

TALLINNA TEHNIKAÜLIKOOL
Infotehnoloogia teaduskond
Thomas Johann Seebecki elektroonikainstituut

IEE40LT

Gabriel Villers 134507 IALB

VÕIMSUSTARBE INDIKAATORI VÄLJATÖÖTAMINE SEINAKONTAKTILE

Bakalaureusetöö

Juhendaja: Argo Kasemaa

PhD

lektor

Tallinn 2016

Autorideklaratsioon

Kinnitan, et olen koostanud antud lõputöö iseseisvalt ning seda ei ole kellegi teise poolt varem kaitsmisele esitatud. Kõik töö koostamisel kasutatud teiste autorite tööd, olulised seisukohad, kirjandusallikatest ja mujalt pärinevad andmed on töös viidatud.

Autor: Gabriel Villers

28.05.2016

Bakalaureusetöö ülesanne

Bakalaureusetöö teema:

(eesti keeles) Võimsustarbe indikaatori väljatöötamine seinakontaktile.

(inglise keeles) Development of Power Consumption Indicator for Wall Socket-Outlet.

Teema päritolu:

Disaineri vajadus punaste LED-idega märku anda tarbija ühendamiseks pistikupesasse ning võimalusel siduda heledus tarbitava võimsusega.

Lõputöö eesmärgid:

Disainida ning väikeseeriana (10-20tk.) valmistada võimalikult lihtne, odav ja väikese võimsustarbeta indikatsiooni lahendus disainipistikupesale, mis tuvastaks elektrienergia tarbija ühendamise ning indikaatori (LED) heledusega väljendaks tarbitavat võimsust.

Oodatavad tulemused:

Seade peaks tuvastama vähemalt 1W tarbija ühendamise (näiteks mobiiltelefoni laadija), kuid taluma 16A peakaitsmega piiratavat u. 3,7kW võimsust.

Seadme toide peab olema lihtne ja väikeste mõõtmetega ning trükkplaadi kujundus ja kasutatavad komponendid peavad võimaldama skeemi käsitsi koostamist. Samuti peavad koostisosad olema hangitavad väikese kogusena lühikese ajaga.

Lahendatavad küsimused:

Seadme tuumaks olevale mikrokontrolleri sisenditele tuleb tekitada sobivad signaalid ning luua sisendite mõõtmist ja tulemuste töötlust ning indikatsiooni juhtimist realiseeriv tarkvara. Lahendada seadme toide, sobivaim lahendus on kondensaatortoide, analoogsõlmed simuleerida SPICE vahendiga ning kontrollida maketeerimisega.

Kuupäev: 31.05.2016

Üliõpilane:
/allkiri/

Juhendaja:
/allkiri/

Kinnitaja:
/allkiri/

Annotatsioon

Käesolev bakalaureusetöö käsitleb elektrienergia tarbimise mõõtmist ja hindamist ning proportsionaalset indikatsiooni LED-iga. Lahendus põhineb pinge ja voolu väärtuste mõõtmisel ning signaalitöötlusel mikroprotsessoris. Vaadeldakse võimsuste arvutuste teoreetilisi aluseid ning peatutud on ka tänapäeval valdavalt segaelektronika peamistel probleemkohtadel.

Kuna eesmärgiks on väikeseeria valmistamine, siis on skeemi elementide arvutamisel ja valikul käsitletud ning lähemalt selgitatud ka realiseerimisega seonduvat.

Lõputöö on kirjutatud eesti keeles ning sisaldab teksti 28 leheküljel, 6 peatükki, 11 joonist, 3 tabelit ja 6 Lisa.

Abstract

Development of Power Consumption Indicator for Wall Socket-Outlet.

This bachelor thesis describes the measuring of energy consumption and, as a result, the proportional indication with LED. The calculations, based on the theory of calculation of power using current and voltage measurements, are done in microcontroller unit.

The common problems of mixed electronics are also discussed, as the described system (like almost all modern electronics) belongs to mixed electronics.

The main goal of this thesis is to produce several pieces of the Energy Consumption Indicators; the topics related to producing are also discussed in more detail.

The thesis is in Estonian and contains 28 pages of text, 6 chapters, 11 figures, 3 tables and 6 appendices.

PCB	<i>Printed Circuit Board</i> , trükkplaat
μC	<i>Micro Controller</i> , ühekristalli mikroarvuti, milles ühel kristallile on integreeritud protsessor, mälu ja erinevad liidesed
LED	<i>Light Emitting Diode</i> , valgusdiood
OV	operatsioonvõimendi (i.k. <i>Operational Amplifier</i>)
ISP	<i>In Circuit Programming</i> , mikrokontrolleri programmeerimisviis valmis skeemil
LDO	<i>Low Dropout</i> , madala pingelanguga pingeregulaator
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> , madala pingelanguga
RMS	<i>Root Mean Square</i> , ruutkeskmine
BOM	<i>Bill Of Material</i> , kasutatavate materjalide ja komponentide loend ja maksumus
PWM	<i>Pulse Width-Modulation</i> , impulsslaiusmodulatsioon
SBW	<i>Spy Bi Wire</i> , Texas Instrumentsi kasutatav kahejuhtmeline JTAG programmeerimise liides
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> , signaaliprotsessor, mis on riistvaraliselt optimeeritud digitaalsignaalide töötlemiseks
UART	<i>Universal Asynchronous Receiver/Transmitter</i> , jadaliides
IO	<i>Input Output</i> , sisendid-väljundid
sps	<i>Samples Per Second</i> , (analoog-digitaal) konverteerimist sekundis

Sisukord

Sissejuhatus	11
1 Ülesande analüüs ja eeltöö	12
1.1 Operatsioonvõimendil lähteskeem	12
1.1.1 Simulatsioon ja analüüs	12
1.1.2 Kokkuvõte ja järeldused	15
1.2 Väikese võimsusega elektritarvitite analüüs.....	16
1.3 Energiatarbe olemasolevad lahendused ja nende võrdlus	16
2 Mikrokontrolleri valik	18
3 Teoreetilised alused	19
3.1 Võimuste definitsioonid ja seosed	19
3.2 Signaalitöötluse arvutusmeetodid.....	20
3.3 Libisev keskmine	21
4 Tarkvaralahendus.....	22
4.1 Üldpõhimõtted	22
4.2 Sageduste arvutused	23
5 Skeemi disain.....	25
5.1 Voolu mõõteahel.....	25
5.1.1 Tundlikkus ja võimenduse arvutus	26
5.1.2 Elementide arvutus ja valik	28
5.2 Pinge mõõteahel	30
5.3 Mõõteahelate vahelduvvoolu karakteristikud.....	30
5.4 Toitelahendus.....	32
5.4.1 Kondensaatortoide ja alaldi	32
5.4.2 Pingestabilisaator	34
5.5 LED-i juhtimine.....	35
5.6 Trükkplaadi disain	36
6 Skeemi koostamine ja testimine	37
6.1 Jootmine.....	37
6.2 μ C ISP programmeerimine	37

6.3 Parameetrite mõõtmine ja test	38
Kokkuvõte	39
Kasutatud kirjandus	40
Lisa 1 – Olemasolevate energiatarbe mõõtmise mikroskeemide koondtabel.....	42
Lisa 2 – Antud projekti sobivate mikrokontrollerite koondtabel	43
Lisa 3 – Elektriskeem	44
Lisa 4 – PCB ja komponentide paigutus	45
Lisa 5 – Komponentide nimekiri (BOM)	46
Lisa 6 – Programmikood	48

Jooniste loetelu

Joonis 1	Voolu mõõtval OV-l põhinev algse skeemi simulatsioon.....	12
Joonis 2	LED-i läbivad voolud LT1077(vasakul) ja MC6001 (paremal) korral vastavalt.	14
Joonis 3	Mobiiltelefoni laadija koormusvoolud: a) Nokia, b) Samsung.	16
Joonis 4	Võimsuste seoste kolmnurkdiagramm [1].....	19
Joonis 5	Tarkvara üldpõhimõtet selgitav protsessidiagramm.....	22
Joonis 6	Sisendahelate simulatsiooniskeem.	25
Joonis 7	Toite pulsatsiooni OV sisendisse kandumise simulatsiooni skeem.	29
Joonis 8	AC simulatsiooni tulemused 2. järku (vasakul) ja 1.järku (paremal) filtrite korral.....	31
Joonis 9	Pingeregulaator LDO MC1700 dünaamiline koormatavus.....	34
Joonis 10	LED-i püsivoolu toiteallika simulatsiooniskeem ja tulemused.....	35
Joonis 11	Eri sõlmede maandusühenduste põhimõtteskeem.....	36

Tabelite loetelu

Tabel 1 Mõnede eesmärgiks seatud võimsustele vastavad parameetrid.....	13
Tabel 2 LED-e läbiva voolu sõltuvus OV nihkepingest ja takistist R_{LED}	15
Tabel 3 Taktsageduse ja võrgusageduse kordsused	23

Sissejuhatus

Antud töö eesmärgiks on välja arendada ning ka valmistada väike partii mooduleid tarbitava energia tuvastamiseks ja visualiseerimiseks. Töös käsitletakse kogu protsessi, alustades püstitatud eesmärkidele vastava skeemi loomisest kuni esimeste valminud moodulite testimise ja parameetrite mõõtmiseni.

Töö esimeses osas on esitatud projekti algse idee analüüs, mille järgi koosnes skeem šunttakisti pingelangu mõõtvast ja proportsionaalselt LED-e tüüri vast operatsioonvõimendist (OV) ning kirjeldatakse skeemi simuleerimisel ja testimisel välja tulnud puuduseid, millest tingituna on skeem lahendatud mikrokontrolleri (μC) baasil. Toodud lühiülevaade olemasolevatest lahendustest, nende eelistest ja puudustest ning selgitatud konkreetse μC valikut ja võimalikke alternatiive.

Edasi vaadeldakse lähemalt väikesevõimsuseliste elektritarvitite energia tarbimist, mis näitab nende impulssiseloomu ja määrab skeemi lahendusele sageduslikud tingimused.

Antud töö raames arendatud moodul on oma olemuselt segaelektronika, nagu enamus tänapäeva elektronikast, koosnedes üheaegselt nii analoog- kui ka digitaalaladest. Seetõttu on tänapäevaste elektronikaseadmete lahutamatuks osaks ka tarkvaraarendus, mille loomist riistvaraga kooskõla saavutamiseks, tuleb alustada üheaegselt ning ka antud töös on analoogsõlmede arvutuste aluseks konkreetse μC parameetrid.

Kuna kogu mõõtmine ja mõõtetulemuste töötlus, ja ka indikatsiooni juhtimine on teostatud tarkvaraliselt, on põhjalikumalt peatunud tarkvaralahenduse põhimõtetel ning vastava valdkonna signaalitöötamise teoreetilistel alustel. Tarkvara detailanalüüs antud töö skoopi ei kuulu, täpsemalt on selgitatud vaid skeemitehnilist disaini määravat osa.

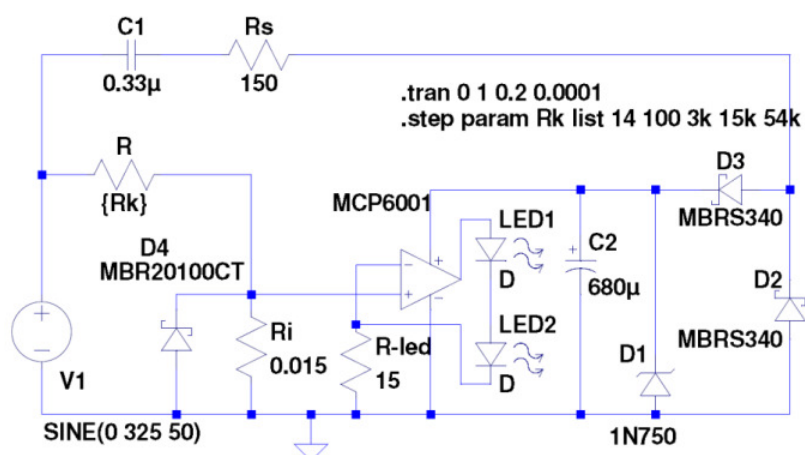
Lõpetuseks on kirjeldatud ka trükkplaadi (PCB) kujundamist, mille juures on kriitilise tähtsusega erinevate sõlmede ja eriti maanduste kujundamine. Et antud töö peamiseks eesmärgiks on valmistada väike partii seadmeid, on toodud ka lühike kokkuvõte valmis moodulite testimist ja mõõdetud parameetritest.

1 Ülesande analüüs ja eeltöö

1.1 Operatsioonvõimendil lähteskeem

1.1.1 Simulatsioon ja analüüs

Antud indikatsioonibloki sooviga kaasnes ka esialgne versioon võimalikust skeemtehnilisest lahendusest joonisel 1, mis põhineb läbi šunttakisti R_i kulgeva koormusvoolu tekitatava pingelangu muundamises operatsioonvõimendil (OV) põhineva pingevool muunduriga proportsionaalseks vooluks, millega toidetaks kahte jadalülituses LED-i.



