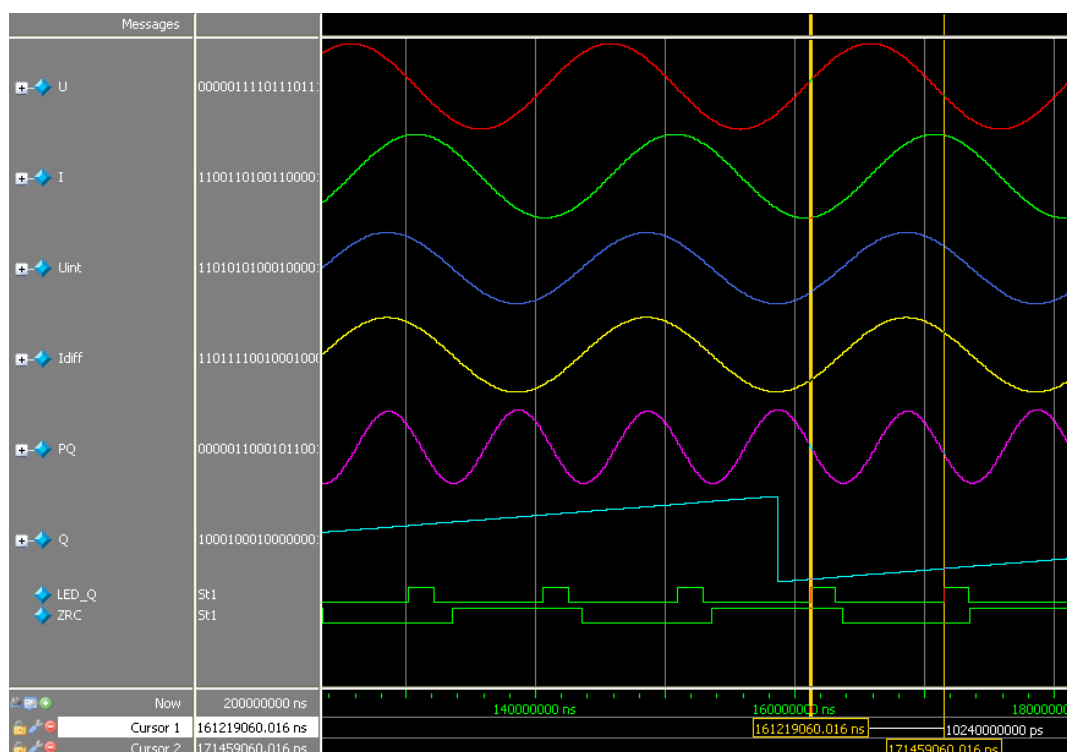


Slika 4.17: Rezultat simulacije v programu ModelSim za delovno moč, podrobneje

Povsem enake rezultate dobimo, če simuliramo čisto jalovo moč ($\varphi = 90^\circ$). Rezultat simulacije je prikazan na slikah 4.18 in 4.19.



Slika 4.18: Rezultat simulacije v programu ModelSim za jalovo moč



Slika 4.19: Rezultat simulacije v programu ModelSim za jalovo moč, podrobneje

Pri enakem deležu delovne in jalove moči ($\varphi = 45^\circ$) je s slike 4.20 razvidno, da so prispevki pri posamezni moči enaki in za $\sqrt{2}$ manjši kakor pri čisti delovni oz. čisti jalovi moči.

Frekvenca impulznega signala, signala LED, je npr. v zgornjih dveh primerih enaka 97,66 Hz oz. 10,24 ms.

Če je fazni kot 45° ($\varphi = 45^\circ$), znaša frekvenca impulznega signala za delovno in jalovo energijo po simulaciji 69,14 Hz oz. 14,46 ms.

