



TAMPEREEN TEKNILLINEN YLIOPISTO
TAMPERE UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

ANTTI RITANEN
TEHOLÄHTEEN SUUNNITTELU KOMPONENTTIEN
MITTAUSELEKTRONIKALLE

Diplomityö

Tarkastaja: Prof. Karri Palovuori
Tarkastaja ja aihe hyväksytty
Tieto- ja sähkötekniikan tiedekunnan
tiedekuntaneuvoston
kokouksessa 03.06.2015

TIIVISTELMÄ

ANTTI RITANEN: Teholähteen suunnittelu komponenttien mittauselektronikalle
Tampereen teknillinen yliopisto
Diplomityö, 82 sivua, 8 liitesivua
Helmikuu 2016
Sähkötekniikan koulutusohjelma
Pääaine: Mikroelektronikka
Tarkastajat: Prof. Karri Palovuori
Avainsanat: Teholähteen suunnittelu, Hakkuriteholähteet, Elektronikkasuunnittelu

Murata Electronics Oy:ssä kehitetään uutta mittauselektronikkaa komponenttien testaukseen. Mittauselektronikan ohessa suunnitellaan teholähde mahdollistamaan mittausjärjestelmän toiminta. Tämän diplomityön tarkoitus on esitellä teholähteen suunnittelu, toteutus sekä testaus.

Suunnittelussa käydään läpi teholähteen rakenne ja keskitytään sekä komponenttien valintaan että mitoitukseen. Diplomityö esittelee sekä valintaperusteet että mitoitukseen käytetyt laskukaavat. Teholähteen toteutus esitellään kytkentäkohtaisesti. Myös teholähteessä käytetyt oheiskomponentit käydään läpi mitoituksineen ja perusteluineen. Testauksessa keskitytään tärkeimpiin teholähteen ominaisuuksiin ja verrataan toteutusta vaatimuksiin.

Suunniteltu teholähde luo erotettuja jännitealueita, joiden jännitteet säädetään mittauselektronikkaa vastaaviksi. Jännitealueet on luotu erottavilla hakkuriteholähteillä ja ulostulevat jännitteet luodaan sekä yksittäisillä että rinnankytketyillä hakkuriteholähteillä. Diplomityö esittelee mitoitukset ja testitulokset eri kytkennöille.

ABSTRACT

ANTTI RITANEN: Design of a Power Source for a Component Measurement System

Tampere University of Technology

Thesis, 82 pages, 8 Appendix pages

February 2016

Master's Degree Programme in Electrical Engineering

Major: Micro electronics

Examiner: Prof. Karri Palovuori

Keywords: Power Supply Design, Switched-Mode Power Supply, DC-DC Converters, Electronics Design

A new version of measurement electronics is being developed at Murata Electronics Oy. The measurement electronics needs also a new powering solution to be able to function. This thesis introduces the development, implementation and testing of the powering solution.

This thesis introduces the structure of the power supply. The main focus will be on choosing the necessary components and measuring and adjusting the connections. The peripheral components and connections are introduced and sized for the power supply. The testing focuses on main properties of power supplies and compares the results to the specifications for the measurement electronics.

The developed power supply creates isolated voltage areas and regulates the output voltages for the measurement electronics. Isolation is achieved with isolated switched mode power supplies. Single and parallel switched-mode power supplies are used for regulating the output voltages. This thesis introduces the measurement and test results of the different connections.

ALKUSANAT

Diplomityö tehtiin Murata Electronics Oy:lle osana uuden mittauselektronikan kehitystä. Kiitos projektille ja HW-tiimille avusta ja mahdollisuudesta kirjoittaa työ. Kiitokset työkavereilleni, jotka jaksoivat väsymättä kysellä valmistumiseni perään. Motivoojia löytyi aina läheltä.

Kiitos esimiehelleni Jani Taimiselle mielenkiintoisesta aiheesta ja ohjaajalleni Konsta Wjugalle avusta. Kiitos professori Karri Palovuorelle työn tarkastamisesta. Suuret kiitokset myös vanhemmilleni, Einelle ja Eerolle, siskolleni Anulle motivoinnista ja henkisestä tuesta. Erityiset kiitokset myös avovaimolleni Noora-Marille jaksamisesta ja tukemisesta. Tämä työ ei olisi valmistunut ilman teitä.

"For the things we have to learn before we can do them, we learn by doing them."
- Aristotle

Vantaa, 5.2.2016

Antti Ritanen

SISÄLLYS

1. Johdanto	1
2. Teholähteet	2
2.1 Teholähteiden toiminta	3
2.2 Teholähteiden ominaisuudet	8
3. Hakkuriteholähteet	11
3.1 Hakkuriteholähteiden perusteet	11
3.2 Hakkuriteholähteiden toiminta	17
3.2.1 Buck-tyyppinen hakkuriteholähde	18
3.2.2 Boost-tyyppinen hakkuriteholähde	24
3.2.3 Buck-boost-tyyppinen hakkuriteholähde	28
3.3 Erotetut hakkuriteholähteet	32
4. Teholähteen suunnittelu	37
4.1 Mittauselektroniikka ja teholähteen vaatimukset	37
4.2 Korkeavirtainen jännitemuunnin	42
4.2.1 Korkeavirtaisen jännitemuuntimen valinta	43
4.2.2 Korkeavirtaisen jännitemuuntimen suunnittelu	46
4.3 Negatiivinen jännitemuunnin	50
4.3.1 Negatiivisen jännitemuuntimen valinta	51
4.3.2 Negatiivisen jännitemuuntimen suunnittelu	54
4.4 Erotetun muuntimen valinta ja suunnittelu	56
5. Teholähteen toteutus ja testaus	62
5.1 Teholähteen oheiskomponentit	62
5.1.1 Teholähteen suojaus	62
5.1.2 Hakkurien oheiskomponentit	67
5.1.3 Järjestelmän oheiskomponentit	69
5.2 Teholähteen testaus	71
5.2.1 Toiminnan varmistus	71

5.2.2	Teholähteen kuormittaminen	73
6.	Yhteenveto	81
6.1	Parannusehdotukset	81
A.	LIITTEET	88
A.1	Komponenttien vertailutaulukot	88
A.2	Teholähteen hakkurien piirikaaviot	93

KUVALUETTELO

1.1 Suunniteltava teholähde.	1
2.1 Matkapuhelimen latauksen kaavio.	3
2.2 Vaihtojännitteinen muuntaja	4
2.3 Tasasuuntaajat.	5
2.4 Lineaariregulaattorin perusteet	6
2.5 Lineaariregulaattorin kytkentäkaavio.	7
3.1 Ideaalisen kytkimen jännitteenpudottaja.	12
3.2 Buck-hakkuriteholähde kytkimellä.	14
3.3 Buck-hakkuriteholähde.	14
3.4 Buck-hakkuriteholähde, 2 transistoria.	16
3.5 Buck-hakkuriteholähteen kuvaajat.	19
3.6 Buck-hakkuriteholähteen toiminta.	19
3.7 Pulssisuhteen vaikutus buck-hakkuriteholähteen ulostulojännitteeseen	22
3.8 Kondensaattorin jännitteen ja virran vaihtelu Buck-hakkuri teholähteessä.	23
3.9 Buck-hakkuriteholähde.	25
3.10 Buck-hakkuriteholähteen kuvaajat.	26
3.11 Buck-hakkuriteholähteen toiminta.	27
3.12 Pulssisuhteen vaikutus boost-hakkuriteholähteen ulostulojännitteeseen	28
3.13 Buck-hakkuriteholähde.	29
3.14 Buck-boost-hakkuriteholähteen kuvaajat.	30

3.15 Buck-hakkuriteholähteen toiminta.	31
3.16 Pulssisuhteen vaikutus buck-boost-hakkuriteholähteen ulostuloon . . .	32
3.17 Flyback-tyyppinen hakkuriteholähde.	33
3.18 Buck-hakkuriteholähteen kuvaajat.	34
3.19 Forward- ja push-pull hakkuriteholähteet.	35
4.1 Suunniteltava teholähde määrittelyineen.	42
4.2 Webench-työkalun alkuarvot	44
4.3 Webench-työkalun suositukset	45
4.4 LTM4612 ja LTM8026 hyötysuhteiden vertailu.	45
4.5 Webench-työkalun hyötysuhde TPS40170:lle	46
4.6 LTM8026:n hyötysuhde kuormavirran mukaan, -12 V ulostulo.	54
5.1 Suunniteltava teholähde komponentteineen.	63
5.2 Suojapiirin LTC4346 kytkentäkaavio	66
5.3 Oskillaattoriin LTC4346 kytkentäkaavio	68
5.4 Digitaalisen raakasähkön ajoituskuva.	74
5.5 Kuormavastusten kytkentälevy.	75
5.6 Jännitteiden, virtojen ja lämpötilan luku kehitysalustalla.	76
5.7 Kuormituksen vaikutus hakkurinelikon ulostuloon.	78
A.1 Korkeavirtaisen jännitemuuntimen piirikaavio	93
A.2 Negatiivisen jännitemuuntimen piirikaavio	94
A.3 Erottavan UVQ-teholähteen piirikaavio	95

TAULUKKOLUETTELO

3.1	Buck-hakkuriteholähteen suureiden arvot kytkimen eri tiloissa.	20
3.2	Boost-hakkuriteholähteen suureiden arvot kytkimen eri tiloissa.	27
3.3	Buck-Boost-hakkuriteholähteen suureiden arvot kytkimen eri tiloissa.	30
4.1	Käytetyn mittauselektroniiikan käyttöjännitteet.	38
4.2	Uuden mittauselektroniiikan käyttöjännitteet.	39
4.3	Pohjakortin ulostulojännitteiden vaatimukset.	42
4.4	Korkeavirtaisen muuntimen tarvitsemat ominaisuudet.	43
4.5	Negatiivisen jännitemuuntimen tarvitsemat ominaisuudet.	51
4.6	Käyttöjännitemuuntajien syötölle lasketut minimitehot.	58
4.7	Erottavan jännitemuuntimen tarvitsemat ominaisuudet.	59
5.1	Suojapiirin LTC4346 mitoitettut komponentit.	66
5.2	Oskillaattori- ja viivepiirille LTC6909 lasketut taajuudet.	68
5.3	Viivepiirille MAX6896 lasketut komponenttien arvot.	71
5.4	Teholähteen ulostulojen maksimiteholle vaadittavat vastukset.	75
5.5	Neljän rinnakkainkytketyn hakkurin mitatut ulostulojännitteet eri kuormilla.	77
5.6	Teholähteen lämpeneminen ilman jäähdytystä.	79
5.7	Teholähteen kuormitus jäähdytyslevyllä ja tuulettimella.	80
A.1	Korkean virran DC–DC-muuntimet.	89
A.2	Negatiivisen jännitteen DC–DC-muuntimet.	90

A.3 Erotetut DC–DC-muuntimet.	91
A.4 Korkeavirtaisten jännitemuuntimien oheisvastusten arvot.	92

LYHENTEET JA MERKINNÄT

ADC	Analog to Digital Converter, muunnin analogiajännitteestä digitaaliseksi
BOM	Bill Of Materials, osaluettelo
CMRR	Common Mode Rejection Ratio, samanmuotoisten häiriöiden suodatuskyky
DDR	Dual Data Rate Memory, SDRAM-tyyppi, jossa hyödynnetään kellon nousevaa ja laskevaa reunaa
ESR	Equivalent Series Resistance, kondensaattorin sarjaresistanssi
FPGA	Field Programmable Gate Array, ohjelmoitava logiikkapiiri
I2C	Inter-Integrated Circuit, Sarjamuotoinen kommunikaatioprotokolla
LDO	Low-Dropout Regulator, matalan kynnysjännitteen lineaari-regulaattori
LED	Light Emitting Diode, diodi, joka synnyttää valoa johtaessaan
LVDS	Low Voltage Differential Signaling, matalajännitteinen sarjamuotoinen differentiaalinen kommunikaatioprotokolla
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor, kanava-transistori
SDRAM	Synchronous Dynamic Random-Access Memory, synkronoitu muistityyppi
SoC	System on a Chip, yhdelle piirille integroitu systeemi, esimerkiksi FPGA ja mikroprosessori yhdellä piirillä
SPI	Serial Peripheral Interface, sarjamuotoinen kommunikaatioprotokolla
SPICE	Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis, piirikaaviosimulaattori
PSRR	Power Supply Rejection Ratio, käyttöjännitehäiriöiden suodatuskyky
PWM	Pulse Width Modulation, pulssinleveysmodulaatio
SRIO	Serial RapidIO, sarjamuotoinen differentiaalinen kommunikaatioprotokolla
USB	Universal Serial Bus, sarjaväyläarkkitehtuuri pääasiassa tietokoneen ja oheislaitteiden välille

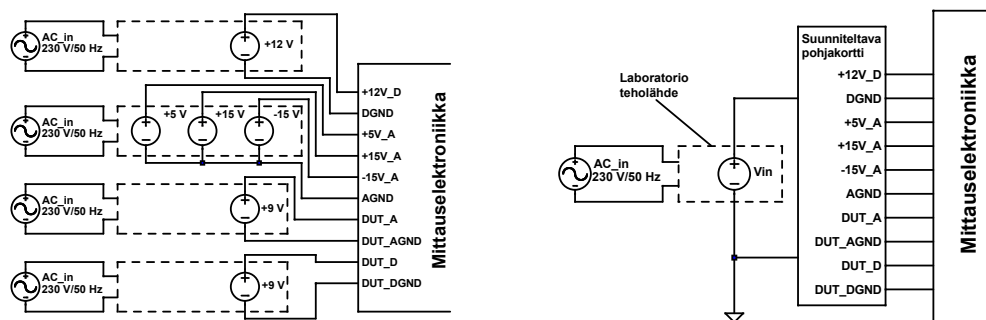
η	Hyötysuhde
θ	Lämpöresistanssi
ϕ	Magneettivuo
ϕ_{avg}	Magneettivuon keskiarvo
ϕ_m	Magneettivuo muuntajan sydämessä
ϕ_{p-p}	Magneettivuon muutos
AC_{in}	Verkkovirta
C	Kapasitanssi
C_{ss}	Soft-start-kapasitanssi
D	Pulssisuhde
f	Taajuus
f_{sw}	Katkontataajuus
I	Virta
I_C	Kondensaattorin jännite
I_{diode}	Diodin jännite
I_{in}	Sisäänmenovirta
I_L	Kelan jännite
I_{load}	Kuormavirta
I_{max}	Maksimivirta
I_{min}	Minimivirta
I_{out}	Ulostulovirta
k	Boltzmannin vakio
L	Induktanssi
$M(D)$	Ulostulojännitteen suhde sisäänmenojännitteeseen
n_{in}	Johtimien kierrosmäärä sisäänmenossa
n_{out}	Johtimien kierrosmäärä ulostulossa
P	Teho
P_{in}	Sisäänmenoteho
P_{loss}	Hukkateho
P_{max}	Maksimiteho
P_{out}	Ulostuloteho
q	Sähkövaraus
R	Resistanssi
R_{adj}	Hakkurin ulostulon asetusresistanssi
R_{dcr}	Kelan sisäinen resistanssi
$R_{ds(on)}$	Transistorin johtavan tilan resistanssi
R_{ESR}	Kondensaattorin ESR-sarjaresistanssi
R_{fb}	Takaisinkytkentäresistanssi
R_{load}	Kuormaresistanssi

T	Lämpötila
T_{local}	Paikallinen lämpötila
t	Aika
t_{off}	Aika, jonka laite on pois päältä
t_{on}	Aika, jonka laite on päällä
t_s	Kokonaisjaksonaika
$t_{softstart}$	Muuntimen käynnistysaika
V	Jännite
v_{avg}	Jännitteen keskiarvo
V_D	Diodin kynnysjännite
V_{in}	Sisäänmenojännite
V_{max}	Maksimijännite
V_{min}	Minimijännite
V_n	Häiriöiden jännitetaso
V_{out}	Ulostulojännite
V_{ref}	Referenssijännite
V_{sw}	Kytkimen jännite

1. JOHDANTO

Elektroniikka vaatii toimiakseen teholähteen. Teholähteiden ja tehoelektroniikan tehtävänä on mahdollistaa muiden laitteiden toiminta. Niiden avulla luodaan tarvittava rajapinta elektronisen lähteen ja kuorman välille. Lähteen ulostulo on harvoin kuorman vaatimassa muodossa. Eroja löytyy esimerkiksi taajuuden ja amplitudin välillä.

Murata Electronics Oy:ssä päivitetään käytössä olevaa mittauselektroniikkaa uudempaan versioon. Mittauselektroniikka mahdollistaa eri tuotteiden validoinnin ja toiminnan varmistamisen. Uuden version ohella mittauselektroniikalle suunnitellaan uusi teholähde. Aiemmin mittauselektroniikan käyttöjännitteet on syötetty useammalla eri laboratorioteholähteellä, kuten nähdään kuvasta 1.1(a). Uusi teholähde mahdollistaa mittauselektroniikan käytön yhdellä teholähteellä. Kuvassa 1.1(b) nähdään mittauselektroniikan jännitesyöttö uudella teholähteellä.



(a) Mittauselektroniikan alkuperäinen tehonsyöttö.

(b) Suunniteltava tehonsyöttö.

Kuva 1.1 Suunniteltava teholähde.

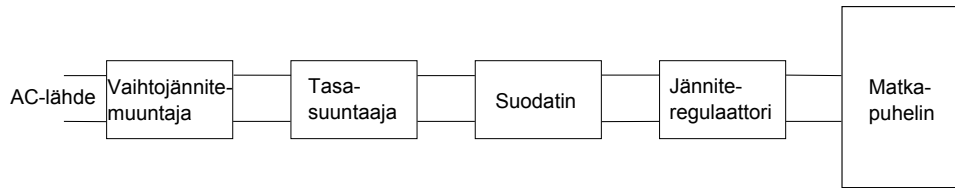
Tässä työssä käsitellään teholähteen suunnittelu ja testaus. Tavoite on luoda ensimmäinen versio teholähteestä, jolla varmistetaan kytkentöjen toiminta. Toinen tavoite on saada toimiva teholähde vanhalle mittauselektroniikalle. Lopputuloksena tulee olla teholähde, joka toimii vanhalla mittauselektroniikalla ja antaa riittävästi tehoa uudelle mittauselektroniikalle.

2. TEHOLÄHTEET

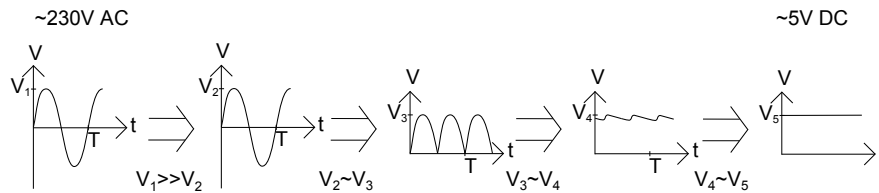
Teholähteet mahdollistavat elektronisten järjestelmien toiminnan. Tämä luku esittelee teholähteitä yleisellä tasolla. Lisäksi käsitellään teholähteiden suunnitteluun ja testaukseen liittyviä käsitteitä. Luvussa perustellaan tarve teholähteille ja tehoelektronikalle.

Esimerkkinä teholähteestä käytetään matkapuhelimen latausta, mutta periaatte on sama muillekin laitteille. Matkapuhelimen latauksessa sähkötehoa muutetaan muodosta toiseen. Suomen sähköverkossa 230 V:n jännite kulkee keskimäärin 50 Hz:n taajuisena vaihtovirtana. Nykyiset matkapuhelimet käyttävät lataamiseen tasavirtaa yleensä 5 V:n jännitteellä. Jotta matkapuhelinta on mahdollista ladata sähköverkon kautta, täytyy jännite muuntaa vaihtojännitteestä tasajännitteeksi ja pienentää jännitettä 230 V:sta noin 5 V:iin. Lisäksi suurinta mahdollista virtaa täytyy rajoittaa sekä matkapuhelimen että käyttäjän suojelemiseksi. Tämä tehoelektronikan komponenttien rakentama ketju mahdollistaa matkapuhelimen latauksen, ja kaaviokuva latausoperaatiosta löytyy kuvasta 2.1. Kuvien selkeyttämiseksi jännitekuvaajissa oletetaan eri vaiheiden väliset häiriöt pieniksi. Kuvan lohkojen lisäksi matkapuhelimissa on sisäänrakennettuna erilaisia suodatuksia ja suojausosia, joita tarvitaan latauksen hallitsemiseksi [8, 9, 45].

Luvun alussa esitellään kuvan lohkot. Alku toimii johdatuksena teholähteisiin sekä niiden osiin. Tämän jälkeen tutustutaan teholähteisiin liittyviin ominaisuuksiin ja tärkeimpiin arvoihin. Esiteltyjä ominaisuuksia hyödynnetään myöhemmin erilaisten teholähteiden vertailuun. Kaikkia teholähteiden tunnusarvoja ei käydä läpi, vaan keskittyä tässä työssä olennaisiin ja merkityksellisiin arvoihin. Pääpaino on regulaattorien tärkeimmissä ominaisuuksissa.



(a) Kaaviokuva matkapuhelimen lataamisesta.



(b) Jännite esitettynä ajan suhteen eri lohkojen välissä.

Kuva 2.1 Matkapuhelimen latausjännitteen luontivaiheet jännittekäyrineen.

2.1 Teholähteiden toiminta

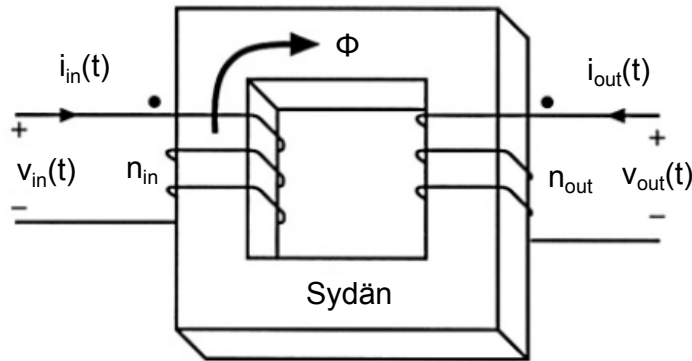
Kuvassa 2.1 oleva kaavio edustaa peruskytkentää, kun otetaan vaihtojännitteisestä sähköverkosta virtaa tasajännitteellä toimivalle laitteelle. Eri käyttötarkoituksissa osa lohkoista vaihtuu, mutta peruseriaate on kuvan mukainen. Kuvissa jännitetasot on merkitty lähes samoiksi, mutta siitä huolimatta jokaisella vaiheella on omat häviönsä muun muassa kytkentöjen impedanssien ja diodien kynnsjännitteiden takia.

Ensimmäisessä vaiheessa pienennetään sähköverkosta tuleva 230 V:n jännite matalammaksi. Tähän käytetään vaihtojännitemuuntajaa. Muuntaja siirtää energiaa sisäänmenonsa ja ulostulonsa välillä kelojen välityksellä. Sisäänmenevä vaihtuva virta luo johtimen ympärille magneettikentän. Tuomalla toinen johdin leikkaamaan magneettikenttää, magneettivuo indusoi virran ulostulon johtimeen. Tehon siirtymistä edistetään käyttämällä johtavan rautasydämen ympärille kierrettyä rakennetta.

Kuvassa 2.2 on normaalin vaihtojännitemuuntajan rakenne. Kuvassa vasemmalla puolella on sisääntuleva jännite $v_{in}(t)$ ja virta $i_{in}(t)$. Johtimen läpi kulkeva virta luo magneettivuon ϕ rautasydämen sisälle. Ulostulossa nähdään vuon aiheuttama virta $i_{out}(t)$ ja jännite $v_{out}(t)$. Johtimien kierrosmäärä rautasydämen ympärillä on n_{in} sisäänmenossa ja n_{out} ulostulossa. Kelojen kiertosuhde vaikuttaa sisääntulevan

ja ulostulevan jännitteen suhteeseen [15, 16, 13, 44]. Ilman häviöitä kiertosuhteiden ja jännitteiden välinen suhde on vakio:

$$\frac{v_{in}}{n_{in}} = \frac{v_{out}}{n_{out}} \quad (2.1)$$

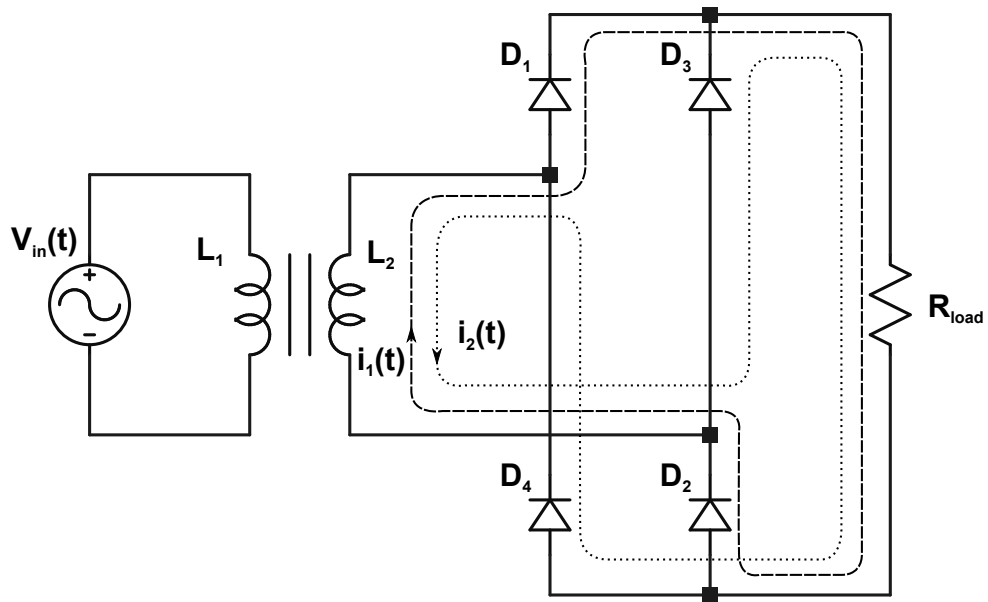


Kuva 2.2 Vaihtojännitteisen muuntajan rakenne (muokattu [13]).

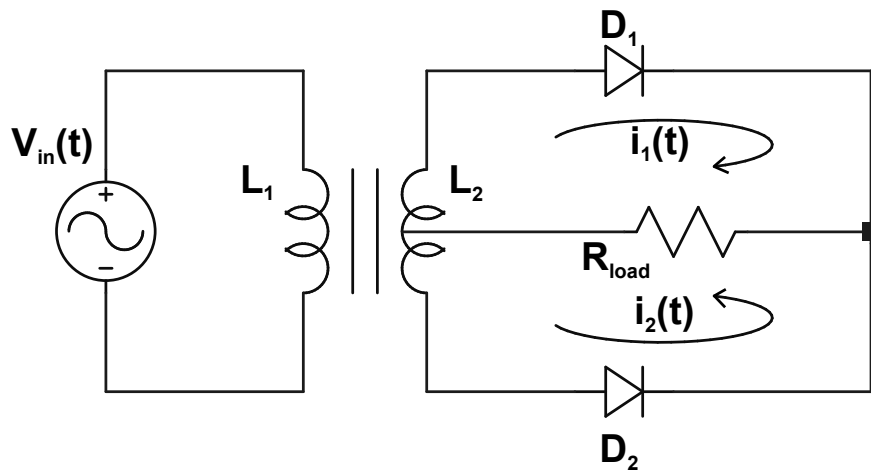
Seuraavaksi vaihtojännitteen negatiiviset jännitteet joko poistetaan tai vaihtoehtoisesti käännetään positiivisiksi tasasuuntaajalla. Tasasuuntaus tehdään esimerkiksi neljän diodin diodisillalla tai keskiulostulolla varustetun muuntajan ja kahden diodin avulla.

Kuvassa 2.3(a) nähtävän diodisillan tapauksessa muuntajan kautta tuleva positiivinen jännite kulkee virran $i_1(t)$ mukaisesti. Virta kulkee diodin D_1 kautta kuormalle R_{load} ja palaa diodin D_2 kautta takaisin muuntajan kelaan. Negatiivinen jännite kulkee merkityn virran $i_2(t)$ mukaisesti. Tällöin virta kulkee diodin D_3 läpi siirtyen kuormaan ja palaten diodin D_4 läpi takaisin muuntajaan. Negatiivisella ja positiivisella aallonpuolikkaalla virta muuntajan kelan läpi on päinvastainen, mutta diodit ohjaavat virran samansuuntaisesti kuormalle R_{load} .

Kuvassa 2.3(b)) nähdään kahden diodin tasasuuntaaja. Sisäänmenon positiivisen jännitteen virta $i_1(t)$ kulkee diodin D_1 läpi kuorman kautta takaisin muuntajan keskinapaan. Negatiivisen jännitteen virta $i_2(t)$ kulkee diodin D_2 läpi kuorman kautta muuntajan keskinapaan. Muuntajan keskinapa toimii kytkennässä referenssipisteenä, jota voi käyttää maatasona. Myös kahden diodin tasasuuntaajalla virrat kulkevat kuorman yli samaan suuntaan luoden positiivisen jännitteen [41, 35, 44].



(a) Diodisillan tasasuuntaaja.



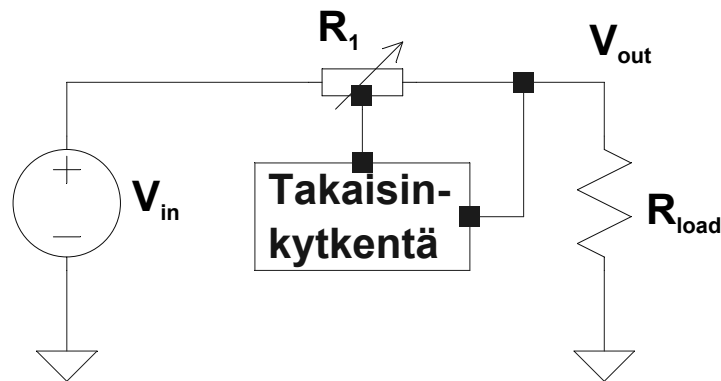
(b) Kahden diodin tasasuuntaaja.

Kuva 2.3 Kaaviokuva kahdesta erilaisesta tasasuuntaajasta.

Seuraavaksi tasasuunnattu jännite menee suodattimeen. Suodattimessa jännitteestä poistetaan suurimmat muutokset ja ulostulosta muokataan tasaisempi seuraavaa lohkoa varten. Tähän käytetään alipäästösuotimia, jotka poistavat signaalista korkeita taajuuksia. Korkeiden taajuuksien poisto luo tasaisemman ulostulon ja suurimmat häiriöt poistuvat. Usein yksiasteinen alipäästösuodin riittää tekemään signaalista tarpeeksi tasaisen, että seuraava jänniteregulaattori luo matalahäiriöisen ulostulon. Riippuen sovelluksesta ja myöhemmästä suodatuksesta, yksiasteinen suodatus ei aina riitä ja suodatukseen täytyy käyttää useampiasteista alipäästösuodinta.

Suodatettu signaali menee seuraavaksi jänniteregulaattoriin. Jänniteregulaattorin tehtävä on pitää ulostulojännite tasaisena huolimatta sisäänmenojännitteen ja kuormavirran muutoksista. Tasajännitteen luomiseen käytetään yleisimmin joko lineaarista jänniteregulaattoria tai hakkuriteholähdettä. Hakkuriteholähde käsitellään tarkemmin luvussa 3.1.

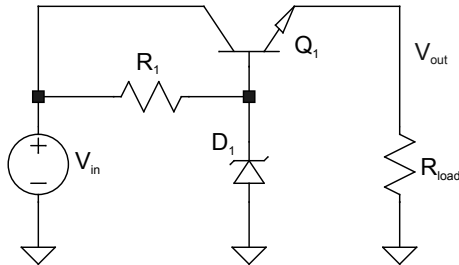
Lineaarisen regulaattorin peruseriaate on toimia muuttuvana kuormana sisäänmenon ja ulostulon välissä. Kuvassa 2.4 nähdään lineaariregulaattorin toimintaperiaate. Kuorman R_1 arvo vaihtelee asetetun ulostulojännitteen V_{out} ja sisääntulevan jännitteen V_{in} erotuksen mukaan pitäen ulostulojännitteen vakiona. Lineaarisen regulaattorin toimintaa ohjataan takaisinkytkennän avulla. Lineaariregulaattori kuluttaa sen yli jäävän tehon lämpötehoksi.



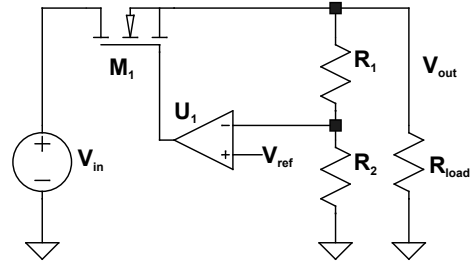
Kuva 2.4 Lineaariregulaattorin toiminnan peruseriaate.