Joonis 1 Voolu mõõtval OV-l põhinev algse skeemi simulatsioon.

Kuna negatiivselt vastusidestatud OV hoiab sisenditevaheline pinge on nullilähedane, siis LED-e läbiv vool lähtudes šunttakistit R_i läbivast voolust i_{R_i} avaldub:

$$i_{LED_m} = \frac{R_i}{R_{LED}} \cdot i_{R_i_m}. \quad (1.1)$$

Kuna OV võimendab vaid positiivset poolperioodi, siis on voolu efektiivväärtus kaks korda väiksem:

$$i_{LED_RMS} = \frac{R_i}{R_{LED}} \cdot \frac{i_{R_i_RMS}}{2}. \quad (1.2)$$

Kasutades valemeid (1.1) ja (1.2) ning eeldust, et koormuseks on ainult aktiivtakistust R_k omav tarbija, saab arvutada olulised väärtused eesmärgiks seatud võimsuste vahemikust vabalt valitud võimsuste väärtuste korral. Tulemused on koondatud tabelisse 1.

Tabel 1 Mõnede eesmärgiks seatud võimsustele vastavad parameetrid

P_k [W]	i_{Rk_RMS} [A]	P_{Ri} [W]	u_{i_RMS} [mV]	u_{i_m} [mV]	R_k [Ω]	i_{LED_RMS} [mA] ($R_{LED}=15\Omega$)	i_{LED_m} [mA] ($R_{LED}=15\Omega$)	i_{LED_RMS} [mA] ($R_{LED}=1,5\Omega$)	i_{LED_m} [mA] ($R_{LED}=1,5\Omega$)
1	0,004	2,8E-07	0,065	0,092	52900	0,002	0,006	0,022	0,061
3	0,013	2,6E-06	0,196	0,277	17633	0,01	0,018	0,065	0,184
5	0,022	7,1E-06	0,326	0,461	10580	0,01	0,031	0,11	0,307
10	0,043	2,8E-05	0,652	0,922	5290	0,02	0,061	0,227	0,615
50	0,22	0,00071	3,261	4,612	1058	0,11	0,31	1,1	3,074
100	0,44	0,00284	6,522	9,223	529	0,22	0,62	2,2	6,149
500	2,17	0,07089	32,61	46,12	105,8	1,09	3,1	10,9	30,7
1000	4,35	0,28355	65,22	92,23	52,9	2,17	6,2	21,7	61,5
3000	13,0	2,55198	195,7	276,7	17,6	6,52	18,5	65,2	184,5
3700	16,1	3,88185	241,3	341,3	14,3	8,04	22,8	80,4	227,5

Tabel 1 veergude tähistus on järgmine:

P_k – koormuse võimsus [W];

i_{Rk_RMS} – aktiivtakistuslikule koormusele vastav vool [A];

P_{Ri} – šunttakistil hajuv võimsus [W];

u_{i_RMS} – aktiivtakistusliku koormuse korral šunttakistil R_i tekkiva pingelangu efektiivväärtus [mV];

u_{i_m} – aktiivtakistusliku koormuse korral šunttakistil R_i tekkiva pingelangu amplituudväärtus [mV];

R_k – aktiivtakistusliku koormuse korral võimsusele vastav koormustakistus [Ω];

i_{LED_RMS} – aktiivtakistuslikule koormuse korral LED-e läbiva voolu efektiivväärtus vastava R_{LED} väärtuse korral [mA];

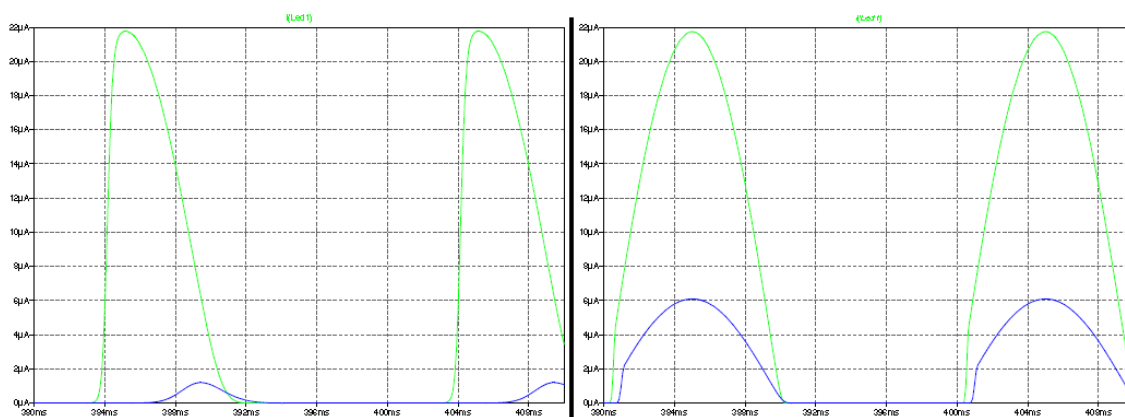
i_{LED_m} – LED-e läbiva voolu amplituudväärtus vastava R_{LED} väärtuse korral [mA].

Mõõtes eksperimentaalselt mõningate antud projekti sobivate LED-ide (punane valgus, läbipaistev korpus, $\varnothing=5\text{mm}$), läbiva voolu ja visuaalselt tajutavat heledust hinnates, selgus, et hämaras ruumis peaks helenduse tuvastamiseks LED-i läbiv vool olema vähemalt 0,01mA, kuid valgustatud ruumis on see ebapiisav ning selgelt on helendus tajutav alates 0,1mA.

Samal ajal enamuse väikevõimsuseliste indikatsiooni LED-ide maksimaalne vool jääb 20mA lähedusse.

Seega joonisel 1 kujutatud skeemi puhul nagu selgub tabelist 1, algab tuvastatav võimsus 50W ($I_{LED_eff} > 0,1mA$). Tundlikkust saab suurendada šunttakisti R_i suurendamise ja/või R_{LED} vähendamisega.

LTspice simulatsioonil „transient” saadud LED-e läbivate voolude graafikud väikeste võimsuste 1W (sinine joon) ja 3W (roheline joon) korral on kujutatud joonisel 2. Simulatsioonil saadud väärtused on arvatavast veelgi väiksemad - 1W korral vastavalt $2\mu A$ ja $6\mu A$.



Joonis 2 LED-i läbivad voolud LT1077(vasakul) ja MC6001 (paremal) korral vastavalt.

Šunttakisti R_i suurendamine ei ole mõistlik, kuna takistil hajuv võimsus P_{R_i} muutub liialt suureks ning toob kaasa vajaduse kasutada suurema hajuvõimsusega takistit ja/või jahutusradiaatorit, mis kõik tõstab märgatavalt seadme hinda.

R_{LED} vähendamisel 10 korda väärtuseni $1,5\Omega$ (vastavad arvutustulemused i_{LED_m} ja i_{LED_RMS} on toodud tabel 1 kahes viimases veerus) on tundlikkus küll vastuvõetaval tasemel, kuid paraku nähtub kaks täiendavat probleemi:

- 1) Alates 500W tarbitavast võimusest muutub LED-e läbiv vool nii amplituud kui ka efektiivväärtuselt lubamatult suureks, mistõttu on tarvis lisaahelaid voolu piiramiseks.
- 2) Väikese tagasisidetakisti R_{LED} väärtuse korral, muutub skeem tundlikuks OV U_N nihkepingest, mis laiatarbe OV-del on 1mV suurusjärgus. Tabelis 2 on toodud nihkepingest U_N põhjustatud muutus LED-e läbivas voolus.

Tabel 2 LED-e läbiva voolu sõltuvus OV nihkepingest ja takistist R_{LED}

	OV nihkepingest U_N tingitud LED-i voolu muutus [mA]		
	$U_N=1\text{mV}$	$U_N=10\text{mV}$	$U_N=100\text{mV}$
$R_{LED}=15\Omega$	0,067	0,67	6,67
$R_{LED}=1,5\Omega$	0,67	6,67	66,67

Tabelist 2 järeldub, et nihkepingest tingitud LED-e läbiva voolu mõju on väike, kui kasutada OV-d, mille nihkepinge $U_N < 1\text{mV}$.

1.1.2 Kokkuvõte ja järeldused

Joonisel 1 toodud algse skeemi probleemid on kokkuvõtvalt:

- 1) Kõrgendatud nõuded OV-le:
 - a. Sisendite toimivus negatiivse toitepingeni (maa potentsiaalini), millest lahutub negatiivse poolperioodi pingelang šunttakistil (u. 350mV). Väikese šunttakisti väärtuse korral negatiivse poolperioodi pingelangu piirav schottky diod veel ei avane. Samuti on vajalik vähemalt 25A voolu taluva diodi kasutamine;
 - b. Vajadus väikese nihkepingega OV järgi;
 - c. Väljundvool positiivsest toitest u. 20mA-ga (lihtsalt lahendatav emitter-järguri lisamisega).
- 2) Indikatsioon ja seega LED-i tüürimine peaks olema tarbitavast võimsusest logaritmiliselt sõltuv, mis tingib vajaduse logaritmilise võimendi järele;
- 3) LED-e läbivat voolu tuleb piirata 20mA-ga (probleem võib olla lahendatav eelnevas punktis p2);
- 4) LED-e läbiva voolu 50Hz pulsatsiooni on teatud juhtudel tajutav värelna;
- 5) Kuna LED-e läbiv vool on poolperiood alaldatud, on efektiivväärtus vaid pool amplituudväärtusega määratud;
- 6) Indikatsiooni algvoolu määramiseks on vajalikud lisaahelad.

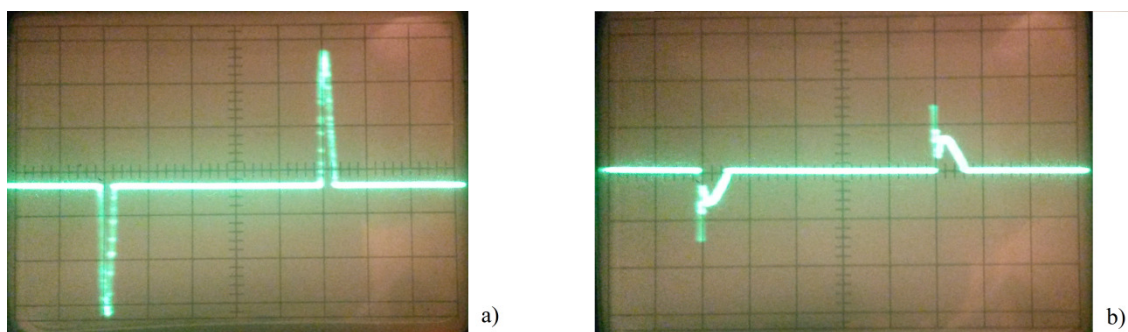
Pärast erinevate skeemide simuleerimist ja maketeerimist, mille antud töö raames lähemalt ei peatuta viis mõttele, et eelnevalt loetletud probleemidest vabanemiseks tundub otstarbekas kasutada mikrokontrollerit (μC).

Lihtsamad ja väikesele energiatarbele orienteeritud μC on nii hinnalt, mõõtudel kui energiatarbelt võrreldavad OV-ga ning antud ülesande lahendamiseks piisavalt võimekad.

Samuti võimaldab μC kasutamine taandada suurema osa skeemitehnilisest ülesandest, mida on sisuliselt võimatu hiljem muuta, suhteliselt lihtsalt muudetavaks tarkvara arendamise ülesandeks. Ka on programmiliselt võimalik suhteliselt lihtsalt lisada täiendavat funktsionaalsust nagu vilgutamine suure võimsuse korral vms.

1.2 Väikese võimsusega elektritarvitite analüüs

Kuna suure tõenäosusega on peamisteks tarbijateks disainpistikupesal, mille tarbeks antud töös väljatöötatav indikatsioonimoodul mõeldud on, mobiiltelefonide ja teiste erinevate nutiseadmete laadijad, siis on uuritud kahe levinud tarbija - Samsungi ja Nokia mobiiltelefoni laadija voolutarvet. Joonisel 3 on kujutatud kahe eelpool nimetatud mobiililaadija koormusvoolust $3,9\Omega$ šunttakistil tekkinud pingepulsside ostsillogrammid 2ms/jaotus ajaskaalas ning vertikaalskaalas 20mV/jaotus (Nokia) ja 2V/jaotus (Samsung).



Joonis 3 Mobiiltelefoni laadija koormusvoolud: a) Nokia, b) Samsung.

Joonisel 3 olevatelt ostsillogrammidelt võib välja lugeda, et impulsside vahe on mõlemal juhul 10ms ehk täpselt 50Hz pool perioodi. Nokia laadija korral on 60mV pingelangule takistil $3,9\Omega$ vastav vool 15,4mA kestusega 0,6ms ning Samsungi laadija korral on 1,4V vastav vool 359mA ja kestusega 1ms.