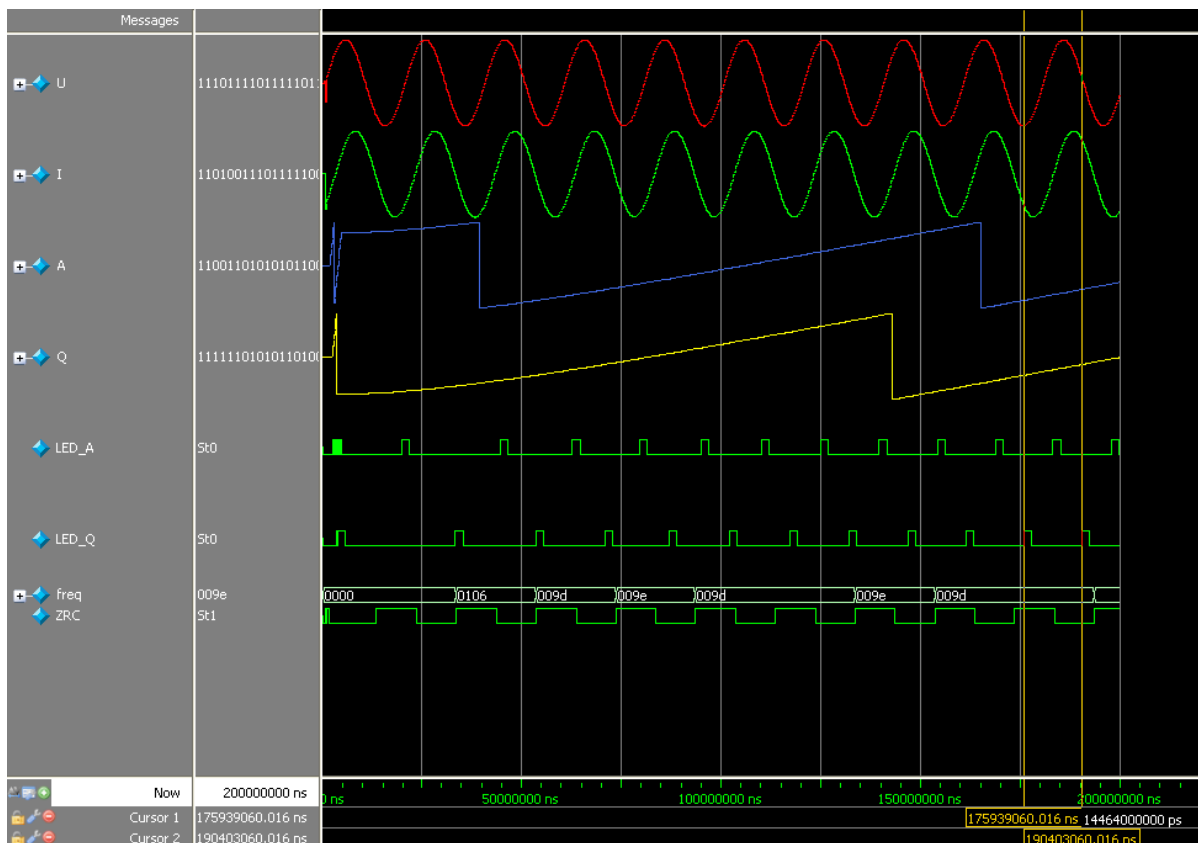
- Izračun za delovno energijo

$$LED = P/P_{norm} \cdot \frac{DClk}{2^3} = \frac{0,5 \cdot 0,4}{2} \cdot \cos(45^\circ) \cdot \frac{7812,5 \text{ Hz}}{2^3} = 69,05 \text{ Hz} \quad (4.61)$$

- Izračun za jalovo energijo

$$LED = Q/Q_{norm} \cdot \frac{DClk}{2^3} = \frac{0,5 \cdot 0,4}{2} \cdot \sin(45^\circ) \cdot \frac{7812,5 \text{ Hz}}{2^3} = 69,05 \text{ Hz} \quad (4.62)$$

Razlika med izračunano in simulirano frekvenco impulznega signala nastane zaradi prekratkega časa simulacije. Če bi ta čas podaljšali, bi se vrednost povsem približala pravi vrednosti.



Slika 4.20: Rezultat simulacije v programu ModelSim za delovno in jalovo moč

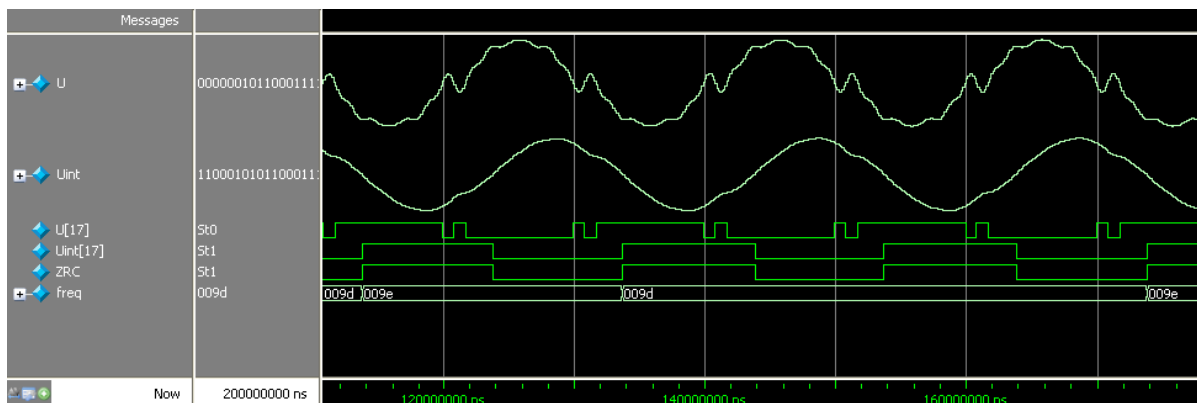
4.7 Merilnik periode

Vrednost periode je 8-bitni podatek, ki je merjen iz vhodnega napetostnega signala. Potrebno je izmeriti periodo osnovnega napetostnega signala, ki v evropskem omrežju znaša 50 Hz, brez višjih harmonikov. Ker lahko višji harmoniki povzročijo dodatne prehode skozi nič, jih delno odstranimo tako, da vzamemo napetostni MSB oz. 18. bit iz integratorja, ki je uporabljen za potrebe izračuna jalove energije.

Na sliki 4.21 je prikazan napetostni signal U z višjimi harmoniki, ki povzročijo dodatne prehode napetostnega signala skozi nič, in integrirani napetostni signal Uint, iz katerega se izračuna perioda omrežja.

Za dodatne prehode skozi nič, ki jih zahteva standard, je treba osnovnemu signalu dodati naslednje višje harmonike [13]:

3. harmonik 10 %, 5. harmonik 12 %, 7. harmonik 10 %, 9. harmonik 3 %, 11. harmonik 7 %, 13. harmonik 6 % in 15. harmonik 1%. Vsi harmoniki imajo enako fazo, vendar nasprotno od osnovnega signala.