Lineaariregulaattorin rakenne koostuu transistorista, jonka toimintaa ohjataan referenssijännitteen mukaan. Lineaariregulaattorilla käytetään usein Darlingtionkytkettyä NPN- tai PNP-tyyppistä bipolaaritransistoria. Kuvassa 2.5(a) nähdään pelkistetty lineaariregulaattorin kytkentä, jossa käytetään yksittäistä transistoria selkeyden vuoksi. Zener-diodi D_1 pitää transistorin Q_1 kannan ohjausjännitteen vakiona, jolloin ulostulojännite pysyy

tasaisena. Tarkemman ohjauksen saa käyttämällä kuvan 2.5(b) tyyppistä takaisinkytkentää, missä transistorin ohjaukseen käytetään operaatiovahvistinta U_1 . Operaatiovahvistin vertaa vastusjaolla takaisinkytkettyä ulostulojännitettä tarkkaan referenssijännitteeseen V_{ref} . Lineaariregulaattorin kynnyksjännite on noin 1,7-2,5 V ja maksimivirta ulostulossa voi olla jopa 10 A.



(a) Lineaariregulaattorin pelkistetty kytkentä zener-diodilla.



(b) LDO lineaariregulaattorin pelkistetty kytkentä.

Kuva 2.5 Pelkistetyt kytkentäkaaviot lineaariregulaattorista.

Toinen usein käytetty lineaariregulaattorikytkentä on kuvassa 2.5(b) nähtävä LDO (Low-Dropout) lineaariregulaattori. Kuvan tilanteessa nMOS-tyyppistä (Metal Oxide Semiconductor) kanavatransistoria (FET, Field Effect Transistor) M_1 ohjataan takaisinkytkennän avulla. LDO:n transistorina käytetään esimerkiksi PNP bipolaaritransistoria. LDO lineaariregulaattori eroaa lineaariregulaattorista siten, että sen kynnyksjännite on matalampi, noin 0,1-0,7 V. Maksimivirta on yleensä matalampi kuin lineaariregulaattorilla, noin 1 A. LDO regulaattoreita löytyy jopa 7,5 A:n versioina, kuten MIC2975X [34].

LDO regulaattorilla on mahdollista saavuttaa pienempi tehohäviö kuin lineaariregulaattorilla. Pienempi tehohäviö saadaan pienemmän kynnyksjännitteen avulla. Lineaariregulaattorin hyötysuhde voi olla LDO:ta parempi, kun kynnyksjännite on yli 3 V tai käytettäessä vaihtojännitettä.

Lineaariregulaattorin etuihin kuuluu pieni kohina, matala virrankulutus ilman kuormaa ja yksinkertaisuus. Yksinkertaisen rakenteensa takia lineaariregulaattorit ovat halpoja, jopa alle 0.10 €/kpl [3]. Lineaariregulaattorin ongelmana on matala hyötysuhde, kun ulostulon ja sisäänmenon erotus on suuri tai ulostulovirta on korkea. Matala hyötysuhde nostaa komponentin lämpötilaa. [4, 29, 33, 44, 54, 55]

2.2 Teholähteiden ominaisuudet

Teholähteen täytyy toimia luotettavasti kaikissa järjestelmän olosuhteissa. Valitun teholähteen on annettava tarvittu ulostulojännite valitulla sisäänmeno-jännitealueella. Sisäänmeno- ja ulostulojännitealueet on ilmoitettu komponenttien datalehdillä.

Teholähteiden toimintaa rajoittava tekijä on maksimiteho:

$$P_{max} = V_{out} * I_{out} \quad (2.2)$$

missä P_{max} on maksimiteho, V_{out} on ulostulojännite ja I_{out} on ulostulovirta. Hyötysuhde määrittelee ulostulevan- ja sisäänmenevän tehon suhteen:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{loss}} \quad (2.3)$$

missä η on hyötysuhde, P_{out} on teholähteen ulostuleva teho, P_{in} sisäänmenevä teho ja P_{loss} hukkateho. Hukkateho muuttuu teholähteessä lämmöksi. Teholähteen on toimittava kaikissa toimintaympäristön lämpötiloissa määritellyllä maksimikuormalla.

Ulostulojännitteen laatu on usein yksi kriittisimpiä tekijöitä teholähteen suunnittelun ja valinnan kannalta. Teholähteen tehtävänä on suodattaa sisääntulossa olevat häiriöt vaaditulle tasolle.

Sisäänmenon kohina on yleisin ulkoisesti vaikuttava häiriölähde LDO lineaariregulaattoreissa [2]. Teholähteillä on ominaisuus suodattaa sisäänmenossa näkyviä häiriöitä. Sisääntulon suodatusominaisuutta kutsutaan PSRR:ksi (Power Supply Rejection Ratio). PSRR esitetään logaritmisella asteikolla sisäänmenevän ulkoisen signaalin $V_{in}(ext)$ ja ulostulevan ulkoisen signaalin $V_{out}(ext)$ suuruuden mukaan:

$$PSRR = 20 * \log\left(\frac{V_{out}(ext)}{V_{in}(ext)}\right) \quad (2.4)$$

PSRR on riippuvainen taajuudesta ja sen arvo pienenee korkeammilla taajuuksilla. Regulaattorien sisäänmenossa ja ulostulossa käytettävät kondensaattorit suodattavat kohinaa korkeammilla taajuuksilla pienentäen PSRR:n taajuusriippuvuuden vaikutusta.

PSRR:n lisäksi datalehdillä mainitaan usein linja- ja kuormaregulointi (line regulation, load regulation). Linjaregulointi kertoo, kuinka paljon muutos sisäänmenossa ΔV_{in} vaikuttaa ulostuloon ΔV_{out} :

$$\text{line regulation} = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in}} \quad (2.5)$$

PSRR ottaa huomioon koko kaistan, mutta linjaregulointi käsittelee nopeita muutoksia ja piikkejä. Kuormaregulointi tarkoittaa kytkennän kykyä säilyttää ulostulojännitteensä kuormituksen muuttuessa. Sen arvo kertoo ulostulovirran muutoksen ΔI_{out} vaikutuksesta ulostulojännitteeseen ΔV_{out} :

$$\text{load regulation} = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta I_{out}} \quad (2.6)$$

Ulostulojännitteen häiriöihin vaikuttavia ulkoisia tekijöitä ovat myös magneettinen kytkeytyminen sekä mekaaniset voimat. Sekä teholähteiden ulostulon suodatuksessa käytettävät kelat että hakkuriteholähteet luovat ympärilleen magneettisen vuon. Syntyvä vuo voi kytkeytyä muihin piireihin sekä signaaleihin. Järjestelmä täytyy suojata magneettisilta kytkeytymisiltä, jos järjestelmä tai ympäristö on herkkä kytkeytymiselle. Piirilevyn suunnittelulla häiriöitä saadaan pienennettyä. Piezoelektristen materiaalien ominaisuutena on muuttaa jännitettään mekaanisen muutoksen suhteen. Mekaaniset voimat, kuten tärähdykset, vaikuttavat piezoelektristen komponenttien yli olevaan jännitteeseen. Arvoltaan suuret keraamiset kondensaattorit ovat herkkiä mekaanisille värähtelyille. [2, 53]

Regulaattorien sisäinen toiminta aiheuttaa häiriöitä ulostulossa. Hakkuriteholähteissä jännitteen katkomisesta aiheutuu rippeliä eli jaksollista häiriötä, jota käsitellään tarkemmin alaluvussa 3.2. Lineaariregulaattoreissa suurimpia sisäisen kohinan tyyppejä ovat lämpökohina sekä vaaleanpunainen kohina.

Lämpökohina on valkoista kohinaa eli tehospektriltään tasaista. Se muodostuu johtimissa ja puolijohteissa olevien vapaiden varauksenkuljettajien lämpöliikkeestä absoluuttisen nollapisteen yläpuolella. Tätä kuvaa kaava:

$$V_n = \sqrt{4kTRB} \quad (2.7)$$

missä k on Boltzmannin vakio, T lämpötila(K), R resistanssi(Ohm) ja B kaista(Hz).

Toinen puolijohteissa esiintyvä kohinatyypä on vaaleanpunainen kohina tai $1/f$ -kohina. Vaaleanpunaisella kohinalla tarkoitetaan kohinaa, jossa jokaisella taajuusdekadilla on saman verran taajuustehoa. Puolijohteissa vaaleanpunainen kohina syntyy muun muassa epäpuhtauksista ja kidevirheistä. Nämä epäideaalisuudet sitovat ja vapauttavat varauksenkuljettajia satunnaisesti.

Teholähteen ulostulon tarkkuus määrittelee kuinka lähelle määriteltyä arvoa ulostulo asettuu. Tarkkuus esitetään usein prosenteissa ja perusregulaattorilla saavutetaan 5 %:n tarkkuus. Lasertrimmatuilla regulaattoreilla mahdollistetaan alle 2 %:n tarkkuus. [13, 29, 35, 50, 53, 55, 56]

3. HAKKURITEHOLÄHTEET

Aiemmissa luvuissa käytiin läpi erilaisia teholähteitä ja testausjärjestelmän vaatimuksia. Tämän luvun tehtävä on esitellä tarkemmin komponentteja, joista teholähde muodostuu. Käytettäessä korkeita tehoja ja suuria eroja sisäänmeno- ja ulostulojännitteen välillä, tehohäviöt lineaarisella regulaattorilla kasvavat liian suuriksi. Hakkuriteholähde toimii korkeammalla hyötysuhteella sisäänmeno- ja ulostulojännitteen eron ollessa suuri.

Luvun alussa käsitellään yleisiä käsitteitä hakkuriteholähteistä sekä esitellään kytkennän peruskomponentit ja ominaisuudet. Tämän jälkeen syvennyttään tarkemmin erityyppisiin hakkuriteholähteisiin ja niiden toimintaan. Luvun lopussa käydään läpi ratkaisuja sisäänmenon ja ulostulon erottamiseen galvaanisesti toisistaan. Lopussa keskityttään erottaviin hakkuriteholähteisiin, niiden toimintaan sekä erilaisiin toteutuksiin.

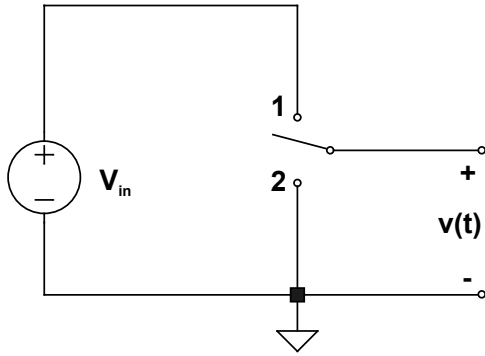
3.1 Hakkuriteholähteiden perusteet

Lineaariregulaattoreilla sisäänmenon ja ulostulon jännite-ero määrittelee teholähteen hyötysuhteen. Hyötysuhde vaikuttaa tehohäviöihin ja piirissä syntyvään lämpöön, mikä tekee lineaariregulaattorin käytön korkeilla tehoilla haasteelliseksi. Hakkuriteholähteillä päästään korkeisiin (jopa yli 90 %) hyötysuhteisiin myös silloin, kun jännite-ero teholähteen yli on suuri.

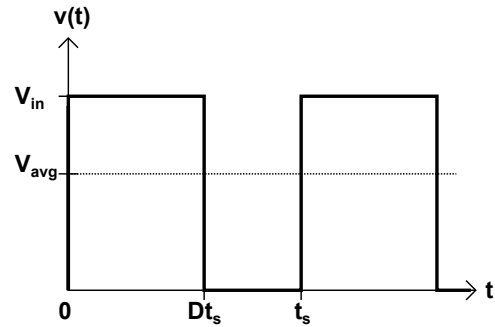
Hakkuriteholähteet perustuvat sisäänmenojännitteen katkomiseen. Kytkenä perustuu ohjattavaan kytkimeen. Kytkenän malli nähdään kuvassa 3.1(a). Oletetaan kytkennän esittelyssä kytkin ideaaliseksi. Ideaalisen kytkimen ollessa kiinni, resistanssi sen yli on nolla. Ideaalisen kytkimen ollessa auki, resistanssi sen yli on ääretön. Ideaalinen kytkin vaihtaa tilaansa välittömästi. Kytkimen ollessa asennossa 1, sisäänmenojännite V_{in} syöttää ulostuloa $v(t)$. Kytkimen ollessa asen-

nossa 2, ulostulo ohjautuu maatasoon. Kytkintä ohjataan kytkemällä se ajaksi t_{on} asentoon 1 ja ajaksi t_{off} asentoon 2. Jaksonpituudeksi saadaan:

$$t_s = t_{on} + t_{off} \quad (3.1)$$



(a) Kytkimen kytkentäkaavio.



(b) Kytkennän kuvaaja.

Kuva 3.1 Ideaalinen kytkin pienentämässä jännitettä.

Kytkintä ohjataan katkontataajuudella f_{sw} , joka saadaan kokonaisjaksonajasta t_s :

$$f_{sw} = \frac{1}{t_s} \quad (3.2)$$

Pulssisuhteeksi D kutsutaan ajan t_{on} suhdetta kokonaisjaksonaikaan t_s . Tätä kuvaa kaava:

$$D = \frac{t_{on}}{t_s} = t_{on} f_{sw} \quad (3.3)$$

Avaamalla ja sulkemalla kytkintä saadaan kuvan 3.1(b) jännite ulostuloon. Ulostulojännitteen keskiarvo saadaan integroimalla kuvaajaa jaksonajan yli:

$$v_{avg} = \frac{1}{t_s} \int_0^{t_s} v(t) dt \quad (3.4)$$

Kuvaajasta nähdään, että jännite jaksonajan yli on $Dt_s V_{in}$. Jännitteen keskiarvoksi saadaan:

$$v_{avg} = \frac{1}{t_s}(Dt_s V_{in}) = DV_{in} \quad (3.5)$$

Kaavan 3.5 perusteella nähdään, että ideaalisella kytkimellä ulostulojännitettä on mahdollista muuttaa välillä $0 - V_{in}$ muuttamalla pulssisuhdetta.

Toinen tärkeä elementti hakkuriteholähteissä on kela. Kelan tehtävänä on pitää virta vakiona. Tasajännitteellä kela luo ympärilleen magneettikentän, joka sitoo energiaa. Kelalla jännite v on suhteessa virran muutosnopeuteen $\frac{d_i}{dt}$ induktanssin L kautta:

$$v = L \frac{d_i}{dt} \quad (3.6)$$

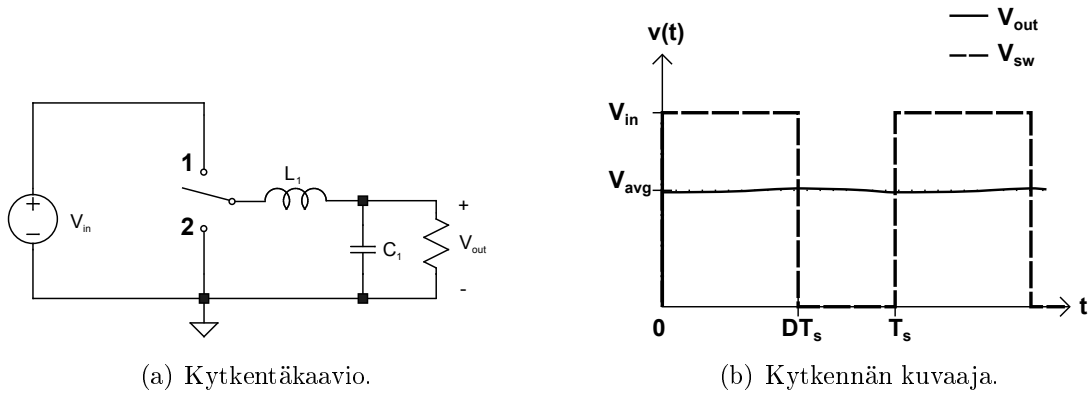
Kaava 3.6 esittää, että virran muutos luo jännitteen kelan yli. Jännitteen muuttuessa kelan yli, virranmuutos seuraa hitaammin perässä. Kelan ominaisuutta sitoa energiaa hyödynnetään hakkureissa varastoimaan virtaa. Kelan toinen tehtävä on toimia alipäästösuotimen osana ulostulevalle jännitteelle. Alipäästösuodin vaatii lisäksi kondensaattorin, joka tasaa ulostuloa sitomalla jännitettä rakenteeseensa. Kondensaattorin jännitteen kaava on:

$$v = C \int i(t) dt \quad (3.7)$$

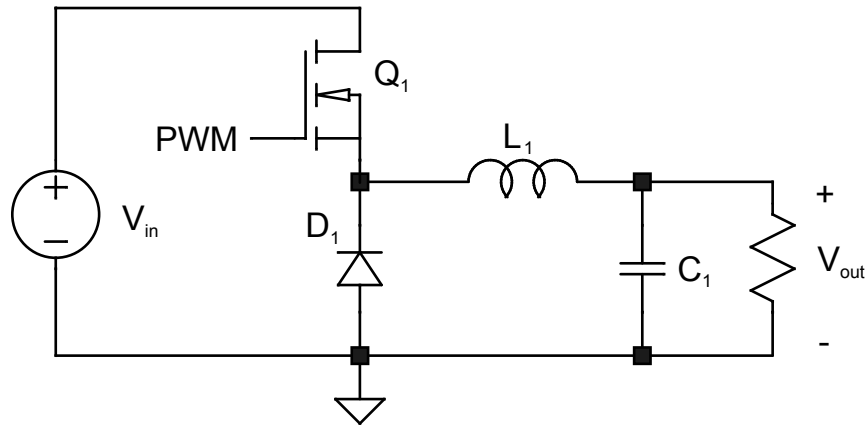
Kuvassa 3.2(a) nähdään kytkimen ja suotimen avulla toteutettu buck-tyyppinen hakkuriteholähde. Hakkurin kytkintä ohjataan *PWM*-signaalilla, joka vaikuttaa transistorin tilaan ja ohjaa teholähteen toimintaa. Signaali on pulssinleveysmoduloitu (*PWM*, Pulse Width Modulation) eli määritelty jännitetaso on esitetty pulssisuhteena määritellylle jaksonpituudelle. Kondensaattorin C_1 tehtävänä on pitää jännite vakiona. Yhdessä kelan L_1 kanssa ne luovat alipäästösuotimen poistamaan häiriöitä ulostulosta. Kuvaajasta 3.2(b) nähdään sekä kytkimen jännite V_{sw} että kytkennän ulostulo V_{out} .

Kuvassa 3.2 oletettiin kytkin ideaaliseksi. Ideaalisuus helpottaa kytkennän ymmärtämistä, mutta puolijohdekomponenteilla toteutettu kytkin on häviöllinen. Hakkuriteholähteissä kytkin toteutetaan usein transistorin ja diodin avulla.

Kytkenä löytyy kuvasta 3.3. Tarkemmin hakkurikytkennän toiminta käydään läpi alaluvussa 3.2.



Kuva 3.2 Buck-hakkuriteholähde toteutettuna ideaalisella kytkimellä.



Kuva 3.3 Buck-hakkuriteholähteen kytkenäkaavio.

Hakkuriteholähteillä on kahdenlaisia tehohäviöitä. Tehohäviöihin kuuluu sekä tasavirralla esiintyvät johtavuushäviöt että hakkuriteholähteen toiminnan mahdollistava jännitteen katkominen. Tasavirralla suurimmat tehohäviöt tapahtuvat jännitehäviöistä transistorin Q_1 , diodin D_1 ja kelan L_1 yli. Transistorin ollessa johtavassa tilassa, sen resistanssi ei ole nolla. käytettäessä MOSFET- transistoria (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor, kanavatransistori) tehohäviöksi $P_{loss}(Q_1)$ saadaan:

$$P_{loss}(Q_1) = I_{out}^2 R_{ds}(on) \quad (3.8)$$

missä I_{out} on ulostulovirta ja $R_{ds}(on)$ on transistorin johtavan tilan resistanssi.

Kelalla esiintyy epäideaalisen johtimen aiheuttama sisäinen resistanssi R_{dcr} , joka aiheuttaa tehohäviöitä. Ulostulovirralla I_{out} , kelan L_1 tehohäviöiksi tasajännitteellä saadaan:

$$P_{loss}(L_1) = I_{out}^2 R_{dcr} \quad (3.9)$$

Diodin yli jäävä jännite pienentää ulostulevaa tehoa ja aiheuttaa tehohäviöitä. Diodin D_1 tehohäviöiksi saadaan:

$$P_{loss}(D_1) = I_{out} V_D (1 - D) \quad (3.10)$$

missä I_{out} on ulostulovirta, V_D on diodin kynnyksjännite ja D on pulssisuhde. Yhdistettynä kaavoista 3.8, 3.9 ja 3.10 saadaan hukkatheo tasajännitteellä koko kytkennälle:

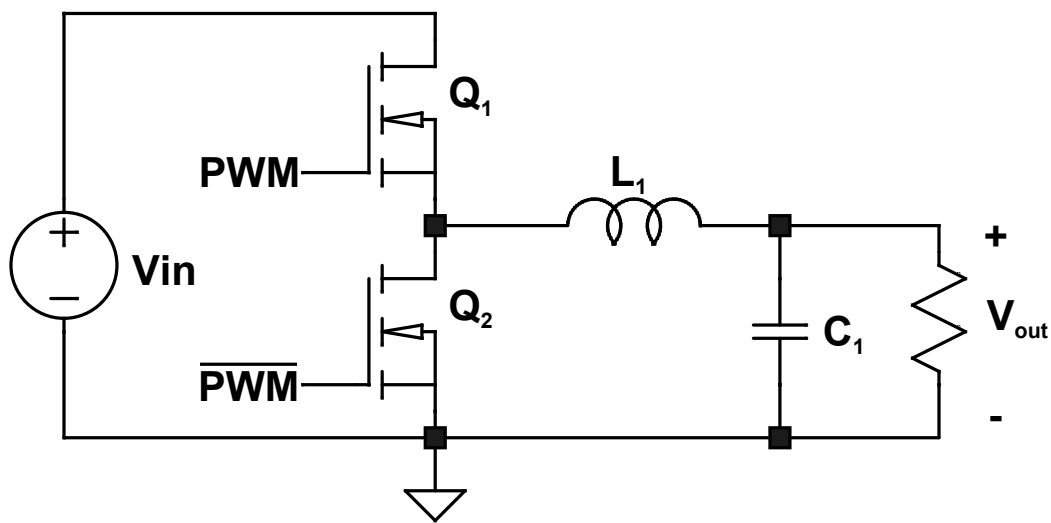
$$\begin{aligned} P_{loss} &= P_{loss}(Q_1) + P_{loss}(L_1) + P_{loss}(D_1) \\ &= I_{out}^2 R_{ds}(on) + I_{out}^2 R_{dcr} + I_{out} V_D (1 - D) \end{aligned} \quad (3.11)$$

Kaavan 3.11 termeistä diodin kynnyksjännitteen aiheuttama hukkatheo dominoi usein kytkennän tehohäviöissä [29]. Vaihtamalla diodi MOSFET-transistoriksi saadaan hyötysuhdetta parannettua. MOSFET-transistorilla toteutettu kytkentä nähdään kuvassa 3.4. Transistorin Q_2 ohjaussignaalin \overline{PWM} on käänteinen transistorin Q_1 ohjaussignaaliin PWM nähden. Tehohäviöiksi kahden transistorin ohjauksella saadaan:

$$\begin{aligned} P_{loss} &= P_{loss}(Q_1) + P_{loss}(Q_2) + P_{loss}(L_1) \\ &= I_{out}^2 R_{ds1}(on) + I_{out}^2 R_{ds2}(on) + I_{out}^2 R_{dcr} \end{aligned} \quad (3.12)$$

Tasajännitehäviöiden lisäksi jännitteen katkominen aiheuttaa häviöitä hakkuriteholähteessä. Häviöt syntyvät epäideaalisista komponenteista. Katkontataajuuteen liittyviä tehohäviöitä ovat muun muassa MOSFET:n tilanvaihdosta johtuva tehohäviö, kelan ydinhäviö sekä kondensaattorin sarjavastuksesta johtuva tehohäviö. MOSFET-transistoreilla johtamattomasta tilasta johtavaan tilaan vaihtaminen

ei tapahdu välittömästi. Vaihdon yhteydessä transistoria ohjaava signaali varaa hilan kapasitanssin. Vaihtumisen aikana transistori on hetken aikaa puoliksi johtavassa tilassa, mikä aiheuttaa tehohäviötä. Vaihtumisesta johtuvat tehohäviöt saadaan mahdollisimman pieniksi, kun transistorin vaihtaa tilaansa mahdollisimman nopeasti. Nopea tilanvaihto lisää tehonkulutusta suodatuskomponenteissa johtuen suurista muutosnopeuksista jännitteessä ja virrassa. Transistorin kytkeytymishäviöiden vaikutus kokonaishäviöön on riippuvainen katkontataajuudesta. Käyttämällä pehmeää kytkeytymistä kytkeytymisen aikana transistoriin ei kohdistu jännitettä tai virtaa [35]. Pehmeä kytkeytyminen toteutetaan kytkemällä transistorin rinnalle kondensaattori.



Kuva 3.4 Buck-hakkuriteholähteen kytkentäkaavio toteutettuna kahdella transistorilla.

Kelassa esiintyy katkontataajuudesta riippuvaa vaihtojännitehäviötä. Kelassa esiintyvät vaihtojännitehäviöt johtuvat suurimmaksi osaksi magneettisen sydämen häviöistä. Kelan valmistajan datalehdellä on esitetty magneettisen sydämen tehohäviöt. Toinen oheiskomponentteihin liittyvä epäideaalisuus on kondensaattorin ESR-sarjaresistanssin (Equivalent Series Resistance) aiheuttama tehohäviö. Hakkuriteholähteen vaihtosähköinen katkontavirta kulkee osittain kondensaattorin läpi, jolloin kondensaattorin sarjaresistanssi kuluttaa tehoa. Kaikki näistä tekijöistä ovat suoraan verrannollisia katkontataajuuteen ja taajuuden nostaminen vaikuttaa suoraan hakkuriteholähteen tehohäviöihin. [13, 29, 35, 56]

3.2 Hakkuriteholähteiden toiminta

Aluvuossa käsitellään erityyppisiä hakkuriteholähteitä. Tämän jälkeen esitellään hakkurien toimintaa ja ominaisuuksia. Hakkurin valinta on tärkeä osa teholähteen suunnittelua ja toiminnan ymmärtäminen on tärkeää valinnan kannalta.

Ensimmäisenä esiteltävä teholähde on buck-tyyppinen jännitettä laskeva hakkuriteholähde. Tämän jälkeen käydään läpi jännitettä nostava boost-tyyppinen hakkuri ja lopussa esitellään invertoiva, jännitettä sekä nostava että laskeva buck-boost-hakkuri. Lopuksi käydään läpi erottavia hakkuriteholähteitä. Hakkurien toiminnan esittelyssä oletetaan kytkin ideaaliseksi.

Hakkuriteholähteiden tueksi esitellään kelan voltti–sekunti-tasapaino ja kondensaattorin varaustasapaino [13, 35], joiden avulla selvittämään hakkurien toimintaa. Käsiteltäessä ideaalisia hakkuriteholähteitä tasapainossa, teholähteen tilan täytyy olla sama jaksonajan välein. Tasapaino tarkoittaa sitä, että hakkuri on käynnistynyt ja stabiilissa tilassa. Tämän lisäksi sekä ulostulon kuorman että sisäänmenon täytyy olla stabiili ja ohjauksen *PWM*-signaalin taajuus ja pulssisuhde muuttumaton. Tasapainossa hakkuriteholähde on toiminnassa stabiilissa tilassa. Stabiilin tilan avulla mallinnetaan teholähteen toimintaa.

Kelan virran on vakio jaksonajan välein, jotta teholähde pysyy stabiilina. Stabiilisuus toteutuu silloin, kun kelan jännitteen kokonaismuutos jaksonaikana on 0. Tästä saadaan kelan voltti–sekunti-tasapaino eli integroitaessa kelan jännite $v_L(t)$ jaksonajan t_s yli saadaan arvoksi 0:

$$\int_t^{t+t_s} v_L(t) dt = 0 \quad (3.13)$$

Samoin kondensaattorin jännitteen täytyy olla sama jaksonajan välein, jotta teholähde pysyy stabiilina. Tällöin kondensaattorin virran kokonaismuutos jaksonaikana on 0. Ehtoa kutsutaan kondensaattorin varaustasapainoksi eli integroitaessa kondensaattorin virta $i_C(t)$ jaksonajan t_s yli saadaan arvoksi 0:

$$\int_t^{t+t_s} i_C(t) dt = 0 \quad (3.14)$$

Sekä kelan voltti–sekunti-tasapaino että kondensaattorin varaustasapaino helpottavat hakkuriteholähteiden toiminnan laskemista tasapainotilanteissa.

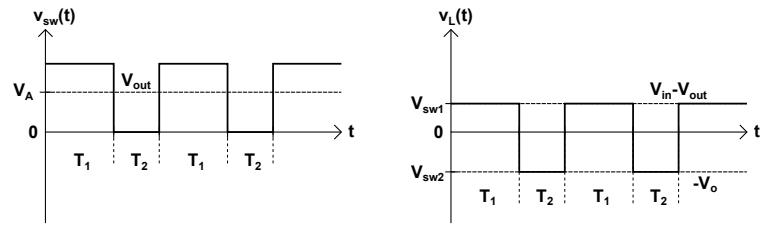
3.2.1 Buck-tyyppinen hakkuriteholähde

Kuvassa 3.2(a) on buck-hakkuriteholähteen kytkentäkaavio ideaalisella kytkimellä toteutettuna. Kuvassa V_{in} on lähde sisäänmeno-jännitteelle, L_1 on ulostuloa suodattava kela, C_1 on suodatuskondensaattori ja V_{out} ulostuleva jännite. Edellisessä alaluvussa 3.1 kuvattiin Buck-tyyppisen hakkuriteholähteen peruseriaate. Hakkuri toimii katkomalla sisäänmeno-jännitteestä keskiarvoltaan matalampi vaihtojännite ja suodattamalla se alipäästösuotimen avulla tasaiseksi. Kytkimen toiminta toteutetaan usein transistorilla ja diodilla. Kuvassa 3.3 näkyvässä kytkennässä Q_1 on ohjattava transistori, PWM kuvaa transistorin ohjaussignaalia ja D_1 luo reitin paluuvirrälle. Ohjaussignaalia PWM ohjataan katkontataajuudella f_{sw} ja pulssisuhteella D .

Buck-hakkuriteholähteellä on kaksi toimintatilaa: jatkuva-aikainen toimintatila ja vaihtuva toimintatila. Vaihtuvalla toimintatilalla tarkoitetaan hakkuriteholähteen tilaa, jossa kuorman tarvitsema energia on niin matala, että kela ehtii purkautua kokonaan syöttäessään kuormaa. Jatkuva-aikaisessa toimintatilassa kuorma on tarpeeksi suuri, ettei kela ehdi purkautua kokonaan. Koska tässä työssä suunnitellaan korkeita tehoja antava tehollähde, seuraavassa käsitellään ainoastaan jatkuva-aikaista toimintatilaa.

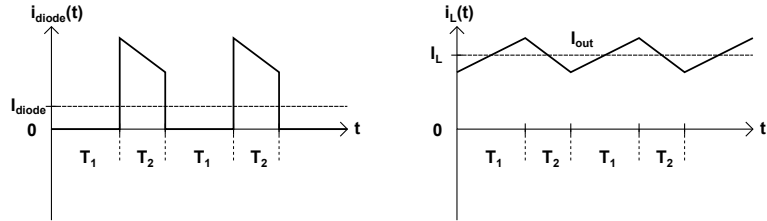
Käsitellään piirin toimintaa kytkimen eri asennoissa. Hakkuriteholähteen toimintaa selkeyttävät kuvaajat löytyvät kuvasta 3.5. Kuvaajissa on esitetty eri komponenttien jännitteitä ja virtoja. Kuvaajissa x-akselilla on aika ja y-akselilla on mainittu suure. Kuvaajissa T_1 on aika, jonka kytkin on asennossa 1, T_2 on aika, jonka kytkin on asennossa 2, V_a on kytkimen jännitteen keskiarvo, V_{out} on ulostulon jännite, V_{in} on sisäänmenon jännite, V_{sw1} kuvaa kelan jännitteen maksimia, V_{sw2} kuvaavaa kelan jännitteen minimiä, I_{diode} on diodin jännitteen keskiarvo, I_L on kelan jännitteen keskiarvo, I_{out} on ulostulovirta ja I_{in} on sisäänmenovirta.