1.3 Energiatarbe olemasolevad lahendused ja nende võrdlus

Põhiosa olemasolevatest energiamõõtesüsteemidest põhinevad pinge ja voolu mõõtmisel ning digitaalsel signaalitöötlusel. Selleks on erinevate tootjate poolt välja töötatud mitmeid erinevaid mikroskeeme, millede koondülevaade on esitatud Lisas 1.

Nende üldisemateks puuduseks on suhteliselt suur korpus (24..28 viiku), kõrge hind 3..5€, raske kättesaadavus (saadaval küll tükikaupa Mauseris, kuid postikulu ületab 10 kordselt tükihinda).

Peamiseks eeliseks on, et nad on välja töötatud spetsiaalselt energiatarbe mõõtmiseks ning sellest tulenevalt ka antud kontekstis sobivate parameetritega.

Lisaks on Atmel M90E25 vaatamata väga headele parameetritele ja juba sisemisel signaaliprotsessoril (DSP) realiseeritud algoritmidele ainult jadapordi (UART) väljundiga, mistõttu on igal juhul vajalik täiendav juhtprotsessor saadud andmete järgi LED-ide tüürimiseks.

Perspektiivseimad antud projektis kasutamiseks oleksid Texas Instrumentsi (TI) μ C-d, mis mitme parema analoog-digitaal konverteriga (ADC) ning programmeeritavad tavalise μ C-na

Samas siiski peaks olema piisav kasutada indikatsiooniblokis lihtsamat skeemi, kui täppismõõtmistesse ettenähtut.

2 Mikrokontrolleri valik

μ C valiku aluseks oli väike viikude arv, analoog-digitaalmuundur (ADC) ja impulsslaiusmodulatsiooni (PWM) olemasolu, saadavus mõistliku ajaga ja hind kohalikus elektroonikapoes ning väike voolutarve.

Lisaks eelpool loetletule on ka väga oluline ka tarkvara arendusvahendi (vabavaraline) saadavus ning μ C programmeerimisvahendi kättesaadavus.

Kokkuvõttev koondtabel sobivatest μ C-dest on toodud Lisas 2.

Sobivaimaks μ C valikuks on MSP430G2230 (TI), mis omab 1×10bit ADC-d 4 kanaliga, 16 bitist taimerit koos PWM mooduliga, 4 programmeeritavat sisendväljundporti (IO), integreeritud kalibreeritud taktgeneraatori. Samuti on Texas Instrumentsilt kuni 2kB suurus programmi jaoks vabavaralisena saadav C arendusvahend „Code Composer Studio” (CCS), mis ühtlasi omab ka programmeerituge USB liidesega μ C programmeerimiseks kasutatavale arendusplaadile „MSP430 Value Line LaunchPad”.

Alternatiivselt hea valik oleks ka ATtiny25 (Atmel), mis on hinnalt sama valitud MSP430G2230-ga (TI) ning samuti vabavaralise C kompilaatoriga kuid lisaks omab 2-te ADC-d, mis on programmeeritava võimendusteguriga. Puudusena võib loetleda vajadust täiendava programmeerimise soetamiseks ning 8 bitist PWM-i

PIC12(L)F1501 (Microchip) oleks samuti sobiv, eriti arvestades 3 korda soodsamat hinda. Puudused on samad, mis ATtiny25 puhulgi, lisaks keerulisem C kompilaatori soetamine.

Kuigi tarkvara muutmine ja täiendamine on küll oluliselt lihtsam, kui elektriskeemi muutmine, on selle arendamine siiski võrdväärset aeganõudev, mistõttu üsna oluline tähtsus μ C valikul oli nii olemasoleval tark- ja riistvara arendusvahendil, kui eriti just eelneval kogemusel TI MSP430 μ C perekonnaga, mis võimaldas kiiremat prototüübi loomist.

3 Teoreetilised alused

3.1 Võimuste definitsioonid ja seosed

Defineeritakse [1] järgmist tüüpi võimsusi:

Aktiivvõimus (W) – $P=I \cdot U \cdot \cos\varphi$ – realselt tarbitav võimsus.

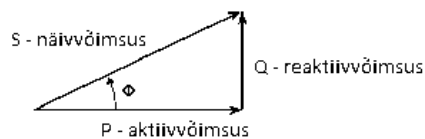
Reaktiivvõimsus (Var) – $Q=I \cdot U \cdot \sin\varphi$. (3.1)

Näivvõimsus ehk koguvõimsus (VA) – $S=I_{rms} \cdot U_{rms}$. (3.2)

Arvutuslikult on kõige lihtsam leida näivvõimsus, kui pinge ja voolu efektiivväärtused (RMS) on teada. Efektiivväärtuste arvutuskäik on täpsemalt käsitletud alapeatükis 3.3.

Ka aktiivvõimsuse jaoks on üldised kokkulepped, mis on täpsemalt käsitletud alapeatükis 3.3.

Kõige keerulisem on aktiivvõimsusega ning kirjanduses pakutud erinevaid definitsioone, millest levinuim on (3.1), kuid keerulisemate mittesiinuseliste signaalide korral ei ole valem (3.1) otseselt kasutatav. Kõige kindlam on reaktiivvõimsust leida läbi võimsuste kolmnurkseose [1],[3],[4], mis on kujutatud joonisel 4.



Joonis 4 Võimsuste seoste kolmnurkdiagramm [1].

Võimsuste kolmnurkseose analüütiline kuju vastavalt Phytagorase teoreemile on seega:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}. \quad (3.4)$$

Energeetikas on laialt kasutusel olev mõiste võimsustegur (Power Factor – PF), mida tuntakse ka terminiga „kosiinus fii”, mis näitab aktiivvõimsuse ehk kasuliku võimsuse ja näiv- ehk koguvõimsuse suhet, avaldub:

$$\cos \varphi = \frac{P}{S}. \quad (3.5)$$

Mida lähema on võimsustegur ühele seda parem on kasuliku energia ülekanne ning seda vähem koormatakse süsteeme kasutult reaktiivenergiaga.

Antud töös ei ole võimsusteguri ega ka reaktiivvõimsuse leidmine hädavajalikud, kuid lisavõimalusena on need võimalik arvutada ning näiteks vilkumisega märku anda, kui ühendatud tarbija on väikese võimsusteguri ja/või suure reaktiivvõimsusega.

3.2 Signaalitöötuse arvutusmeetodid

Aktiivvõimsuse keskvärtus ajaperioodil T on leitav integraalina üle pinge ja voolu hetkväärtuste [3]-[5]:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cdot i(t) dt. \quad (3.6)$$

Diskreetse aja korral asendub integraal (3.6) summaga ning avaldis aktiivvõimsuse arvutamiseks on:

$$P = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} [u(k) \cdot i(k)], \quad (3.7)$$

kus N on diskreetide arv ning $i(k)$ ja $u(k)$ on vastavalt k -ndad mõõdetud voolu ja pinge väärtused.

Signaali ruutkeskmise (RMS) avaldub

$$S_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T s^2(t) dt}, \quad (3.8)$$

kus signaal $s(t)$ on vastavalt voolu või pinge hetkväärtused $i(t)$ ja $u(t)$ ajahetkel t .

Diskreetse aja korral asendub integraal summaga ning integraal (3.8) avaldub:

$$S_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} s^2(k)}. \quad (3.9)$$

Kui pinge efektiivväärtust antud töös on vaja ainult näivvõimsuse arvutamiseks, siis voolu efektiivväärtus võimaldab tuvastada tarbija ühendatust.

3.3 Libisev keskmine

Kuna analoog-digitaalmuundur (ADC) ei ole signaalil enam n.ö. nullpunkti, siis tuleb see leida tarkvaraliselt signaali väärtuste keskvaertuse leidmise teel. Reaalajas on selleks kõige parem kasutada libisevat keskmist, mis analüütilisel kujul avaldub [12]:

$$z_{i+1} = z_i + \Delta z_i = \frac{1}{N} (\sum_{p=i+1-N}^i y_p + (y_{i+1} + y_{i+1-N})), \quad (3.10)$$

kus z_i on keskmine hetkel i , y_i on hetkel i mõõdetud väärtus ning N on kasutatavate väärtuste arv.

Üldisel on N piiratud mälu mahuga ning sõltub vajalikust impulsskajast, mis peab olema piisav väike, et reageerida ADC sisendis oleva signaali alaliskomponendi muutusele, samas piisavalt pikk, et filtreerida välja vahelduvkomponent.

4 Tarkvaralahendus

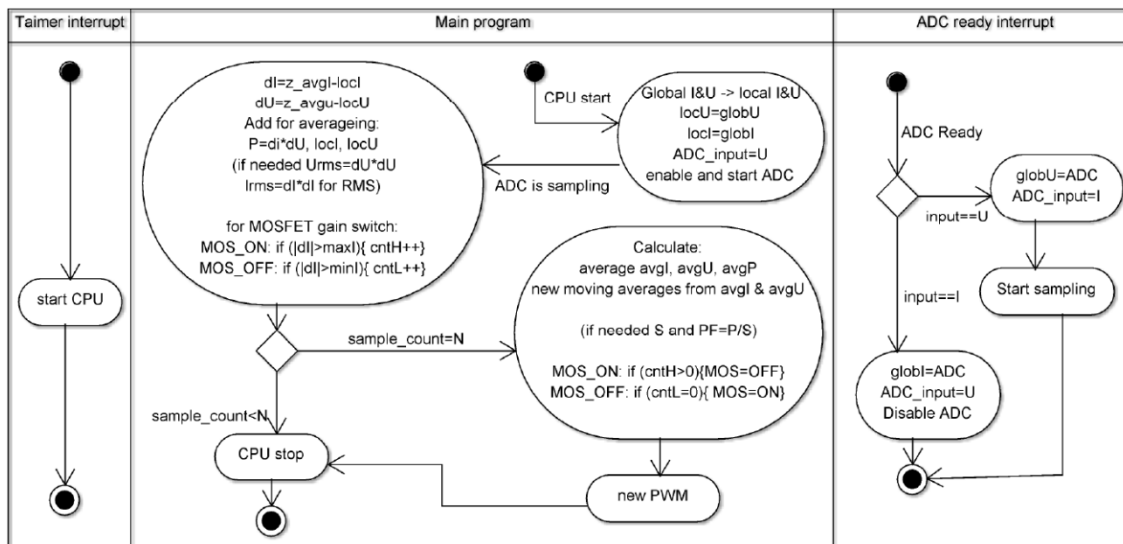
4.1 Üldpõhimõtted

Valitud μC sisaldab sisemise kalibreeritud taktgeneraatori, ühe taimeri koos kahe digitaalkomparaatoriga ning ühe 10 bitise ADC.

Ühe digitaalkomparaatori abil jagatakse μC sisemine taktsagedus sobivaks sageduseks nii ADC lugemite võtmiseks ehk kvanteerimissageduseks (F_d), mis ühtlasi on ka LED indikatsiooni heledust reguleeriva impulsslaiusmodulatsiooni (PWM) kandesageduseks, teise sisemise digitaalkomparaatoriga juhitakse impulsi laiust.

Kuna kasutada on vaid üks ADC, siis tuleb voolu ja pinge väärtuste mõõtmiseks vastavaid sisendeid ümber lülitada. Faasinihke vähendamiseks tuleks mõõta pinget ja voolu võimalikult järjestikku ning teostada ka signaalide analoog-digitaal konverteerimine võimalikult kiiresti.

Tarkvara üldpõhimõtet selgitab skeem joonisel 5.



Joonis 5 Tarkvara üldpõhimõtet selgitav protsessidiagramm.

Taimeri osa annab vajaliku kestusega perioodid, mis määrab nii mõõtesageduse kui ka PWM-i sageduse.

Põhiprogramm teostab vajalikud arvutused ning kontrollib mõõdetud voolu väärtusi lülitades vastavalt vajadusele ringi MOSFET lülitiga OV võimenduse (täpsemalt alapeatükis 5.1.1).

ADC sektsiooni ülesandeks on teostada voolu ja pinge sisendite ümberlülitus ADC-le ning teisenduse tulemuse lugemine.

Kuna valitud μC ei oma riistvaralist korrutit ning korrutustehe on ressursimahukas, siis ADC tulemused laetakse põhiprogrammi lokaalmuutujatesse ning käivitatakse järjestikku ADC voolule ja pingele. See võimaldab teatud määral paralleeltöötlust, sest ADC vajab konverteerimiseks 13 ja võendamiseks 4, 8, 16 või 64 ADC takti ega kasuta selleks protsessorit [2].

Programmi kood on toodud Lisas 6.

4.2 Sageduste arvutused

Minimaalse kvanteerimissageduse (F_d) määrab vajadus avastada alapeatükis 1.2 analüüsitud tarbijate vooluimpulssi ($t \approx 0,5ms$), seega $F_{d_min} \geq \frac{1}{t} = \frac{1}{0,5ms} = 2kHz$, maksimaalne kvanteerimissagedus on määratud μC ADC võimekusega, mis antud juhul on $F_{d_max} = 200kHz$ (200ksps [10]).