Slika 4.21: Izračun periode pri dodatnih prehodih skozi nič v napetostnem signalu

Podatek o periodi oz. frekvenci se iz registra periode izračuna po enačbah (4.63) in (4.64):

$$T = \frac{freq[7:0]}{DClk} = \frac{0h9D}{7812,5 \text{ Hz}} = 20 \text{ ms} \quad (4.63)$$

$$f = \frac{DClk}{freq[7:0]} = \frac{7812,5 \text{ Hz}}{0h9D} = 50 \text{ Hz} \quad (4.64)$$

Izračun periode oz. frekvence je potreben zaradi amplitudne kompenzacije integratorja in diferenciatorja, ki sta uporabljena za izračun jalove moči in energije.

5 MERILNI REZULTATI

Meritve so bile izvedene z nastavitvami različnih sklopov v digitalnem delu vezja FPGA in za različne obremenitve, ki so navedene v standardu.

Merilne točke, pri katerih se izvajajo meritve:

| | | | |
|------------------------|-----------------------|----------------------|---------------------|
| 0,005 A (0,2 % I_n) | 0,01 A (0,4 % I_n) | 0,025 A (1 % I_n) | 0,05 A (2 % I_n) |
| 0,1 A (4 % I_n) | 0,25 A (10 % I_n) | 0,5 A (20 % I_n) | 1 A (40 % I_n) |
| 2,5 A (100 % I_n) | 5 A (200 % I_n) | 10 A (400 % I_n) | 20 A (800 % I_n) |
| 30 A (1200 % I_n) | | | |

Meritve so bile izvajane pri vrednostih:

$$U = 230 \text{ V}$$

$$I_n = 2,5 \text{ A (} I_{\max} = 30 \text{ A)}$$

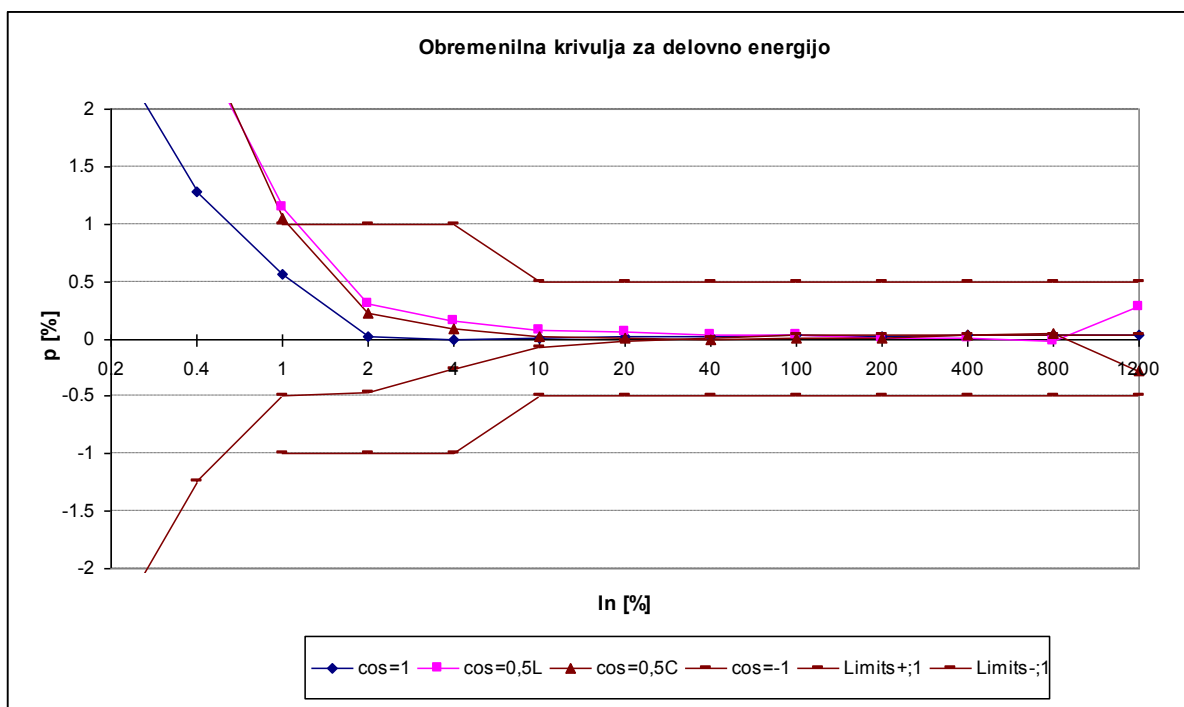
$$f = 52 \text{ Hz}$$

$$\text{razred točnosti} = 0,5$$

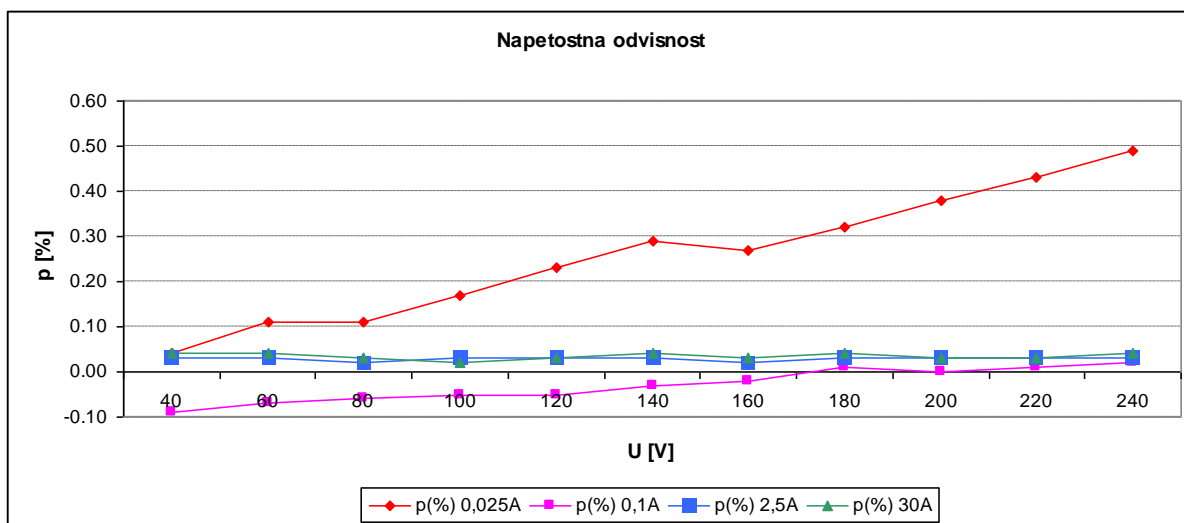
$$C = 136\,912 \text{ imp/kWh}$$

5.1 Delovna energija

Najprej je dana obremenilna krivulja za delovno energijo. Pomerjena je z različnimi tokovi, ki so v razponu med 0,2 % in 1200 % nazivnega toka I_n . Nato je dan še graf napetostne odvisnosti.



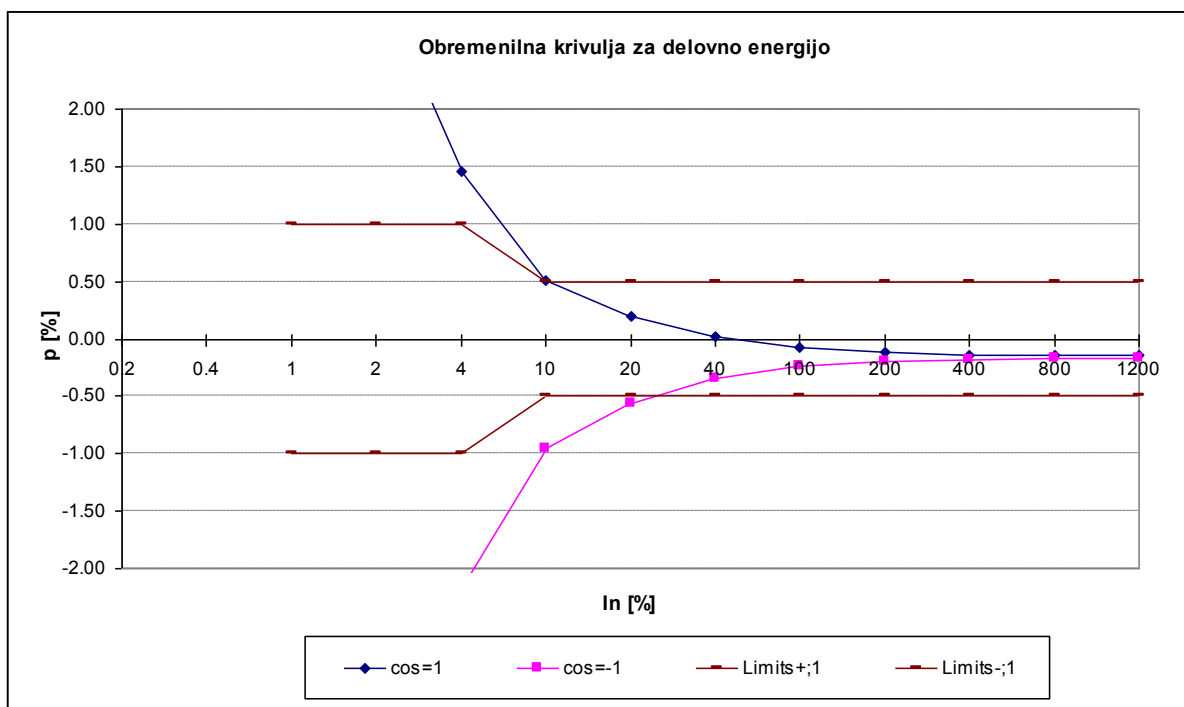
Graf 5.1: Obremenilna krivulja za delovno energijo