Kytken ollessa asennossa 1 muodostuu kuvassa 3.6(a) näkyvä piiri. Tällöin sisäänmeno-jännitteen virta ohjautuu kelan läpi ulostuloon ja suodatuskondensaattoriin. Kytkimen jännite, eli kelan L_1 vasemmalla puolella oleva jännite, on yhtäsuuri kuin sisäänmeno-jännite. Sisäänmeno-jännite luo kelan yli jännitteen $V_{in} - V_{out}$, jolloin virta kelan läpi kasvaa.



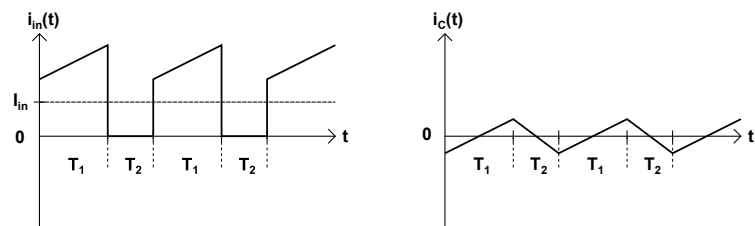
(a) Kytkimen jännite.

(b) Kelan jännite.



(c) Diodin virta.

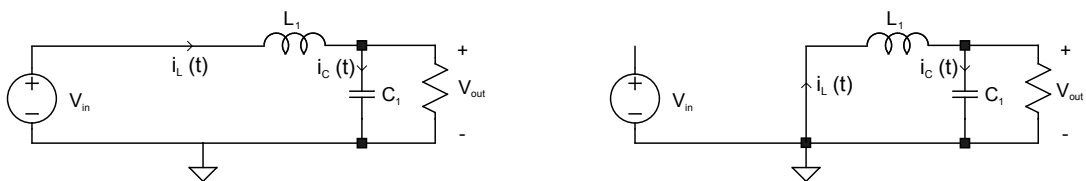
(d) Kelan virta.



(e) Sisäänmenon virta.

(f) Kondensaattorin virta.

Kuva 3.5 Buck-hakkuriteholähteen toiminta.



(a) Kytkin asennossa 1.

(b) Kytkin asennossa 2.

Kuva 3.6 Buck-hakkuriteholähteen toiminta.

Kelan L läpi kulkeva sisäänmenojännitteen V_{in} virta ohjautuu ulostuloon V_{out} ja samalla varaa ulostulon kondensaattoria C_1 . Kytkimen asennossa 1 diodi on estotilassa eikä sen läpi kulje virtaa. Kaavan 3.6 mukaisesti kelan virran kulmakertoimeksi kytkimen asennossa 1 saadaan:

$$\begin{aligned}\frac{di_L(t)}{dt} &= \frac{v_L(t)}{L} \\ &= \frac{V_{in} - V_{out}}{L}\end{aligned}\quad (3.15)$$

Kytkimen ollessa asennossa 2 muodostuu kuvassa 3.6(b) näkyvä piiri. Tällöin sisäänmenojännite ohjautuu irti ulostulosta ja kytkimen jännitteeksi tulee nolla. Samalla diodi siirtyy johtavaan tilaan ja muodostaa paluureitin kelan virralle. Kelan vasemman puolella oleva jännite vaihtuu maatasoon ja oikealla puolella säilyy V_{out} . Kela pyrkii säilyttämään läpikulkevan virran suuruuden ja jatkaa virran antamista ulostuloon. Kondensaattori pyrkii säilyttämään ulostulojännitteen, jolloin kelan virransyötön pienentyessä kondensaattori alkaa antamaan virtaa ulostuloon. Tasapainossa ulostulon jännite ja virta pysyvät vakioina. Kelan virran kulmakertoimeksi kytkimen asennossa 2 saadaan:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{V_{out}}{L}\quad (3.16)$$

Taulukkoon 3.1 on kerätty kuvista 3.5 löytyvien suureiden arvot kytkimen eri tiloissa. Taulukko selkeyttää ideaalisen buck-tyyppisen hakkuriteholähteen toimintaa. Kelan virran arvon sijasta taulukkoon on valittu kelan virran muutos, koska muutos selittää virran absoluuttista arvoa paremmin kelan toimintaa tietyllä ajanhetkellä. Virran muutoksen avulla on mahdollista laskea virran heilahtelut.

Taulukko 3.1 Buck-hakkuriteholähteen suureiden arvot kytkimen eri tiloissa.

Suure	Selite	Arvo kytkimen asennossa 1	Arvo kytkimen asennossa 2
$v_{sw}(t)$	Kytkimen jännite	V_{in}	0
$v_L(t)$	Kelan jännite	$V_{in} - V_{out}$	$-V_{out}$
$\Delta i_L(t)$	Kelan virran kulmakerroin	$\frac{V_{in} - V_{out}}{L}$	$-\frac{V_{out}}{L}$
$i_{diode}(t)$	Diodin virta	0	$i_L(t)$
$i_{in}(t)$	Sisäänmenon virta	$i_L(t)$	0
$i_C(t)$	Kondensaattorin virta	$i_L(t) - I_{out}$	$i_L(t) - I_{out}$

Kelan virran muutoksen arvo lasketaan virran kulmakertoimen ja vaikutusajan avulla. Kaavan 3.15 arvo muuttuu vasta kytkimen vaihtaessa tilaa asennosta 1. Kaavasta 3.3 saadaan aika kytkimen asennossa 1. Kelan induktanssi saadaan kelan virran muutoksen avulla:

$$\begin{aligned} 2\Delta i_L &= \frac{V_{in} - V_{out}}{L} * \frac{D}{f_{sw}} \\ \Delta i_L &= \frac{D(V_{in} - V_{out})}{2Lf_{sw}} \\ L &= \frac{D(V_{in} - V_{out})}{2\Delta i_L f_{sw}} \end{aligned} \quad (3.17)$$

Tyypillisesti virran muutoksen arvo on noin 10-30 % täyden kuorman arvosta. Virran muutos Δi_L ei saa kasvaa liian suureksi, ettei kelan maksimivirta ylitä [13, 56].

Buck-hakkuriteholähteen kelan kokonaisjännite yhden jakson aikana saadaan kuvaajan 3.5(b) avulla:

$$\begin{aligned} \int_0^{t_s} v_L(t) dt &= (V_{in} - V_{out})Dt_s + (-V_{out})(1 - D)t_s \\ &= t_s((V_{in} - V_{out})D + (-V_{out})(1 - D)) \end{aligned} \quad (3.18)$$

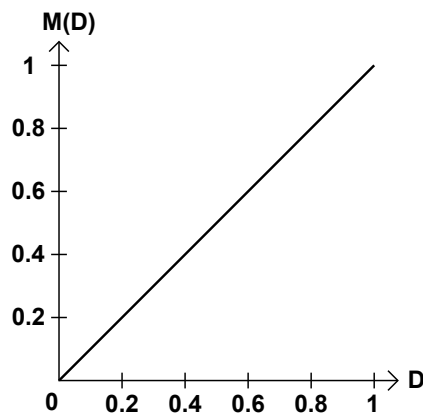
Jaettuna kaava jaksonajalla t_s ja asettamalla integraali nolaksi kaavassa 3.13 esitellyn voltti-sekunti-tasapainon mukaan saadaan:

$$\begin{aligned} 0 &= DV_{in} - (D + 1 - D)V_{out} \\ &= DV_{in} - V_{out} \end{aligned} \quad (3.19)$$

Kaavan perusteella ulostulojännite V_{out} saadaan vastaamaan edellisen alaluvun kaavassa 3.5 pääteltyä:

$$V_{out} = DV_{in} \quad (3.20)$$

Kaavan perusteella ulostulojännitteen V_{out} suhde sisäänmenojännitteeseen V_{in} on suoraan verrannollinen transistoria ohjaavan PWM -signaalin pulssisuhteeseen. Ulostulojännitteen maksimi saadaan pitämällä kytkin asennossa 1, eli johtamalla sisäänmenojännite kelan läpi ulostuloon. Tällöin ulostulojännite on sama kuin sisäänmenojännite. Epäideaalisilla komponenteilla varustettu buck-tyyppisen hakkuriteholähteen ulostulo ei pääse sisäänmenojännitteeseen johtuen piirin häviöistä. Kuvasta 3.7 nähdään ulostulojännitteen suhde sisäänmenojännitteeseen $M(D)$ pulssisuhteen D funktiona.



Kuva 3.7 Pulssisuhteen vaikutus buck-hakkuriteholähteen ulostuloon.

Ideaalisella buck-tyyppisellä hakkuriteholähteellä sisäänmenevä teho on yhtäsuuri kuin ulostuleva. Täten ulostulojännitteen ollessa sisäänmenojännitettä pienempi, ulostulon virta on sisäänmenovirtaa suurempi.

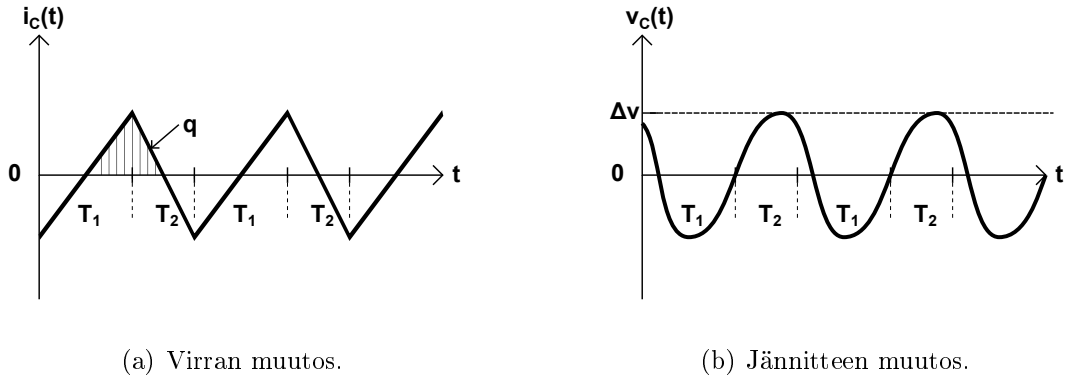
Kondensaattorin kapasitanssin vaikutus ulostulossa esiintyvään rippeliin on suuri. Kun ulostulokapasitanssi on tarpeeksi suuri, suurin osa rippelistä suodattuu pois. Kuvasta 3.8(a) nähdään, että kondensaattorin virta vaihtelee kelan vaihtovirtakomponentin mukaisesti. Kondensaattori varautuu kondensaattorin virran ollessa positiivinen. Virran ollessa negatiivinen kondensaattori purkautuu. Kondensaattorin jännitteen vaihtelu luo rippeliä ulostulojännitteeseen. Kondensaattorin jännitteen aaltoliike näkyy korostetusti kuvassa 3.8(b).

Kondensaattorin varauksen muutos q aiheuttaa kondensaattorin jännitteeseen Δv suuruisen muutoksen. Kondensaattorin kapasitanssi riippuu kondensaattorin kyvystä varastoida jännitettä:

$$q = CV \tag{3.21}$$

missä q on varaus, C kapasitanssi ja V jännite kondensaattorin yli. Tästä saadaan:

$$q = C(2\Delta v) \quad (3.22)$$



Kuva 3.8 Kondensaattorin jännitteen ja virran vaihtelu Buck-hakkuriteholähteessä.

Kuvaajasta 3.8(a) saadaan varaus q laskemalla positiivisena oleva osuus yhdellä kellojaksolla:

$$q = \frac{1}{2} \Delta i_L \frac{t_s}{2} \quad (3.23)$$

Yhdistämällä kaavat 3.22 ja 3.23 saadaan jännitteen muutokseksi:

$$\begin{aligned} C(2\Delta v) &= \frac{1}{2} \Delta i_L \frac{1}{2f_{sw}} \\ \Delta v &= \frac{\Delta i_L}{8Cf_{sw}} \end{aligned} \quad (3.24)$$

Kaavan avulla saadaan kytkennän tarvitsema kapasitanssi tietylle ulostulon rippelille:

$$C = \frac{\Delta i_L}{8\Delta v f_{sw}} \quad (3.25)$$

Tämän lisäksi täytyy ottaa huomioon myös kondensaattorin ESR-sarjaresistanssi. Kelan vaihtovirta kulkee kondensaattorin läpi, joten ottamalla huomioon kondensaattorin ESR-sarjaresistanssi R_{ESR} , ulostulon rippeliksi saadaan:

$$\Delta v = \Delta i_L (R_{ESR} + \frac{1}{8Cf_{sw}}) \quad (3.26)$$

Kaavasta saadaan tarvittavan kapasitanssin mitoitus määrittelylle rippelitasolle:

$$\begin{aligned} \Delta v &= \Delta i_L (R_{ESR} + \frac{1}{8Cf_{sw}}) \\ \frac{\Delta v}{\Delta i_L} &= R_{ESR} + \frac{1}{8Cf_{sw}} \\ C(\frac{\Delta v}{\Delta i_L} - R_{ESR}) &= \frac{1}{8f_{sw}} \\ C &= \frac{1}{8f_{sw}(\frac{\Delta v}{\Delta i_L} - R_{ESR})} \end{aligned} \quad (3.27)$$

Sijoittamalla edelliseen kaavaan kelan virran muutoksen lauseke kaavasta 3.17 saadaan kapasitanssin mitoituksen laskukaava selkeämpään muotoon:

$$\begin{aligned} C &= \frac{1}{8f_{sw}(\frac{\Delta v}{\frac{D(V_{in}-V_{out})}{2Lf_{sw}}} - R_{ESR})} \\ C &= \frac{1}{8f_{sw}(\frac{2Lf_{sw}\Delta v}{D(V_{in}-V_{out})} - R_{ESR})} \end{aligned} \quad (3.28)$$

Näiden lisäksi ulostulossa näkyy häiriöitä muista epäideaalisuuksista johtuen. [13, 29, 35, 56]

3.2.2 Boost-tyyppinen hakkuriteholähde

Seuraavaksi esitellään boost-tyyppinen hakkuriteholähde. Boost-hakkuriteholähde koostuu samoista peruskomponenteista kuin buck-tyypin hakkuriteholähteessä. Kuvassa 3.9(a) nähdään boost-tyypin hakkuriteholähde kytkimellä toteutettuna. Kytkin ohjaa kelan L_1 läpi kulkevan sisääntulevan jännitteen V_{in} joko maihin tai ulostuloon. Kondensaattori C_1 suodattaa ja ylläpitää ulostulojännitettä V_{out} .

Transistorin Q_1 ja diodin D_1 avulla toteutettu boost-tyyppinen hakkuriteholähde löytyy kuvasta 3.9(b).



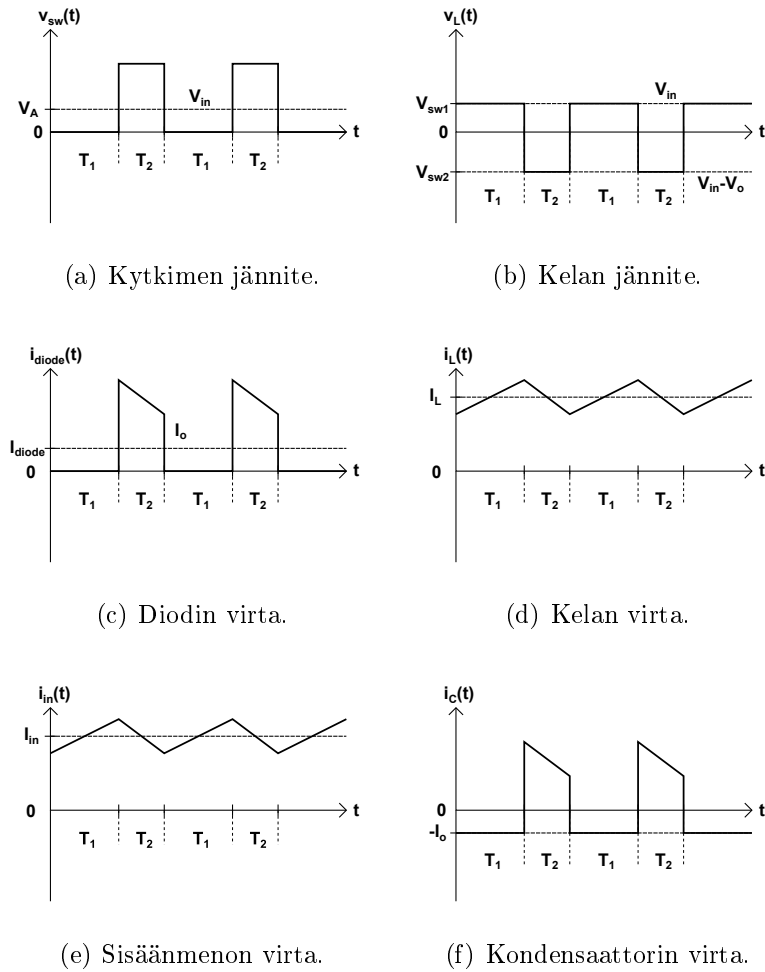
Kuva 3.9 Boost-hakkuriteholähde.

Boost-tyyppisen hakkuriteholähteen toiminnan kuvaajat löytyvät kuvasta 3.10. Kuvaajissa nähdään piirin jännitteitä ja virtoja eri osissa kytkentää. Kuvaajissa x-akselilla on aika ja y-akselilla on mainittu suure. Kuvaajissa esiintyvät määritteet ovat samat kuin buck-tyyppisen hakkuriteholähteen kuvaajissa kuvassa 3.5. Kondensaattorin virran suunta kuvaajassa on sama kuin kuvassa 3.11(b) kytkimen ollessa asennossa 2.

KytKimen ollessa asennossa 1 muodostuu kuvassa 3.11(a) nähtävä piiri. Kyseisen piirin kuvaajat löytyvät jakson T_1 kohdalta kuvasta 3.10. KytKimen ollessa asennossa 1 sisäänmenojännite V_{in} esiintyy kelan yli ja sisään tuleva virta kasvattaa kelan virtaa $i_L(t)$. Kelan virran kulmakertoimeksi kytkimen ollessa asennossa 1 saadaan:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_{in}}{L} \quad (3.29)$$

KytKimen jännite on 0 ja diodi on johtamattomassa tilassa. Kuorman puolella kondensaattori ylläpitää ulostulojännitettä ja syöttää virtaa $i_C(t)$ ulostuloon. KytKimen asennossa 1 kondensaattorin virta on ulostulovirta.



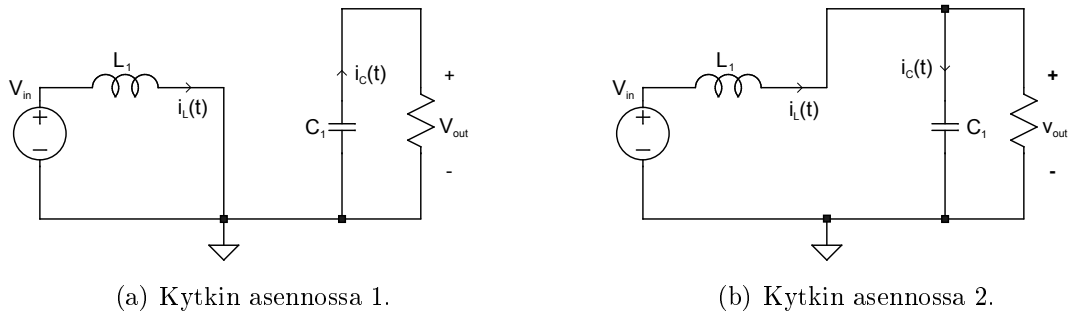
Kuva 3.10 Boost-hakkuriteholähteen toiminta.

Kuvassa 3.11(b) nähdään piirikaavio kytkimen vaihtaessa tilaa asentoon 2. Tällöin diodi siirtyy johtavaan tilaan ja sisäänmeno-jännitteen ja kelan sarjaankytkentä syöttää kuormaa ja ulostulon kondensaattoria. Asennossa 2 kytkimen jännite nousee maatasosta ulostulojännitteeksi V_{out} . Kelan jännite on sisäänmenon ja kytkimen välillä, joten kelan jännitteeksi tulee $V_{in} - V_{out}$. Kelan virran kulmakertoimeksi kytkimen ollessa asennossa 2 saadaan:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} \quad (3.30)$$

Kelan magneettikentäksi varastoitunut virta yhdessä sisäänmenon kanssa lataa ulostulon kondensaattoria ja syöttää ulostulovirran kuormalle. Kuvaajat kytkimen ollessa asennossa 2 ovat jakson T_2 kohdalla kuvassa 3.10. Taulukkoon 3.2 on

kerätty boost-tyyppisen hakkuriteholähteen tärkeimmät arvot kytkimen ollessa eri asennoissa.



Kuva 3.11 Boost-hakkuriteholähteen toiminta.

Taulukko 3.2 Boost-hakkuriteholähteen suureiden arvot kytkimen eri tiloissa.

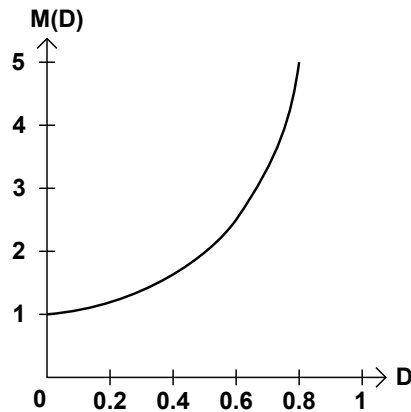
Suure	Suureen merkitys	Arvo kytkimen asennossa 1	Arvo kytkimen asennossa 2
$v_{sw}(t)$	Kytkimen jännite	0	V_{out}
$v_L(t)$	Kelan jännite	V_{in}	$V_{in} - V_{out}$
$\Delta i_L(t)$	Kelan virran kulmakerroin	$\frac{V_{in}}{L}$	$\frac{V_{in} - V_{out}}{L}$
$i_{diode}(t)$	Diodin virta	0	$i_L(t)$
$i_{in}(t)$	Sisäänmenon virta	$i_L(t)$	$i_L(t)$
$i_C(t)$	Kondensaattorin virta	$-I_{out}$	$i_L(t) - I_{out}$

Käyttämällä kelan virta–sekunti-tasapainoa kelan jännitteeseen $v_L(t)$, ulostulo V_{out} ja sisäänmeno V_{in} saadaan yhdistettyä:

$$\begin{aligned}
 \int_0^{t_s} v_L(t) dt &= 0 \\
 \frac{V_{in}}{L} D t_s + \frac{V_{in} - V_{out}}{L} (1 - D) t_s &= 0 \\
 V_{in} D t_s + V_{in} (1 - D) t_s - V_{out} (1 - D) t_s &= 0 \\
 V_{out} (1 - D) &= V_{in} (D + 1 - D) \\
 V_{out} &= V_{in} \frac{1}{1 - D} \tag{3.31}
 \end{aligned}$$

Kaavassa kelan jännitteen integraali on saatu kuvasta 3.10(b) laskemalla kelan jännitteen v_L pinta-alat jaksonajan t_s yli. Pulssisuhteen ollessa nolla eli sisäänmenon johtuessa kelan läpi ulostuloon, saadaan ideaalisen boost-hakkuriteholähteen ulostulojännitteeksi sisäänmenojännite. Kyseinen tilanne

nähdään kuvassa 3.11(b). Pulssisuhteen kasvaessa ulostulon jännite kasvaa eksponentiaalisesti. Sisäänmenojännitteen ja ulostulojännitteen suhde $M(D)$ on kuvattu pulssisuhteen D funktiona kuvassa 3.12.



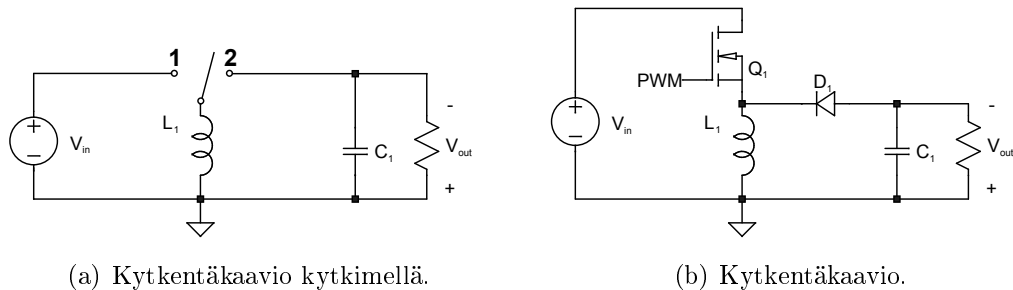
Kuva 3.12 Pulssisuhteen vaikutus boost-hakkuriteholähteen ulostuloon.

Hakkuriteholähteillä ei ole mahdollista luoda sisäänmenotehoa suurempaa tehoa ulostuloon. Koska ulostulojännite ideaalisella boost-tyyppisellä hakkuriteholähteellä on joko yhtäsuuri tai suurempi kuin sisäänmenojännite, ulostulovirran täytyy tehon säilyessä olla yhtäsuuri tai pienempi kuin sisäänmenovirran. Epäideaalisella boost-hakkuri-teholähteellä ulostulovirta on aina pienempi kuin sisäänmenovirta [13, 29, 35, 56].

3.2.3 Buck-boost-tyyppinen hakkuriteholähde

Kolmantena käsiteltävänä hakkuriteholähteenä on buck-boost-tyyppinen hakkuriteholähde. Kytkimen, kelan L_1 ja kondensaattorin C_1 avulla rakennettu buck-boost hakkuriteholähde löytyy kuvasta 3.13(a). Merkillepantavaa kuvassa on, että ulostulojännite on negatiivinen ja ulostulovirta kulkee eri suuntaan kuin edellisissä hakkuriteholähteissä. Kuvassa 3.13(b) nähdään buck-boost hakkuriteholähde, kun kytkin on toteutettu transistorilla Q_1 ja diodilla D_1 .

Kuvassa 3.14 löytyy buck-boost-tyyppisen hakkuriteholähteen toimintaa esittävät kuvaajat. Kuvaajat esittävät y-akselilla piirin tärkeimpiä toimintaan liittyviä jännitteitä ja virtoja. Suuret esitetään kuvaajissa ajan suhteen. Kuvaajissa esiintyvät määritteet ovat samat kuin buck-tyyppisen hakkuriteholähteen kuvaajissa kuvassa 3.5. Kondensaattorin virran suunta kuvaajassa on sama kuin kuvassa 3.15(b) kytkimen ollessa asennossa 2.



Kuva 3.13 BuckBoost-hakkuriteholähde.

Kuvassa 3.15(a) nähdään hakkuriteholähteen piirikaavio kytkimen ollessa asennossa 1. Tilanteen toiminta nähdään kuvan 3.14 kuvaajissa ajanjaksolla T_1 . Tällöin sisäänmenojännite V_{in} on kelan yli ja alkaa kasvattamaan kelan varastoimaa energiaa. Kelan virran $i_L(t)$ kulmakerroin kytkimen ollessa asennossa 1 on:

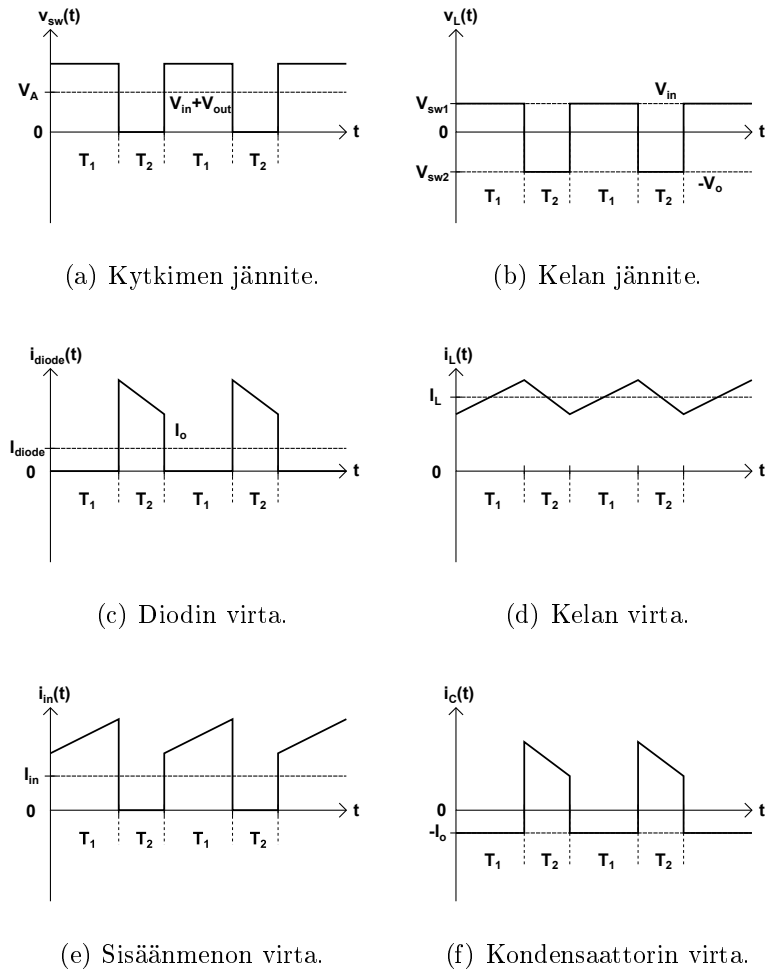
$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_{in}}{L} \quad (3.32)$$

KytKimen toisella puolella on sisäänmenojännite ja toisella puolella ulostulojännitteen V_{out} negatiivinen napa. Kytkimen jännitteeksi saadaan $V_{out} + V_{in}$. Diodi on estosuuntaan biasoitu eli johtamattomassa tilassa. Kuorman puolella kondensaattori ylläpitää ulostulojännitettä ja syöttää virtaa $i_C(T)$ ulostuloon.

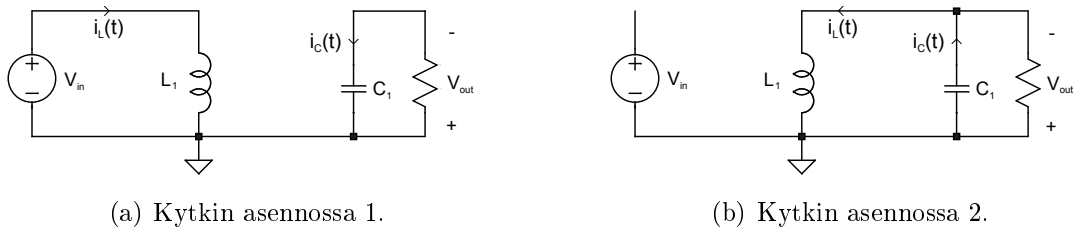
Kuvassa 3.15(b) nähdään kytkentä, kun kytkin on vaihtanut tilaansa asentoon 2. Tällöin sisäänmeno irtoaa muusta piiristä. Kela syöttää virtaa ulostuloon ja lataa kondensaattorin jännitettä. Diodi siirtyy johtavaan tilaan ja jännitteeksi $v_L(t)$ kelan yli tulee $-V_{out}$. Kytkimen ollessa asennossa 2, kelan virran kulmakertoimeksi saadaan:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{V_{out}}{L} \quad (3.33)$$

Kuvasta 3.14 ajanjakson T_2 kohdalta nähdään kuvaajat buck-boost hakkuriteholähteen toiminnalle kytkimen ollessa asennossa 2. Taulukkoon 3.3 on kerätty buck-boost-tyyppisen hakkuriteholähteen tärkeimmät arvot kytkimen ollessa eri asennoissa.

**Kuva 3.14** Buck-boost-hakkuriteholähteen toiminta.**Taulukko 3.3** Buck-Boost-hakkuriteholähteen suureiden arvot kytkimen eri tiloissa.

Suure	Selvitys	Arvo kytkimen asennossa 1	Arvo kytkimen asennossa 2
$v_{sw}(t)$	Kytkimen jännite	$V_{in} + V_{out}$	0
$v_L(t)$	Kelan jännite	V_{in}	$-V_{out}$
$\Delta i_L(t)$	Kelan virran kulmakerroin	$\frac{V_{in}}{L}$	$-\frac{V_{out}}{L}$
$i_{diode}(t)$	Diodin virta	0	$i_L(t)$
$i_{in}(t)$	Sisäänmenon virta	$i_L(t)$	0
$i_C(t)$	Kondensaattorin virta	$-I_{out}$	$i_L(t) - I_{out}$



Kuva 3.15 BuckBoost-hakkuriteholähteen toiminta.