Mõistlik on valida kvantimissagedus võrgusagedusest 50Hz kahe astme kordne, sest siis on igas perioodis nii täisarv mõõtmisi, kui ka keskmise arvutamisel, kuna lihtsustub drastiliselt jagamistehe, mis asendub nihutusega. Erinevate taktsageduste ja kordajate kombinatsioonid on koondatud tabelisse 3.

Tabel 3 Taktsageduse ja võrgusageduse kordsused

f_{CPU} [MHz]	k_{PWM}	F_d [Hz]	k_f	f [Hz]	t_{min} [ms]
Liiga madal		1600	32	50	0,625
1	312,5	3200	64	50	0,3125
8	2500	3200	64	50	0,3125
12	3750	3200	64	50	0,3125
16	5000	3200	64	50	0,3125
1	156,25	6400	128	50	0,1563

8	1250	6400	128	50	0,1563
12	1875	6400	128	50	0,1563
16	2500	6400	128	50	0,1563
Ebamõistlikult kõrge	12800	256	50		0,0781

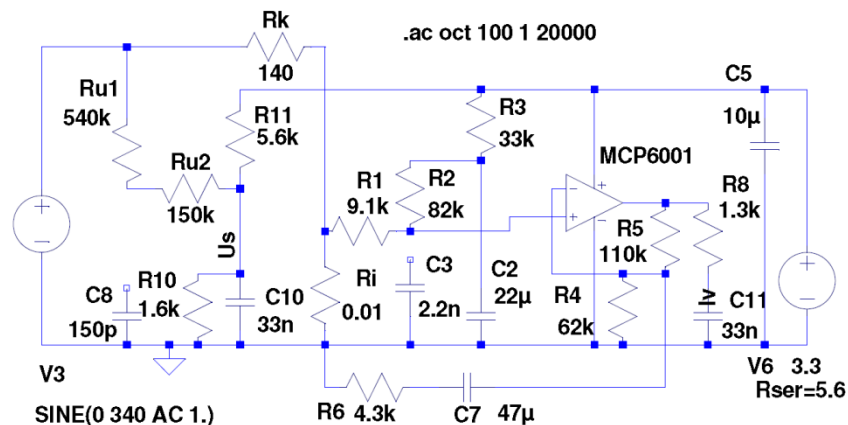
Tabelist 3 nähtub, et sobivad kordsused k_f on 64 ja 128 ning μC taksagedused, mille korral k_{PWM} pole täisarv, on ainult 1MHz.

Kvantimissageduse valik $F_d=6400\text{Hz}$ jätab piisava varu (3 kvanti) 0,5ms vooluimpulsi detekteerimiseks.

5 Skeemi disain

Skeemi võib tinglikult jagada kolmeks – μC -ga digitaalosa, analoogosa, mille moodustavad pinge ja voolu mõõtmise sisendahelad ja LED-e tüüriv väljundlülitus ning toiteahelad.

Sisendahelad pinge ja voolu mõõtmiseks on koostatud vastavalt joonisel 6 kujutatule. Nende ahelate ülesandeks on tekitada μC analoogsisenditele ADC-le sobiv alalispinge nihe umbkaudu poolele μC ADC poolt kasutatavale referentspingele (U_{REF}). Samuti võimendada vooluandurina toimival šunttakistil tekkivat pingelangu ning pingejaguri abil madaldada võrgupinget μC -le sobivale tasemele. Analoogahelate skeem on toodud joonisel 6 (täielik elektriskeem Lisas 3), kus punktid U_s ja I_v on vastavalt pinge ja voolu mõõtepunktid μC sisenditele.



Joonis 6 Sisendahelate simulatsiooniskeem.

5.1 Voolu mõõteahel

Voolu mõõtmiseks on erinevaid lahendusi nagu voolutrafo, Halli andur ning šunttakisti. Antud projektis ei ole vool väga suur, mistõttu on kasutatud lihtsaimat ja odavaimat varianti – šunttakistit. Halli anduriga mikroskeemid on heade energetiliste parameetritega kuna neil ei haju võimsust ning on seetõttu sobivad suurte voolude korral. Paraku on nende skeemides sisemised võimendite ja näiteks ACS714 (Allegro)

[11] voolutarve on 10mA, mis on juba pool LED-ide voolust. Samuti on ka tööstuslikult toodetavad voolutraford suhteliselt kallid ning lisaks tekitavad faasinihke.

Šunttakisti R_i valiku kriteeriumiks on saavutada võimalikult väike hajuv võimsus maksimaalse lubatud koormusvoolu korral, kuid samal ajal piisavalt suur pingelang voolu mõõtmiseks. Šunttakisti valiku seosed on:

$$\begin{cases} P_{R_i, haj} = i_{max}^2 \cdot R_i \\ U_i = i \cdot R_i \end{cases} \quad (5.1)$$

Lähtudes 16A peakaitsmega piiratud voolust ja maksimaalsest hajuvast võimsusest $P_{haj, max} \approx 5W$, mida on veel võimalik takistil ilma jahutusradiaatorit kasutamata hajutada saame, et $R_i < 19,53125m\Omega$.

ELFA kataloogis leidub sobiv 10m Ω takisti maksimaalse hajutatava võimsusega 4,8W.

Šunttakistil hajuv võimus:

$$P_{R_i, haj} = i_{max}^2 \cdot R_i = (16A)^2 \cdot 0,01\Omega = 2,5 W (< 4,8W).$$

Maksimaalne pingelang suurimal koormusvoolul eeldusel, et signaali kuju on siinuseline (passiivse koormuse ja siinuselise võrgupinge korral):

$$u_{i, m, max} = \sqrt{2} \cdot i_{max} \cdot R_i = \sqrt{2} \cdot 16A \cdot 0,01\Omega = 226,27mV \quad (5.2)$$

Seega alalispinge OV sisendis peab olema vähemalt $|U_{i, max}|$, kui kasutada OV-d, mille sisendid võivad omada ka negatiivse toite (antud juhul) maa potentsiaali.

Lisaks tuleb OV valikul arvestada, et väljundpinge peab olema tüüritav alla μC ADC eraldusvõime (täpsemalt alapunktis 5.1.1).

5.1.1 Tundlikkus ja võimenduse arvutus

ADC eraldusvõime, mis avaldub (μC ADC referentspinge $U_{REF}=1,5V$ korral):

$$U_{ADC} = \frac{N_{ADC}}{2^{ADC_bits}} \cdot U_{REF} = \frac{1}{2^{10}} \cdot 1,5V = 1,466mV$$

ADC eraldusvõimest lähtuvalt saab arvutada OV vajaliku võimenduse, et saavutada piisavat tundlikkust 1W aktiivtakistusliku koormuse korral, eeldusel, et võrgupinge (u_{s_RMS}) on siinuseline efektiivväärtusega 230V, millisel juhul pingelang šunttakistil avaldub:

$$u_{i_m_min} = \sqrt{2} \cdot i_{m_min} \cdot R_i = \sqrt{2} \cdot 4,348mA \cdot 0,01\Omega = 61,148\mu V, \quad (5.3)$$

$$\text{kus } i_{m_min} = \frac{P_{min}}{u_{s_RMS}} = \frac{1W}{230V} = 4,348mA.$$

OV vajalik võimendus:

$$K_u = \frac{U_{ADC}}{U_{i_min}} = \frac{1,466mV}{61,148\mu V} = 23,97.$$

Maksimaalse mõõdetava koormusvoolu amplituud OV võimenduse $K_u=24$ korral:

$$i_{m_max}(K_u=24) = \frac{u_{i_m_max}(K_u=24)}{R_i} = \frac{31,25mV}{0,01\Omega} = 3,125A,$$

$$\text{kus } u_{i_m_max}(K_u=24) = \frac{U_{REF}/2}{K_u} = \frac{1,5V/2}{24} = 31,25mV,$$

millele vastab aktiivtakistusliku koormuse korral võimsus:

$$P_{max}(K_u=24) = \frac{3,125A}{\sqrt{2}} \cdot 230V = 508W.$$

Maksimaalse voolu mõõtmiseks vajalik võimendus kasutades tulemust (5.2):

$$K_u = \frac{U_{REF}/2}{u_{i_m_max}} = \frac{1,5V/2}{226,27mV} = 3,31,$$

millele vastab aktiivtakistusliku koormuse korral minimaalselt tuvastatav võimsus:

$$P_{min}(K_u=3,31) = \frac{i_{m_min}(K_u=3,31)}{\sqrt{2}} \cdot 230V = 78,9W,$$

$$\text{kus } i_{m_min}(K_u=3,31) = \frac{U_{ADC} \cdot K_u}{R_i}.$$

Seega on vajalik võimenduse reguleerimine. Kuna võimendustegurid $K_u=24$ ja $K_u=3,31$ katavad võimsuste vahemikku 78,9W kuni 508W, piisab võimenduse kaheastmelisest reguleerimisest MOSFET ümberlülitiga.

5.1.2 Elementide arvutus ja valik

OV sisendpinge alaliskomponent U_{MI} on määratud seosega:

$$\frac{U_{MI}}{U_E} = \frac{R_i + R_1}{R_i + R_1 + (R_2 + R_3)}, \quad (5.4)$$

millest saab avaldada:

$$(R_2 + R_3) = (R_i + R_1) \cdot \left(\frac{U_E}{U_{MI}} - 1 \right).$$

OV-de jaoks optimaalseim takistite vahemik on 10k kuni 100k. Seega toitepinge $U_E=3,3V$ korral valides OV mitteinverteeriva sisendi alalispingeks $U_{MI}=0,25V$ ja $R_i \approx 10k\Omega$, on takistite R_2 ja R_3 summaarne takistus:

$$(R_2 + R_3) = (0,01\Omega + 10k\Omega) \cdot \left(\frac{3,3V}{0,25V} - 1 \right) = 122 k\Omega.$$

Valides takistite väärtused standardväärtuste reast: $R_1=9,1k\Omega$, $R_2=82k\Omega$ ja $R_3=33k\Omega$, (summaarselt $115k\Omega$) kujuneb OV mitteinverteeriva sisendi alalispingeks seose (5.4) järgi:

$$U_{MI} = \frac{R_i + R_1}{R_i + R_1 + (R_2 + R_3)} \cdot U_E = \frac{0,01\Omega + 9,1k\Omega}{0,01\Omega + 9,1k\Omega + 115k\Omega} \cdot 3,3V = 242 mV.$$

Takistist R_3 ja kondensaatorist C_2 moodustuva 1. järku RC madalpääsfiltri, mille löikesagedus on arvutatav valemiga:

$$f_l = \frac{1}{2\pi RC}, \quad (5.5)$$

ülesandeks on filtreerida välja toitepinge võimalikud pulsatsioonid ja toiteliini kaudu levivad häired. R_3 ja C_2 puhul seega:

$$f_l = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \cdot 33k\Omega \cdot 22\mu F} = 0,219 Hz.$$

Toitepinge pulsatsiooni peamiseks madalsageduslikuks allikaks on pinge mõõtmise ahela kaudu toitesse kanduv võrgupinge sagedusega 50Hz.

Arvestades, et 1. järku filtri sumbumus tõkkealas on 20dB dekaadi kohta, saab hinnata toiteliini pulsatsiooni ülekandetegurit OV sisendisse läbi madalpääsfiltri ligikaudselt järgmiselt:

$$K_{pul_filter} = \frac{f_l}{f} = \frac{0,329\text{Hz}}{50\text{Hz}} = 0,004384 \text{ (-47dB)}.$$

Takistitest R_i , R_1 ja R_2 moodustuva pingejaguri ülekanne on:

$$K_{pul_jag} = \frac{R_i + R_1}{R_i + R_1 + R_2} = \frac{0,01 \Omega + 9,1 \text{ k}\Omega}{0,01 \Omega + 9,1 \text{ k}\Omega + 82 \text{ k}\Omega} = 0,081.$$

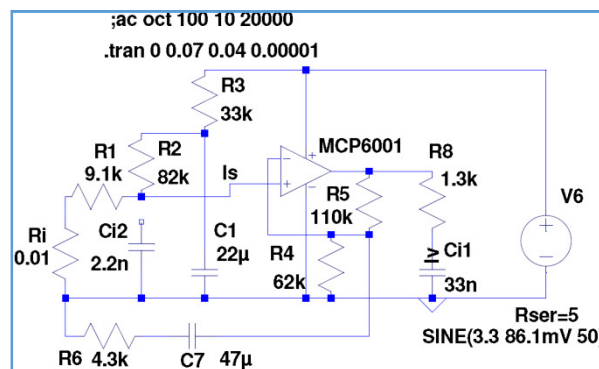
Summaarne toiteahelast OV mitteinvertorivasse sisendisse kanduvate häirete ülekandetegur on seega:

$$K_{kogu} = K_{pul_filter} \cdot K_{pul_jag} = 0,004384 \cdot 0,081 = 0,000355 \text{ (-69dB)}.$$

Arvestades minimaalset 1-le bitile vastavat tuvastatavat pingemuutust valemist (5.3) $u_{i_m_min} = 61,148 \mu\text{V}$ OV sisendis, saab leida maksimaalse lubatava toitepinge pulsatsiooni 50 Hz sagedusel:

$$U_{E_pul_max} = \frac{U_{i_min}}{K_{kogu}} = \frac{61,148 \mu\text{V}}{0,000355} = 172 \text{ mV}.$$

Joonisel 7 toodud skeemi simulatsioon andis 172mV pulsatsiooni korral sisendisse kanduvaks pingemuutuseks $76 \mu\text{V}$ (OV väljundis 2,19mV), mis on üsna lähedane arvutuse aluseks võetud eraldusvõime piirist.