Graf 5.2: Napetostna odvisnost

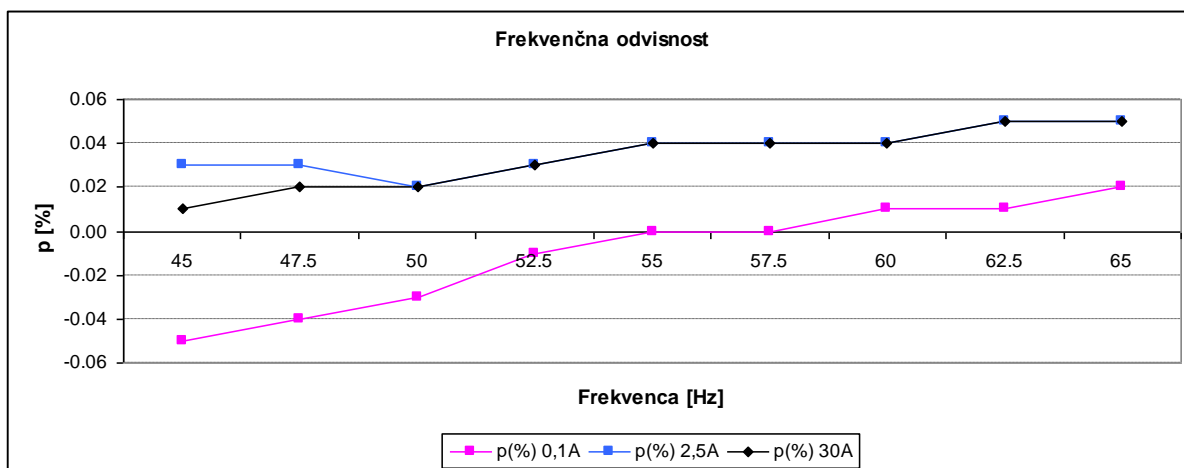
Na grafih 5.1 in 5.2 je lepo viden napetostni in tokovni presluh med kanaloma. Ker gre za prototipno različico merilnega dela in tiskanina ni najboljša, je žal vpliv predvsem napetosti na tok precejšen. Vsekakor se bodo meritve pri nižjih tokovih izboljšale, ko bo narejena nova tiskanina.

Graf 5.3 prikazuje obremenilno krivuljo z vezjem za kompenzacijo DC signala brez odprave kvantizacijske napake. Pri nižjih tokovih se pozna močan vpliv kvantizacijske napake.



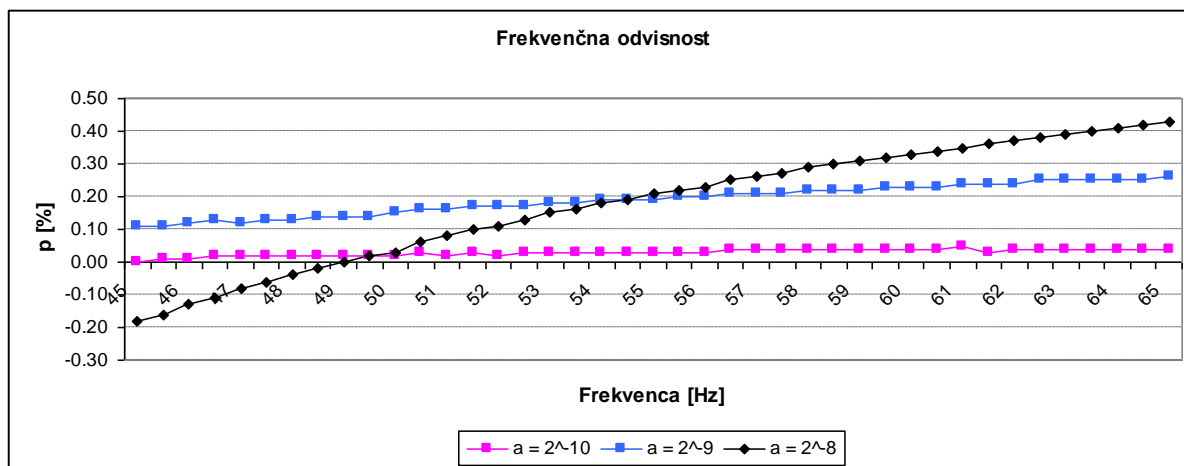
Graf 5.3: Obremenilna krivulja brez odprave kvantizacijske napake

Graf 5.4 prikazuje frekvenčno odvisnost pri meritvi energije. Lahko rečemo, da frekvenčne odvisnosti ni oz. da je napaka minimalna. Večji del te napake povzroča kompenzator DC signala. Z ustrezno izbiro koeficienta α , v kompenzaciji DC signala, se je frekvenčna odvisnost skoraj odpravila.



Graf 5.4: Frekvenčna odvisnost

Na grafu 5.5 je razviden vpliv koeficienta α na frekvenčno odvisnost. Manjši ko je α , manjši je frekvenčni vpliv, vendar se poveča odzivnost sistema. Ker pa za enosmerno komponento lahko rečemo, da je praktično konstantna, nas počasni odziv vezja za kompenzacijo DC signala ne moti.



Graf 5.5: Frekvenčna odvisnost glede na koeficient α

Tabela 5.1 prikazuje meritve z višjimi harmoniki. Rezultati kažejo na pravilno merjenje delovne energije tudi z višjimi harmoniki.