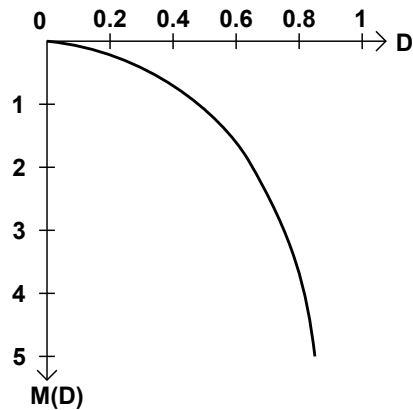
Sisäänmenojännitteen V_{in} ja ulostulojännitteen V_{out} suhde saadaan laskettua kelan virta–sekunti-tasapainon avulla. Tasapainolauseen mukaan integraali kelan jännitteelle $v_L(t)$ jaksonajan t_s yli on 0:

$$\begin{aligned}
 \int_0^{t_s} v_L(t) dt &= 0 \\
 \frac{V_{in}}{L} D t_s + \frac{-V_{out}}{L} (1 - D) t_s &= 0 \\
 V_{in} D t_s - V_{out} (1 - D) t_s &= 0 \\
 V_{out} (1 - D) &= V_{in} D \\
 V_{out} &= V_{in} \frac{D}{1 - D}
 \end{aligned} \tag{3.34}$$

Kun sisäänmeno- ja ulostulojännitteitä verrataan samaan maatasoon, ulostulon jännite on edelliseen kaavaan nähden negatiivinen. Täten sisäänmeno- ja ulostulojännitteille saadaan negatiivinen suhde. Pulssisuhteen ollessa 0, ulostulojännite on myös 0. Vastaavasti kuvassa 3.15(a) pulssisuhteen ollessa 0, sisään tuleva virta ei pääse ulostuloon. Pulssisuhteen kasvaessa ulostulon jännite kasvaa negatiiviseen suuntaan. Ulostulon jännitteen itseisarvo voi kasvaa sisäänmenevää jännitettä suuremmaksi. Samalla sisäänmenoteholla ulostulojännitteen kasvaessa maksimiulostulovirta pienenee, koska ulostuloteho ei voi olla sisäänmenevää tehoa suurempi. Kuvassa 3.16 nähdään buck-boost-tyyppisen hakkuriteholähteen ulostulojännitteen suhde sisäänmenojännitteeseen $M(D)$ pulssisuhteen funktiona.

Buck-boost-tyyppisestä hakkuriteholähteestä on versio positiiviselle jännitteelle, SEPIC-hakkuriteholähde. SEPIC-hakkuriteholähteellä on itseisarvoltaan sama sisäänmenojännitteen ja ulostulojännitteen suhde kuin buck-boost hakkuriteholähteellä, mutta polariteetti on käänteinen. SEPIC-hakkuriteholähde tarvitsee

myös ylimääräisen kelan ja kondensaattorin, joten sen rakenne on monimutkaisempi ja se on pinta-alaltaan suurempi. [13, 29, 35, 56]



Kuva 3.16 Pulssisuhteen vaikutus buck-boost-hakkuriteholähteen ulostuloon.

3.3 Erotetut hakkuriteholähteet

Erotettu hakkuriteholähde eroaa edellisessä alaluvussa 3.2 esitellyistä hakkuriteholähteistä siten, että sisäänmenon ja ulostulon välillä on galvaaninen erotus. Galvaaninen erotus tarkoittaa, että sisäänmenon ja ulostulon välillä ei tapahdu johtumista. Tällöin ulostulon potentiaalit eivät ole sidottu sisäänmenon potentiaaleihin. Erotetun järjestelmän sisäänmenon ja ulostulon maatasojen välinen jännite-ero voi olla suuri, jopa useita kilovoltteja.

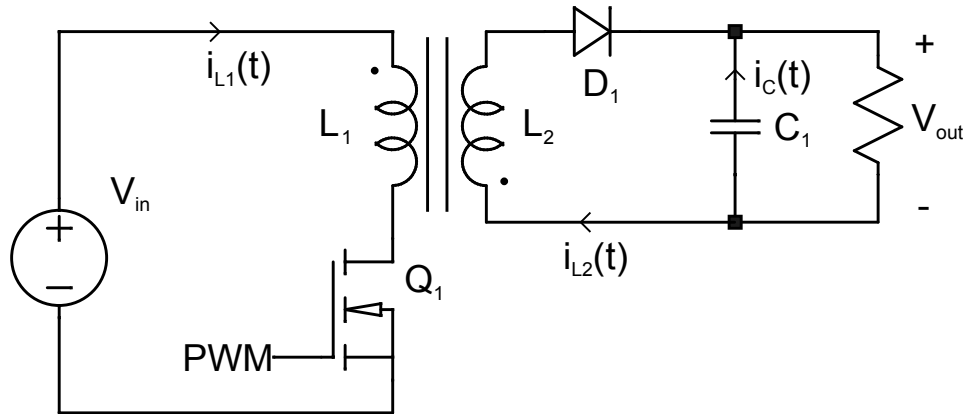
Signaalien galvaaninen erotus on mahdollista toteuttaa useammalla tavalla. Optisessa erotuksessa käytetään valoa kuljettamaan signaalin tieto. Lähetyspuolella käytetään LEDiä (Light Emitting Diode) eli diodia, joka säteilee valoa ollessaan johtavassa tilassa. Tämä valonmuutos otetaan vastaan fotosensorilla, joka vaihtaa tilaansa johtavaksi. Muutos luetaan ilman ohmista reittiä signaalien välillä. Optinen erotus sopii esimerkiksi digitaalsignaalien välittämiseen, mutta suuren tehon siirto ei onnistu. Toinen tapa toteuttaa galvaaninen erotus on kapasitiivinen erotus. Kapasitiivisesti erotus erottaa tasajännitteet ja päästää korkeataajuisen moduloidun signaalin läpi. [30]

Hakkuriteholähteissä käytetään kahden kelan keskinäisinduktanssiin perustuvaa erotusta. Periaate on sama kuin muuntajassa (alaluku 2.1) eli ensiöpuolella kulkeva sähkövirta aiheuttaa sydämenä toimivaan kappaleeseen magneettisen vuon, joka indusoi virran toisiopuoleen. Ensiö- ja toisiopuolen välillä ei ole ohmista reittiä.

Erotettujen hakkuriteholähteiden toimintaa esitellään flyback-tyyppisellä hakkuriteholähteellä. Flyback hakkuriteholähde perustuu buck-boost-topologiaan. Kuvassa 3.17 nähdään flyback hakkuriteholähteen piirikaavio. Transistorin Q_1 ollessa johtavassa tilassa sisäänmenojännite V_{in} on kelan L_1 yli ja kela luo magneettisen vuon ϕ_m muuntajan sydämeen. Faradayn lain mukaan magneettivuon kasvun suuruus saadaan:

$$\Delta\phi_{p-p} = \frac{V_{in}}{N_1}(Dt_s) = \frac{DV_{in}}{f_{sw}N_1} \quad (3.35)$$

missä ϕ_{p-p} on magneettivuon muutoksen suuruus, N_1 on sisäänmenon kelan L_1 kierrosmäärä sydämen ympäri, D on pulssisuhde, t_s on jaksonaika ja f_{sw} on katkontataajuus. Kasvava magneettivuo indusoi negatiivisen jännitteen kelaan L_2 , jolloin diodi D_1 on estosuuntaan biasoitunut. Kondensaattoriin C_1 varautunut energia syöttää kuormaan virtaa säilyttäen piirin toiminnan. Kuvassa 3.18 ajanjakson T_1 kohdalla nähdään piirin toiminta transistorin ollessa johtavassa tilassa. Kuvaajissa ϕ_m kuvaa magneettivuon suuruutta, ϕ_{avg} kuvaa magneettivuon keskiarvoa, i_{L1} kuvaa virtaa sisäänmenossa olevan kelan läpi, I_{L1} kuvaa sisäänmenossa olevan kelan virran keskiarvoa, i_{L2} kuvaa virtaa ulostulossa olevan kelan läpi, I_{L2} kuvaa ulostulossa olevan kelan virran keskiarvoa, I_{in} on sisäänmenovirran keskiarvo, I_{out} on ulostulovirran keskiarvo ja i_c kuvaa ulostulon kondensaattorin läpi kulkevaa virtaa.



Kuva 3.17 Flyback-tyyppinen hakkuriteholähde.

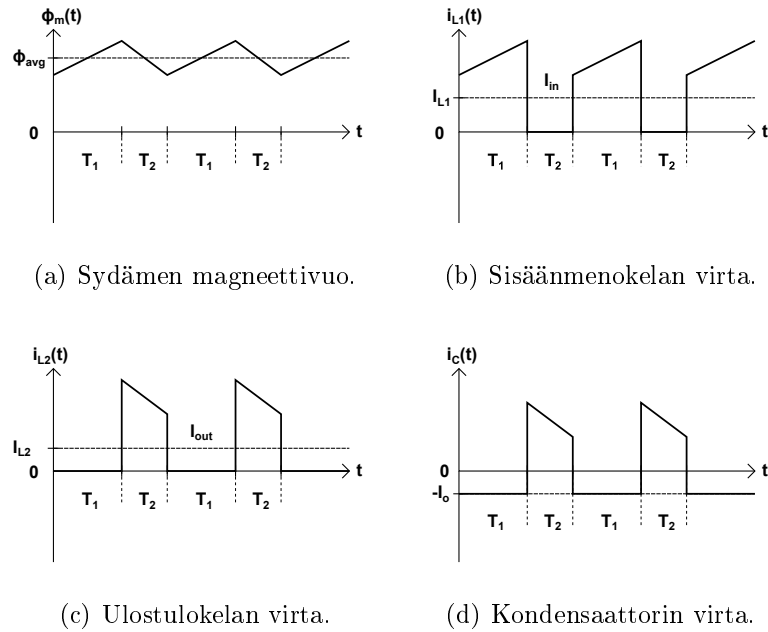
Transistorin vaihtaessa tilaansa johtamattomaksi, sisäänmenovirta lopettaa kelan L_1 kulkemisen. Magneetikenttään varastoitunut energia alkaa purkautua kelan L_2 läpi ja diodi siirtyy johtavaan tilaan. Purkautuva magneettivuo syöttää kelan läpi virtaa i_{L2} , joka syöttää sekä ulostuloa että varaa kondensaattoria.

Magneettivuon purkaantumisen suuruus saadaan Faradayn lain mukaan:

$$\Delta\phi_{p-p} = \frac{V_{out}}{n_2}(1-D)t_s \quad (3.36)$$

Kaavassa n_2 kuvaa ulostulon kelan L_2 kierrosmäärää sydämen ympäri. Yhdistämällä tämä kaavaan 3.35 saadaan ulostulojännitteeksi:

$$\begin{aligned} \frac{V_{in}}{n_1}Dt_s &= \frac{V_{out}}{n_2}(1-D)t_s \\ V_{out} &= \frac{n_2}{n_1} \frac{D}{1-D} V_{in} \end{aligned} \quad (3.37)$$

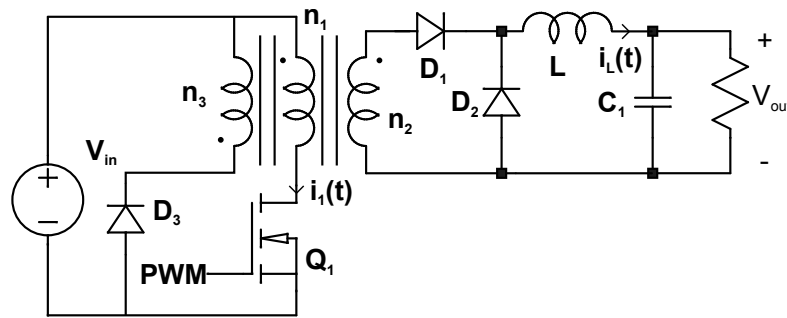


Kuva 3.18 BuckBoost-hakkuriteholähteen toiminta.

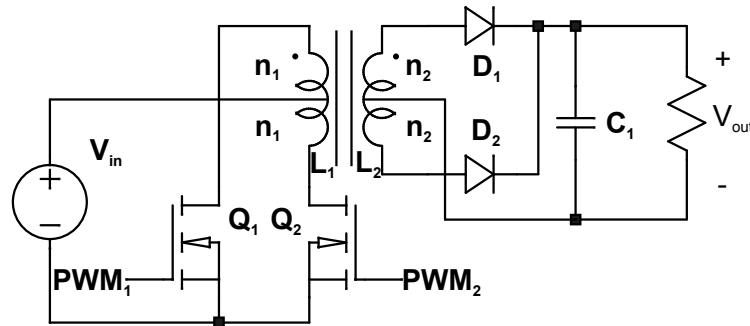
Kierrosmäärien n_1 ja n_2 ollessa samat, saadaan sisäänmenojännitteen ja ulostulojännitteen suhteeksi sama kuin buck-boost-tyyppisellä hakkuriteholähteellä. Erotetun flyback-tyyppisen hakkuriteholähteen ominaisuuksiin kuuluu suhteellisen matala tehokesto, maksimissaan satoja watteja [14, 40]. Hakkurin sisäänmenovirta seuraa kelan L_1 virtaa, kuten nähdään kuvasta 3.18(b). Kuvasta nähdään, että sisäänmenovirtaa katkotaan. Jännitteen katkonta aiheuttaa kuormapiikkejä sisäänmenoon. Tästä syystä on tärkeää suodattaa flyback-hakkuriteholähteen sisäänmeno, etteivät virtapiikit vaikuta muuhun järjestelmään.

Muita erotettuja hakkuriteholähteiden tyyppjä ovat muun muassa forward-, push-pull- ja full-bridge-tyyppiset hakkuriteholähteet. Kuvassa 3.19(a) nähtävä forward-tyyppinen erotettu hakkuriteholähde perustuu buck-topologiaan. Sitä käytetään yleensä sovelluksissa, joissa tarvitaan korkeampaa, kilowattiin asti yltävää, tehonkesto [13, 40]. Sen ulostulojännite on:

$$V_{out} = \frac{n_2}{n_1} DV_{in} \quad (3.38)$$



(a) Forward-tyyppinen hakkuriteholähde.



(b) Push-pull-tyyppinen hakkuriteholähde.

Kuva 3.19 Forward- ja push-pull- tyyppisten hakkuriteholähteiden piirikaaviot.

Kuvassa 3.19(b) nähtävä push-pull-tyyppinen hakkuriteholähde on kahden kelan versio forward-tyyppisestä hakkuriteholähteestä. Sen tehokesto on forward-tyyppisen hakkuriteholähteen luokkaa eli maksimissaan kilowatteja. Push-pull-tyyppisen hakkuriteholähteen ulostulojännite on:

$$V_{out} = \frac{n_2}{n_1} 2DV_{in} \quad (3.39)$$

Full-bridge-tyyppinen erotettu hakkuriteholähde ajaa sisäänmenovirtaa muuntajan läpi molempiin suuntiin. Sitä käytetään suurien tehojen kanssa, sadoista wateista ylöspäin. [10, 13, 30, 40]

4. TEHOLÄHTEEN SUUNNITTELU

Tämän luvun tarkoituksena on esitellä teholähteen suunnittelun vaiheet. Luvun alussa käsitellään Murata Electronics Oy:llä käytössä olevan mittauselektroniikan rakennetta ja määrittelyitä. Mittauselektroniikasta suunnitellaan uutta versiota ja tässä käydään läpi myös sen tuomat muutokset. Samalla esitellään mittauselektroniikan luomat vaatimukset suunniteltavalle mittausjärjestelmän teholähteelle. Tällä hetkellä käytössä olevaa mittauselektroniikkaa kutsutaan tässä dokumentissa nykyiseksi mittauselektroniikaksi ja suunnitteilla olevaa mittauselektroniikkaa uudeksi mittauselektroniikaksi. Uuden mittauselektroniikan myötä käyttöjännitteen syöttämistä mittauselektroniikalle yksinkertaistettiin. Tarkoitus on päästä eroon hintavista laboratorioteholähteistä sekä pitkistä käyttöjännitteiden kaapeloinneista.

Luvun alussa käydään läpi mittauselektroniikan toimintaa eli teholähteen ympäristöä. Tämän jälkeen esitellään vaatimukset teholähteelle. Alkumäärittelyn jälkeen luku keskittyy teholähteen suunnitteluun.

Suunnittelu lähti liikkeelle jännitemuuntimien valinnasta. Erillisinä kokonaisuuksina olivat erotetun jännitemuuntimen valinta, korkeavirtaisen jännitemuuntimen valinta sekä negatiivisen jännitemuuntimen valinta. Eri muuntimet tuovat erilaiset vaatimukset ominaisuuksiensa suhteen. Valinnan jälkeen kytkennät mitoitetaan teholähdettä varten.

Erillisten jännitealueiden muuntajien on hyvä olla samankaltaisia. Tällöin kaikilla on mahdollisimman samanlaiset ominaisuudet ja mahdollisten häiriöiden etsiminen ja poisto helpottuu.

4.1 Mittauselektroniikka ja teholähteen vaatimukset

Mittauselektroniikka mahdollistaa tarvittavien mittausten suorittamisen tuotteille. Murata Electronics Oy:ssä on käytössä usealla testilaitteella oleva mittauselektroniikka, joka koostuu eri toiminnallisuuden omaavista piirilevyistä. Piirilevyistä kootaan tarvittava testausjärjestelmä tehtävien testien ja tuotemäärän mukaan. Koottavaa testausjärjestelmää kutsutaan pakaksi. Testeistä luodaan

tietokoneelle sekvenssi, joka ohjaa pakkain toimintaa. Se voi koostua useista mittauksista eri lämpötiloissa ja asennoissa. Näihin mittauksiin kuuluvat muun muassa käyttöjännitteiden virranmittaus, ulostulon lukeminen sarjamuotoisena SPI-väylän (Serial Peripheral Interface) avulla sekä dioditestit eri pinnien välillä.

Nykyistä mittauselektronikkaa ohjataan tietokoneen avulla. Tietokone syöttää testisekvenssin komennot optisen linkin, sarjamuotoisen LVDS-linkin (Low Voltage Differential Signaling) tai USB-kommunikaation (Universal Serial Bus) välityksellä. Jokaiselta kortilta löytyy FPGA-piiri, joka ohjaa kortin toimintaa. Alimmainen kortti ottaa komennot vastaan ja ohjaa komennon tarvittaessa eteenpäin muille korteille. Yksittäiset kortit toimivat saatujen käskyjen mukaan ohjaten korteilta löytyvää elektronikkaa. Esimerkkinä testistä sekvenssi ohjaa kytkimellä oikean tuotteen ulostulon mitattavaksi, mitattaa ulostulon ja siirtyy seuraavaan tuotteeseen käyden kaikki määritellyt tuotepaikat läpi. Ylin kortti kytkeytyy testattaviin tuotteisiin joko suoraan tai kaapeleiden kautta.

Nykyinen mittauselektronikka tarvitsee viisi erillistä käyttöjännitettä, joita syötetään kolmella erillisellä laboratoriojännitelähteellä. Käyttöjännitteille on määritelty jännitearvo ja maksimivirta, jotka löytyvät taulukosta 4.1. Jännitteiden täytyy käynnistyä määritellyssä järjestyksessä, koska eri osat elektronikasta käynnistyvät eri aikaan. Käynnistys vaatii joko manuaalisen käynnistyksen tai tietokoneohjauksen kaikille jännitelähteille.

Taulukko 4.1 Käytetyn mittauselektronikan käyttöjännitteet.

Käyttöjännite	Jännite (V)	Teholähteen virtaraja (mA)	Aloitusaika (ms)
Raakasähkö, digitaali	+5,0	4000	0
15 V Analoginen, pos	+15,0	1000	500
15 V Analoginen, neg	-15,0	1000	500
Tuotesähkö, digitaali	+9,0	1000	3500
Tuotesähkö, analogia	+9,0	1000	3500

Kehitteillä oleva mittauselektronikka asettaa aiempaa tiukemmat vaatimukset teholähteille. Uudella mittauselektronikalla on kuusi erillistä käyttöjännitettä ja testattava maksimituotemäärä on kasvanut. Taulukosta 4.2 löytyvät jännitteet ja arvioidut virrat uudelle mittauselektronikalle. Toiminta on siirretty tietokoneelta enemmän testielektronikan FPGA:lle ja SOC:lle (System on Chip), jossa yhdistyy FPGA ja mikroprosessori. FPGA:t päivitettiin uuteen mittauselektronikkaan signaalien ja toimintojen lisääntyessä.

Digitaalipuolen raakasähkön tehtävä on toimia käyttösjähkönä regulaattoreille, jotka luovat digitaalisten komponenttien käyttöjännitteet. Jokaiselta kortilta löytyy omat regulaattorinsa, etteivät linjoissa esiintyvät rippelit vaikuta jännitteisiin kortilla. Digitaalisiin komponentteihin kuuluvat muun muassa FPGA:t sekä tulosten tallentamiseen käytettävät DDR3 SDRAM-muistit (Dual Data Rate Synchronous Dynamic Random-Access Memory). Digitaalisella raakasähköllä jännitteen häiriöt eivät ole kriittinen tekijä, koska erilliset regulaattorit suodattavat käyttöjännitteen.

Taulukko 4.2 Uuden mittauselektronikan käyttöjännitteet.

Käyttöjännite	Jännite (V)	Hetkellinen maksimivirta (mA)	Maksimikuoravirta (mA)
Raakasähkö, digitaali	+12,0	7500	7500
Raakasähkö, analogia	+5,0	7500	6000
15 V Analoginen, pos	+15,0	3000	1500
15 V Analoginen, neg	-15,0	3000	1000
Tuotesähkö, digitaali	+4,5-9,0	7500	7500
Tuotesähkö, analogia	+4,5-9,0	7500	7500

Analogista raakasähköä käytetään analogisiin mittauksiin käytettävien komponenttien käyttöjännitteenä. Kyseisiin komponentteihin kuuluvat muun muassa jännitteen ja virran mittaavat analogia-digitaalimuuntimen sekä analogisen syöttöjännitteen luovat digitaali-analogiamuuntimen. A/D-muuntimen tehtävänä on mitata analogiajännite ja muuttaa se digitaaliseen muotoon. A/D-muunninta käytetään mittaamaan tuotteelta tullut analoginen testijännite. D/A-muuntimen tehtävä on päinvastainen. D/A-muunnin muuttaa digitaalisessa muodossa syötetyn jännitearvon analogiajännitteeksi. Muunnettua analogiajännitettä käytetään syöttämään testijännite mitattavalle tuotteelle. Muuntimien käyttöjännitteen rippelin täytyy olla matala mittausten tarkkuuden säilymiseksi. Datalehdiltä löytyvä CMRR-arvo (Common Mode Rejection Ratio) määrittelee komponentin suodatuskyvykkyyden samanmuotoiselle häiriölle. Tarkoissa mittauksissa muuntimien CMRR-suodatus ei aina riitä ja liian korkeat häiriöt käyttöjännitteessä aiheuttavat mittausvirhettä.

Positiivinen ja negatiivinen 15 V analogiasähkö toimii käyttöjännitteenä sekä tuotteiden signaalien ohjaukselle ja puskuroinnille että muiden analogiasignaalien käsittelyyn tarvittaville komponenteille. 15 V analogiasähkö toimii käyttöjännitteenä esimerkiksi differentiaalisilla operaatiovahvistimilla, kytkimillä, referenssijännitteet luovilla muuntajilla ja puskureina toimivilla operaatiovahvistimilla. Häiriöiden minimoimiseksi kaikkien analogiapuolen käyttösjähkön rippelin on oltava mahdollisimman pientä.

Analogisia- ja digitaalisia tuotesähköjä käytetään syöttämään tuotteille käyttöjännitteet. Tuotteiden käyttöjännitteet luodaan syöttämällä takaisin-kytketylle operaatiovahvistimelle tarkkaa referenssijännitettä. Operaatiovahvistin syöttää puskuroidun referenssijännitteen suodatettuna tuotteelle. Tuotesähköt toimivat tuotteiden käyttöjännitteiden puskuroivien operaatiovahvistinten käyttöjännitteinä. Operaatiovahvistimet suodattavat samanmuotoisia häiriöitä käyttöjännite- linjoistaan. Osa testattavista tuotteista on ratiometrisiä tuotteita. Ratiometrisyys tarkoittaa, että tuotteiden ulostulo on suhteutettu komponentin käyttöjännitteeseen. Tällöin kaikki komponentin käyttöjännitteissä näkyvä rippeli näkyy myös tuotteen ulostulossa, mikä huonontaa mittaustarkkuutta. Tuotesähköissä näkyvien häiriöiden on oltava tarpeeksi matalia, etteivät ne vaikuta mittaustuloksiin.

Mittauselektroniikassa käytetään maiden yhdistämiseen tähtipiste-menetelmää. Yhdistymispiste sijaitsee analogiakorteilla, jolloin digitaalipuolen maavirtojen heiluminen vaikuttaa vähemmän analogiapuolen mittauksiin. Ilman erotusta maa-alueiden paluuvirtojen yhdistyminen luo jännite-eron analogiamittaukseen käytettävien A/D-muuntimien käyttöjännitteisiin vaikuttaen mittauksiin. Jotta analogisten komponenttien paluuvirrat eivät häiriinny digitaalivirroista, mittauselektroniikan käyttöjännitteiden negatiivisia napoja ei yhdistetä lähteiden päässä ja lähteet on erotettu.

Useat taulukon 4.2 jännitelinjoissa olevista komponenteista tarvitsevat kondensaattoreita käyttöjännitteidensä suodattamiseen ja häiriöiden poistoon. Yhden kortin käyttöjännitelinjoissa on sadoista mikrofaradeista millifaradeihin kapasitanssia. Otettaessa huomioon koko pakka, käyttöjännitelinjojen kapasitanssi on erittäin korkea, jopa kymmeniä millifaradeita.

Suuri osa testatuista komponenteista menee autoteollisuuteen. Autoteollisuudessa käytetyillä komponenteilla on kuluttajaelektroniikkaa tiukemmat vaatimukset. Lämpötila-alue komponenteille on usein -40 °C :sta $+125\text{ °C}$:seen ja komponentteja täytyy testata koko määritellyllä lämpötila-alueella. Tämä vaikuttaa myös mittauselektroniikan näkemään ympäristön lämpötilaan, koska mittauselektroniikka tuodaan mahdollisimman lähelle mitattavia tuotteita. Määritely lämpötila-alue käytössä olevalla ja uudella mittauselektroniikalla on $0\text{--}70\text{ °C}$.

Kiihtyvyyssantureita testataan eri asennoissa, että nähdään jokaisen akselin toiminta. Asentoja vaihdetaan ohjattavalla moottorilla toimivan kääntelijän avulla. Mittausjärjestelmän vaatimat uuni, viilentävä kompressori sekä mekaaninen kääntelijä luovat sähköisesti haastavan ympäristön. Lämpötilaa vaihtavan uunin ja

tuotteita kääntävän moottorin luomat virtapiikit aiheuttavat mittauselektroniikan tehölähteelle häiriöitä tulojännitteessä. Suodattamattomat häiriöt kulkevat mittauselektroniikalle ja vaikuttavat tuloksiin.

Suunniteltavan tehölähteen peruserä on vastaava kuin matkapuhelimen lataamisessa kuvan 2.1 tapauksessa. Laboratorioteholähdettä käytetään pudottamaan vaihtojännite matalampaan tasoon (muuntaja), tasasuuntaamaan, suodattamaan ja reguloimaan jännite. Tässä tapauksessa laboratoriotehölähteen tarkoitus on syöttää useampaa regulaattoria, jotka luovat systeemin käyttämät käyttösjännitteet.

Tehölähteeksi määriteltiin uusi pohjakortti, joka luo tarpeelliset jännitteet koko mittauselektroniikalle. Sen muita tehtäviä on reitittää FPGA-resurssit muille kortteille sekä luoda lähtöpiste nopealle differentiaaliselle sarjamuotoiselle SRIO-liikenteelle (Serial RapidIO).

Kortin täytyy toimia sekä nykyisen että uuden mittauselektroniikan kanssa. Nykyisessä mittauselektroniikassa sen tehtävä on toimia tehölähteenä koko korttipakalle ja luoda järjestelmän tarvitsemat jännitteet. Uudessa mittauselektroniikassa pohjakortti toimii sekä tehölähteenä että pääkorttina mittauselektroniikan ohjaamisessa ja kommunikoinnissa. Käyttöjännitelinjojen rippelin täytyy olla matalaa, ettei se vaikuta mittauksiin. Suurin osa käyttöjännitteistä kulkee alipäästösuotimen ja/tai regulaattorin läpi ja korkeataajuinen häiriö suodattuu pois.

Mittauselektroniikkojen välillä on eroa myös käyttöjännitteiden ohjauksessa. Nykyisessä mittauselektroniikassa käyttöjännitteiden käynnistys tapahtuu manuaalisella ajoituksella. Käyttöjännitteiden ajoitus automatisoidaan tehölähteelle, jolloin ei tarvita erillistä ohjausta käynnistymiselle. Uudessa mittauselektroniikassa käyttöjännitteiden ohjaus tapahtuu FPGA:lla. Tuotteiden käyttöjännitteiksi menevät jännitteet määriteltiin säädettäväksi, jotta tehonkulutus saadaan pienemmäksi tuotteen käyttöjännitteen mukaan. Pääkortille lisättiin vaatimus jännitteiden ja virtojen mittauksesta parantamaan järjestelmän diagnostiikkaa.

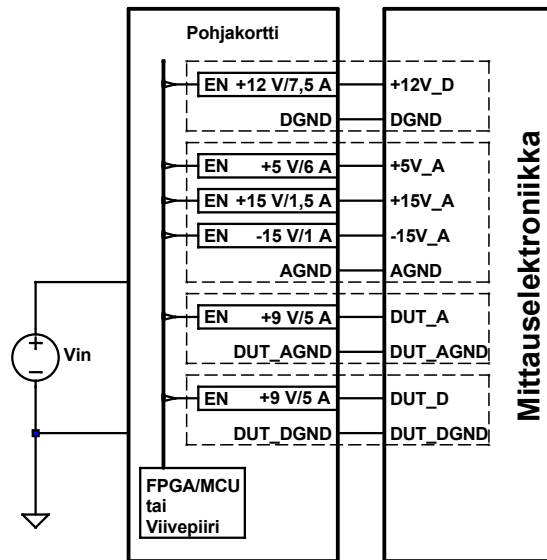
Kortin fyysinen koko määräytyy pakan muiden korttien koosta. Piirilevyn koon rajoitukset vaikuttavat valittavissa oleviin ratkaisuihin. Myös mittauselektroniikan lämpötila-alue, 0-70 °C, täytyy ottaa suunnittelussa huomioon.

Taulukkoon 4.3 on kerätty kortin tärkeimmät vaatimukset jännitteiden, kuormavirtojen ja lähteiden erotuksen osalta. Taulukko kertoo tärkeimmät

lähtökohdat teholähteen suunnitteluun ja toteutukseen. Ulostulojännite määrittelee kyseessä olevan käyttösähkön nimen, V_{min} pienimmän nimellisarvon kyseiselle jännitteelle, V_{max} suurimman nimellisarvon kyseiselle jännitteelle, $I_{max}(nyk)$ nykyisen elektronikan maksimikuormavirran ja $I_{max}(uusi)$ uuden elektronikan maksimikuormavirran. Kuvassa 4.1 nähdään suunniteltava järjestelmä maksimijännitteineen ja -virtoineen.

Taulukko 4.3 Pohjakortin ulostulojännitteiden vaatimukset.

Ulostulojännite	V_{min} (V)	V_{max} (V)	$I_{max}(nyk)$ (mA)	$I_{max}(uusi)$ (mA)	Erotettu maa-alue
Raakasähkö, digitaali	+5,0	+12,0	4000	7500	Digitaali
Raakasähkö, analogia	+5,0	+5,0	-	6000	Analogia
15 V Analoginen, pos	+15,0	+15,0	1000	1500	Analogia
15 V Analoginen, neg	-15,0	-15,0	1000	1000	Analogia
Tuotesähkö, digitaali	+4,5	+9,0	1000	5000	Tuote/analogia
Tuotesähkö, analogia	+4,5	+9,0	1000	5000	Tuote/digitaali



Kuva 4.1 Suunniteltava teholähde määrittelyineen.

4.2 Korkeavirtainen jännitemuunnin

Alaluvussa käydään läpi korkeavirtaisen jännitemuuntimen suunnitteluvaiheet, joihin kuuluu muuntimen valintaprosessi ja suunnittelu. Tarkoituksena on selittää, miksi päädyttiin kyseiseen ratkaisuun ja minkälaisia vaihtoehtoja oli tarjolla. Korkeavirtaisten jännitemuuntajien valinta esitellään ensimmäisenä, koska niiden ominaisuudet ovat kriittisimmät lopputuloksen kannalta.

Alaluvun alussa käydään läpi eri vaihtoehdot ja valitaan käytettävä muunnin. Tämän jälkeen käsitellään korkeavirtaisen jännitemuuntimen oheiskomponenttien valintaa ja kytkentöjen toteutusta. Lopussa esitellään toteutukseen valittu muunnin.