Joonis 7 Toite pulsatsiooni OV sisendisse kandumise simulatsiooni skeem.

5.2 Pinge mõõteahel

Pinge mõõteahel koosneb takistitest R_{I0} , R_{I1} ja R_u (joonis 6) ning peab tekitama μC sisendile alalispinge väärtusega pool referentspinget ($U_{REF}=1,5V$), madaldama võrgupinge $u_{s_RMS} = 230V$ vahemikku 0 kuni U_{REF} ning omama etteantud RC filtri ajakonstandist (5.8) tulenevat summaarset takistust $R_\tau = 1,3k\Omega$.

Eeldusel, et erandjuhtudel võib võrgupinge u_{s_RMS} tõusta kuni 275V, on sisendpinge maksimaalseks amplituudiks arvestatud $u_{s_m_max} = 388,9V$.

Loetletud tingimuste järgi saab Kirchhoff'i vooluseaduse põhjal välja kirjutada võrrandisüsteemi takistite väärtuste leidmiseks:

$$\begin{cases} \frac{u_s - U_{REF}}{R_u} + \frac{U_E - U_{REF}}{R_{11}} = \frac{U_{REF}}{R_{10}}, & \text{positiivne poolperiood} \\ \frac{u_s}{R_u} = \frac{U_E}{R_{11}}, & \text{negatiivne poolperiood} \\ R_u \parallel R_{11} \parallel R_{10} = R_\tau, & \text{filtri ajakonstant} \end{cases} \quad (5.6)$$

Toitpinge $U_E = 3,3 V$ korral on võrrandi lahenditeks (sulgudes standardväärtused):

$$\begin{aligned} R_{I1} &= 5,72k\Omega \quad (5,6k\Omega), \\ R_{I0} &= 1,686k\Omega \quad (1,6k\Omega), \\ R_u &= 672,53k\Omega \quad (4 \cdot 130k\Omega + 150k\Omega = 670k\Omega). \end{aligned}$$

Kontrolliks tegelik filtri ajakonstanti määrav summaarne takistus:

$$R_{I0} \parallel R_{I1} \parallel R_u = 1,242k\Omega. \quad (5.7)$$

5.3 Mõõteahelate vahelduvvoolu karakteristikud

ADC sisendisse antavat sagedust tuleb vastavalt Nyquist'i kriteeriumile piirata kvanteerimissagedusest ($F_d = 6,4kHz$, alalõik 4.2 Sageduse valik) kaks korda madalama sagedusega $f_{max} = 3,2kHz$. Seosest (5.5) avaldub filtri lõikesageduse ajakonstant ($\tau = R \cdot C$):

$$\tau = \frac{1}{2\pi f_l} = \frac{1}{2\pi \cdot 3,2 kHz} = 42,9 \mu s. \quad (5.8)$$

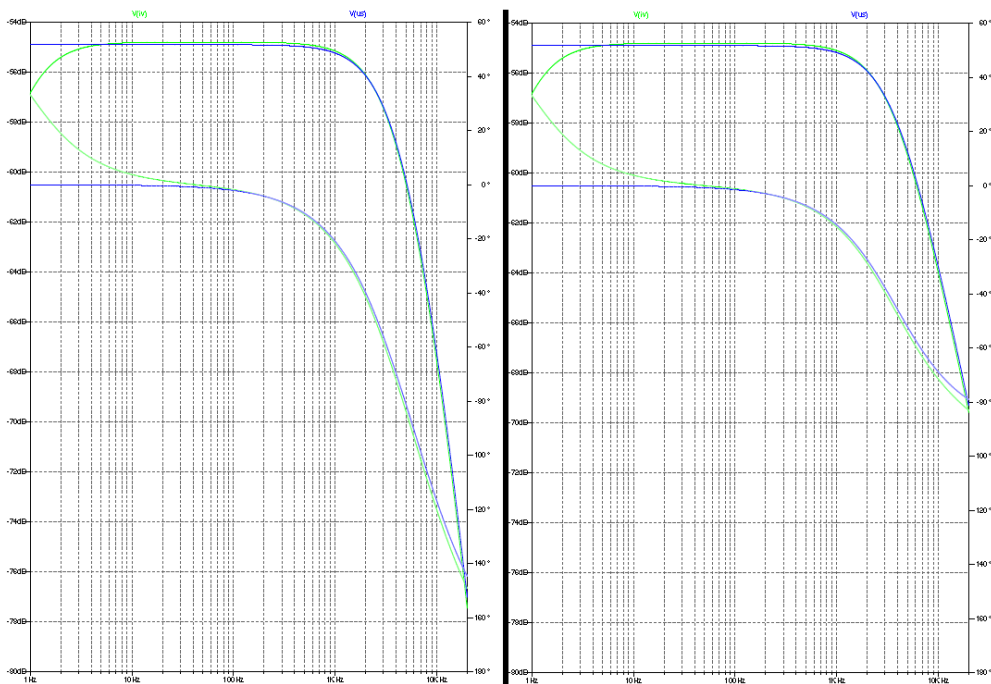
Takisti ja kondensaatori väärtused joonisel 6 tuleb valida kompromissina järgmistest tingimustest:

- lähtudes sobivusest OV väljundi koormuseks, s.t $R_8 \geq 1k\Omega$;
- võrrandisüsteemi 4.2.1 lahend R_τ suhtes andes ette $R_u \approx 1M\Omega$;

- kondensaatori C väärtus võimalikult suur vähendamaks müra, häireid ning ADC võendamisest tingitud pingelangu μC sisenditel.

C väärtuseks loetletud tingimusi arvestades on valitud levinud standardväärtus 33nF ning seega $R \approx 1,3\text{k}\Omega$.

Joonisel 6 toodud skeemis on kondensaatorid C_8 ja C_3 lisavõimalus vajadusel muuta 1.järku filtrid 2.järku filtriteks. Koormustakistuse $R_L=140\Omega$ väärtus on valitud selliselt, et pinge ja voolu ülekannete graafikud oleks lähedased. Vastavad simuleerimise tulemused on joonisel 8.



Joonis 8 AC simulatsiooni tulemused 2. järku (vasakul) ja 1.järku (paremal) filtrite korral.

Joonis 9 graafikult on näha, et pinge (sinine joon) ja vool (roheline joon) on vahemikus 50 Hz kuni 3,2 kHz faasis (erinevus alla 1°) ning ka amplituudi sageduskõverad selles vahemikus on sarnased. 2.järku filtril on küll suurem sumbuvus lõikesagedusel, aga ka suurem faasinihe lõikesagedusel 90° ja 45° vastavalt.

Voolu ja pinge faasides erinevuse puudumine on aluseks õige aktiiv ja reaktiivvõimsuse leidmisel.

5.4 Toitelahendus

Skeemi toide on lahendatud kondensaatoritoitena otse võrgupingelt [6]. Esmane stabiliseerimine ja silumine toimub stabilitroni ja küllaldaselt suure mahtuvusega elektrolüütikondensaatoriga.

Kuna 2 LED-i jadamisi tekitavad pingelangu vähemalt $2 \cdot 1,6V = 3,2V$, lisaks tuleb arvestada, et bipolaartransistori emitteri ja kollektori vahele peab jääma u. $0,7V$ ning emittertakisti pingelang u. $0,2V$, peaks toitepinge $U_E > 4,2V$. Stabilitroni pingeks on valitud $5,1V$.

OV, μC ja pingejärgurite toitmine toimub läbi integraalse pingestabilisaatori (LDO), mis on kõige sobivamaks nii hinna, mõõtude kui stabiliseerimisomaduste poolest võrreldes teiste lahendustega, näiteks stabilitroniga.

5.4.1 Kondensaatoritoide ja alaldi

Toitelülitus on valitud nullpotentsiaaliga neutraaljuhtme suhtes, mis võimaldab enamuse skeemist hoida vaba ohtlikust liinipotentsiaalist. See on oluline, kuna LED-id paiknevad lülitusest u. $20cm$ eemal ning võivad seetõttu kergemini sattuda puuteulatusse, samuti on neutraal enamasti ka maandatud.

Kuna pinge ja voolu mõõtmised on võimalik teostada otse neutraaljuhtme suhtes, ei ole tarvis kasutada eralduskondensatoreid. Samas tähendab neutraali kasutamine nullina, et võimalik on ainult poolperioodalaldi, millel on täisperioodalaldiga võrreldes kaks korda väiksem energeetiline kasutegur ning suurem pulsatsioon.

Kondensaator mahtuvus, kui sisendpingeks on võrgupinge $u_{s_RMS} = 230V$ ning käivitusvoolu piirava takisti $R_s = 100\Omega$ on:

$$i_{LED_RMS} = \frac{u_{RMS_poolp.}}{\sqrt{X_C^2 + R_s^2}}, \quad (5.9)$$

$$\text{kus } u_{RMS_poolp} = \frac{u_{s_RMS}}{2} - U_Z = \frac{230V}{2} - 5,1V = 109,9V.$$

Avaldisest (5.9) saab leida kondensaatori vajaliku näivtakistuse:

$$X_C = \sqrt{\left(\frac{U_{RMS_poolp}}{i_{LED_RMS}}\right)^2 - R_s^2} = \sqrt{\left(\frac{109,9V}{20mA}\right)^2 - (100\Omega)^2} = 5395\Omega.$$

Kondensaatori minimaalne mahtuvus seega:

$$C = \frac{1}{2\pi f X_C} = \frac{1}{2\pi \cdot 50Hz \cdot 5395\Omega} = 0,590\mu F \text{ (0,68 } \mu F).$$

Antud projekti sai siiski valitud väiksema mahtuvusega 0,47 μ F kondensaator, sest mõõtmed on väiksemad, hind soodsam ning väiksem on ka reaktiivvõimsus:

$$Q = 2\pi f C u_{s_RMS}^2 = 2\pi \cdot 50Hz \cdot 0,47\mu F \cdot (230V)^2 = 7,8var \text{ (11,3var)}.$$

Maksimaalne vool seose (5.9) järgi 0,47 μ F kondensaatori korral on:

$$i_{LED_RMS} = \frac{u_{RMS_poolp.}}{\sqrt{\left(\frac{1}{2\pi f C}\right)^2 + R_s^2}} = \frac{109,9V}{\sqrt{\left(\frac{1}{2\pi \cdot 50Hz \cdot 0,47\mu F}\right)^2 + (100\Omega)^2}} = 16,2mA,$$

kuid kuna testid LED-idega (alpunkt 1.1.1) näitasid, et vahemikus 10..20mA on heleduse muutus vähetajutav, mistõttu on 3,8mA võrra väiksem LED-e läbiva voolu efektiivväärtus täiesti aktsepteeritav.

Silukondensaatori minimaalne mahtuvus $k_{pul}=10\%$ korral, mis on elektrolüüt-kondensaatorile pika tööea seisukohalt suurim lubatud pulsatsioon ($U_E=5,1V$ korral $U_{pul}=0,51V$) [7]:

$$U = U_0 \cdot e^{\frac{t}{RC}} \Rightarrow C = -\frac{t}{R \cdot \ln\left(\frac{U}{U_0}\right)} = -\frac{0,02s}{318\Omega \cdot \ln\left(\frac{5,1V-0,51}{5,1V}\right)} = 595\mu F \quad (5.10)$$

Kus $t = \frac{1}{50Hz} = 0,02s$ on maksimaalne võimalik ajavahemik ühest laadimistsüklist teiseni ja $R_{ekv} = \frac{5,1V}{16mA} = 318\Omega$ on 16mA koormusel ja 5,1V toitepingele vastav ekvivalentne koormustakistus.

Projekti on valitud piisava varuga 1000 μ F, mis on hea pulsatsiooni silumise seisukohalt, samas hinnaerinevust 680 μ F kondensaatoriga aga ei ole.