$U_n = 240 \text{ V}$ +10 % harmonika

$I_n = 2,5 \text{ A}$ +10 % harmonika

| Napaka celotne moči | | | | | | | | | | |
|---------------------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|
| Harmonik | Brez | 3 | 5 | 7 | 9 | 11 | 13 | 15 | 17 | 19 |
| p [%] 52 Hz | 0,03 | 0,03 | 0,03 | 0,04 | 0,04 | 0,04 | 0,03 | 0,03 | 0,03 | 0,03 |
| p [%] 65 Hz | 0,05 | 0,05 | 0,05 | 0,05 | 0,05 | 0,05 | 0,05 | 0,05 | 0,05 | 0,04 |

$U_n = 240 \text{ V}$ +10 % harmonika

$I_n = 2,5 \text{ A}$ +40 % harmonika

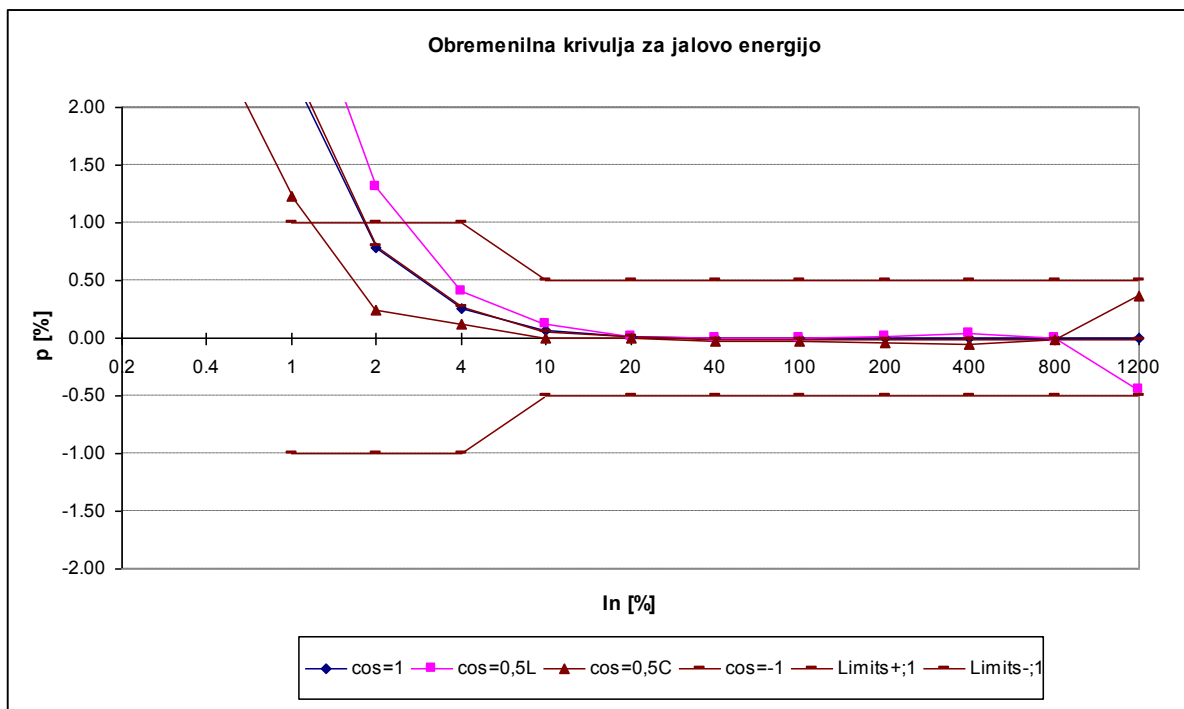
| Napaka celotne moči | | | |
|---------------------|------|------|------|
| Harmonik | Brez | 3 | 5 |
| p [%] 52 Hz | 0,03 | 0,04 | 0,04 |
| p [%] 65 Hz | 0,05 | 0,06 | 0,06 |

Tabela 5.1: Vpliv višjih harmonikov pri delovni energiji

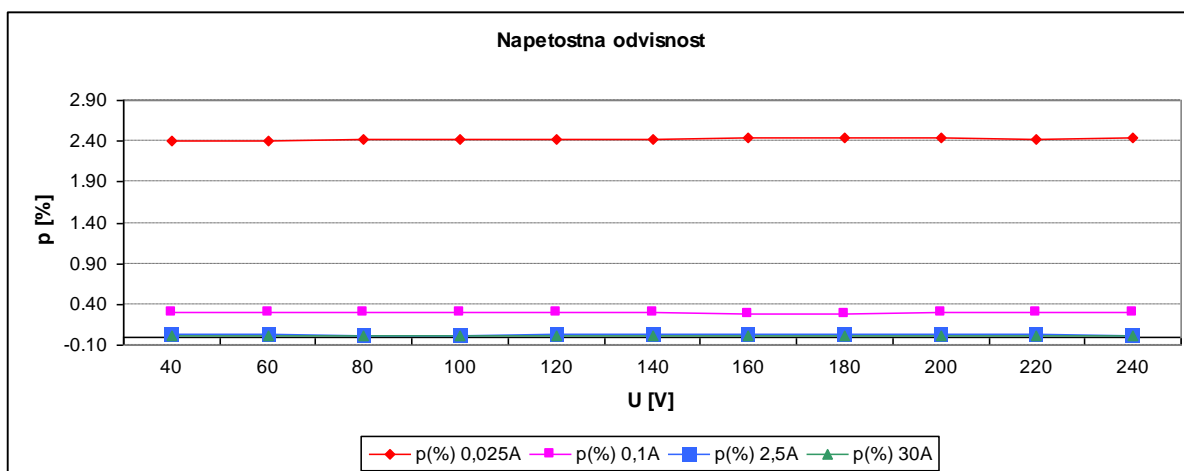
5.2 Jalova energija

Podobno kakor za delovno so bile izvedene meritve tudi za jalovo energijo. Graf 5.6 prikazuje obremenilno krivuljo za jalovo energijo, graf 5.7 pa napetostno odvisnost.