4.2.1 Korkeavirtaisen jännitemuuntimen valinta

Jännitemuuntajien tärkein tehtävä on antaa tarpeeksi tehoa, että muu elektroniikka toimii. Käytettävän jännitemuuntimen rippelin täytyy olla tarpeeksi matalaa, ettei se vaikuta mittaustuloksiin. Kriittisiä tekijöitä ovat myös fyysinen koko ja lämpeneminen. Muuntajien täytyy mahtua määrätylle piirilevyille muun elektroniikan kanssa. Järjestelmän täytyy pysyä toimintakunnossa myös +70 °C ympäristön lämpötilassa. Suuri lämpötilaan vaikuttava tekijä on muuntimen tehokkuus, koska hukateho poistuu lämpönä. Myös komponentin kotelo vaikuttaa lämmönkestoan. Yksi teholähteen vaatimuksista on käyttää sitä myös vanhassa elektroniikassa pienentämään järjestelmän kustannuksia sekä selkeyttämään järjestelmää. Näin ollen hinta vaikuttaa valintaan. Saatavuus on kriittinen tekijä, koska teholähde täytyy saada käyttöön mahdollisimman nopeasti.

Taulukkoon 4.4 on koottu korkeavirtaiselta jännitemuuntimelta vaadittavat ominaisuudet. Taulukossa on eritelty ominaisuuksien tärkeys muuntimen valintaan, bias ja kuvaus ominaisuuden vaikutuksista. Biaksen määrittelyssä ylös tarkoittaa, että suurempi arvo on parempi ja alas tarkoittaa, että pienempi arvo on parempi.

Taulukko 4.4 Korkeavirtaisen muuntimen tarvitsemat ominaisuudet.

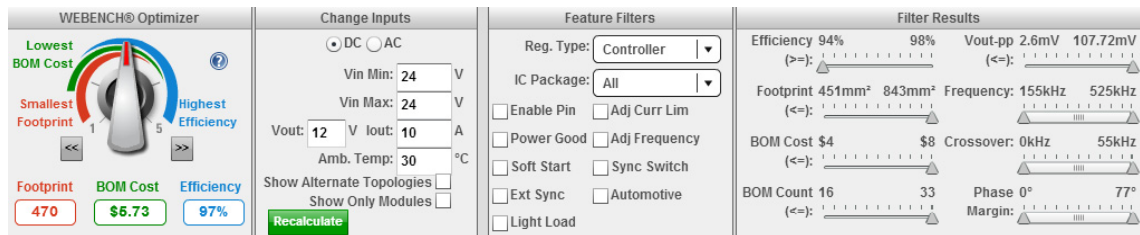
Ominaisuus	Prioriteetti	Bias	Vaikutus
Maksimiteho	Kriittinen	Ylös	Mahdollistaa toiminnan
Saatavuus	Kriittinen	Ylös	Mahdollistaa toteutuksen
Maksimilämpötila	Korkea	Ylös	Kestää hukatehon
Lämpöresistanssi	Korkea	Alas	Siirtää lämmön ympäristöön
Hyötysuhde	Korkea	Ylös	Vähentää hukatehoa
Rippeli	Keskinkertainen	Alas	Epätasaisempi ulostulojännite
Hinta	Matala	Alas	Vähentää kustannuksia

Valinta aloitettiin kartoittamalla mahdollisia korkean virran jännitemuuntimia. Jännitemuuntimelle täytyy saada luotettava valmistaja, jotta kyseisiä komponentteja löytyy myös tulevaisuudessa. Komponentin simuloitavuus oli tärkeä peruste valmistajan valinnassa. Sekä Linear Technologyn [49] että Texas Instrumentsin [17] sivuilta löytyy parametrisoidut hakukoneet helpottamaan muuntajien valintaa. Valmistajien sivuilta löytyvät tuotetyyppien valintaoppaat

ovat hyvä lähtökohta muuntimien valinnassa. Tiukan aikataulun takia muuntimen saatavuus toimi erittäin tärkeänä tekijänä ja löydetyistä muuntajista koottiin liitteestä löytyvä taulukko A.1.

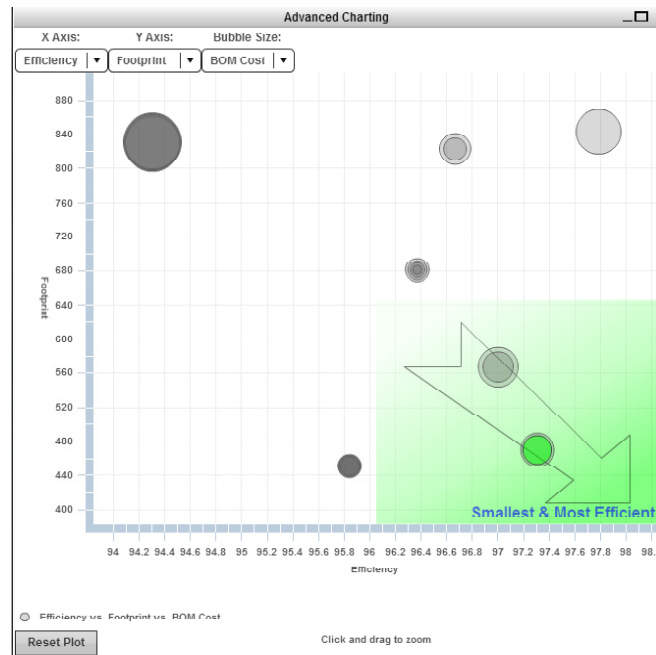
Korkean jännitteen muuntimeksi oli kaksi vaihtoehtoa, suunnitella muunnin kontrollerista ja oheiskomponenteista tai käyttää valmiita mikromoduleita (μ Module) kytkettynä rinnakkain. Myös valmiita kontrollereista suunniteltuja moduleita käytiin läpi, mutta niiden ongelmana olivat hinta, saatavuus sekä vaillinainen tieto toiminnasta ja ominaisuuksista.

Kontrollerin valintaan käytettiin Texas Instrumentsin Webench-työkalua [18], jota käytetään etsimään sopivinta ratkaisua tehollisuuden rakentamiseen. Kuvassa 4.2 on työkaluun syötetyt alkuarvot. Alkuarvoilla nähdään sopivimmat kontrollerit määriteltyihin lähtökohtiin. Ehdotetut muuntimet löytyvät kuvassa 4.3. Valittuina X-akselille on hyötysuhde, Y-akselille ratkaisun fyysinen koko ja pallon koko määräytyy hinnan mukaan. Vaihtoehdot löytyvät myös listamuodossa ominaisuuksineen. Kuva 4.3 näyttää suositellun ratkaisun lähimpänä oikeaa alakulmaa. Annetuilla määrittelyillä, kontrolleriksi valittiin TPS40170.

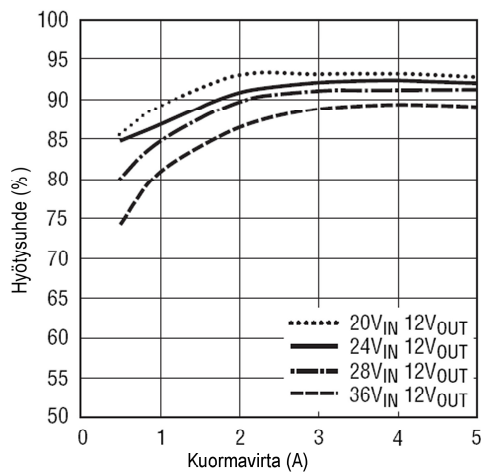


Kuva 4.2 Webench-työkaluun syötetyt alkuarvot. [18]

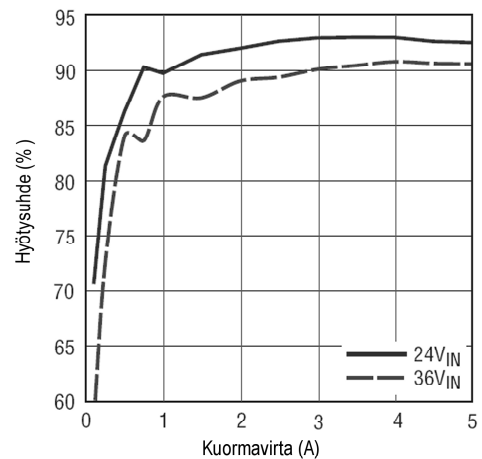
Kahta taulukosta A.1 löytyvistä mikromoduleista voidaan kytkeä rinnakkain, LTM8026 ja LTM4612. Vaihtoehtoisten mikromodulien ominaisuudet ovat toistensa kaltaiset. Kuvassa 4.4 näkyvät hakkurien hyötysuhteet ovat lähes identtiset ulostulon ollessa 12 V, sisäänmenon 24 V ja kuormavirran korkea. LTM4612:n kotelon ja ympäristön välinen lämpöresistanssi (15,0 °C/W) on hieman pienempi kuin LTM8026:lla (18,6 °C/W). LTM4612:lla löytyy PGOOD-signaali, joka kertoo ulostulon olevan kunnossa. Samaa signaalia ei löydy LTM8026:lla, joten LTM4612 valittiin rinnakkain kytkettäväksi mikromoduliksi. Myös ulkoisen ohjauksen mahdollistavan *sync*-signaali puuttuu LTM8026:n simulointikomponentista. Vastaavan toiminnallisuuden *PLLin*-signaali löytyy LTM4612:n simulointikomponentista. Ohjaussignaalin avulla simulointitulokset saadaan tarkemmiksi LTM4612:lla.



Kuva 4.3 Webench-työkalun antamat suositukset. [18]



(a) LTM4612:n hyötysuhde kuormavirran mukaan, 12 V ulostulo. [22]



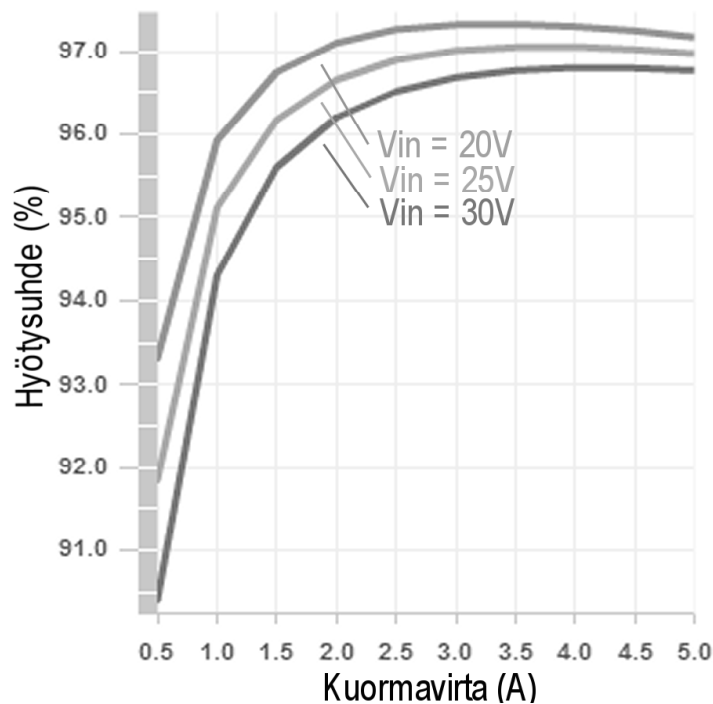
(b) LTM8026:n hyötysuhde kuormavirran mukaan, 12 V ulostulo. [23]

Kuva 4.4 Hyötysuhteiden vertailu LTM4612:n ja LTM8026:n välillä kuormavirran funktiona.

4.2.2 Korkeavirtaisen jännitemuuntimen suunnittelu

Ensimmäisenä keskitytään aiemmin valittuun kontrolleriin, TPS40170. Kontrollerin maksimi ulostulovirta on erittäin korkea, 25 A. Kontrolleria käytettäessä levittämällä tehokomponentteja suuremmalle alueelle, jolloin tehotehiheys pienenee. Pienempi tehotehiheys tarkoittaa pienempää lämpötilan tasaisempaa jakautumista piirilevyille.

Kontrollerin suunnitteluun kuuluu oheiskomponenttien valinta ja mitoitus. Suunnittelu aloitettiin Texas Instrumentsin sivuilta löytyvällä Webench-suunnittelutyökalulla [18]. Työkalu näyttää mitoitettun kytkennän esimerkkikomponentteineen. Suunnittelutyökalulla käytetään kytkennän toimivuuden tarkasteluun, bode-diagrammin luontiin ja ominaisuuksien vertailuun. Kuvasta 4.5 nähdään työkalun antama hyötysuhde kolmella eri käyttöjännitteellä ulostulovirran funktiona. Kuvasta nähdään, että hyötysuhde koko annetulla käyttöjännitealueella on 7,5 A ulostulovirralla erittäin korkea, noin 96 %.



Kuva 4.5 Webench-työkalun antama hyötysuhde TPS40170:lle. [18]

Webench-työkalulla ei pysty tekemään kaikkia tarvittavia analyysejä, kuten aikatazon simulointia. Työkalulla pystyy alustavasti valitsemaan käytettäviä komponentteja ja arvioida piirin toimivuutta ja ominaisuuksia. Tarkempaan piirin toiminnan arviointiin tarvitaan piirisimulaattori. Texas Instrumentsin sivuilta voi ladata PSpice- tai TINA-TI mallikytkennän kyseiselle piirille simulointia

varten. TINA-TI on Texas Instrumentsin oma SPICE(Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) -pohjainen simulointityökalu ja PSpice-malleja voi simuloida esimerkiksi Orcad-ohjelmalla. Simuloinnit päädyttiin tekemään ilmaisella TINA-TI-simulointityökalulla, koska simuloitava komponentti oli Texas Instrumentsin oma piiri.

Aluksi tarkasteltiin simulaattorin ja kytkennän toimivuutta simuloimalla esimerkkikytkentä aikatasossa. Simulointituloksissa ulostulojännitteen rippeli oli yllättävän korkea, satojen millivolttien tasoista. Tämän jälkeen kytkentä muutettiin vastaamaan digitaalipuolen käyttöjännitettä isommalla kuormalla. Testikytkennän ulostulojännitteeksi säädettiin 12 V ja ulostulovirraksi 8 A. Ulostuloon listäisiin 2 mF kapasitanssia, koska mittauselektronikan käyttöjännitelinoista löytyy paljon kapasitanssia.

Simuloinneissa kytkentä ei lähde käyntiin. Pientämällä kuorman kapasitanssia 40 μF :n kytkentä käynnistyy, mutta jo 200 μF :n kapasitanssilla kontrolleri ei käynnisty. Käynnistymistä helpotettiin loiventamalla käynnistymisramppia *soft-start*-signaalin avulla. Kontrolleri ei käynnisty käytettäessä loivempaa ulostulon käynnistysramppia.

Kontrollerin kotisivuilta ladattiin makroilla toimiva excel-muotoinen laskentatyökalu TPS-tyyppisille kontrollereille. Laskentatyökalulla pystyy mitoittamaan takaisin-kytkennän komponenttien arvoja. Työkalu laskee annetuista arvoista systeemin bode-diagrammin ja ehdottaa sopivia arvoja takaisinkytkennälle. Syötettäviä arvoja ovat sisääntulevan jännitteen määrittelyt, ulostulevan jännitteen ja virran määrittelyt, takaisinkytkennän ominaisuuksien määrittelyt sekä ulostulossa olevan kelan ominaisuuksia sekä ulostulossa olevien kondensaattorien arvot. Kontrolleria ei saatu käynnistymään käyttämällä työkalulla laskettuja arvoja takaisinkytkennälle.

Johtuen käynnistymisongelmasta, kontrolleria ei voi valita ratkaisuksi ilman mallilaudalla tehtäviä lisätestejä. Syy kontrollerin toimimattomuuteen on simuloinnin perusteella kontrollerin takaisinkytkennän toimimattomuus muuttuvassa ympäristössä. Kontrolleri ei toimi muuttuvan mittauselektronikan tehölähteeksi, jos kontrollerin takaisinkytkentä täytyy mitoittaa riippuen kuormasta. Stabiilissa tilanteessa takaisinkytkentä tarvitsee mitoittaa vain kerran, mutta mittauselektronikan koostava pakka kortteineen vaihtuu tilanteesta riippuen. Näin ollen myös kapasitanssin määrä voi vaihdella. Lisäksi tehölähdettä täytyy pystyä testaamaan ilman kuormakorttia, jolloin muuntajien ulostuloissa on paljon vähemmän kapasitanssia.

Toinen valittu vaihtoehto on μ Moduli LTM4612 [22]. Kyseisen muuntimen maksimiulostulovirta on 5A, joten se ei yksittäisenä riitä. Muuntimen ominaisuuksiin kuuluu mahdollisuus kytkeä useampi muunnin rinnan, jolloin ulostulotehoa saadaan kasvatettua. Suunnittelu alkoi laskemalla tarvittavien muuntajien määrä käyttöjännitettä kohti. Kaikille käyttöjännitteille kannattaa mitoittaa samanlainen kytkentä, jolloin niiden karakterisointi, virheiden etsintä ja ulostulon suodatus helpottuu. Uuden elektroniikan digitaalipuoli vie eniten tehoa, joten se valittiin suunnittelun lähtökohdaksi. Käyttöjännitteille annetut määritykset löytyvät taulukosta 4.3.

Käsitellessä pelkästään ulostulovirtaa, tarvittava 7,5 A virta saadaan laittamalla kaksi LTM4612-muunninta rinnakkain. Laskennallisesti muunnin pystyy antamaan noin 2,5 A virtaa ilman että hakkurin lämpötilan kohoaa maksimin yli ympäristön lämpötilan ollessa 70 °C. Piirien kokonaislämpenemistä ei pystytä päättelemään suoraan lasketuista arvoista ja varsinkin muuntimien lämpenemisen yhteisvaikutus tulee nostamaan lämpöä ideaalitapausta korkeammaksi. Laskemalla on mahdollista karkeasti arvioida, että lämpenemisen perusteella uuteen elektroniikkaan muuntajia tarvitaan digitaaliselle raakasähkölle 4 kappaletta rinnan. Vastaavasti vanhaan elektroniikkaan muuntajia tarvitaan 2 kappaletta rinnan. Tuote- ja analogiselle raakasähkölle tarvitaan uudelle elektroniikalle 4 muunninta rinnan, vanhalle elektroniikalle riittää 1 muunnin.

Simulointia varten täytyy selvittää kytkennän oheiskomponenttien arvot. Ensimmäisenä lasketaan ulostulon arvo. Ulostulon arvo määritellään takaisinkytkentä- eli *feedback*-signaalin ja signaalimaan välille asetettavalla vastuksella R_{FB} . Käyttäessä useampaa muunninta rinnan, kyseinen vastus kytkettyy kaikkien muuntajien *feedback*-signaaliin ja vastuksen arvo skaalautuu muuntajien määrän mukaan:

$$R_{FB} = \frac{100 \text{ k}\Omega}{\frac{N}{0.6 \text{ V}-1}} \quad (4.1)$$

missä R_{FB} on takaisinkytkentävastus, N on muuntajien lukumäärä ja V_{OUT} on ulostulo. Liitteistä löytyvästä taulukosta A.4 löytyy eri käyttö- sähköjen tarvitsemat ulostulon määrittävät vastukset ja muuntimien määrä.

Seuraavaksi määriteltiin muuntajien ulostulon nousunopeus käynnistyksessä. Ulostulon nousunopeuden määrittelee kondensaattori C_{SS} *soft-start*-signaalin ja signaalimaan välillä. Ulostulon nousunopeus vaikuttaa suoraan simulointiajan pituuteen, joten simulointeja varten kondensaattorin arvo toteutettavaa arvoa

pienemmäksi. Liian nopea nousunopeus simulaatioissa vaikuttaa muuntajien käynnistymiseen sekä muuntimen käyttöjännitteestä ottamaan virtaan. Nopea ulostulon muutos ottaa käyttöjännitelinjoista korkean virtapiikin. Laskentakaava nousunopeutta säätelevälle kondensaattorille LTM4612:lla on:

$$t_{softstart} \approx 0.8 * (0.6 \pm V_{out}Margin\%) * \frac{C_{SS}}{1.5 \mu A} \quad (4.2)$$

missä $t_{softstart}$ tarkoittaa muuntimen käynnistymisaikaa, $V_{out}(Margin\%)$ tarkoittaa ulostulolle määriteltyjä reuna-arvoja ja C_{SS} tarkoittaa ulostulon nousunopeutta määrittelevän kondensaattorin arvoa. Tästä saadaan nousunopeuden määrittelevän kondensaattorille kaavaksi:

$$C_{SS} \approx \frac{t_{softstart} * 1.5 \mu A}{0.8 * (0.6 \pm V_{out}Margin\%)} \quad (4.3)$$

Muuntajien toimintataajuudella määritellään taajuus, jolla hakkurit katkovat sisääntulevaa jännitettä. Korkeampi toimintataajuus pienentää rippeliä, mutta kasvattaa tehohäviöitä. Teholähteen datalehddestä löytyy suositukset toimintataajuudeksi eri jännitearvoille. Kytettäessä muuntimia rinnan, niiden toiminnan aloittaminen eri aikaan pienentää häiriöitä. Tällöin maksimisisäänmenoja ja ulostulovirrat ovat pienempiä. LTM4601-hakkuriteholähteellä maksimivirrat pienenevät mikromodulien eriaikaistamisella keskimäärin 20 % [26]. LTM4612-mikromodulille on mahdollista syöttää *PLLIN*-signaaliin toimintataajuuden määrittelevää kanttiaaltoa ja teholähteen toiminta synkronoituu kanttiaallon nousevaan reunaan. Mikromodulien ajoitusta on mahdollista ohjata käyttämällä monikanavaista vaihesiirron mahdollistavaa oskillaattoripiiriä.

Neljän mikromodulin rinnankytkennälle tarvitaan oskillaattoripiiri, joka pystyy siirtämään ulostulonsa vaihetta 90°. LTC6909 on kahdeksalla ulostulolla varustettu oskillaattori, jolla pystytään muuttamaan ulostulojen taajuutta ja niiden välistä vaihetta. Piirin mitoitus löytyy alaluvusta 5.1. Vanhan elektroniikan yksittäisille muuntajille käytetään ylösvetovastusta taajuuden asettavaan *FSET*-signaaliin. Tällöin mikromoduli asettaa oman toimintataajuutensa.

LTM4612-kytkennällä sisäänmenojännitteen suodatuskondensaattoreiksi suositellaan yhtä 100 μF :n kondensaattoria sekä kahta 10 μF keraamista kondensaattoria. Neljälle mikromodulille toteutettu suojauskytkentä vie suuren pinta-alan piirilevyiltä. Pinta-alan ollessa rajoitettua, jokaiselle nelikon mikromodulille suodatukseen valittiin 3 kappaletta 10 μF kondensaattoreita. Näiden rinnalle

lisättiin pienemmässä kotelossa olevia kapasitanssiltaan ja kooltaan pienempiä kondensaattoreita pienentämään rippeliä korkeilla taajuuksilla.

Ulostulojännitteen suodatukseen on kaksi eri suositusta. Datalehti suosittelee joko matalan ESR-arvon omaavaa $150 \mu\text{F}$:n elektrolyyttikondensaattoria, jonka rinnalle tulee 2 kappaletta $22 \mu\text{F}$:n keraamisia kondensaattoreita tai vaihtoehtoisesti 4 kappaletta $47 \mu\text{F}$:n keraamisia kondensaattoreita. Sopivilla kondensaattoreilla täytyy olla suhteellisen korkea jännitteenkesto (vähintään 16 V , mielellään enemmän), mahdollisimman pieni koko ja korkea lämpötilankesto (vähintään $100 \text{ }^\circ\text{C}$). Laskennallisesti yksittäisen buck-tyyppisen hakkuriteholähteen ulostulon suodatuskapasitanssiksi tarvitaan vähintään $42 \mu\text{F}$ kondensaattori. Näillä rajoituksilla päädyttiin käyttämään rinnakkain pienempiä keraamisia kondensaattoreita jokaiselle mikromodulille sekä yhtä suurta elektrolyyttikondensaattoria. Suodatuksena toimii rinnakkain 100 nF , 470 nF , $4,7 \mu\text{F}$, $10 \mu\text{F}$, $22 \mu\text{F}$ sekä $47 \mu\text{F}$ keraamiset kondensaattorit. Suurempana suodatuskomponenttina toimii $220 \mu\text{F}$ elektrolyyttikondensaattori. Näiden lisäksi ulostuloon lisättiin $10 \mu\text{H}$ kelalla toteutettu alipäästösuodatin.

Suunniteltu piiri kannattaa simuloida ennen sen toteutusta. Linear Technologies yhtiön LTM4612-piiriä pystyy simuloimaan LTSPICE-simulaattorilla. Simulaattorissa on toimintamalli piirille ja piiri on mahdollista simuloida määritellyillä asetuksilla. Liitteestä A.2 löytyvästä kuvasta A.1 nähdään neljän hakkurin simulointiin käytetty piirikaavio. Simulaattoriin luotiin komponentti neljän LTM4612-hakkurin kytkennälle. Luotu komponentti sisältää käytetyn LTC6909 oskillaattoripiirin. Kuvan piirikaaviossa näkyvät komponentilta ulostulevien signaalien kytkennät. Simulointeja varten Soft start -kondensaattorin kapasitanssia on pienennetty, että simulointiaikaa saadaan lyhennettyä. Hakkurien rinnankytkennän ulostulojännitteen häiriöt olivat simuloinneissa erittäin pieniä. Simuloinneissa kytkentä toimi odotetusti ja se valittiin teholähteelle korkeavirtaiseksi hakkuriksi.

4.3 Negatiivinen jännitemuunnin

Tämä alaluku käsittelee teholähteeseen kuuluvan negatiivisen jännitteen muuntimen suunnittelua. Aluksi käydään läpi muuntimen valintaa ja esitellään eri vaihtoehdot. Tämän jälkeen esitellään negatiivisen jännitemuuntimen oheiskomponenttien valintaa ja mitoitusta. Tarkoituksena on esitellä toteutuksen pohjalla käytetyt valinnat.

Analogisten jännitteiden +15 V ja -15 V:n tärkeimpänä käyttötarkoituksena on luoda käyttösähköt operaatiovahvistimille, joten niille luodaan toistensa kaltainen kytkentä. Tällöin operaatiovahvistimen käyttösähköihin muodostuu samankaltaiset häiriöt ja häiriöitä on helpompi hallita ja suodattaa.

4.3.1 Negatiivisen jännitemuuntimen valinta

Tärkeimmät ominaisuudet negatiivisen jännitteen muuntimelle olivat korkea virranantokyky, korkea lämpötilankesto, hyvä hyötysuhde, pieni rippeli ja matala kotelon ja ympäristön välinen lämpöresistanssi. Taulukon 4.3 mukaan -15 V tarvitsee virtaa vähintään 1 A. Koska muunnin lämpenee toimiessaan ja ympäristön lämpötila voi olla +70 °C, muuntimen lämpötila-alue täytyy olla vähintään +100 °C. Hyötysuhde vaikuttaa koko järjestelmän käyttämään tehoon sekä kyseisen muuntimen aiheuttamaan lämpökuormaan. Analogiapuolella rippeli vaikuttaa mittausten tuloksiin, joten muuntimen aiheuttamien häiriöiden täytyy olla mahdollisimman matalia. Lämpöresistanssi komponentin kotelon ja ympäristön välillä täytyy olla mahdollisimman pieni, että jännitteen luomisessa syntyvä lämpö kulkeutuu komponentilta ympäristöön. Tällöin komponentin sisäinen lämpötila ei nouse liian korkeaksi. Myös negatiiviselle jännitemuuntimelle saatavuus on kriittinen tekijä.

Taulukkoon 4.5 on koottu negatiivisen jännitemuuntimen valintaan vaikuttavat ominaisuudet, niiden tärkeys, bias ja kuvaus vaikutuksista. *Ulostulo pos&neg* tarkoittaa, että muuntimella pystytään tekemään sekä positiivinen, että negatiivinen jännite. Listan prioriteetteihin vaikuttaa myös se, kuinka epätyypillinen kyseinen ominaisuus on negatiivisilla muuntajilla.

Taulukko 4.5 Negatiivisen jännitemuuntimen tarvitsemat ominaisuudet.

Ominaisuus	Prioriteetti	Bias	Vaikutus
Saatavuus	Kriittinen	Ylös	Mahdollistaa toteutuksen
Rippeli	Erittäin korkea	Alas	Epätasaisempi ulostulojännite
Maksimiteho	Korkea	Ylös	Mahdollistaa toiminnan
Maksimilämpötila	Korkea	Ylös	Kestää hukcatehon
Lämpöresistanssi	Korkea	Alas	Siirtää lämmön ympäristöön
Hyötysuhde	Korkea	Ylös	Vähentää hukcatehoa
Ulostulo pos&neg	Keskinkertainen	-	Mahdollistaa identtiset häiriöt
Fyysinen koko	Matala	Alas	Vähentää pinta-alaa
Hinta	Matala	Alas	Vähentää kustannuksia

Vaihtoehtojen kartoituksessa hankaluutta aiheutti negatiivisen jännitteen jännitealue, korkea virta ja korkea ympäristön lämpötila. Negatiivisen jännitteen

muuntajille löytyy erilaisia toteutustapoja. Yksi vaihtoehto on isolaattori, joka luo sekä positiivisen että negatiivisen jännitteen. Löydettyjen isolaattoreiden maksimiulostulovirta ei kuitenkaan riittänyt tähän tarkoitukseen. Toinen vaihtoehto on valmis negatiivisen jännitteen antava moduli, kuten PTN78020 [52]. Modulilla on laaja sisäänmenojännite (9-29 V), korkea hyötysuhde (noin 86 %, kun ulostulojännite on -15 V ja ulostulovirta on 1 A) sekä korkea maksimiulostulovirta (4 A). Tähän sovellukseen se ei kuitenkaan sovi, koska maksimilämpötilakesto on vain +85 °C. Kyseinen moduuli ei toimi positiiviselle +15 V jännitteelle ja sitä käyttämällä jännitteisiin tulee erilaiset rippelit.

Vaihtoehtona invertoivalle muuntimelle on kontrolleri. Kontrollereita löytyi sekä Texas Instrumentsilta että Linear Technologyltä. Kontrollereiden tehtävä on luoda ulostulojännite ohjaamalla ulkoisia transistoreita. Useampia kontrollereita löytyi laajalle käyttöjännite- ja lämpötila-alueille, esimerkiksi LT3757 [25]. Hyötysuhde kontrollerille on hyvin korkea negatiiviseksi muuntimeksi, noin 85 % 1 A kuormavirralla. Kontrollerin oheiskomponenttien valintaan, suunnitteluun ja simulointiin kuluu aikaa, joten kontrollereita ei valittu vaihtoehdoksi tiukan aikataulun takia. Kontrollereilla positiivisen ja negatiivisen 15 V jännitteiden luonti toteutettaisiin eri tavalla luoden erilaiset rippelit jännitteisiin.

Maxim Integrated tarjoaa muutamia jännitteen kääntäviä muuntimia, kuten esimerkiksi MAX766 [32]. Löydettyjen muuntajien ominaisuudet eivät kuitenkaan riitä tähän tarkoitukseen. Maksimisisäänmenojännite on liian pieni, suurin mahdollinen käyttölämpötila on liian matala eikä muunnin anna tarpeeksi virtaa.

Texas Instrumentsin sivuilta löytyvällä muuntajien hakukoneella etsiessä invertoivista muuntimista löytyi yksi mahdollinen muunnin, MC33063A-Q1 [51]. Kontrollerilla kriittiseksi ongelmaksi tuli lämpötila. Komponentin kotelon ja ympäristön välinen lämpöresistanssi on lähes 100 °C/W ja hyötysuhde negatiivisille jännitteille noin 62 %. Tällöin kontrolleri ei saa johdettua tarpeeksi hukatehoa pois kotelosta. Webench-työkalulla haettaessa löytyi muutama vaihtoehto, kuten LM5576-Q1 [57]. Maksimilämpötila on erittäin korkea (+150 °C), sisäänmenojännitteen alue on laaja (6-75 V) ja ulostulovirta riittävä (3 A). Ongelmaksi muodostuu komponentin kotelon ja ympäristön välinen korkea lämpöresistanssi (40 °C/W). Tällöin komponentin kotelo ei siirrä kaikkea hukatehoa pois ja komponentti kuumenee liikaa kun ympäristön lämpötila on +70 °C.