5.4.2 Pingestabilisaator

Toitepinge stabilisaatoriks on valitud LDO MCP1700 3,3V firmalt Microchip, mille silumisomadused andmelehel [8] on hinnatavad järgmiselt:

- Madalsagedusliku sisendpulsatsiooni kandumine väljundisse (Line Regulation) on $k_{Line}=11\%/V$. Eeldades, et sisendi pulsatsioon ei ületa 10% (5.10), siis andmelehel toodud valemi põhjal:

$$\frac{\Delta U_{out}}{U_{out} \cdot \Delta U_{in}} = k_{Line} \Rightarrow \Delta U_{out} = U_{out} \cdot \Delta U_{in} \cdot k_{Line} = 3,3V \cdot 0,51V \cdot 1 \frac{\%}{V} = 17mV.$$

- Väljundpinge sõltuvus koormusvoolust alalisingel (Load Regulation) on $k_{Load}=1,51\%$ väljundpinge muutust koormusvoolu I_L muutumisel 0,1 kuni 250mA-ni ($\Delta I_L=249mA$). Seega saab avaldada väljundpinge suurima muutuse:

$$\frac{\Delta V_{out}}{V_{out}} = k_{Load} \Rightarrow \Delta V_{out} = V_{out} \cdot k_{Load} = 3,3V \cdot 1\% = 33mV,$$

millest omakorda väljundtakistus:

$$R_{out} = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta I_{out}} = \frac{33mV}{249mA} = 0,198\Omega.$$

Väljundtakistuse hinnang dünaamilise ehk impulsskoormuse korral nagu seda on μC , saab hinnata spetsifikatsioonis [8] toodud graafikult (joonisel 9), kust nähtub, et koormusvoolu impulss 100mA tekitab kuni 500mV pingelangu, mis tähendab $R_{out_dün} \approx 5\Omega$:

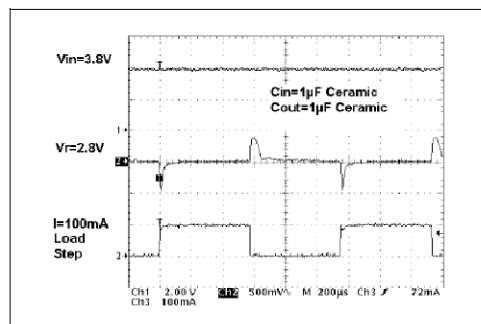


FIGURE 2-19: Dynamic Load Step ($V_R = 2.8V$).

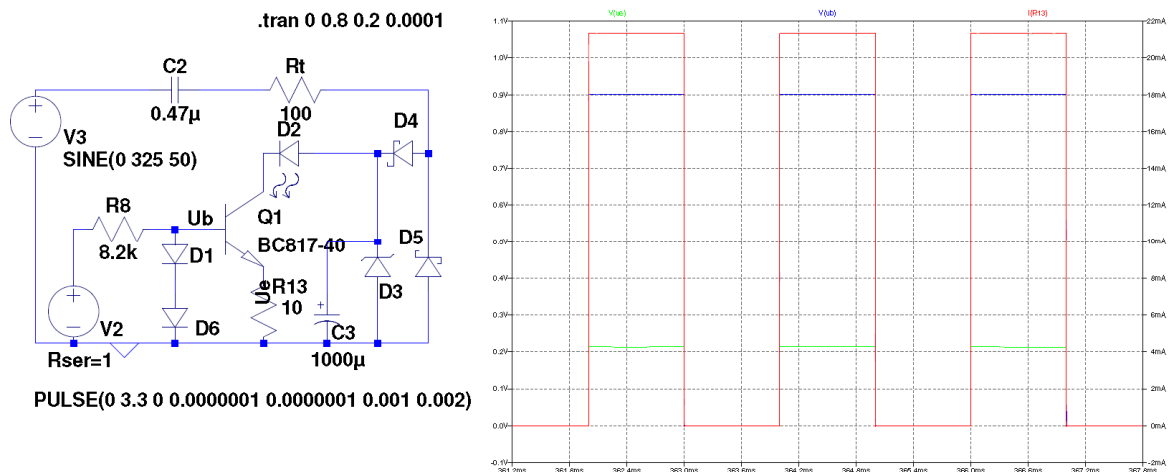
Joonis 9 Pingeregulaator LDO MC1700 dünaamiline koormatavus.

LDO dünaamilise koormatuse analüüs on oluline, kuna maketeerimine näitas, et μC tekitab 0,5mA keskmise voolutarbe juures u. 1mA vooluimpulsse, mis on põhjustatud μC ADC mooduli sisselülitamisel lisanduvast voolutarbest, kui alustatakse voolu või pinget mõõtmist [2],[10].

5.5 LED-i juhtimine

LED-e on kõige sobivam toita püsiva vooluga. Püsivoolugeneraatorit diskreetkomponentidest, eriti suhteliselt madal toitepingel ja väikesele voolule, on kõige otstarbekam koostada bipolaartransistori baasil, kuna baasi ja emitteri vaheline pinget on suhteliselt püsiv ega sõltu liialt palju ei siiret läbivast voolust, transistori tüübist, ega konkreetsest eksemplarist mistõttu kindlal baasipingel on kollektorvool määratud peamiselt emittertakisti väärtusega.

Joonisel 10 on kujutatud LED-ide tüürimise simulatsiooniskeemis (sobiva LED-i puudumisel LTspice's, kasutatud simulatsioonis ainult ühte LED-i) on ka kondensaatortoide, simulatsiooni tulemustes transistori baasi (sinine) ja emitteri pinget (roheline) ning LED-i vool (punane).



Joonis 10 LED-i püsivoolu toiteallika simulatsiooniskeem ja tulemused.

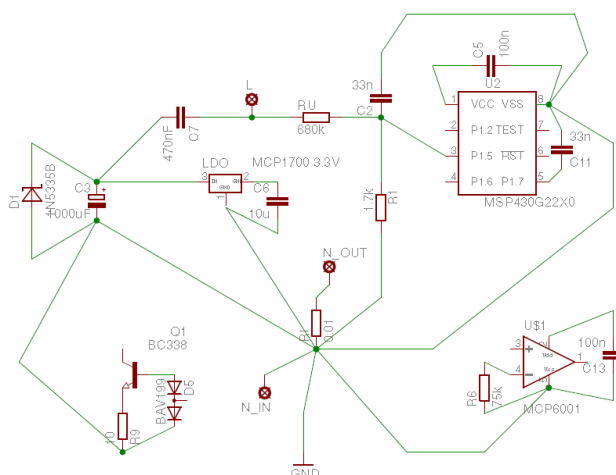
Baasipinget (joonisel 10 sinine graafik) omab 0,9V amplituudväärtust (oodatud $2 \times 0,6\text{V} = 1,2\text{V}$ asemel) kuna dioode läbib väga väike vool. See pinget vastab ka BAV99 andmelehes [13] toodud päripinget ja pärioolu sõltuvuse graafikule, millelt 0,3mA voolu korral on pingelang 0,45V.

5.6 Trükkplaadi disain

Kuna skeemil on tugevvoolu rajad, mis keskmiselt peavad kannatama kuni 16A voolu ning samal ajal küllalt tundlikud ahelad – voolu mõõtmiseks tuleb võimendada pingeid u. $70\mu\text{V}$, on trükkplaadi (PCB) disain kriitilise tähtsusega, eriti maapotentiaali osas.

Samuti näitas ka maketeerimine, et mitmeid sõlmi on keeruline, kui mitte võimatu, makett makettplaadil, pikkade voolujuhtmete tõttu tööle saada. Nii μC kui ka OV lahtisidestuskondensaatorid peavad paiknema mikroskeemi väljaviikude vahetus läheduses, aga ka ADC sisendite filterkondensaatorid sisenditele võimalikult lähedal ning juba mõnesentimeetrine traadijupp võib käituda antennina ja toota mitmete millivoltideni ja seega ADC eraldusvõimet ületavat müra.

Joonisel 11 on kujutatud sõlmede omavaheliste ühenduste ja maanduste ühendamise aluseks olev põhimõtteskeem:



Joonis 11 Eri sõlmede maandusühenduste põhimõtteskeem.

Trükkplaadi kujundamiseks on kasutatud CadSofti tarkvara EAGLE 7.1.0 Light (Freeware). Kuna kõikidele skeemis kasutatavate komponentide tarkvaras polnud tulli ka nende vajalikud jälgpinnad enne PCB kujundamist vastavalt andmelehtedele luua.

PCB vooluradade pealt ja altvaated ning komponentide paigutused on näidatud Lisas 4.

6 Skeemi koostamine ja testimine

6.1 Jootmine

SMD, eriti väikeste (0603 ja väiksemate) komponentide jootmiseks on käige parem kasutada pastajootmise protsessi, eriti kui on tegu suurema hulgaga (nagu seda 20 plaati juba on).

Paraku on tegu siiski tavatingimustes käsitööna teostamiseks keerulise protsessiga vajades kontrollitud temperatuuriga kuumapuhurit või ahju, aga ka spetsiaalset tinapastat, mis on suhteliselt kallis ja raskesti käsitletav.

Seega esimesed prototüüplaadid koostati peeneotsalist jootekolbi kasutades.

Kuigi vooluahela rajad trükkplaadil (PCB) šuntakistini, asetsevad PCB mõlemal küljel, on võimalikult laiad ja lühikesed, ei ole $3,5\text{mm} \times 35\mu\text{m}$ ristlõikega rada (Lisa 4) piisav kuni 16A efektiivväärtusega voolude püsivaks läbilaskmiseks, mistõttu nimetatud rajad tuleb katta täiendavalt madalamal temperatuuril sulava Woodi sulamiga (või joota rajale täiendav vasktraat).

Kuna hobielektroonika paketi PCB on ilma jootemaskita, siis niiskuse ja korrosiooni kaitseks tuleb valmis plaat koos joodetud SMD komponentidega katta läbijoodetava isolatsioonlaki kihiga (näiteks 202/220 PLASTIC SPRAY, NORDIC, PRF).

6.2 μC ISP programmeerimine

MSP430 perekond on skeemis programmeeritavad (ISP) ning vajavad selleks kahte juhet (SBW), mis reeglina ei ole kasutatavad muul otstarbel.

„LaunchPad MSP-EXP430G2” [9] kasutamiseks programmatorina tuleb lahti ühendada kõik kontaktoris *J3* olevad ühendused ning maketeteerimisjuhmetega ühendada LaunchPad *J3* ja programmeeritava skeemi vastavad maa (GND) ning kontaktorid *Test* ja *Rst* vastavalt ning LED-ide ühendamise pistikus olev toide klemm ja V_{cc} .

6.3 Parameetrite mõõtmine ja test

Olulised sõlmed, mille arvutustele vastavat funktsioneerimist on vaja kontrollida on:

- 1) Vooluvõimendi müratase – omamüra ja teistest sõlmedest ülekostvad häired;

Ostilloskoobi signaali „joone paksuse” järgi on hinnatud u. 5mV, mis ületas kahjuks μC eraldusvõime piiri, mida kinnitas ka järgnev p2.

Probleem on küll programmiliselt lihtsasti lahendatav ignoreerides väikseima kaaluga bitti ADC tulemuses, paraku tähendab see aga tundlikkuse langust.

- 2) ADC lugemite stabiilsus sisendpingete (nii voolu kui pinge ahela) puudumisel;

Lugemite stabiilsuse testimiseks on kasutatud CCS-i peatuspunkte (Breakpoint) ja analüüsitud summeeritud lugemeid, mis ideaaljuhul on 0.

Paraku voolu kanali „näit ujus” ühe biti võrra, mis kinnitas eelneva p1. hinnangut müra ja/või häirete olemasolust. Elimineerides eelmises väikseima biti, püsis mõõdetud voolu väärtus konstantsena.

- 3) LED-ide voolu piiramine etteantud tasemele

Mõõdetud LED-e läbiv vool, kui μC vastav väljund on programmselt määratud kõrgele nivoole.

- 4) Kondensaatortoite poolt tagatav piisav vool ja pinge;

Koormuseks eelnevalt kontrollitud LED-ide ahel, mis tagas püsiva voolu. Pinge oli multimeetriga mõõtes ettenähtud ja stabilitroniga määratud tasemel 5,1V.

Kokkuvõte

Antud töö eesmärgiks oli luua valmislahendus väikeseeriatootena ning töö printimise hetkeks on valminud kaks seadet prototüübina, testimiseks, parameetrite kontrollimiseks ja mõõtmiseks ning tarkvara edasiseks täiendamiseks.

Püstitatud ülesande lahendamiseks μC kasutuselevõtt muutis skeemi mõnevõrra keerukamaks ning tõi täiendavalt kaasa segaelektronika tüüpprobleemid, millest peamine on digitaalosa impulsshäirete kandumise analoog-lülitustesse. Seetõttu on toiteosa, mis enamasti skeemides jääb tahaplaanile, analüüsil peatunud põhjalikumalt ning püütud vähendada kõikvõimalike häirete edasikandumist erinevate lülide vahel läbi toitejuhtmete.

Komponentide hind mõnevõrra kerkis vaid 7,87 eurolt 11,57 euronni (Lisa 5). Mooduli maksumuse suhteliselt tagasihoidlik hinnatõus on tingitud asjaolust, et kõige kulukam on trükkplaat ning jõuosa komponendid, mis on samad nii algses skeemis, kui μC -ga lahenduses.