Za večje razlike pri manjših tokovih je vzrok ponovno v tiskanini. Z novo tiskanino bo stanje boljše.

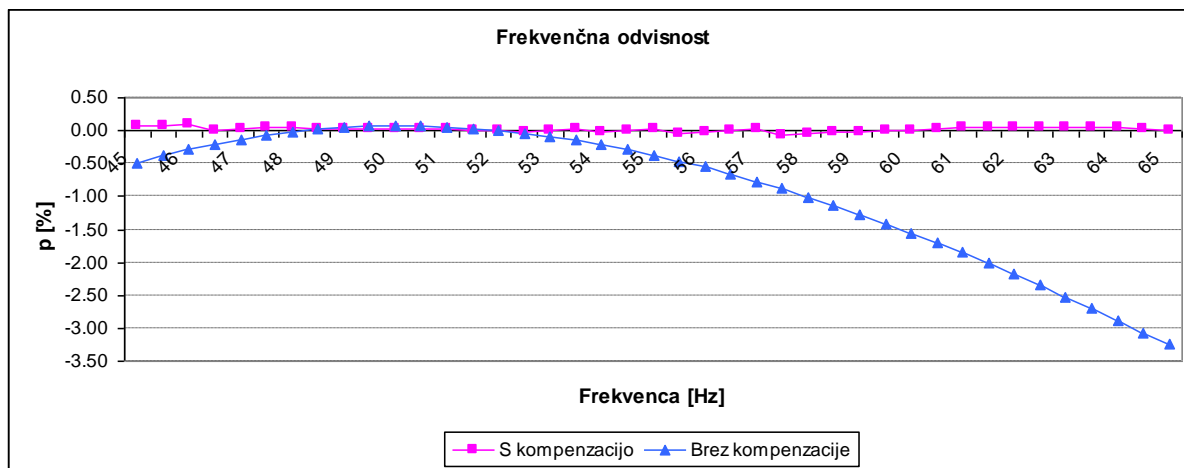


Graf 5.6: Obremenilna krivulja za jalovo energijo



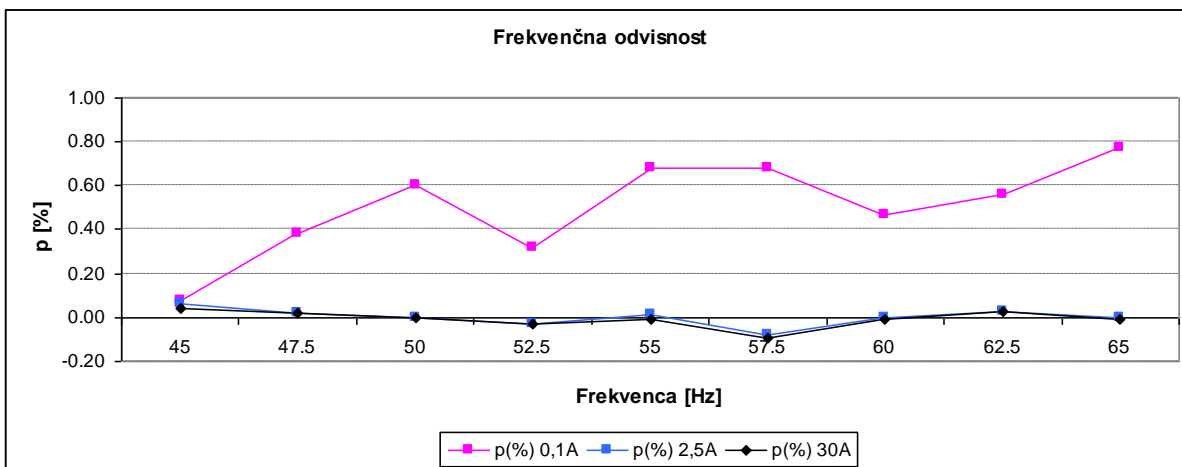
Graf 5.7: Napetostna odvisnost

Za izračun jalove energije sta vsebovana integrator v napetosti in diferenciator v toku, ki sta frekvenčno odvisna. Zato ju je treba kompenzirati. Graf 5.8 prikazuje frekvenčno odvisnost brez kompenzacije in z njo.



Graf 5.8: Frekvenčna odvisnost s kompenzacijo in brez nje

Graf 5.9 prikazuje že frekvenčno kompenzirano meritev energije. Lahko rečemo, da je frekvenčna odvisnost odpravljena, pojavi se edino večja napaka pri manjšem toku, ki pa je vpliv presluha napetostnega kanala.



Graf 5.9: Frekvenčna odvisnost

Tabela 5.2 prikazuje meritve z višjimi harmoniki. Rezultati meritev kažejo na pravilno merjenje jalove energije tudi z višjimi harmoniki.