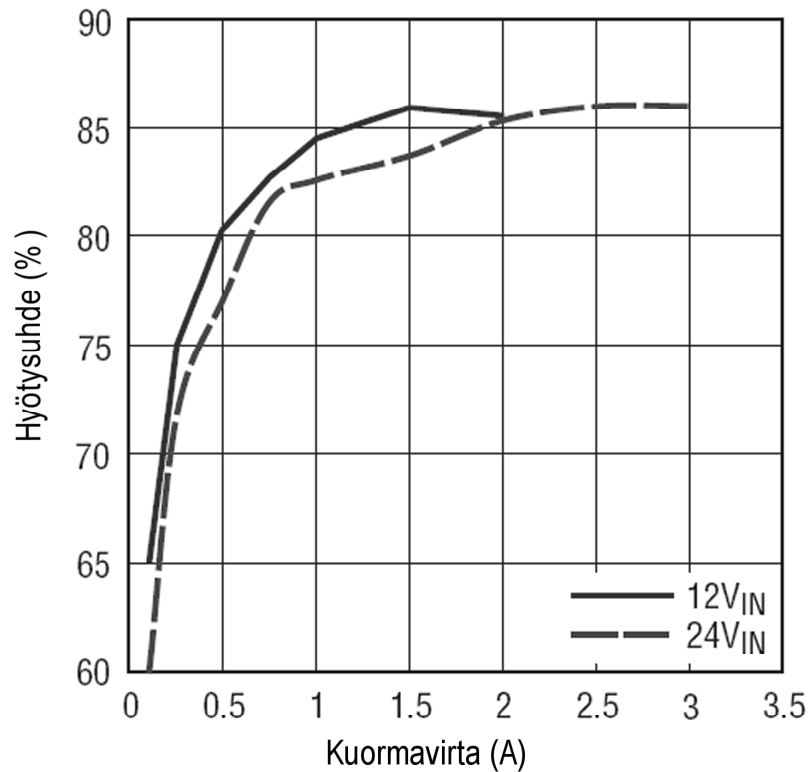
Linear Technologyn sivuilta löytyvällä muuntimien hakukoneella löytyi myös muutama mahdollinen muunnin, kuten LT3958 [28]. Muuntimella on laaja sisäänmenojännite (5-80 V), korkea maksimiulostulovirta (3,3 A), korkea

maksimilämpötila (+125 °C) ja korkea hyötysuhde negatiivisille jännitteille (noin 87 %, kun ulostulojännite on -12 V ja ulostulovirta 1 A). Ongelmana on komponentin kotelon ja ympäristön välinen korkea lämpöresistanssi (43 °C/W). Kotelo ei siirrä lämpöä ulos tarpeeksi tehokkaasti ja piirin toiminta vaaraantuu ympäristön lämpötilan ollessa +70 °C.

Tutkittaessa korkean virran muuntajia, LTM8026-mikromoduulista löytyi kytkentä, jolla luodaan negatiivisia jännitteitä [23]. Myös mikromoduulin muut ominaisuudet ovat hyviä negatiivisen jännitteen luomiseen. Sisäänmenojännitteen alue on laaja (6-36 V), ulostulon maksimivirta on korkea (5 A), maksimilämpötila on korkea (+125 °C) ja komponentin kotelon ja ympäristön välinen lämpöresistanssi on suhteellisen pieni (18,6 °C/W). Kuvasta 4.6 nähdään ulostulon hyötysuhde -12 V ulostulojännitteellä kuormavirran mukaan. Kuvasta nähdään, että hyötysuhde 1A virralla on noin 83 %. Nämä ominaisuudet tekivät siitä parhaan vaihtoehdon negatiivisen jännitteen luomiseksi. Samalla muuntimella pystytään myös luomaan +15 V jännite, joten vastakkaisiin jännitteisiin kytkeytyvä rippeli on samankaltaista. Suunnittelussa täytyy ottaa huomioon, ettei komponentin sisäänmenon ja ulostulon välinen ero saa olla suurempi kuin 36 V. Tämä asettaa analogiapuolen erotetun muuntimen ulostulojännitteen maksimille rajan:

$$\begin{aligned}
 V_{max} &< V_{out} - V_{in} \\
 V_{max}(LTM8026) &< V_{out}(LTM8026) - V_{out}(isol_A) \\
 V_{out}(isol_A) &< V_{max}(LTM8026) - V_{out}(LTM8026)
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

missä $V_{out}(isol_A)$ on isolaattorin ulostulo, $V_{max}(LTM8026)$ on komponentin maksimijännite eli 36 V ja $V_{out}(LTM8026)$ on määritelty ulostulo eli -15 V. Kaavan perusteella saadaan analogiapuolen muuntimen maksimiulostulojännitteeksi 21 V.



Kuva 4.6 LTM8026:n hyötysuhde kuormavirran mukaan, -12 V ulostulo. [18]

4.3.2 Negatiivisen jännitemuuntimen suunnittelu

Teholähteen suunnittelu alkaa ulostulojännitteen asettavan vastuksen mitoituksesta. LTM8026 teholähteen datalehdeltä [23] saadaan ulostulojännitteen mitoittavan vastuksen arvo:

$$R_{adj} = \frac{11,9}{V_{out} - 1,19} \quad (4.5)$$

missä R_{adj} on ulostulojännitteen asettava adj-signaalin ja maatason välinen vastus kilo-ohmeissa ja V_{out} asetettava ulostulojännite. Laskemalla vastuksen arvo 15 V ulostulojännitteelle saadaan 1 % vastuksen arvoksi pyöristäen vastusarvon alaspäin 841 Ω . Arvo pyöristetään alaspäin, jotta ulostulon arvo on hieman laskettua suurempi. Ulostulojännitteen arvo saa olla suurempi, koska jännite laskee kulkiessaan epäideaalisten siirtoteiden läpi. Samaa vastusarvoa käytetään myös negatiiviselle -15 V jännitteelle.

Hakkurin toimintataajuus on mahdollista määritellä 100 kHz:n ja 1 MHz:n välillä. Korkeampi toimintataajuus pienentää ulostulon rippeliä, mutta nostaa tehonkulutusta. Teholähteen datalehdellä on mainittu optimaalinen toimintataajuus useammalle eri ulostulojännitteelle. Interpoloimalla 12 V ja 18 V ulostulojen väliin, saadaan optimaaliseksi toimintataajuudeksi noin 615 kHz ja tämän asettamaksi 1 % vastukseksi noin 60,4 k Ω . Kyseinen vastus tulee *RT*-signaalin ja maatason väliin. Sama toimintataajuus sopii sekä positiiviselle että negatiiviselle jännitteelle.

Soft-start-signaalin ja maatason väliin laitettu kondensaattori määrittelee nousurampin hakkurin ulostulojännitteen käynnistymiselle. *soft-start*-kondensaattoriksi valittiin 470nF, koska hitaampi nousuaika luo pienemmän virtapiikin tehonlähteen käyttöjännitteeseen.

Valitun hakkurin ulostulovirran maksimi on 5 A. Hakkurin ulostulovirtaa on mahdollista rajoittaa vastuskytkennällä. Ulostulovirtaa päädyttiin rajoittamaan, koska tarvittavien jännitteiden maksimivirrat ovat hakkurin maksimivirtaa matalammat. Tällöin vikatilanteessa virta rajoittuu pienemmäksi, mikä pienentää vikatilanteen aiheuttamia ongelmia. Maksimivirta ampeereissa I_{max} lasketaan:

$$I_{max} = \frac{7,467 * R_{ctl-gnd}}{R_{Vref-ctl} + R_{ctl-gnd}} \quad (4.6)$$

missä $R_{ctl-gnd}$ on CTL_T- tai CLT_I signaalin ja maatason välisen vastuksen arvo ja $R_{Vref-ctl}$ on V_{ref} -signaalin ja CTL_T- tai CTL_I-signaalin välisen vastuksen arvo. Käyttämätön CTL_X signaali sidotaan tässä tapauksessa V_{ref} -signaaliin. Antamalla jännitteille 1 A vara tarvittavaan maksimivirtaan, saadaan virtarajaksi 2.5 A. Asettamalla $R_{ctl-gnd}$ vastuksen arvoksi 10 k Ω , $R_{Vref-ctl}$ vastukseksi saadaan noin 20 k Ω .

LTM8026-hakkurin datalehdelle on listattu suositukset kytkennän oheiskomponenteille. Sisäänmenojännitteen suodatuskondensaattoriksi suositellaan 10 μ F keraamista kondensaattoria. Sisäänmenojännitteen suodatukseen valittiin 2 kappaletta 10 μ F kondensaattoreita, jotta sisäänmenojännite pysyy tarpeeksi tasaisena ja hakkuriteholähteen toiminta ei häiritse muita analogiapuolen tehonlähteitä. Suurempien kondensaattorien rinnalle laitettiin kapasitanssiltaan ja kooltaan pienempiä kondensaattoreita. Pienempi kondensaattorin koko suodattaa paremmin korkeita taajuuksia.

LTM8026-hakkurille suositukset ulostulojännitteen suodatukseen on matalan ESR-arvon omaava 120 μF :n elektrolyyttikondensaattori, jonka rinnalle tulee 47 μF keraaminen kondensaattori. Kondensaattorien määrittelyt ovat lähes identtiset korkeavirtaisen jännitemuuntimen tapaukseen nähden. Kondensaattorien jännitteenkesto täytyy olla suhteellisen korkea (vähintään 16 V, mielellään enemmän), koko on mahdollisimman pieni ja lämpötilankesto korkea (vähintään 100 °C). Tässäkin tapauksessa päädyttiin useampaan pienempään keraamiseen kondensaattoriin sekä yhteen suureen elektrolyyttikondensaattoriin. Suodatuksena toimii rinnakkain 100 nF, 470 nF, 4,7 μF sekä 2 kappaletta 10 μF keraamista kondensaattoria. Elektrolyyttikondensaattorina on jo aiemmin valittu 220 μF . Vastaavasti ulostuloon lisättiin 10 uH kelalla toteutettu alipäästösuodatin. Käytettäessä samoja komponentteja, saadaan osaluettelo eli BOM(Bill Of Materials) lyhyemmäksi ja materiaalin hallinta helpottuu.

Käytettäessä LTM8026-hakkuriteholähdettä negatiivisen jännitteen luomiseen, hakkurin ulostulo saattaa aluksi nousta positiiviseksi. Tämä voi olla ongelma mittauselektronikalle, joten -15 V teholähteen ulostuloon lisättiin zener-diodi poistamaan positiivinen jännitteenousu. Zener-diodi ohjautuu myötäsuntaiseen johtavaan tilaan positiivisen jännitteen syntyessä ulostuloon. Näin ollen negatiivinen teholähde ei päästä positiivisia jännitepiikkejä ulostuloon käynnistyessään.

Linear Technologies yhtiön LTM8026-piiriä pystyy simuloimaan LTSPICE-simulaattorilla. Liitteistä löytyvästä kuvasta A.2 nähdään simulointiin käytetty piirikaavio. Soft start-kondensaattoria on pienennetty, että simulointiaikaa saadaan lyhennettyä. Simuloinneissa näkyvä ulostulojännitteen rippeli oli erittäin pientä. Simuloinneissa kytkentä toimi odotetusti ja se valittiin negatiiviselle jännitteelle.

4.4 Erotetun muuntimen valinta ja suunnittelu

Tärkein valintakriteeri erottavalle muuntajalle oli ulostuloteho. Jotta mittauselektronikalle käyttöjännitteet antavat hakkurit voivat toimia, erotetun muuntimen täytyy pystyä antamaan tarpeeksi tehoa ulostuloonsa. Laskennallisesti erottavan muuntimen antaman ulostulotehon $P_{out}(isol)$ täytyy olla suurempi kuin muuntimien tarvitseman sisäänmenoteho $P_{in}(conv)$:

$$P_{out}(isol) > P_{in}(conv) \quad (4.7)$$

Muuntimen tarvitsema sisäänmenoteho $P_{in}(conv)$ on mahdollista esittää siitä tulevan ulostulotehon mukaan, kun otetaan huomioon muuntimen hyötysuhde.

Koska määrittelemme maksimitehoa, hyötysuhde η tarkoittaa kyseisen muuntimen hyötysuhdetta määritellyllä maksimivirralla. Ulostulotehoksi saadaan:

$$P_{out}(isol) > \frac{V_{max} * I_{max}}{\eta} \quad (4.8)$$

missä P_{out} on ulostuleva teho, V_{max} on suurin ulostulojännite, I_{max} on suurin ulostuleva kuormavirta ja η kuvaa jännitteen luovan tehonlähteen hyötysuhdetta.

Käytetään minimiulostulotehon laskemiseen uuden mittauselektronikan arvoja, koska sen tehonkulutus on suurempi. Digitaalipuolen maataso tulee suoraan ulkoisesta jännitelähteestä, joten mitoitettavaksi eristetyksi alueeksi valitaan joko tuotteille menevät jännitteet tai analogiapuolen käyttöjännitteet.

Analogiapuolen tehonkulutus jakautuu kolmen eri käyttöjännitteen luomiseen, eli 5 V raakasähkön sekä ± 15 V analogisiin käyttöjännitteisiin. Analogiapuolen tarvitsema teho on:

$$P_{out}(isol_A) > P_{in}(Araw) + P_{in}(conv_{+15V}) + P_{in}(conv_{-15V}) \quad (4.9)$$

missä $P_{out}(isol_A)$ on analogiapuolen erottavan muuntimen ulostuleva teho, $P_{in}(Araw)$ on analogiapuolen raakasähkön muuntimen sisäänmenevä teho, $P_{in}(conv_{+15V})$ on positiivisen 15 V analogiatehollähteen sisäänmeno ja $P_{in}(conv_{-15V})$ on negatiivisen 15 V analogiatehollähteen sisäänmeno. Tämän pohjalta analogiapuolen ulostulotehoksi saadaan:

$$\begin{aligned} P_{out}(isol_A) > & \frac{V_{max}(Araw) * I_{max}(Araw)}{\eta(Araw)} \\ & + \frac{V_{max}(+15V) * I_{max}(+15V)}{\eta(+15V)} \\ & + \frac{V_{max}(-15V) * I_{max}(-15V)}{\eta(-15V)} \end{aligned} \quad (4.10)$$

missä V_{max} on suluissa määritellyn käyttöjännitteen maksimijännite, I_{max} on suluissa määritellyn käyttöjännitteen maksimivirta ja η on suluissa määritellyn käyttöjännitteen hyötysuhde. Käyttäen kaavoja 4.8 ja 4.10, arvoja taulukosta 4.3, 90 % arviota positiivisten jännitteiden luomisen hyötysuhteille sekä 70 % arviota negatiivisen jännitteen luomisen hyötysuhteelle saadaan taulukon 4.6 mukaiset

arvot. On huomioitavaa, että arvot vastaavat ainoastaan käyttöjännitemuuntajien luomista tehoista. Taulukossa esitetään minimiteho jännitealueiden syötölle $P_{min}(in)$ erotettujen alueiden mukaan.

Taulukko 4.6 Käyttöjännitemuuntajien syötölle lasketut minimitehot.

Jännitealue	$P_{min}(in)$ (W)
Digitaali	80
Analogia	80
Tuote/analogia	50
Tuote/digitaali	50

Taulukon perusteella analogiapuoli tarvitsee eniten tehoa erotettavan muuntimen tarvitsemista käyttöjännitealueista. Erottavan muuntimen ulostulotehon täytyy olla vähintään 80 W. Taulukon avulla arvioidaan koko järjestelmän tarvitsema teho:

$$\begin{aligned}
 P_{min}(LAB) > P_{min}(Dig) + \frac{P_{min}(Ana)}{\eta(AI sol)} \\
 + \frac{P_{min}(DUT/Ana)}{\eta(DutAI sol)} \\
 + \frac{P_{min}(DUT/Dig)}{\eta(DutDI sol)}
 \end{aligned} \tag{4.11}$$

missä $P_{min}(LAB)$ on minimiteho järjestelmän syöttävälle jännitelähteelle, loput P_{min} -arvot ovat suluisissa olevien erotettujen jännitealueiden tarvitsemat minimisisäänmenotehot ja η -arvot ovat suluisissa määriteltyjen jännitealueiden erottavien muuntajien hyötysuhde. Jos arvioidaan, että erottavien muuntajien hyötysuhde on 90 %, saadaan koko järjestelmän tarvitsemaksi minimitehoksi ylöspäin pyöristettynä 280 W. Arvoa käytetään ulostulotehon miniminä tarvittavan laboratorioteholähteen valinnassa.

Mittauselektronikan lämpötila-alueen vaatimusten takia erottavan muuntimen täytyy kestää oman lämpenemisensä lisäksi vähintään +70 °C ympäristön lämpötila. Koska ympärillä on myös muita lämpeneviä komponentteja, erottavan muuntimen maksimilämpötilan täytyy olla yli +100 °C.

Erottavan muuntimen sisäänmenojännite täytyy olla tarpeeksi korkea, ettei tarvittava virta nouse korkeaksi. Tarkastellessa erottavia muuntimia, yleiset sisäänmenojännitteet ovat 24 V ja 48 V. Aiemmin valittujen muuntimien sisäänmenot eivät kestä 48 V, joten 24 V valittiin järjestelmän

sisäänmenojännitteeksi. Buck-tyyppisillä muuntajilla sisäänmenojännite täytyy olla suurempi kuin ulostulojännite. Analogiapuolella suurin ulostulojännite on 15 V, joten 24 V valikoitui erottavan muuntimen ulostulojännitteeksi.

Muina valintakriteereinä olivat saatavuus, hinta, hyötysuhde, fyysinen koko, ulostulon rippeli, epäherkkyys ulostulon heilahduksille kuorman muuttuessa sekä epäherkkyys sisäänmenon häiriöiden vaikutuksesta ulostuloon. Saatavuus vaikuttaa teholahteen valmistukseen ja valittua ratkaisua täytyy löytyä vielä vuosien päästä. Muuntajan hinta vaikuttaa järjestelmän hintaan ja se on pidettävä mahdollisimman pienenä. Saatavuutta ja hintaa arvioitiin Digi-key:n valikoimista. Hyötysuhde täytyy olla mahdollisimman suuri, että järjestelmän tehonkulutus ja lämmöntuotanto pysyvät mahdollisimman pienenä. Fyysinen koko vaikuttaa muiden komponenttien sijoittamiseen piirilevyllä ja tehokomponenttien tiheään asetteluun. Ulostulon heilahdukset on pidettävä mahdollisimman pieninä, jotta rippeli ei vaikuta erottavan muuntimen jälkeisiin komponentteihin. Erotusjännite ei ole kriittinen tekijä, koska jännitteiden erotuksella haetaan maavirtojen optimointia. Myöskään jännitteen tarkkuus ei ole tärkeimpiä valintakriteereitä, koska ulostulojännitteitä käytetään muilla korteilla tarvittavien jännitteiden luontiin. Ulostulon skaalautuvuus on tärkeää, koska -15 V jännitteen luova regulaattori tarvitsee noin 20 V sisäänmenojännitteeksi.

Taulukosta 4.7 löytyy erottavan jännitemuuntimen valintaan vaikuttavat ominaisuudet, niiden tärkeys, bias ja kuvaus vaikutuksista. Skaalautuvuus tarkoittaa, että muuntimen ulostuloa pystytään muokkaamaan asetetusta. Prioriteetteihin vaikuttaa myös se, kuinka epätyypillinen kyseinen ominaisuus on erottavilla muuntajilla.

Taulukko 4.7 Erottavan jännitemuuntimen tarvitsemat ominaisuudet.

Ominaisuus	Prioriteetti	Bias	Vaikutus
Saatavuus	Kriittinen	Ylös	Mahdollistaa toteutuksen
Skaalautuvuus	Kriittinen	-	Negatiiviselle jännitteelle
Maksimiteho	Korkea	Ylös	Mahdollistaa toiminnan
Maksimilämpötila	Korkea	Ylös	Kestää hukkatehon
Hyötysuhde	Korkea	Ylös	Vähentää hukkatehoa
Rippeli	Keskinkertainen	Alas	Epätasaisempi ulostulojännite
Fyysinen koko	Matala	Alas	Vähentää pinta-alaa
Hinta	Matala	Alas	Vähentää kustannuksia
Erotusjännite	Matala	Ylös	Parantaa erotusta

Liitteistä löytyy vertailutaulukko A.3 parhaista vaihtoehdoista käytettäväksi erottavaksi muuntimeksi. Taulukko on jaettu valmistajan ja tuotemallin

mukaan. Taulukossa $P_{max}(out)$ on ulostuleva teho, $V_{min}(in)$ on sisäänmenevän jännitteen minimi, $V_{max}(in)$ on sisäänmenevän jännitteen maksimi, $V_{min}(out)$ on ulostulon minimijännite, $V_{max}(out)$ on ulostulon maksimijännite, η_{typ} on tyypillinen hyötysuhde, T_{max} on suurin mahdollinen käyttölämpötila ja koko on merkittävä erottimissa käytetyssä *Brick*-tyyppisenä. *Brick*-tyyppi kuvaa standardin kokoista muunninta, jonka ulkomitat ovat noin 6.1 cm x 11.7 cm. Standardoidun kokoisen muuntimen käytössä on myös se hyöty, että korvaavia tuotteita on helpommin saatavilla. Suurin osa löydetyistä muuntajista on *Brick*-kokoon perustuva, joten se kuvaa hyvin muuntimien mittoja. Ulostulon minimi- ja maksimiarvot on laskettu ulostulon säädettävyyden perusteella.

Liitteistä löytyvän taulukon A.3 erottavista muuntajista valittiin UVQ-24/4.5-D24P-C, jonka toimittaja on Murata Power Solutions Inc. Kyseisen erottavan muuntimen ominaisuudet toimivat kaikille taulukon 4.6 jännitealueille. Lisäksi saatavuus oli hyvä ja hinta kilpailukelpoinen. Erotettujen hakkurien UVQ-perheen datalehdessä [38] nähdään, että kyseisen muuntimen perusrakenne on flyback-hakkuriteholähteen kaltainen. Eroina flyback-hakkuriin on, että UVQ-hakkuriteholähteen ohjaus on toteutettu erotettu kelojen avulla, logiikkaan on lisätty takaisinkytkentä ulostulon säädölle ja ulostulopuolen kytkin on toteutettu kahdella MOSFET-transistorilla paremman hyötysuhteen saamiseksi. Näiden lisäksi ulostuloon ja sisäänmenoon on lisätty suodatusta häiriöiden pienentämiseksi. Valittu erotettu muunnin on moduuli, joten muuntimen käyttöönotto vaatii sisäänmenon ja ulostulon suodatuksen, jännitteensäädön analogiselle puolelle ja käynnistyslogiikan ohjauksen.

Teholähteen sisäänmeno täytyy suodattaa häiriöille alttiissa järjestelmässä kahdesta syystä. Teholähteen kannalta tärkeimpänä syynä on sisäänmenojännitteessä olevien häiriöiden vaikutus ulostuloon. Osa sisäänmenohäiriöistä näkyy ulostulossa huolimatta siitä, että teholähteen ominaisuuksiin kuuluu hyvä sietokyky sisäänmenohäiriöille. Toisena syynä on hakkuriteholähteen aiheuttamat häiriöt sisäänmenoonsa. Edellisessä luvussa mainittiin flyback-hakkuriteholähteen aiheuttavan sisäänmenoonsa katkonaista kuormaa, mikä voi aiheuttaa häiriöitä. Rakennettavassa teholähteessä erotetun hakkuriteholähteen sisäänmenojännite toimii sisäänmenona myös muille hakkureille. Ylimääräinen rippeli sisäänmenojännitteessä vaikuttaa muidenkin jännitteiden häiriöihin ja erotettu hakkuriteholähde ei saa luoda ylimääräisiä rippeliä sisäänmenoonsa.

Sisäänmenon suodatukseen valittiin UVQ-tyyppisten muuntimien datalehdellä mainittu suodatin pienillä muutoksilla. Järjestelmässä käytetään mahdollisimman paljon samanlaisia komponentteja materiaaliluettelon pitämiseksi mahdollisimman

suppeana, joten sisäänmenon kelaksi valittiin myös ulostulossa käytettävä $10 \mu\text{H}$:n kela. Sisäänmenoon lisättiin pienempiä keraamisia kondensaattoreita parantamaan suodattimen vastetta korkeilla taajuuksilla.

Analogiapuolen negatiivisen jännitteen teholähde tarvitsee noin 20 V :n jännitteen pystyäkseen luomaan -15 V :n jännitteen. Erotetun UVQ-tyyppisen teholähteen ulostulojännitettä pystyy muuttamaan trim-signaalin avulla. Signaali vaikuttaa hakkuriteholähteen takaisinkytkennän kautta teholähteen ohjauksen pulssisuhteeseen. Datalehden mukaan ulostuloa on mahdollista muuttaa $+10 \text{ \%}/-20 \text{ \%}$. Ulostulojännitteen pienentämisen kaava on:

$$R_{T(\text{down})} = \frac{124.2 \text{ k}\Omega V}{24 \text{ V} - V_{\text{out}}} - 10.2 \text{ k}\Omega \quad (4.12)$$

missä $R_{T(\text{down})}$ on trim- ja sense-signaalien väliin asetetun vastuksen arvo kilo-ohmeissa ja V_{out} on ulostulojännite volteissa. Edellisessä alaluvussa kaavalla 4.4 laskettu arvo analogiapuolen erotetulle jännitteelle on 21 V . Sijoittamalla 20 V ulostuloksi kaavaan 4.12 saadaan muutosvastuksen arvoksi 1 \% vastuksen arvolla $22.1 \text{ k}\Omega$. Liitteistä löytyvässä kuvassa A.3 nähdään erotetun hakkurin kytkentä.

5. TEHOLÄHTEEN TOTEUTUS JA TESTAUS

Elektronisten järjestelmien testaaminen on erittäin tärkeää. Järjestelmien käyttäminen on riskialtista ilman läpikotaista toiminnan varmistusta. Testeillä varmistetaan järjestelmän oikeanlainen toiminta ja määritellään sen ominaisuudet. Varsinkin ensimmäisten versioiden testaus on kriittistä. Ongelmat seuraavat seuraaviin versioihin ellei niitä korjata kehitysvaiheessa. Järjestelmään saattaa jäädä tuntemattomia ominaisuuksia, jotka haittaavat valmiin järjestelmän käyttöä.

Tämän luvun tarkoituksena on esitellä teholähteen toteutuksen vaiheet ja esitellä saatuja tuloksia. Aluksi käsitellään teholähteeseen kuuluvia oheiskomponentteja. Näihin kuuluvat suodatuskondensaattorit, suodatuskelat ja piirien suojauskomponentit. Tämän jälkeen käsitellään teholähteen testausta. Testeillä varmistetaan teholähteen toiminta, mitataan sen suorituskykyä ja annetaan parannusehdotuksia seuraavaan versioon.

5.1 Teholähteen oheiskomponentit

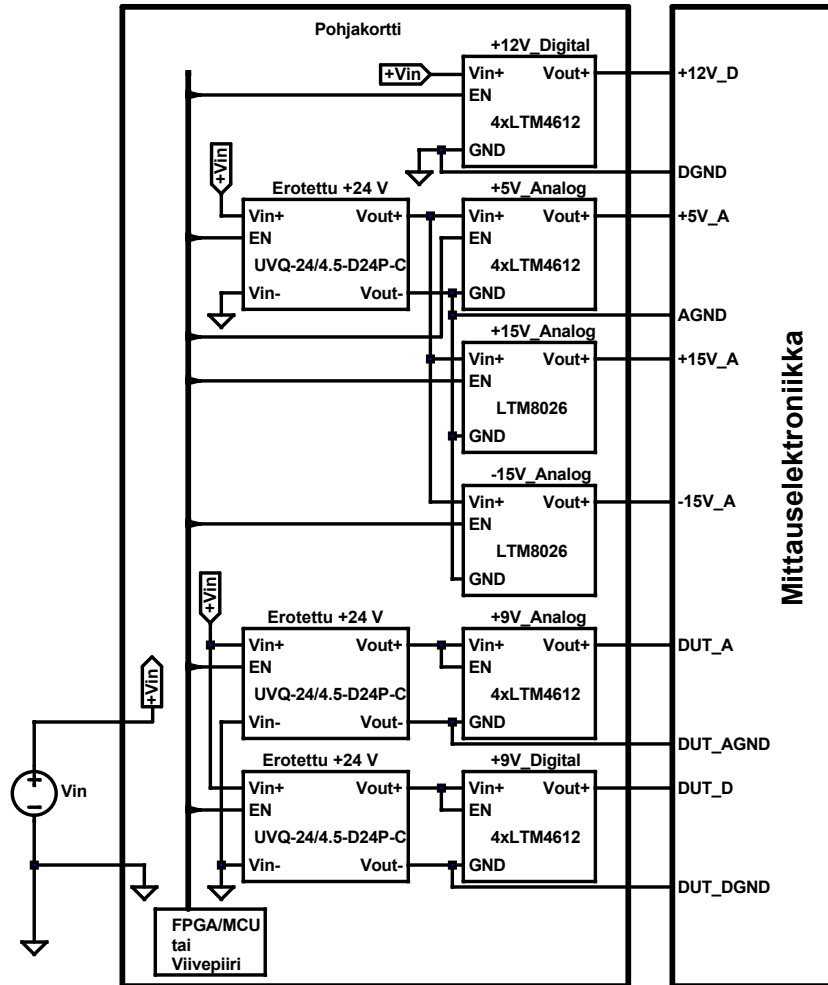
Edellisessä luvussa 4 valittiin ja mitoitettiin suunniteltavan teholähteen ulostulojännitteet luovat komponentit. Kuvassa 5.1 nähdään kaaviokuva koko järjestelmästä. Teholähteen lisäksi levyille tarvitaan suojaus vikatilanteita varten ja ajoituskomponentteja vanhalle elektroniikalle. Levy toimi myös kommunikativäylänä tietokoneen ja muun mittauselektroniikan välillä.

Tässä alaluvussa käydään läpi teholähteelle toteutettujen oheiskomponenttien valintaa ja mitoitusta. Alussa käydään läpi teholähteen kytkentöjä suojaava komponentti. Seuraavaksi keskitytään hakkurin toimintaan liittyviin oheiskomponentteihin. Alaluvun lopussa käydään läpi vanhan elektroniikan ajoitukseen ja tehonkulutuksen pienentämiseen käytettävät komponentit.

5.1.1 Teholähteen suojaus

Teholähde on tärkeää suojata vikatilanteita varten. Tällöin ongelmatilanteessa tapahtuu mahdollisimman vähän vahinkoa. Koko mittauselektroniikan teholähteen

suojaukseen valittiin LTC4364-2 komponentti [21]. Komponentti suojaa järjestelmää sisäänmenon yli- ja alijännitteiltä, väärinpäin kytketyltä jännitteeltä, sisäänmenon virtapiikeiltä sekä ylivirralla. Piiri toimii ohjaten kahta MOSFET-transistoria. Transistoreilla ulostulovirtaa ja ulostulojännitettä pystytään kontrolloimaan annettujen rajojen mukaan.



Kuva 5.1 Suunniteltava teholähde komponentteineen.

Virtaa rajoitetaan *SENSE*-signaalin ja ulostulon väliin asetettavan R_{SNS} vastuksen avulla. Piiri ohjaa *HGATE*- signaalilla ulostulon virtaa siten, että vastuksen yli oleva jännite ΔV_{SENSE} ei kasva suuremmaksi kuin 50 mV. Vastus mitoitetaan:

$$R_{SENSE-OUT} = \frac{\Delta V_{SENSE}}{I_{LIM}} \quad (5.1)$$

missä I_{LIM} on maksimivirta. Käynnistyessään teholähteet tarvitsevat paljon virtaa, joten virranrajoitus asetettiin käyttövirtaa korkeammalle. Virtaa mittaavan

vastuksen yli kulkee suuri määrä virtaa, joten sen fyysinen koko ja tehonkesto täytyy olla riittäviä. Uudelle elektroniikalle valittiin $3 \text{ m}\Omega$ vastus, joka asettaa ulostulon maksimivirraksi noin 17 A . Vanhalle elektroniikalle valittiin $10 \text{ m}\Omega$ vastusarvo, jolloin maksimivirraksi tulee 5 A . Vastuksena käytetään suurikokoista pintaliitosvastusta, jonka tehonkesto on 2 W .

Sisääntulojännitteen suojaaminen on tärkeää, että hakkuriteholähteet eivät hajoa syötettäessä ylijännitettä. Myös liian matala sisäänmenojännite aiheuttaa ongelmia teholähteessä. Matalalla jännitteellä osa komponenteista saattaa käynnistyä, kun toiset jäävät lepotilaan. Epästabiilista tilasta voi seurata suuria ongelmia järjestelmän kannalta. Suojapiiri LTC4364 asettaa sisäänmenon alijännitteen UV -signaalin avulla. Jännitteen ollessa alle $1,25 \text{ V}$, suojapiiri ohjaa $HGATE$ -signaalilla transistorin johtamattomaan tilaan. Tällöin järjestelmä lopettaa jännitteen syötön hakkuriteholähteille. Sisääntulojännitteen ylijännitesuojaus toteutetaan OV -signaalin avulla. Kun OV -signaalin jännite nousee yli $1,25 \text{ V}$:n, ulostulo ohjataan irti $HGATE$ -signaalin avulla.