Samas õigustas μC kasutuselevõtt end tulemuste saavutamisel vaatamata sellele, et püstitatud tundlikkust OV väljundis olevate mürade tõttu täielikult saavutada ei õnnestunud ning 1W asemel on tuvastuspiir 2W, mis on samuti piisav. Mürade täpne põhjus vajab edasist põhjalikku analüüsi ja täppismõõteriistu, kuid tundlikkuse vähenemise hinnaga oli probleem tarkvaraliselt väga lihtsalt lahendatav.

Skeemi omapäraks võrreldes olemasolevate energia mõõtvate lahendustega on sidestuskondensaatorite puudumine analoogahelates ning üheaegne sisendsignaali taseme muutmine ja μC sisenditele alalispinge tekitamine.

Antud projekt on hea näide tänapäevasest segaelektronika probleemidest ja nende lahendamisest, aga ka lihtsama signaalitöötuse realiseerimisest küllaltki piiratud riist ja tarkvaraliste võimaluste tingimustes.

Kasutatud kirjandus

1. Vahelduvvool. [WWW]
http://www.ene.ttu.ee/leonardo/elektro_alused/6Vahelduvvool.pdf (31.05.2016)
2. MSP430x2xx Family User's Guide. [WWW]
<http://www.ti.com/lit/ug/slau144j/slau144j.pdf> (31.05.2016)
3. Measuring Reactive Power in Energy Meters [WWW]
http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/technical-articles/16242282714726reactive_energy_metering_international_edition.pdf
(31.05.2016)
4. Fundamentals of Electrical Power Measurement. Yokogawa Corporation of America [WWW]
http://tmi.yokogawa.com/files/uploaded/Fundamentals_of_Power_Measurement_111412.pdf (31.05.2016)
5. Atmel AVR465: Single-Phase Power/Energy Meter with Tamper Detection. [WWW] http://www.atmel.com/images/atmel-2566-single-phase-power-energy-meter-with-tamper-detection_ap-notes_avr465.pdf (31.05.2016)
6. Transformerless Power Supplies: Resistive and Capacitive. [WWW]
<http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00954A.pdf> (31.05.2016)
7. Application Note. Atmel AVR1631: Single Phase Energy Meter using XMEGA A. [WWW] <http://www.atmel.com/images/doc42039.pdf> (31.05.2016)
8. MCP1700. Low Quiescent Current LDO. [WWW]
<http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/20001826C.pdf>
(31.05.2016)
9. MSP-EXP430G2 LaunchPad Evaluation Kit User's Guide. [WWW]
<http://www.ti.com/lit/ug/slau318g/slau318g.pdf> (31.05.2016)
10. MSP430G2230. Mixed Signal Microcontroller. [WWW]
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/msp430g2230.pdf> (31.05.2016)

11. ACS714. Automotive Grade, Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor. [WWW]
<http://www.allegromicro.com/~media/Files/Datasheets/ACS714-Datasheet.ashx?la=en> (31.05.2016)
12. Ilmar Arro, Julia Derkatš. Signaalide digitaaltöötlus. (2005)
13. BAV99. Small Signal Diode Switching Diode. [WWW]
http://www.elfadistrelec.ee/Web/Downloads/_t/ds/TS_BAV70_99_BAW56_eng_tds.pdf?mime=application%2Fpdf (31.05.2016)

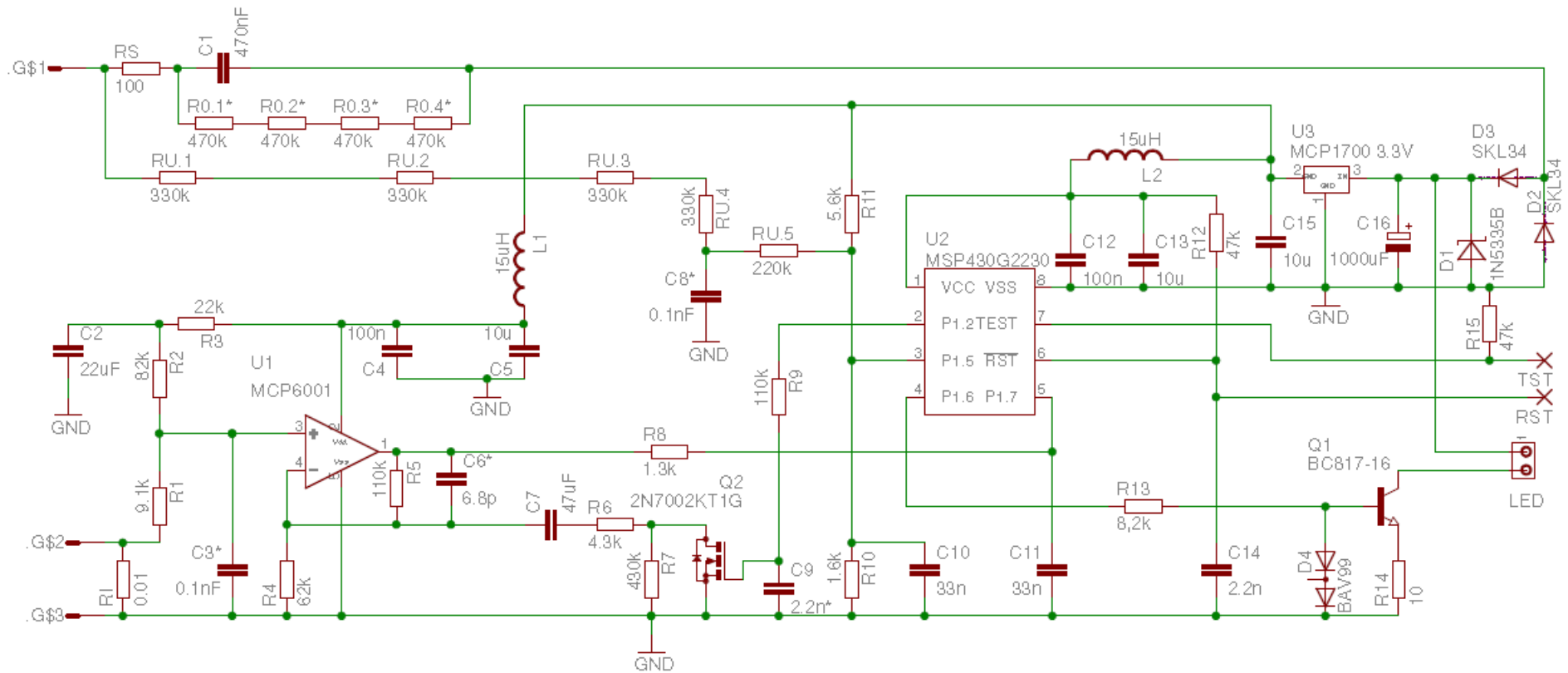
Lisa 1 – Olemasolevate energiatarbe mõõtmise mikroskeemide koondtabel

Nimetus	Kirjeldus	Arendusvahendid	Voolutarve	PWM	ADC	Viikude arv	Hind/Saadavus
MSP430i20[2/3/4]x	16-bit Hardware Multiplier	Texas Instrumens Code Composer Studio (CCS).	275 μ A/MHz @16,384-MHz @3,0V	2x2x16bit	4xSD24 (24bit Sigma-Delta)	SO-28 PW	Mauser: 3,7€
MSP430AFE2x3	16-Bit Hardware Multiplier	MSP430 perekonna käsustik.	220 μ A @ 1MHz @2.2V	2x16bit	3xSD24 (24bit Sigma-Delta)	24-TSSOP	Mauser: 4..5€
Atmel M90E25	Single-Phase High-Performance Wide-Span Energy Metering IC: Irms:15mA..65,535A Urms:0..655,35V P:-32,767..+32,767W S:0..32,767kVA PF:-1.000..+1.000 ϕ : -180° ..+180° Accuracy of 0.1% for active energy over a dynamic range of 5000:1. UART output	Programmeerimise võimalus puudub - valmis toode	3,75mA(A)+2,75mA (D) @VDD=3.3V	Puudub	3xsigma-delta	SO-28	Tavatarnes pole saadaval. Hind teadmata.

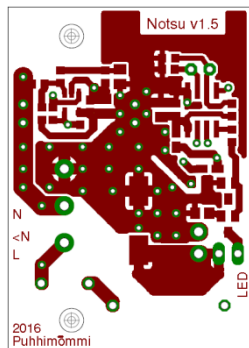
Lisa 2 – Antud projekti sobivate mikrokontrollerite koondtabel

CPU	Arendusvahendid	Toide	ADC	PWM	IO	Korpus	Hind
Texas Instruments MSP430G2230 1/8/12/16MHz 16bit	tarkvara: C-keel, Code Comoser Studio (\$795; vaba koodini kuni 16KB) programmaator: "MSP430 LaunchPad Value Line Development Kit" EXP430G2 (13,7€ oomipood)	220 μ A @ 2,2V @ 1MHz	10bit 4ch	16 bit	4	SOIC-8	Oomipood 0,98€
Microchip PIC10F220 4/8 MHz 8bit	tarkvara: MPLAB® X C-keel (\$995, 60 day trial)	<175 μ A @ 2V, @ 4MHz	8bit 2ch	8 bit	3+1	SOT-23-6	Elfa 0,32€
Microchip PIC12(L)F1501 16 MHz 8bit	programmaator: - USB PIC programmaator K150 ICSP (33€ Oomipood) - PIC Programmer (kit), K8076 (24,08€ Elfa)	30 μ A/MHz @ 1.8V	10bit 4ch	10 bit	5+1	MSOP-8	Elfa 0,38€
Atmel ATtiny13A 128 kHz/4.8/9.6 MHz 8bit	tarkvara: Atmel Studio C/ASM (free)	190 μ A @ 1.8 V, @ 1MHz	10bit 4ch	8 bit	6	DIP-8	Oomipood 1,9€
Atmel ATtiny25 128 kHz/6,4/8 MHz 8bit	programmaator: - T51PROG ELNEC (27.50€ oomipood) - AT90USBKey (Evaluation kit) (29,20€ Elfa)	300 μ A @ 1.8 V @ 1MHz	2x10bit 4ch	8 bit	6	SOIC-8	Elfa 1,02€

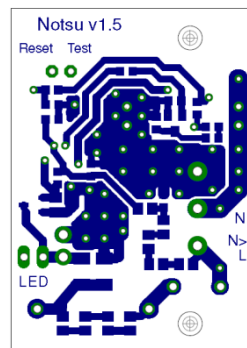
Lisa 3 – Elektriskeem



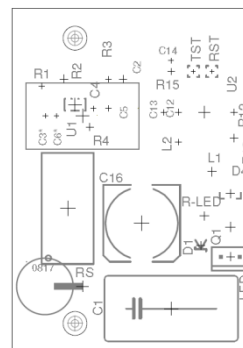
Lisa 4 – PCB ja komponentide paigutus



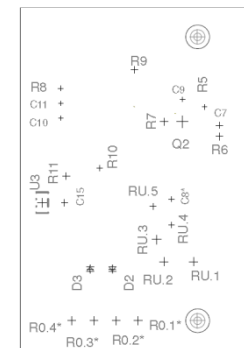
Voolurajad pealtvaates.



Voolurajad altvaates.



Pealmise komponendid.



Alumised komponendid.