$U_n = 240 \text{ V}$ +10 % harmonika

$I_n = 2,5 \text{ A}$ +10 % harmonika

| Napaka celotne moči | | | | | | | | | | |
|---------------------|------|-------|-------|------|-------|------|-------|------|-------|------|
| Harmonik | Brez | 3 | 5 | 7 | 9 | 11 | 13 | 15 | 17 | 19 |
| p [%] 52 Hz | 0,01 | 0,06 | -0,01 | 0,02 | 0,01 | 0,01 | -0,01 | 0,02 | 0,02 | 0,00 |
| p [%] 65 Hz | 0,01 | -0,07 | -0,07 | 0,07 | -0,05 | 0,06 | -0,03 | 0,05 | -0,03 | 0,05 |

$U_n = 240 \text{ V}$ +10 % harmonika

$I_n = 2,5 \text{ A}$ +40 % harmonika

| Napaka celotne moči | | | |
|---------------------|------|------|-------|
| Harmonik | Brez | 3 | 5 |
| p [%] 52 Hz | 0,01 | 0,14 | -0,06 |
| p [%] 65 Hz | 0,04 | 0,48 | -0,30 |

Tabela 5.2: Vpliv višjih harmonikov pri jalovi energiji

6 ZAKLJUČEK

Simulacije in meritve so pokazale, da izvedeno digitalno merilno vezje v FPGA-ju ustreza zahtevam z nekaterimi pogoji. Pri meritvah je opaziti visok pogrešek v spodnjih merilnih točkah, zaradi česar števec električne energije ni več v razredu točnosti. Ker pa meritve niso bile izvedene na pravi merilni tiskanini, je vzrok takega pogreška presluh med tokovnim in napetostnim kanalom. Z novo merilno tiskanino bo ta pomanjkljivost odpravljena in prepričan sem, da bi bil tak števec električne energije znotraj razreda točnosti.

Največja prednost novega digitalnega vezja je, da so mogoče meritve višjih harmonikov napetostnega in tokovnega signala, saj je obstoječi decimator harmonike dušil. V novem vezju so ti problemi uspešno odpravljani. Prav tako je število bitov, ki prikazujejo trenutno vrednost napetosti in toka, razširjeno, omogočajo pa tudi večjo resolucijo podatkov.

V prihodnje bo treba v digitalnem vezju izvesti še izračun efektivne vrednosti električne napetosti in toka, iz teh veličin pa izračun navidezne energije. Treba je dodati logiko, ki bi omogočala različne sisteme merjenja električne energije (enofazno, dvofazno, trofazno, Aronova vezava ...), ter omogočiti komunikacijo SPI (ang. Serial Peripheral Interface) za branje registrov in vpis konfiguratorjev.

LITERATURA

- [1] A. R. Sinigoj, Osnove elektromagnetike, Fakulteta za elektrotehniko, Ljubljana, 1996.
- [2] Which ADC Architecture Is Right for Your Application,
<http://www.analog.com/library/analogDialogue/archives/39-06/architecture.html>,
8. oktober 2008.
- [3] Principles of Sigma-Delta Modulation for Analog-to-Digital Converters,
<http://www.numerix-dsp.com/appnotes/APR8-sigma-delta.pdf>, 12. oktober 2008.
- [4] B. Stewart, DSPedia: Digital Signal Processing, Steepest Ascent, 2008.
- [5] V. Delimar, Zasnova in izvedba digitalnega dela integriranega vezja za merjenje električnih veličin v energetske omrežju, magistrsko delo, Ljubljana, 2006.
- [6] U. Bizjak, Razvoj optimalne arhitekture merilnega dela trifaznega števca električne energije, doktorska disertacija, Ljubljana, 2006.
- [7] Understanding CIC Compensation Filters,
<http://www.altera.com/literature/an/an455.pdf>, 4. november 2008.
- [8] Implementing the Filter Chain of a Digital Down-Converter in HDL,
http://www.mathworks.de/applications/dsp_comm/demos.html?file=/products/demos/shipping/filterdesign/ddcfilterchainedemo.html, 4. november 2008.
- [9] B. Stewart, DSPedia: Advanced DSP, Steepest Ascent, 2008.
- [10] U. Meyer-Baese, Digital Signal Processing with Field Programmable Gate Arrays, Springer Berlin Heidelberg, 2007.
- [11] R. G. Lyons, Understanding Digital Signal Processing, Prentice Hall, 2004.
- [12] R. Marolt, Trifazni precizijski merilni sistem DSP za merjenje električne energije z analizatorjem omrežja, magistrsko delo, Ljubljana, 2008.
- [13] IEC 61557-12, Ed 1.0, Electrical safety in low voltage distribution systems up to 1000 V a.c. and 1500 V d.c.
- [14] A. S. Kuncheva, Design of a decimation filter for novel sigma-delta modulator, Electronics, Bulgaria, september 2005.
- [15] I. N. Bronštejn, Matematični priročnik, 2. predelana in dopolnjena izdaja, Tehniška založba Slovenije, Ljubljana, 1997.

- [16] An Introduction to Delta Sigma Converters,
<http://www.beis.de/Elektronik/DeltaSigma/DeltaSigma.html>, 7. oktober 2008.
- [17] A Brief Introduction to Sigma Delta Conversion,
<http://www.intersil.com/data/an/an9504.pdf>, 9. oktober 2008.

IZJAVA

Izjavljam, da sem magistrsko delo izdelal samostojno pod vodstvom mentorja prof. dr. Andreja Žemve.

Izkazano pomoč drugih sodelavcev sem v celoti navedel v zahvali.

V Kranju, marec 2009

Alojzij Kunčič