Sisäänmenon suojajännitteet asetetaan teholähteeseen kolmen vastuksen sarjakytkennän avulla. Vastus R_{GND-OV} on maatasen ja OV -signaalin välissä, R_{OV-UV} on OV - ja UV -signaalin välissä ja R_{IN-UV} on sisäänmenon ja UV -signaalin välissä. Alijännitesuojan kaavaksi jännitteenjaon avulla saadaan:

$$\frac{V_{in}(UV)}{R_{GND-OV} + R_{OV-UV} + R_{IN-UV}} = \frac{V_{UV}}{R_{OV-UV} + R_{IN-UV}}$$

$$V_{in}(UV) = V_{UV} \frac{R_{GND-OV} + R_{OV-UV} + R_{IN-UV}}{R_{OV-UV} + R_{IN-UV}} \quad (5.2)$$

missä $V_{in}(UV)$ on sisäänmenolle asetettava alisuojajännite ja V_{UV} on UV -signaalin alijännitesuojajännite $1,25 \text{ V}$. Vastaavasti ylijännitesuojalle saadaan kaava:

$$\frac{V_{in}(OV)}{R_{GND-OV} + R_{OV-UV} + R_{IN-UV}} = \frac{V_{OV}}{R_{IN-UV}}$$

$$V_{in}(OV) = V_{OV} \frac{R_{GND-OV} + R_{OV-UV} + R_{IN-UV}}{R_{IN-UV}} \quad (5.3)$$

missä $V_{in}(OV)$ on sisäänmenolle asetettava ylisuojajännite ja V_{OV} on OV -signaalin ylijännitesuojajännite $1,25 \text{ V}$. Näiden avulla saadaan selville vastusten suhde toisiinsa asettamalla yksi vastuksista vakioksi.

Asettamalla vastus R_{GND-OV} vakioksi, saadaan johdettua kaava OV - ja UV -signaalien väliselle vastukselle:

$$R_{OV-UV} = \left(\frac{V_{in}(OV)}{V_{in}(UV)} - 1 \right) R_{GND-OV} \quad (5.4)$$

Käyttämällä saatua arvoa, saadaan sisäänmenon ja UV -signaalin välisen vastuksen arvoksi:

$$R_{IN-UV} = \left(\frac{V_{in}(UV)}{V_{UV}} - 1 \right) (R_{OV-UV} + R_{GND-OV}) \quad (5.5)$$

Asettamalla R_{GND-OV} 10 k Ω :ksi ja sisäänmenojännitteen suojaus välille 18-35 V, saadaan R_{UV-OV} arvoksi 9,4 k Ω ja R_{IN-OV} arvoksi 261 k Ω .

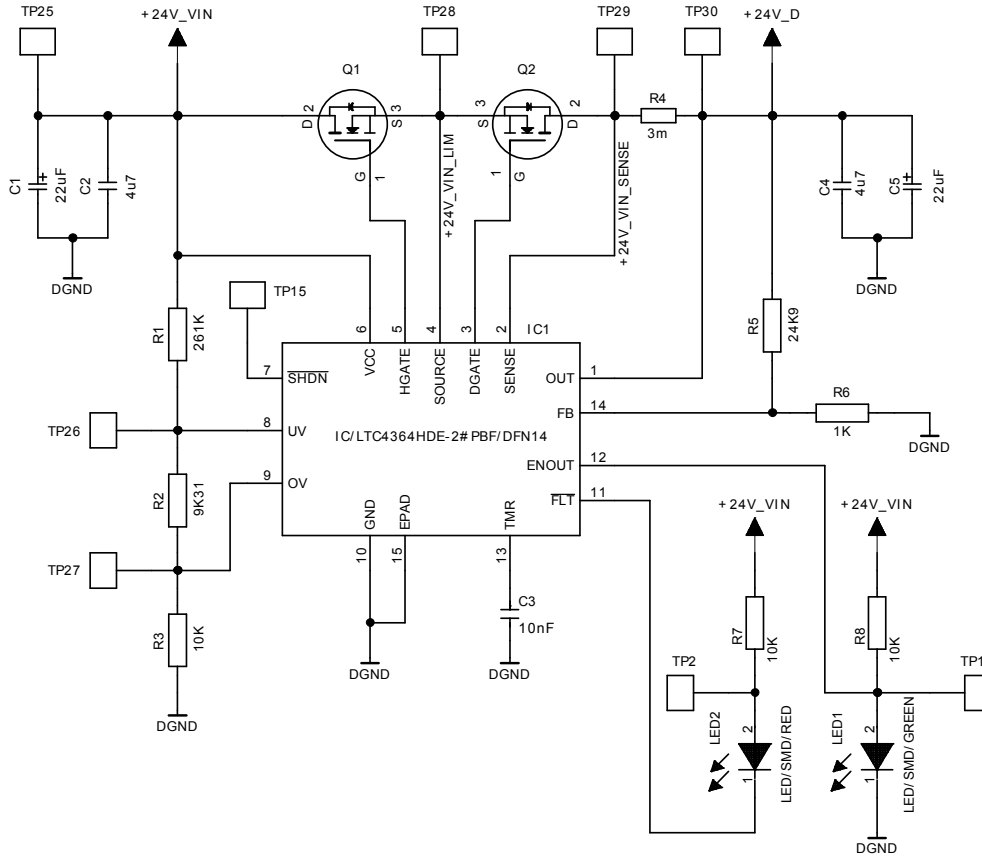
Piiri LTC4364-2 suojaa ulostulojännitettään ylijännitteeltä ohjaamalla $HGATE$ -signaalilla MOSFET-transistoria. Ulostulojännite takaisinkytketään FB -signaaliin ja takaisinkytketty jännite pidetään maksimissaan 1,25 V:ssa ohjaamalla $HGATE$ -transistoria. Tällöin lyhyt ylijännitetilä ei vaikuta järjestelmän toimintaan. Jos ylijännitetilä jatkuu, transistori kytketään johtamattomaan tilaan. Takaisinkytkentä toteutettiin kahden vastuksen vastusjaolla. Jännitteenjaon avulla säätövastusten suhteeksi saadaan:

$$\begin{aligned} \frac{V_{out}(OV)}{R_{OUT-FB} + R_{GND-FB}} &= \frac{V_{FB}}{R_{GND-FB}} \\ R_{OUT-FB} &= \frac{V_{out}(OV) - V_{FB}}{V_{FB}} R_{GND-FB} \end{aligned} \quad (5.6)$$

missä $V_{out}(OV)$ on ulostulon maksimiarvo, R_{OUT-FB} on vastus ulostulon ja FB -signaalin välissä, R_{GND-FB} on vastus maataason ja FB -signaalin välissä ja V_{FB} on piirin FB -signaalin suojajännite eli 1,25 V. Asettamalla vastuksen R_{GND-FB} arvoksi 1 k Ω ja maksimiulostulojännitteeksi 32 V, vastuksen R_{OUT-FB} arvoksi saadaan 24,6 k Ω .

Suojauksen käynnistymisen nopeus määritellään kondensaattorilla TMR - signaalin ja maataason välillä. Kondensaattori määrittää ajan, jonka ylijännite tai ylivirta voi olla päällä. Se vaikuttaa myös aikaan, jonka jälkeen piiri yrittää jatkaa toimintaansa tai jää vikatilaa. Ylivirtatilassa kondensaattori latautuu nopeammin kuin ylijännitetilassa ja vikatilaa siedetään lyhyemmän aikaa. Koska käynnistyksessä

piirit voivat ottaa suuriakin virtapiikkejä, vikatilanteen sietoaika kokeillaan vasta testausvaiheessa. Kondensaattorin kapasitanssiksi valittiin alkutesteihin 10nF. Kuvassa 5.2 nähdään tehonlähteen suojapiiri mitoitettuine komponentteineen. Taulukkoon 5.1 on kerätty lasketut komponenttien arvot.



Kuva 5.2 Suojapiirin LTC4346 kytentäkaavio.

Taulukko 5.1 Suojapiirin LTC4346 mitoitetut komponentit.

Signaalin kuvaus	Signaali	Komponentti	Arvo	Vaikutus
Sisäänmenon yli- ja alijännitesuoja	OV ja UV	R_{GND-OV}	10 k Ω	Ylijännite = 35 V
		R_{OV-UV}	9,31 k Ω	Alijännite = 18 V
		R_{IN-UV}	261 k Ω	
Ulostulon ylijännitesuoja	FB	R_{GND-FB}	1 k Ω	Ylijännite = 32 V
	FB	R_{OUT-FB}	24,9 k Ω	
Ylivirtasuoja (Uusi)	SENSE	$R_{SENSE-OUT}$	3 m Ω	Ylivirta = 16,7 A
Ylivirtasuoja (Vanha)	SENSE	$R_{SENSE-OUT}$	10 m Ω	Ylivirta = 5 A

Suojapiiri käyttää MOSFET-transistoreita järjestelmän suojaukseen. Toiminnan vikatilanteissa *HGATE*-signaali ohjaa ulostulon toimintaa. Negatiivisen sisään-

menojännitteen tapauksessa *DGATE*-signaali ohjaa ulostulon irti sisäänmenosta. Valittavien MOSFET-transistorien tärkeimpiä ominaisuuksia ovat johtamistilan resistanssi, maksimijännite lähteen ja nielun välillä, threshold-jännite ja turvallinen toiminta-alue. Tässä järjestelmässä myös lämpötilankesto asettaa lisävaatimuksen transistorin valinnalle. MOSFET-transistori BUK765R3-40E toteutti vaatimukset ja se valittiin suojauksessa käytettäväksi transistoriksi.

5.1.2 Hakkurien oheiskomponentit

Alaluvussa 4.2.2 määriteltiin tarve useamman hakkuriteholähteen samanaikaiselle ohjaukselle. LTM4612:n datalehdellä [22] on esitelty rinnankytkennälle kahden ulostulon oskillaattori LTC6908-1, jonka ulostulot ovat eri vaiheissa. LTC6908-1 ei riitä neljälle hakkuriteholähteelle. LTC6902 on neljän ulostulon oskillaattori, jota käytetään neljän teholähteen rinnankytkennässä matalammille jännitteille [26]. Kyseisen oskillaattorin maksimilämpötila on $+85\text{ }^\circ\text{C}$. Järjestelmän lämpötila saattaa nousta korkeammaksi, joten tähän teholähteeseen sen valitseminen on riskialtista. LTC6909 on kahdeksan ulostulon oskillaattori, jonka maksimilämpötila on jopa $+125\text{ }^\circ\text{C}$ [27]. Sen ulostulojen välinen vaihe-ero määritellään ulkoisilla komponenteilla, joten kyseinen oskillaattori valittiin ajoittamaan rinnankytkentöjä. Oskillaattorin toimintataajuus määritellään kaavalla:

$$f_{out} = 20\text{ MHz}z \frac{10\text{ k}}{R_{set}PH} \quad (5.7)$$

missä f_{out} on ulostulojen taajuus, R_{set} on vastus *SET*- ja V^+A -signaalien välissä ja PH on valittujen ulostulojen määrä. Ratkaistaan kaava taajuuden asettavan vastuksen mukaan:

$$R_{set} = 20\text{ MHz}z \frac{10\text{ k}}{f_{out}PH} \quad (5.8)$$

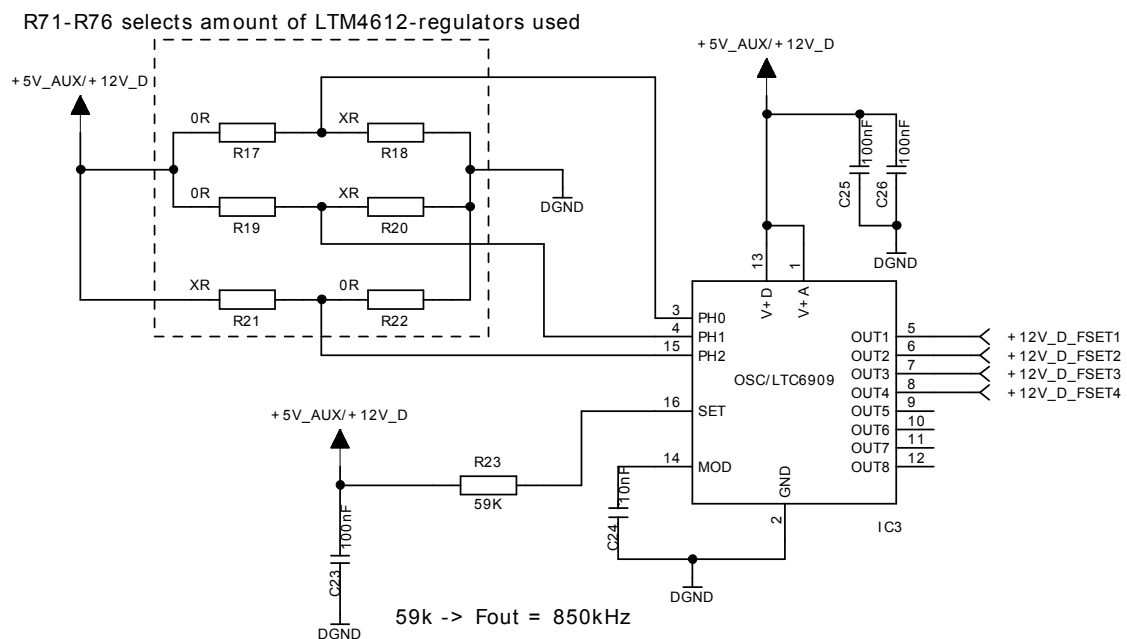
LTM4612:n datalehdeltä [22] nähdään kuvaaja suositelluksi taajuudeksi asetetulle ulostulolle. Taulukkoon 5.2 on kerätty kuvaajasta päätelty taajuus sekä taajuuden tarvitsema oskillaattorin R_{set} vastus eri käyttöäsköille.

Kolme PH -signaalia määrittävät ulostulojen vaihe-eron. Ulostulojen vaihe-eroksi asetetaan 90° , etteivät hakkuriteholähteet toimi päällekkäin. Taajuuden määrittelevän komponentin LTC6909 kytkentä nähdään kuvassa 5.3. Piirilevyllä jätettiin paikat vaihe-eron säätöön kalustamattomilla vastuksilla (R_{18} , R_{20} ja R_{21}).

Oskillaattorikomponentin ulostulot syöttävät LTM4612- hakkuriteholähteiden PLL_IN -signaalia.

Taulukko 5.2 Oskillaattoripiirille LTC6909 lasketut taajuudet.

Käyttöjännite	V_{out} (V)	f_{out} (kHz)	R_{set} (k Ω)
Raakasähkö, dig (uusi)	12	850	59
Raakasähkö, dig (vanha)	5	385	130
Raakasähkö, ana	5	385	130
Tuotesähkö, digitaal	9	666	75
Tuotesähkö, analogia	9	666	75



Kuva 5.3 Oskillaattoripiirin LTC4346 kytkentäkaavio.

Mittauselektronikan tehonkulutus pienenee suunnittelemalla tuotejännite säädettäväksi (alaluku 4.1). LTM4612-hakkuriteholähteen ulostulojännite määritellään takaisinkytkentävastuksen avulla. Takaisinkytkennän resistanssia muuttuu kytkemällä potentiometri eli säädettävä vastus takaisinkytkentään. Potentiometriä ohjataan sulautetulla elektronikalla. Koska testattavilta tuotteilta löytyy SPI- tai I2C-muotoinen kommunikaatio, valitaan potentiometrin rajapinnaksi toinen näistä. Järjestelmää ohjaavan piirin signaaleita tarvitaan kommunikaatioon muun elektronikan välillä, joten potentiometrin säätö tehdään mahdollisimman vähillä ohjaussignaaleilla. I2C-kytkimen avulla I2C-väylällä pystytään ohjaamaan useampia laitteita. Teholähteen jännitteen- ja virranmittaus toimii myös I2C:n

kautta, joten kytkimen avulla potentiometrin ohjaamiseen ei tarvita ylimääräisiä signaaleita.

Kaava 4.5 määrittää LTM4612-hakkuriteholähteen takaisinkytkentävastuksen ja ulostulon suhteen. Lasketaan kaavalla tarvittavat takaisinkytkentäarvot. Ulostulon arvolla 4 V takaisinkytkentävastukseksi saadaan 4,4 k Ω ja ulostulon arvolla 9 V takaisinkytkentävastukseksi saadaan 1,8 k Ω . Jotta takaisinkytkentäresistanssi on kaikilla potentiometrin arvoilla kyseisten arvojen välissä, täytyy potentiometri kytkeä sarjaan 1,8 k Ω vastuksen kanssa. Tämän lisäksi potentiometrin maksimiresistanssilla sarjaresistanssin lisäykseksi tulee 2,6 k Ω . Digitaaliseksi potentiometriksi valittiin AD5280BRUZ20 [1] hyvän saatavuuden takia. Kyseessä on 20 k Ω :n I2C-väylän kautta säädettävä potentiometri. Yksittäin käytettynä potentiometrin resistanssi on liian korkea. Kytkemällä potentiometrin kanssa rinnan vastus, kytkennän maksimi- resistanssi pienenee. Lasketaan kokonaisresistanssista rinnankytkentäresistanssi:

$$\begin{aligned} R_{tot} &= \frac{R_{pot}R_{ser}}{R_{pot} + R_{ser}} \\ R_{ser} &= \frac{R_{tot}R_{pot}}{R_{pot} - R_{tot}} \end{aligned} \quad (5.9)$$

missä R_{tot} on sarjakytkennän kokonaisresistanssi, R_{pot} on potentiometrin resistanssi ja R_{ser} on rinnankytketty resistanssi. Laskemalla potentiometrin suurimmalla mahdollisella arvolla 20 k Ω ja kokonaisresistanssin arvolla 2,6 k Ω , saadaan potentiometrin rinnalle tulevan vastuksen arvoksi noin 3 k Ω .

5.1.3 Järjestelmän oheiskomponentit

Yksi suunniteltavan teholähteen vaatimuksista on poistaa manuaalinen tarve ajoittaa jännitteiden käynnistys. Vaatimusta varten tarvitaan ajoituskomponentti, joka ohjaa käyttösjhköjen käynnistykseen. Komponentti MAX6896AAZT+T sopii ajoittamiseen kahden ominaisuutensa takia [31]. Komponentti toimii jännitteen tarkkailijana ja aloittaa toimintansa vasta, kun määritelty jännitetaso on saavutettu. Toinen tärkeä ominaisuus on kondensaattorilla toimiva ajastus, jossa odotetaan määritelty aika ennen ulostulosignaalin vaihtamista.

Jännitetason monitoroinnilla varmistetaan, että käyttöjännite on noussut määritellylle tasolle. Monitoroinnilla varmistetaan että jännite on noussut

onnistuneesti ja seuraavan käyttösjähkön käynnistys voidaan aloittaa. Piirin sisäänmenosignaali IN odottaa jännitteen nousevan yli 0,5 V:n ennen ajastimen käynnistystä. Monitoroitavan jännitteen raja V_{mon} asetetaan vastusjaon avulla:

$$\frac{V_{mon}}{R_{gnd-in} + R_{in-mon}} = \frac{V_{in}}{R_{gnd-in}}$$

$$R_{in-mon} = \left(\frac{V_{mon}}{V_{in}} - 1\right)R_{gnd-in} \quad (5.10)$$

missä R_{gnd-in} on maatasen ja sisäänmenon välissä oleva vastus, R_{in-mon} on sisäänmenon ja monitoroitavan jännitteen välissä oleva vastus ja V_{in} toiminnan aloittava jännite sisäänmenossa eli 0,5 V. Asettamalla R_{gnd-in} arvo vakioksi, saadaan tarvittava vastusjaon arvo R_{in-mon} . Kaikkien ajastimien lähtötasoksi asetettiin raaka digitaalisähkön 4 V eli 1 V alle vanhan elektroniikan raakasähkön. Maatasen ja sisäänmenon välisen vastuksen arvoksi valittiin 200 k Ω , joten sisäänmenon ja monitoroitavan jännitteen väliseksi vastukseksi tulee 1,4 M Ω .

Ajoituskomponentin sisäänmenojännitteen noustessa yli 0,5 V:n 250 nA:n virtalähde aloittaa $CDELAY$ -signaalin lataamisen. Piirin ulostulo vaihtuu aktiiviseksi, kun $CDELAY$ -jännite nousee yli 1 V:n. Kondensaattori $CDELAY$ -signaalin ja maatasen välissä mitoittaa ulostulon viiveen. Ajoittavan kondensaattorin kapasitanssi saadaan kaavalla:

$$t_{delay} = 4 * 10^6 * C_{delay} + 40 \mu s$$

$$C_{delay} = \frac{t_{delay} - 40 \mu s}{4 * 10^6} \quad (5.11)$$

missä t_{delay} on määritelty viive ja C_{delay} on tarvittavan kondensaattorin kapasitanssi. Taulukossa 5.3 nähdään eri käyttösjähköille viiveiden avulla lasketut viivekondensaattorien kapasitanssit. Viivekomponentin kytkentä analogiapuolelle nähdään liitteistä löytyvässä kuvassa A.3.

Hakkuriteholähde LTM4612 tarvitsee sisäiselle ohjauselektroniikalle ja transistorien ajojännitteeksi $INTV_{CC}$ jännitteen. Jännite syötetään sisäisen lineaari-regulaattorin avulla kytkemällä $INTV_{CC}$ -signaalin DRV_{CC} -signaaliin. Jos hakkuriteholähteen sisäänmenojännite on suuri, sisäinen lineaariregulaattori aiheuttaa ylimääräistä tehohäviötä.

Yhden hakkuriteholähteen tuottama tehohäviö saadaan:

$$P_{LOSS}(LDO) = 20 \text{ mA} * (V_{in} - 5 \text{ V}) \quad (5.12)$$

missä $P_{LOSS}(LDO)$ on lineaariregulaattorin tuottama tehohäviö ja V_{in} on hakkuriteholähteen sisäänmenojännite. Kaavasta saadaan neljälle hakkuriteholähteelle 24 V sisäänmenojännitteellä 380 mW. Käyttämällä ulkoista hakkuriteholähdettä +5 V jännitteen luomiseen, saadaan lineaariregulaattorin luoma tehohäviö pienemmäksi. Tehohäviön pienentäminen on tärkeää myös lämpötilanousun kannalta. Teholähteelle lisättiin LT8610-hakkuriteholähde syöttämään INT_{CC} -signaalia.

Taulukko 5.3 Viivepiirille MAX6896 lasketut komponenttien arvot.

Käyttöjännite	Aloitusaika (ms)	Viivekapasitanssi (nF)
Analogiapuoli	880	220
Tuotesähkö, digitaali	3500	1000
Tuotesähkö, analogia	3500	1000

5.2 Teholähteen testaus

Tässä alaluvussa käydään läpi teholähteen testaus ja toiminnan varmistus. Teholähteen testaus aloitettiin varmistamalla piirilevyn ja komponenttien toiminta. Testaus toteutettiin pienemmissä osissa ottaen järjestelmän osia mukaan vähän kerrassaan. Tämän jälkeen teholähteen kuormaa kasvatettiin vähitellen tutkien samalla sen ominaisuuksia ja toimintaa.

5.2.1 Toiminnan varmistus

Teholähteen testaus aloitettiin tarkastamalla ettei piirilevytä löydy oikosulkuja. Kaikkien käyttöjännitteiden ja maiden väliset resistanssit mitattiin Fluke 175 -yleismittarilla. Oikosulkujen varmentaminen ennen käyttöönottoa on kriittistä, ettei muu elektroniikka hajoa teholähteen käynnistyessä. Valitut hakkuriteholähteet on varustettu suojilla vikatilanteiden varalta. Hakkuriteholähteiden rinnankytkentä pystyy antamaan ulostuloonsa suuren tehon, jopa satoja watteja. Suuret ulostulotehot vaarantavat vikatilanteessa muiden komponenttien kestävyiden.

Seuraava vaihe on käynnistää pieni osa elektroniikasta kerrallaan ja varmistaa osien toiminta. Kun elektroniikkaa käynnistää osa kerrallaan, ongelmat huomataan helpommin. Jos koko elektroniikan käynnistää suoraan testaamatta osia, osa ongelmista jää piiloon muun toiminnan alle. Ongelmakohtan löytäminen pienemmästä piiristä on huomattavasti helpompaa. Osissa testattaessa testattavaa elektroniikkaa syöttävän lähteen virtarajan saa pidettyä mahdollisimman pienenä ja mahdollisen ongelmatilanteen haitat vähenevät.

Ensimmäisenä kokeiltiin pysyvä laboratoriotholähteestä syötettävä sisäänmenojännite järjestelmässä. Tätä varten suojauspiiri laitettiin ei-aktiiviseen tilaan vetämällä *SHDN*-signaali maatasoon testipisteen kautta. Seuraavaksi kytkettiin erottavat muuntimet pois päältä ja tarkasteltiin digitaalisen raakasähkön käynnistymistä. Jännitteitä kytkettiin päälle yksi kerrallaan nostamalla samalla laboratoriotholähteen virtarajaa.

Lisättäessä kuormaa, käytetty suojauspiiri reagoi järjestelmän käynnistyksessä tarvittavaan virtapiikkiin. Korjauksena suojauksen nopeuden määrittävän *TMR*-signaalin ja maan välissä olevan kondensaattorin arvoa suurennettiin 100 nF:n. Testattaessa järjestelmää kolmella eri laboratoriotholähteellä, kahdella tehollähteellä tämä suurennus riitti. Yksittäisellä laboratoriovirtalähteellä suojapiiri esti järjestelmän käynnistymisen. Suojausta testattaessa täytyy mitoituksessa ja eri tilanteiden testauksessa ottaa huomioon myös järjestelmää syöttävä lähde.

Toinen ongelma testauksessa oli tuotejännitteiden muuttamiseen käytettävien potentiometriin hajoaminen. Potentiometriin hajoamisen epäiltiin liittyvän eri maa-alueessa olevien ohjaussignaalin ja vastuksen napojen potentiaalierotukseen. Tämä otettiin suunnittelussa huomioon jakamalla potentiometriin sarjavastus sekä maatasoa että *FB*-signaalia vasten. Tällöin potentiometriin jännite pysyy sallitulla alueella. Toinen vaihtoehto hajoamiselle on, että maatasojen virrat yhdistyvät potentiometriin kautta. Myös lämpötilan nousu on voinut hajoittaa potentiometriin, koska AD5280:n maksimilämpötilankestä on +85 °C. Poistamalla piirin ja asettamalla potentiometriin rinnalla olevan vastuksen tilalle oikosulun, jännitteiden testausta voitiin jatkaa.

Jännitehäiriöiden testaus on erittäin tärkeää. Alussa linjojen rippeli arvioitiin yleismittarin vaihtojännitteen mittauksella. Kaikki mitatut arvot olivat alle 10 mV. Hakkureiden toiminta kasvatti sisäänmenosta mitattuja jännitehäiriöitä lähes kahdella dekadilla. Ilman kuormaa sisäänmenosta mitattu rippeli oli 20 μ V. Kaikkien hakkureiden ollessa päällä sisäänmenon rippeli oli 1,52 mV. Ulostulojen jännitehäiriöitä koitettiin selvittää myös tarkalla oskilloskoopilla,

mutta teholähteiden ja kelojen aiheuttama magneettinen häiriö indusoitui mittapäihin tehden mittauksesta epäluotettavaa. Häiriöiden lähde varmistettiin laittamalla mittapään mittaus- ja maasignaalit yhteen ja tuomalla luotu kytkentä lähelle hakkureita. Ilman fyysistä kytkentää nähtiin vastaavia häiriösignaaleita oskilloskoopilla. Tilannetta parannettiin käyttämällä aktiivimittapäätä ja erittäin lähellä kulkevia maa- ja mittaussignaaleita, mutta mittauksen luotettavuutta ei voitu varmistaa. Oskilloskoopilla mitatut häiriötasot olivat liian korkeita tarkkoja mittauksia varten.

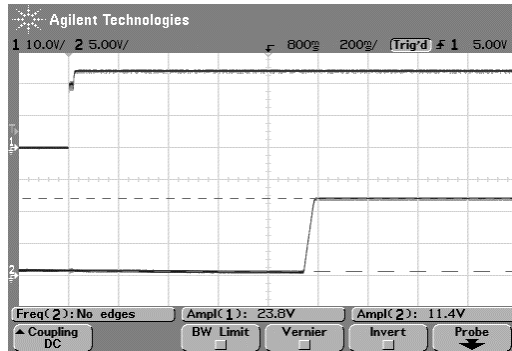
Ulostulojen rippelin mittaukseen tullaan seuraavaksi käyttämään spektri-analysointia. Spektri-analysointilla saadaan tarkemmin selville ulostulojen häiriölähteet ja -taajuudet. Jos häiriöiden taajuus on korkea, sitä täytyy suodattaa esimerkiksi LC-kytkennällä. Uudessa elektroniikassa käyttöjännitelinjoi-
sta löytyy Muratan EMIFIL-tyyppiset suodattimet, jotka suodattavat korkeita taajuuksia. Tarvittaessa kyseiset suodattimet on mahdollista lisätä myös vanhaan elektroniikkaan menevään johdotukseen. Ongelmallisempia ovat spektristä löytyvät matalat taajuudet. Niiden suodattaminen ulostulosta tarvitsee suurempia suodatuskomponenttien arvoja. Arvoltaan korkeiden suodatuskomponenttien saatavuus on heikkoa. Matalien taajuuksien tapauksessa kannattaa selvittää niiden lähde ja pyrkiä korjaamaan sen toimintaa. Suunnittelussa teholähteessä matalataajuuksisten häiriöiden lähde voi olla esimerkiksi sisäänmenojen suodatus tai toimintataajuuksien lomittuminen. Hakkuriteholähteet vaikuttavat vahvasti sisäänmenoonsa johtuen katkovasta toiminnastaan. Teholähteen sisäänmenossa täytyy olla tarpeeksi kapasitanssia häiriöiden minimoimiseksi. Liian pienellä suodatuksella linjoissa rinnakkain olevat hakkuriteholähteet häiritsevät toisiaan sisäänmenon kautta. Myös maatasot on sidottu toisiinsa 10Ω vastusten kautta ja maavirtojen paluureitit vaikuttavat muihin ulostulojännitteisiin.

Oskilloskoopilla varmistettiin ajoituspiirien toiminta sekä ulostulojen nousuajat. Ajoituspiirien tarkkuus ei tässä sovelluksessa ollut kriittinen. Mittaamalla ajoitus-
piirin ulostulosignaalia todennettiin ulostulojännitteiden käynnistymisen ajoitus. Kuvassa 5.4 näkyvä ulostulojen reunojen nousuramppi on riittävän loiva. Nousunopeus täytyy määritellä uudelleen, jos käyttöjännitteiden käynnistymisessä esiintyy ongelmia.

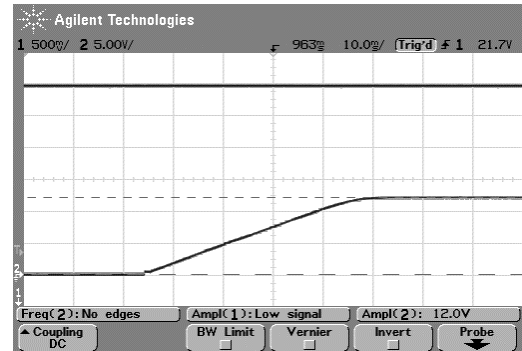
5.2.2 Teholähteen kuormittaminen

Ulostulojen kuormitus aloitettiin, kun teholähteen perustoiminta oli varmistettu. Kuormituksella varmistetaan teholähteen toiminta varsinaisessa käyttötilanteessa. Kuormittamiseen käytettiin kuormavastuksia. Vastuksia valittaessa täytyy ottaa

huomioon niiden kuluttama korkea teho. Vastusten täytyy kestää suuri kuormavirta sekä tehonkulutuksen luoma lämpötilanousu. Tarvittavien vastusten arvot määritetään taulukon 4.3 arvojen avulla. Vastusten tarkkuus ei ole kriittinen tekijä, koska matalilla resistansseilla jo johtimien resistanssi vaikuttaa kuorman suuruuteen. Kuorman tarkka arvo voidaan mitata valmiista järjestelmästä. Runkokiinnitteisiä vastuksia löytyy korkeilla tehon-, virran- sekä lämpötilanarvoilla. Samalla vastuksen kotelo mahdollistaa asentamisen alustaan, jolloin syntyvä lämpö on helpompi siirtää suuremmalle alueelle. Tämä mahdollistaa vastusten suuremman kuormittamisen.



(a) Kokonaisajoitus, aikaskaala: 200 ms/ruutu.



(b) Raakasähkön nousuramppi, aikaskaala: 10 ms/ruutu.