Lisa 5 – Komponentide nimekiri (BOM)

Tähis	Nimetus/väärtus	Märkused	Korpus	Tootja kood / Müüja kood	Kuupäev	Hulk	Hind €/tk.	Kokku	Algne skeem kokku
PCB		Brandner OÜ	46,5×32,5 mm	HARREL 2	13.04.2016	1/20	73,36	3,668	3,668
U1	MCP6001R	Operational Amplifier Single 1MHz	SOT-23-5	MCP6001RT-I/OT / Elfa: 173-86-847	26.03.2016	1	0,15	0,15	0,15
U2	MSP430G2230	16 bit low-power µC	SOIC 8	MSP430G2230IDR / Oomipood: 2093992	19.04.2016	1	0,984	0,9842	
U3	MCP1700 3,3V	LDO V-regulator 3.3V	SOT-23-3	MCP1700T-3302E/TT / Elfa: 173-88-881		1	0,34	0,34	
Q1	2N7002	N-MOSFET	SOT-23	2N7002KT1G / Elfa: 300-50-337	25.04.2016	1	0,07	0,07	
Q2	BC817-16	NPN 45V 500mA	SOT-23	Elfa: 171-30-297	16.03.2016	1	0,042	0,042	
D1	1N5337BG	zener 5.1V/4.7V 5 W		Elfa: 170-00-388		1	0,33	0,33	0,33
D2,D3	SKL34	Schottky diode 3 A	SOD-123T	Elfa: 170-02-220		2	0,23	0,46	0,46
D4	BAV99	Silicon 75 V	SOT-23	Elfa: 170-30-075		1	0,034	0,034	
C1	470nF 305VAC	X2 capacitor		B32922C3474M289 / Elfa: 165-10-917	16.03.2016	1	0,63	0,63	0,63
C2	22 µF	6.3VDC	0805	GRM21BR60J226ME39L / Elfa: 165-76-812	26.03.2016	1	0,248	0,248	
C3*	100p	* vajadusel	0603			1		0	
C4, C12	100nF		0603	C0603C104K3RACTU / Elfa: 300-31-613	26.03.2016	2	0,026	0,052	0,026
C5, C13	1 µF	25VDC	0603	GRM188R61E105KA12D / Elfa: 165-50-230	16.03.2016	2	0,083	0,166	
C6*	u. 6,8p	* vajadusel	0603			1		0	
C7	47 µF	4VDC	0805	GRM21BR60G476ME15L / Elfa: 165-76-808	26.03.2016	1	0,359	0,359	

C8*	100p	* vajadusel	0603					0		
C9, C14	2.2nF	50VDC	0603	GRM188R71H222KA01D / Elfa: 165-75-479	25.04.2016	2	0,021	0,042		
C10, C11	33nF	50VDC	0603	GRM188R71H333KA61D / Elfa: 165-72-097	5.04.2016	2	0,021	0,042		
C15	10 µF	1+D366VDC	0805	GRM21BR61C106KE15L / Elfa: 165-50-289	16.03.2016	1	0,213	0,213	0,213	
C16	1000 µF	6,3VDC	SMD 10×10.5	6.3SEV1000M10X10.5 / Elfa: 167-30-973	24.03.2016	1	0,13	0,13	0,13	
Ri	0,01 Ω	± 5% 4.5 W	9x14x15 (pitch 15x2,5)	LPS 357-1 5B 0R01 / Elfa: 160-16-774	29.12.2015	1	0,56	0,56	0,56	
Rs	100 Ω 2 W	Fusible resistor	9 × Ø3.8mm	ULW2-100RJA25 / Elfa: 110-52-307	13.04.2016	1	0,294	0,294	0,294	
R1	9.1 kΩ	± 0.1%	0603	ERA3AEB912V / Elfa: 160-15-686	18.03.2016	1	0,114	0,114		
R2	82 kΩ	± 0.1%	0603	PCF0603R-82KBT1 / Elfa: 110-52-445	16.03.2016	1	0,076	0,076		
R3	33 kΩ *	± 1%	0603	RK: 73H1JTDD3302F / Elfa: 160-45-140	5.04.2016	1	0,017	0,017		
R4	62 kΩ	± 0.1%	0603	ERA3AEB623V / Elfa: 160-15-707	18.03.2016	1	0,114	0,114		
R5, R9	110 kΩ	± 0.1%	0603	ERA3AEB114V / Elfa: 160-15-712	18.03.2016	2	0,089	0,178		
R6	4.3 kΩ	± 0.1%	0603	ERA3AEB432V / Elfa: 160-15-678	16.03.2016	1	0,089	0,089		
R7	430 kΩ	± 1%	0603	ERJPO3F4303V / Elfa: 160-25-402	16.03.2016	1	0,061	0,061		
R8	1,3 kΩ	± 1%	0603	RK73H1JTDD1301F / Elfa: 160-44-812	5.04.2016	1	0,017	0,017		
R10	1,6 kΩ	± 1%	0603	RK73H1JTDD1601F / Elfa: 160-44-838	5.04.2016	1	0,012	0,012		
R11	5,6 kΩ	± 1%	0603	RK73H1JTDD5601F / Elfa: 160-44-960	5.04.2016	1	0,017	0,017		
R12, R15	47 kΩ	± 1%	0603	RK73H1JTDD4702F / Elfa: 160-45-181	25.04.2016	2	0,017	0,034		
R13	8,2 kΩ	± 0.1%	0603	ERA3AEB822V / Elfa: 60-15-685	16.03.2016	1	0,114	0,114		
R14	10 Ω	± 1%	0805	RK73H1JTDD10R0F / Elfa: 160-44-309	5.04.2016	1	0,017	0,017	0,017	
L1, L2	15 µH 150mA	±10%	0805	0805F-150K-01 / Elfa: 110-48-283		2	0,211	0,422		
LED1, LED2	Red, Clear Case		Ø5mm	333-2SDRC/H0/S400-A6 / Elfa: 175-10-760	13.04.2016	2	0,41	0,82	0,82	
Wire	2×0,5m	250 VAC		PVC AWG26	27.04.2016	1	0,29	0,29	0,29	
Con.LED			2,54mm Pin			1		0	0	
TST, RST	WR-PHD	Header THT Straight Bl	2,54mm Pin	61300811121 / Elfa: 300-24-529	13.04.2016	0,25	0,31	0,0775	0,0775	
G1...G3	TERMINAL BLOCK, LOW PROFILE	3 POLE 16 A @ 250 V, 0.3-2 mm ²	15*9mm; 5mm pin	RND 205-00013 / Elfa: 300-42-839	24.03.2016	1	0,29	0,29	0,29	
							Kokku		11,5737	7,955

Lisa 6 – Programmikood

```
#include <msp430.h>
#define LED BIT6 // LED bit (LED is connected to P1.6)
#define Is INCH_7 // ADC source for current (I)
#define bitI BIT7 // current (I) bit=7
#define Us INCH_5 // ADC source for voltage (U)
#define bitU BIT5 // voltage (U) bit=5
#define Ku BIT2 // OA gain switch output bit (OA switch is connected to
P1.2)

#define rPWM_ON BIT1 // PWM ON

static const unsigned short minPWM = 4;

static const unsigned short TA_cnt=4*1249; // 1250
static const unsigned short divK=7; // keskvaartuste summa jagaja AvgI(U)=SumI(U) / 2^divK
// 8MHz / 1250 (=6,4KHz) / 2^divK (128) = 50Hz
static const unsigned short cntK=128; // =2^divK mõõtmiste arv keskvaartuse leidmiseks

static const unsigned short divPWM=0;//3;

static const unsigned short divKm=5;
static const unsigned short cntKmavg=32;
signed char mavgUarr[32], mavgIarr[32]; //unsigned char mavP[16];
// array buffer for ADC reads

unsigned short i=0, u=0, j=0;
unsigned char R=0;

unsigned short TA_cnt_1=0, TA_cnt_2=TA_cnt;

// Function declarations (prototypes)
void ConfigureADC(void); // setting AD converter's parameters
void ConfigureTimer(void); // setting sampling frequency
unsigned short ruutjuur(unsigned short num);

void main(void) {
    WDTCTL = WDTPW | WDTHOLD; // Stop watchdog timer
    BCSCTL1 = CALBC1_8MHZ; // Set calibration for 1MHz //CALBC1_1MHZ;
    DC0CTL = CALDC0_8MHZ; // CALDC0_1MHZ;

    P1DIR |= LED + Ku; // Initialize LED and OA gain switch pins as output
    P1OUT &= ~(LED); // Turn LED off for start: set 0 for P1.6
    P1SEL |= LED; // Turn LED pin (P1.6) to Capture output
    P1OUT |= Ku; // Turn on Higher amplification

    ConfigureADC(); // ADC set-up function call
    ConfigureTimer(); // Timer set-up function call

    signed short dI, dU;
    unsigned short avgI=0, avgU=0;
    unsigned short sumI=0, sumU=0;
    unsigned short sumIrms, sumUrms, avgIrms, avgUrms;
    signed short avgP=0, sumP=0;
    unsigned char k=0;
    unsigned short lPWM=0;

    __enable_interrupt(); // Enable interrupts.

    while(1){
        __low_power_mode_0(); // nothing to do - go to sleep until wakened by timer for
// next ADC sampling
// LPM0, only mode when SMCLK is running as there no ACLK
// is available because missing Quarz Crystal

        // CPU sleeping place when all calculations are done
        // From here starts <new cycle>
        // At first, needed to use/save last ADC readings for i and u to:
        dI = (signed short) i - (signed short) avgI;//(a) find signal changes
        dU = (signed short) u - (signed short) avgU;
        sumI = sumI + i; //b) calculate ADC averages for i and u
        sumU = sumU + u;
        ADC10CTL0 |= ENC + ADC10SC; // last ADC samples are processed, start new sampling

        // dU/bit= 3.3 / 1024=3.22265625 mV => (Kus=103.5) = 333.544921875 mV
        // dI/bit = 1.5 / 1024 = 1.46484375 mV => /Ku*Ks (=20)=0.0732421875 mV => (Ri=0.01)
7.32421875 mA
    }
}
```



```

//dI*dU=2.4429559707641601562500000000012 mW
// dU: 10->8bit => 1334.1796875 mV 9.77W

sumP=sumP + (unsigned long) ((signed short) dI * (signed short) dU);
sumIrms=sumIrms + (unsigned long) ((signed short) dI * (signed short) dI);
sumUrms=sumUrms + (unsigned long) ((signed short) dU * (signed short) dU);

if (k == 0) { // keskmistamine u.50Hz sagedusega
    avgI = sumI >> divK;
    avgU = sumU >> divK;
    if (sumP >= 0){//TODO (margiga arvu ei tohi nihutusega jagada!!!!)
        // siit saab võimsuskemise KUI volubit on püsti, kuigi
        // võimsust pole, on ikkagi registreeritud koormus
        avgP = ((unsigned long) ( sumP)) >> divK;}
    else {
        avgP = ((unsigned long) (-sumP)) >> divK;};
    sumI=0; sumU=0; sumP=0;

    avgIrms = ruutjuur(sumIrms >> divK);
    avgUrms = ruutjuur(sumUrms >> divK);

    LPWM = (LPWM + (unsigned short) (avgIrms) ) >> 1;
    if (LPWM <= minPWM) {
        LPWM = minPWM;
    };

    if (TAOCCR1 != LPWM) {
        TAOCCR1 = LPWM;
    };
    sumUrms =0; sumIrms =0;
}
k=(k+1) & (cntK-1);
};
//return 0;
}

// SQRT integer part calculation
unsigned short ruutjuur(unsigned short num) { // from WWW
    unsigned short ret = 0, bit = 0x8000; // The second-to-top bit is set
    while (num < bit) {
        bit >>= 2;
    }
    while (bit != 0) {
        if (num < ret + bit) {
            ret >>= 1;
        } else {
            num -= ret + bit;
            ret = (ret >> 1) + bit;
        }
        bit >>= 2;
    }
    return ret;
}

#pragma vector=TIMER0_A0_VECTOR // Timer A0 interrupt service routine
__interrupt void Timer_A0(void) {
    __low_power_mode_off_on_exit(); // Only wakes up after CPU. If it sleeps,
    // execution starts from <new cycle>
}

#pragma vector=ADC10_VECTOR // ADC10 interrupt service routine
__interrupt void ADC10_ISR(void) {
    ADC10CTL0 &= ~ENC; // Disable ADC
    while (ADC10CTL1 & BUSY){}; // Ensure that AD converting is completed
    if ( (ADC10CTL1 & 0xF000) == Is){ // Test what ADC input is selected (I)
        i = ADC10MEM; // read ADC value to u
        ADC10CTL1 = Us | (ADC10CTL1 & 0x0FFF); // Sets ADC INPUT to U
        ADC10CTL0 |= ENC + ADC10SC; // Start sampling and conversion by enabling ADC
and setting StartConversion bit
    } else { // selected ADC input is (U)
        u = ADC10MEM; // read ADC value to u
        ADC10CTL1 = Is | (ADC10CTL1 & 0x0FFF); // Sets ADC INPUT to I
    };
}

/**** configurations ****
void ConfigureADC(void){ // Function containing ADC set-up
    ADC10CTL1 = Is // Sets ADC INPUT for I by default
    + ADC10SSEL_3 // ADC clk is SMCLK - ADC10SSEL_3
    + ADC10DIV_2; // MCLK=8MHz/2=4MHz (6,3MHz max ADC_CLOCK)

    ADC10CTL0 = SREF_1 // VR+ = VREF+ and VR- = AVSS
    + ADC10SHT_3 // Sampling (holding) time: 16us (64 x ADC10CLKs =>
1/(8MHz/2)*(64)+13)=
    + REFON // Internal reference voltage on (by default 1.5V used)
}

```

```

    //+ REF2_5V          // Ref voltage
    + ADC10SR           // Reference buffer supports up to ~50 ksps
    + REFBURST         // Reference buffer on only during sample-and-conversion
    + ADC10ON          // Enable ADC unit
    + ADC10IE;         // Enable interrupts ON ADC
    ADC10AEO = bitU + bitI; // Enable corresponding analog inputs
}

void ConfigureTimer(void) { // Function containing Timer and PWM set-up
    TA0CCR0 = TA_cnt;      //
    TA0CCTL1 = OUTMOD_7;  //
    TA0CCR1 = 0;          // alustuseks on välja lüülitatud
    TA0CTL |= TASSEL_2    // SMCLK as source for timer as ACLK not operational without
                          // quartz resonator
                          // Use MC_1= UPN mode timer
                          +MC_1 // Timer input divider by 8 - ID_3, 1-ID_0
                          +ID_0;
    TACCTL0 |= CCIE;      // Enable Interrupts on Timer, start periodic work
}

```