Kuva 5.4 Digitaalisen raakasähkön ajoituskuva, kanava1: teholähteen sisäänmenojännite, kanava2: digitaalinen raakasähkö.

Vastusten tyypiksi valittiin KAL-vastussarja [43]. Sarja on jaettu tehonkeston mukaan eri tyyppeihin. Suurin tarvittava kuorma on 12 V:n digitaalisen raakasähkön 7,5 A ulostulo eli 90 W teho. Käyttöön valittiin 50 W:n tehonkeston vastukset, joita käyttämällä saadaan kuormalle tarvittavat maksimi-arvot. Taulukkoon 5.4 on kerätty lasketut vastusten arvot sekä niiden tarvitsemat kytkennät. Taulukossa V_{max} on käyttöjännitteen ulostulojännite, I_{max} on käyttöjännitteen ulostulovirta, R_{load} on laskettu kuormaresistanssi ja R_{KAL} on tarvittavaan resistanssiin käytetty kytkentä, missä || kuvaa rinnankytkentää ja + sarjaankytkentää.

Kuormavastusten kytkentä mitoitettiin kestävänsä kuormaan kytkettävä teho. Vastukset kuumenevat suurilla kuormilla paljon ja vastusten maksimilämpötilaksi on annettu 275 °C. Vastusten kestävyys ja turvallisuuden kannalta vastukset täytyy saada suojattua tai jäähdytettyä. Mekaniikkasuunnittelijan avustuksella vastukset asennettiin alumiinilevyyn, jotta lämpö jakaantuu laajemmalle alueelle. Levyn toiselle puolelle asennettiin jäähdytysrima ja tuuletin. Kuormittamista varten rakennettu testijärjestelmä nähdään kuvassa 5.5. Testikuorman avulla teholähdettä saadaan testattua suurilla kuormilla. Kuormien kytkemiseen käytetään banaaniiliittimiä, jolloin kuormituksen vaihtelu helpottuu ja lämpökuorma saadaan

jaettua useammalle vastukselle. Mittauksissa täytyy muistaa, että käytettävät kaapelit lisäävät kuorman resistanssia.

Taulukko 5.4 Teholähteen ulostulojen maksimiteholle vaadittavat vastukset.

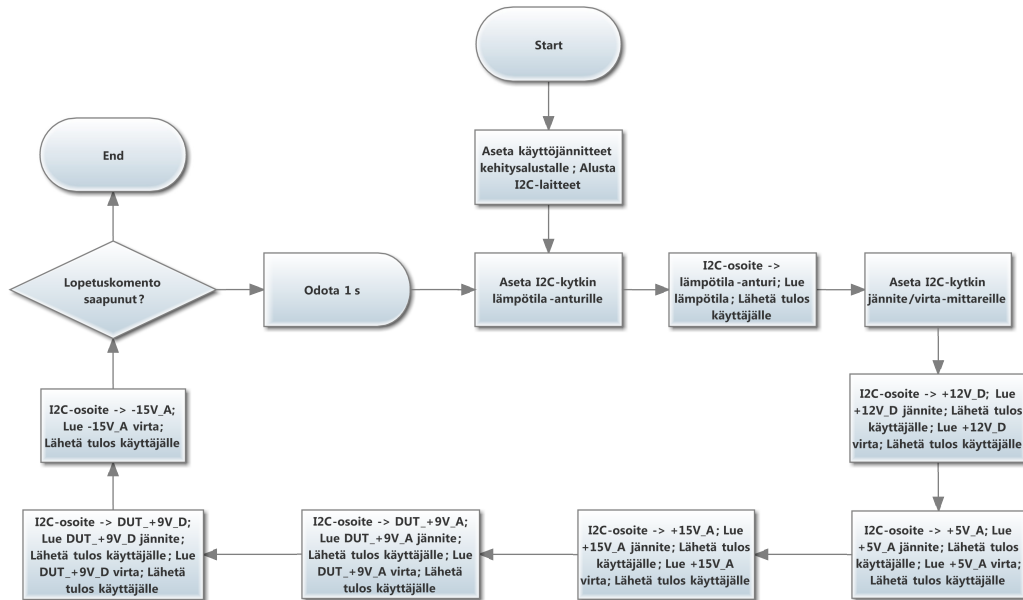
Käyttöjännite	V_{max} (V)	I_{max} (kHz)	R_{load} (Ω)	R_{KAL} (Ω)
Raakasähkö, digitaali	+12	7500	1,6	$(1 1,5)+(2 2)$
Raakasähkö, analogia	+5	6000	8,3	$1 5$
15 V Analoginen, pos	+15	1500	10	10
15 V Analoginen, neg	-15	1000	15	$10+5$
Tuotesähkö, digitaali	+9	5000	1,8	$(1,5+3) 3$
Tuotesähkö, analogia	+9	5000	1,8	$(1,5+3) 3$



Kuva 5.5 Kuormavastusten kytkentälevy.

Teholähteeseen lisättiin mahdollisuus lukea käyttö sähköjen jännite, virta ja lämpötila I2C-väylän kautta. Teholähde testattiin aluksi vanhalla elektroniikalla, joten karakterisointiin ei käytetty uuteen elektroniikkaan kuuluvaa SoC-piiriä. I2C-väylää ohjattiin Murata Electronics Oy:n tuotteiden esittelemiseen tarkoitetulla kehitysalustalla [36]. Kehitysalustalla ohjataan SPI- ja I2C-väyliä makrokomennoilla. Teholähdettä varten luotiin makrokomennoilla silmukka, joka lukee tarvittavat jännitteet, virrat ja lämpötilan ja tulostaa ne käyttäjälle kerran

sekunnissa. Testiohjelman vuokaavio nähdään kuvassa 5.6. Automaattinen mittausta mahdollisesti jännitteiden, virtojen ja lämpötilojen seuraamisen pidemmältä aikaväliltä.



Kuva 5.6 Jännitteiden, virtojen ja lämpötilan luku kehitysalustalla.

Kaikkien jännitteiden ollessa toiminnassa, teholähde kuluttaa 24 V sisäänmenojännitettä 700 mA. Tämä tarkoittaa noin 17 W tehonkulutusta ilman kuormaa. LTM4612:n kuluttama virta sen ollessa päällä on 48 mA eli hakkuriteholähteen virrankulutus ilman kuormaa on suuri. Ilman kuormaa lämpötila-anturin mittaama lämpötila nousi alun 26 °C:ta 42 °C:n eli 16 °C. Seuraavaksi teholähdettä kuormitettiin yksi käyttöjännite kerrallaan nostaen kuormaa vähän kerrassaan maksimiin. Näin saatiin testattua jokainen käyttöjännite erikseen mitaten samalla lämpötilannousua. Paikallisten lämpötilojen mittaamiseen käytettiin ulkoista lämpöanturia.

Kuormittaminen aloitettiin korkeavirtaisilla jännitemuuntimilla. Neljän hakkuriteholähteen rinnankytkennän jännite putoaa hieman kuorman kasvaessa. Digitaalisen +12 V käyttösähkön jännite-ero on noin 150 mV, kun verrataan kuormittamattoman tilanteen ja 5 A virrankulutuksen välillä. Tässä sovelluksessa jännitteen absoluuttinen arvo ei ole kriittinen tekijä, joten mitattu taso riittää. Hakkuriteholähteen ulostulojännitteen mitoitus on mahdollista muuttaa, jos

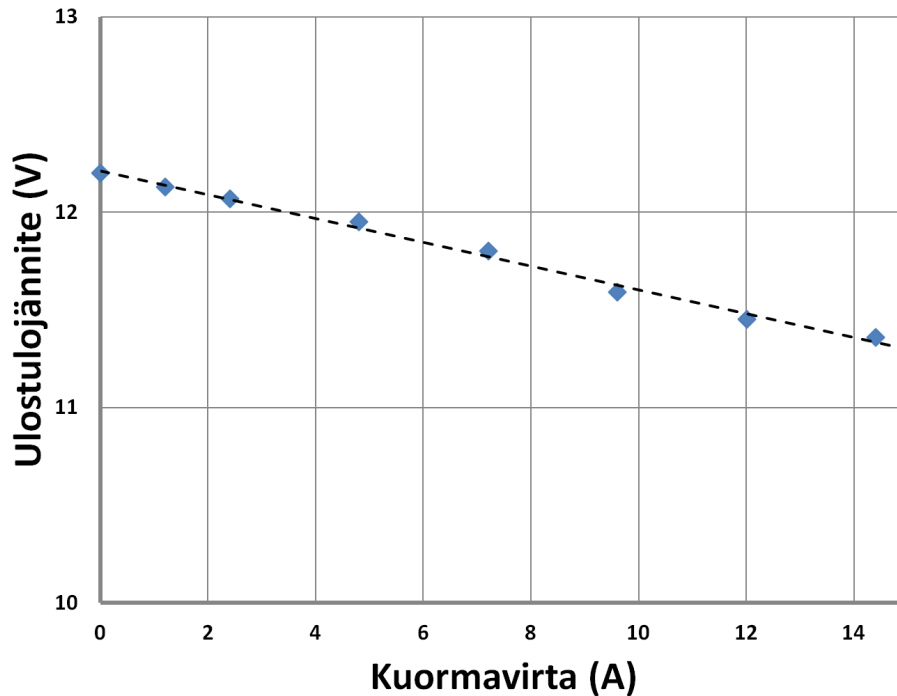
jännitetaso putoaa liian matalalle korkeilla kuormilla. Kuormituksessa näkyy myös ulostulon virran mitatun ja laskennallisen arvon ero. Ohjelmallisesti mitattu arvo on selvästi korkeampi kuin laskettu arvo. Tämä täytyy ottaa huomioon korttien kalibroinnissa, jotta käyttösjähkijien tarkkailu virranmittauksella onnistuu luotettavasti.

Eri kuormilla tehdyn kuormitustestin tulokset nähdään taulukosta 5.5. Taulukossa $R_{load}(calc)$ tarkoittaa laskettua kuormaresistanssia, $I_{load}(calc)$ tarkoittaa laskettua kuormavirtaa, $V_{out}(DC)$ tarkoittaa yleismittarilla mitattua ulostulojännitettä sekä $V_{out}(AC)$ yleismittarilla mitattua ulostulojännitteen vaihtojännitekomponenttia eli käyttöjännitteen häiriötä. Tuloksista selviää, että yleismittarin mittaama häiriötaso ($V_{out}(AC)$) ei kasva kuormitusta lisäämällä. Taulukosta nähdään myös vahva verrannollisuus ulostulojännitteen ja kuormituksen välillä. Mitattu käyttöjännitteen putoaminen kuormituksen kasvaessa ei haittaa uuden mittaus-elektroniikan digitaaliselle +12 V:lle eikä tuotejännitteille. Ongelmaksi voi muodostua vanhan mittauselektroniikan +5 V digitaalinen raakasähkö, jossa jännitteelle on tiukemmat vaatimukset. Kuvassa 5.7 nähdään kuormituksen vaikutus neljän LTM4612-hakkuriteholähteen rinnankytkennän ulostuloon.

Taulukko 5.5 Neljän rinnakkainkytketyn hakkurin mitatut ulostulojännitteet eri kuormilla.

$R_{load}(calc)$ (Ω)	$I_{load}(calc)$ (A)	$V_{out}(DC)$ (V)	$V_{out}(AC)$ (mV)
0	0	12,20	5,7
10	1,2	12,13	5,3
5	2,4	12,07	5,0
2,5	4,8	11,95	4,0
1,7	7,2	11,80	3,8
1,3	9,6	11,59	3,6
1	12	11,45	3,7
0,8	14,4	11,36	4,1

Piirien lämpötila pysyy sallituissa rajoissa ympäristön lämpötilan ollessa noin 25 °C, mutta paikallinen lämpötila nousi selvästi laskettuja arvoja enemmän. Kuormittaessa samanaikaisesti analogista ja digitaalista tuotesähköä 5,3 A:lla, hakkuriteholähdenelektronien paikallinen lämpötila nousi noin 53 °C. Ympäristön lämpötilan ollessa 70 °C, tehonkulutus nostaa hakkurien sisäisen lämpötilan liian korkeaksi. Toinen suuri ongelma on erottavien muuntimien lämpötilannousu. Erottavan muuntimen paikallinen lämpötila tuotesähkijien samanaikaisessa testauksessa nousi noin 66 °C. Testit osoittivat, että teholähde tarvitsee jäähdytystä pystyäkseen toimimaan mittauselektroniikan vaatimissa lämpötiloissa.



Kuva 5.7 Kuormituksen vaikutus hakkurinelikon ulostuloon.

Seuraavaksi testattiin negatiivisen jännitemuuntimen toimintaa. Positiivisella käyttöjännitteellä mitattu jännite putosi noin 250 mV, kun kuormitusta lisättiin kuormittamattomasta 1,5 A:n. Testien perusteella negatiivisen hakkuriteholähteen ulostulojännite putoaa positiivista kytkentää enemmän kuormitusta kasvatettaessa. Samoin negatiivisen jännitteen luovan hakkuriteholähteen lämpötila nousee muihin piireihin verrattuna eniten. Taulukkoon 5.6 on kerätty mitatut paikalliset lämpötila-arvot kuormitettaessa teholähdettä. Testit tehtiin huoneenlämmössä ja V_{out} on kyseisen jännitteen arvo, I_{calc} on kuormavastuksen avulla laskettu kuormavirta, P_{calc} on laskettu tehonkulutus ja T_{local} on paikallisesti hakkureilta mitattu lämpötila. Mukana listauksessa on myös erottavilta teholähteiltä mitatut lämpötilat.

Taulukosta nähdään, että lämpötilan siirto tulee olemaan erittäin tärkeässä asemassa teholähdettä kuormitettaessa. Taulukon testin aikana levyllä olleelta lämpötila-anturilta mitattiin noin 40 °C lämpötilannousu. Mittauksista nähdään, että komponenttien asemointi piirilevyllä on erittäin tärkeää. Samanlaisen kuormituksen kokevien tuotesähköjen erottavien jännitemuuntimien lämpötilaero on 10 °C. Ero johtuu siitä, että digitaalinen erotettu jännitemuunnin on kauempana levyn eniten lämpenevistä komponenteista, joten sen ympärillä lämpötila pysyy matalampana. Testien perusteella eniten lämpenevät komponentit kannattaa sijoittaa kauemmaksi muista lämpenevistä komponenteista.

Taulukko 5.6 Teholähteen lämpeneminen ilman jäähdytystä.

Käyttöjännite	V_{out} (V)	I_{calc} (mA)	P_{calc} (W)	T_{local} (°C)
Raakasähkö, digitaali	+12,0	4800	57,6	74
Raakasähkö, analogia	+4,9	4000	20,0	89
15 V Analoginen, pos	+15,1	1500	22,5	86
15 V Analoginen, neg	-15	750	11,3	112
Tuotesähkö, digitaali	+8,8	3600	32,4	83
Tuotesähkö, analogia	+8,8	3600	32,4	87
Erotettu, analogia	+20	-	-	106
Erotettu tuote, ana	+24	-	-	91
Erotettu tuote, dig	+24	-	-	81

Selvitetään tehollähteelle hyötysuhde testien perusteella. Sisääntuleva teho laskettiin tehollähdettä syöttävän laboratoriotehollähteen näyttämistä arvoista. Kuormitustilanteessa laboratoriotehollähde antoi ulostulojännitteeksi 23,95 V ja ulostulovirraksi 8,88 A, mistä tulee noin 212 W tehonkulutus. Taulukossa 5.6 on eriteltyinä eri käyttösähköjen tehonkulutukset ja näiden avulla kokonaisantotehoksi saadaan noin 176 W. Hyötysuhteeksi saadaan kaavan 2.3 mukaan noin 83%.

Seuraavaksi hakkuritehollähteiden päälle lisättiin jäähdytyslevy. Jäähdytyslevyn kanssa paikallisia lämpötiloja hakkuritehollähteiltä ei pysty mittaamaan, joten vertailuarvona pidettiin piirilevyllä sijaitsevalta lämpötila-anturilta saatuja arvoja. Kuormittamattomana levyiltä mitattu lämpötila on noin 41 °C. Lämpötila nousi noin 15 °C eli lämpötilan nousu on lähes saman verran kuin ilman jäähdytyslevyä. Erotettujen jännitemuuntimien paikallinen lämpötila on noin 51 °C.

Koska jäähdytyslevyn vaikutus lämpenemiseen on pieni, lisättiin jäähdytyslevyn päälle tuuletin. Ilman kuormaa piirilevyn lämpötilaksi saadaan noin 29 °C. Lämpötilannousua on tällöin enää 3 °C, mikä on aiempaa huomattavasti pienempi. Ilman kierrättäminen vaikuttaa myös erotettujen jännitemuunninten paikalliseen lämpötilaan, joka on noin 31 °C.

Tehollähteen testaukseen käytettiin 300 W:n maksimitehoista laboratoriotehollähdettä. Uuden elektroniikan vaatima maksimiteho on noin 250 W (taulukko 4.3). Testikäytössä olevan tehollähteen ulostulo ei riitä syöttämään maksimikuorman vaatimaa tehoa otettaessa huomioon muuntimien hyötysuhteet sekä muuntimien käynnistyksen vaatima virtapiikki. Digitaali- ja analogiajännitteiden raakasähköjen syöttö saatiin testattua ilman jäähdytystä. Jäähdytetyn tehollähteen testiin valittiin vanhan elektroniikan vaatimukset. Tehollähde saadaan asennettua käyttötestiin vanhalle elektroniikalle, jos lämpötilannousu testin aikana pysyy matalana. Samalla

varmistetaan muiden jännitteiden syötön kyvykkyys lisäämällä niille kuormaa. Taulukosta 5.7 nähdään käytetyn kytkennän kuormitus sekä erotetuilta muuntimilta mitatut lämpötilat.

Taulukko 5.7 Teholähteen kuormitus jäähdytyslevyllä ja tuulettimella.

Käyttöjännite	V_{out} (V)	I_{calc} (mA)	P_{calc} W	T_{local} °C
Raakasähkö, digitaali	+5,1	4000	20,0	-
Raakasähkö, analogia	+5,0	0	0	-
15 V Analoginen, pos	+15,2	1500	22,5	-
15 V Analoginen, neg	-15	1500	22,5	-
Tuotesähkö, digitaali	+8,8	5400	48,5	-
Tuotesähkö, analogia	+8,7	5400	48,5	-
Erotettu, analogia	+20	-	-	44
Erotettu tuote, ana	+24	-	-	45
Erotettu tuote, dig	+24	-	-	31

Taulukosta nähdään, että erottavien muuntajien lämpötila nousee maksimissaan noin 20 °C. Piirilevyiltä mitattu lämpötila on noin 10 °C korkeampi kuin lähtötilanteessa. Näiden tulosten perusteella pääteltiin, että jäähdyttämällä teholaähde toimii myös ympäristön lämpötilan ollessa 70 °C. Kuormitetusta levystä mitattiin negatiivisen 15 V analogisen käyttösjännitteeksi -13,4 V. Lukema on selvästi matalampi kuin vastuksilla asetettu jännite. Korkeamman lämpötilannousun ja määriteltä pienemmän jännitteen perusteella LTM8026 ei anna tarpeeksi ulostulotehoa -15 V ulostulojännitteelle käytettäessä 20 V sisäänmenojännitettä. Myös taulukon 5.7 mukaisella kytkennällä laskennallinen hyötysuhde on noin 83 %.

Kuormitustestien jälkeen aloitettiin toiminnallisuustestaus. Toiminnallisuutta testattiin kytkemällä teholaähde vanhaan elektroniikkaan. Vanha elektroniikka käynnistyi onnistuneesti teholahteella. Myös vanhalle elektroniikalle suunniteltu toimintatesti onnistui ilman virheitä. Tämän jälkeen teholaähde kytkettiin testerille pidempiaikaiseen rasiustestiin. Alun mittauksissa digitaalikäyttösjännite +5 V oli liitinten ja kaapelien yhteisvaikutuksesta pudonnut liian matalalle ja mittauselektroniikka ei pysynyt luotettavasti käynnissä. Mitoittamalla käyttösjännite noin 5,25 V:n saatiin käyttösjännitteen pysymään tarvittavalla tasolla. Tämän jälkeen testerillä ei ole tullut yhtäkään ongelmaa käyttösjännitteiden takia.

6. YHTEENVETO

Tämä työ esitteli teholähteen suunnittelun mittauselektronikalle. Tavoitteena oli luoda toimiva teholähde vanhalle mittauselektronikalle ja varmistaa kytkentöjen toimivuus uutta mittauselektronikkaa varten. Työn alussa esiteltiin pohjatiedot hakkuriteholähteistä ja kytkennöistä. Tämän jälkeen käytiin läpi erilaisilla tarpeilla varustettujen hakkurikytkentöjen valinnat sekä mitoitus. Seuraavaksi mitoitettiin teholähdettä tukeva järjestelmä toiminnan mahdollistamiseksi ja käytiin läpi valittujen ratkaisujen perustelut. Lopussa testattiin teholähteen ja hakkurikytkentöjen toimintaa.

Teholähde on ollut käytössä vanhalle mittauselektronikalle useampia kuukausia ilman katkoja. Testeissä varmistui, että teholähteen ominaisuudet riittävät myös uuden mittauselektronikan käyttöjännitteiden luontiin. Näin ollen työ täytti tärkeimmät tavoitteensa.

Tärkeimpinä tuloksina työn osalta ovat testauksessa ilmi tulleet valitun hakkurin ja kytkentöjen ominaisuudet. Neljän LTM4612-hakkurin rinnankytkentä on tehokas antamaan virtaa ulos, mutta toteutetulla piirilevyllä ulostulo putosi kytkentää kuormitettaessa. Negatiivisella kytkennällä LTM8026-hakkuri ei pystynyt tuottamaan tarvittua jännitettä kovin tehokkaasti, vaan jännite putosi yli 1,5 V ja kuumeni liikaa. Piirilevy lämpeni käytössä paljon, ja teholähde tarvitsee jäähdytystä toimiakseen uuden elektronikan kanssa. Teholähde on kuitenkin riittävä vanhalle elektronikalle ja hyötysuhteeksi testitapauksessa tuli noin 83 %.

6.1 Parannusehdotukset

Teholähdettä testattaessa tuli esille ongelmia, jotka täytyy korjata seuraavaan versioon. Myös muita teholähteen ominaisuuksia kannattaa parantaa, jotta saadaan uudelle mittauselektronikalle toimiva teholähde. Kaikkia teholähteen ominaisuuksia ei ole vielä kartoitettu, mutta tässä esiteltyt parannusehdotukset perustuvat testattuihin ominaisuuksiin.

Teholähteelle tärkeintä on löytää uusi vaihtoehto negatiiviselle -15 V:n kytkennälle. LTM8026:lla ulostulojännite laskee huomattavasti kuormitusta lisättäessä ja komponentti kävi erittäin kuumana. Valitun hakkurin teho ei riittänyt negatiivisen puolen tekemiseen, joten tilalle tarvitaan korkeamman hyötysuhteen hakkuri tai useampi hakkuri rinnan. Paras ratkaisu on löytää uusi hakkuri, joka pystyy luomaan molemmat analogiset +15 V:n ja -15 V:n jännitteet. Tällöin kytkennän symmetrisyys säilyy.

Toinen tärkeä parannus teholähteen toiminnalle on löytää korkeamman hyötysuhteen hakkuri korkeavirtaiselle jännitemuuntimelle. Neljällä rinnakkaisella hakkurilla yhtä käyttöjännitettä kohti on useampia huonoja puolia. Suurimmiksi ongelmiksi tulee korkea hinta, suuri tarvittava pinta-ala ja hakkurien lämpenemisen vaikutus toisiinsa. Hakkurikytkennän lämmitessä koko teholähde lämpenee ja lämmittää ympäristöä. Korkeammalla hyötysuhteella varustetulla hakkurilla lämpeneminen pienenee ja sähkönkulutus pienenee. Samalla vapautuvaa pinta-alaa saadaan käytettyä hakkurien jännitteiden suodattamiseen. Näin hakkurien tuottamaa rippeliä pienenee.

Teholähteen kuumentamisen takia piirilevyllä kannattaa lisätä lämpötilan seuranta. Tällöin mittauselektroniikka voi seurata lämpötilaa ja katkaista tai rajoittaa teholähteen toimintaa tarvittaessa. Mittauselektroniikkaa ohjaavaa laitteistoa pystytään varoittamaan järjestelmän kuumentamisesta ja mahdollisista ongelmatilanteista.

Tuotejännitteiden säätöä ei pystytty testaamaan, koska digitaaliset potentiometrit hajosivat testien aikana. Tuotejännitteille riittää muutama valittava ulostulojännite, joten sen säätö täytyy toteuttaa toisella tavalla. Kytkinten avulla toteutettuna menetetään suuri osa säätövarasta, mutta kytkennän toimintavarmuus nousee.

Maatasojen erotus täytyy miettiä uudelleen. Maatasojen osittainen yhdistäminen mahdollistaa sen, että eri käyttöjännitteiden paluuvirrat saattavat häiritä muita jännitteitä. Ohjaussignaalien erottaminen ja maatasojen yhdistämisvastusten poisto voi parantaa käyttöjännitteiden laatua.

LÄHTEET

- [1] Analog Devices. *AD5280/AD5282 I2C Digital Potentiometer datasheet, rev C*, 2009. Saatavissa: http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD5280_5282.pdf.
- [2] Analog Devices. *Noise Sources in Low Dropout (LDO) Regulators*, 2011. Saatavissa: http://www.analog.com/static/imported-files/application_notes/AN-1120.pdf.
- [3] Digi-Key Corporation. Digi-key corporation, electronic distributor website. Saatavissa: <http://www.digikey.com/>.
- [4] James F. Cox. *Fundamentals of Linear Electronics: Integrated and Discrete*. Cengage Learning, 2010.
- [5] CUI Inc. *VHB50W series datasheet*, 2013. Saatavissa: <http://www.cui.com/product/resource/vhb50w.pdf>.
- [6] CUI Inc. *VHB75W series datasheet*, 2013. Saatavissa: <http://www.cui.com/product/resource/vhb75w.pdf>.
- [7] CUI Inc. *VQE50W series datasheet*, 2013. Saatavissa: <http://www.cui.com/product/resource/vqe50w.pdf>.
- [8] Salaj K. Das. *Mobile Handset Design*. John Wiley & Sons, 2010.
- [9] DoCircuits. How stuff works : Your ever helpful cell phone charger, 2014. Saatavissa: <http://www.docircuits.com/learn/how-stuff-works-your-ever-helpful-cell-phone-charger/>.
- [10] Ali Emadi. *Integrated Power Electronic Converters and Digital Control*. CRC Press, 2009.
- [11] Emerson Network Power. *RFB series datasheet*, 2007. Saatavissa: https://www.artesyn.com/power/assets/rfb300_350_ds_1196132025.pdf.
- [12] Emerson Network Power. *BXB series datasheet*, 2008. Saatavissa: https://www.artesyn.com/power/assets/bxb100s_ds_1193851250.pdf.
- [13] Robert W. Erickson. *Fundamentals of Power Electronics*. CRC Kluwer Academic Publishers, 2004.

- [14] Fairchild Semiconductor. *Transformer Design Consideration for Offline Flyback Converters Using Fairchild Power Switch (FPS)*, 2003. Saatavissa: <http://www.fairchildsemi.com/application-notes/AN/AN-4140.pdf>.
- [15] James H. Harlow. *Electric Power Transformer Engineering*. CRC Press, 2012.
- [16] William G. Hurley. *Transformers and Inductors for Power Electronics*. John Wiley & Sons LTD, 2013.
- [17] Texas Instruments. Power management website, 2014. Saatavissa: http://www.ti.com/llds/ti/analog/powermanagement/power_portal.page.
- [18] Texas Instruments. Texas instruments webench designer, 2014. Saatavissa: <http://webench.ti.com/>.
- [19] Linear Technology. *LT1374 series datasheet*. Saatavissa: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1374fd.pdf>.
- [20] Linear Technology. *LT3609 series datasheet*. Saatavissa: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/3690fa.pdf>.
- [21] Linear Technology. *LTC4364-1/LTC4364-2 Surge Stopper with Ideal Diode*. Saatavissa: cds.linear.com/docs/en/datasheet/436412f.pdf.
- [22] Linear Technology. *LTM4612 series datasheet*. Saatavissa: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/4612fb.pdf>.
- [23] Linear Technology. *LTM8026 series datasheet*. Saatavissa: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/8026fb.pdf>.
- [24] Linear Technology. *LTM8027 series datasheet*. Saatavissa: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/8027fb.pdf>.
- [25] Linear Technology. *LT3757 series datasheet*, 2008. Saatavissa: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/3757afd.pdf>.
- [26] Linear Technology. *Powering Complex FPGA-Based Systems Using Highly Integrated DC/DC μ Module Regulator Systems, part 1/2*, 2008. Saatavissa: <http://.pdf>.
- [27] Linear Technology. *LTC 6909 datasheet*, 2009. Saatavissa: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/6909fa.pdf>.
- [28] Linear Technology. *LT3958 series datasheet*, 2010. Saatavissa: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/3958f.pdf>.

- [29] Linear Technology. *Basic Concepts of Linear Regulator and Switching Mode Power Supplies*, 2013. Saatavissa: <http://cds.linear.com/docs/en/application-note/AN140fa.pdf>.
- [30] L. K. Maheswari. *Analog Electronics*. PHI Learning Pvt. Ltd., 2009.
- [31] Maxim Integrated. *MAX6895-MAX6899 Ultra-Small, Adjustable Sequencing/Supervisory Circuits*. Saatavissa: datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX6895-MAX6899.pdf.
- [32] Maxim Integrated. *MAX766 series datasheet*, 1994. Saatavissa: <http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX764-MAX766.pdf>.
- [33] Texas Instruments Michael Day. Understanding low drop out (ldo) regulators.
- [34] Micrel, Inc. *MIC29150/29300/29500/29750 series datasheet*, 2012. Saatavissa: http://www.micrel.com/_PDF/mic29150.pdf.
- [35] Ned Mohan. *Power Electronics - A First Course*. John Wiley & Sons Ltd, 2012.
- [36] Murata. Murata mems evaluation unit, 2014. Saatavissa: <http://www.murata.com/en-eu/products/sensor/accel/demokit>.
- [37] Murata Power Solutions, Inc. *UQQ series datasheet*, 2013. Saatavissa: <http://power.murata.com/data/power/uqq7-15a.pdf>.
- [38] Murata Power Solutions, Inc. *UVQ series datasheet*, 2013. Saatavissa: http://power.murata.com/data/power/uvq_series.pdf.
- [39] Murata Power Solutions, Inc. *UQQ series datasheet*, 2014. Saatavissa: <http://www.murata-ps.com/data/power/uwe.pdf>.
- [40] On Semiconductor. *Switch-Mode Power Supply*, 2014. Saatavissa: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/SMPSRM-D.PDF.
- [41] Muhammad Rashid. *Power Electronics Handbook*. Elsevier, 2011.
- [42] Recom International. *RPR series datasheet*, 2014. Saatavissa: <http://www.recom-international.com/pdf/Powerline-Plus-DC-DC/RPR50.pdf>.
- [43] Stackpole Electronics, Inc. *KAL Series Aluminum Housed Surface Mount Resistor*, 2014. Saatavissa: <https://www.seielect.com/catalog/SEI-KAL.pdf>.

- [44] Keith H. Sueker. *Power Electronics Design: A Practitioner's Guide*. Elsevier, 2005.
- [45] Systems Lab. *Study of Cellphone Chargers*. Saatavissa: http://sysef.iisc.ernet.in/sysef/documents/cellphone_chargers.pdf.
- [46] TDK-Lambda. *CN-A series datasheet*. Saatavissa: <http://www.tdk-lambda.com/products/sps/catalog/eng/cn-a.pdf>.
- [47] TDK-Lambda. *PAF series datasheet*. Saatavissa: <http://www.tdk-lambda.com/products/sps/catalog/eng/paf.pdf>.
- [48] TDK-Lambda. *PAH series datasheet*. Saatavissa: <http://www.tdk-lambda.com/products/sps/catalog/eng/pah.pdf>.
- [49] Linear Technology. Power management website, 2014. Saatavissa: http://www.linear.com/products/power_management.
- [50] Texas Instruments. *Understanding the Terms and Definitions of LDO Voltage Regulators*, 1999. Saatavissa: <http://www.ti.com/lit/an/slva079/slva079.pdf>.
- [51] Texas Instruments. *MC33063A-Q1 series datasheet*, 2005. Saatavissa: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/mc33063a-q1.pdf>.
- [52] Texas Instruments. *PTN78020 module datasheet*, 2005. Saatavissa: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ptn78020a.pdf>.
- [53] Texas Instruments. *Understanding noise in linear regulators*, 2005. Saatavissa: <http://www.ti.com/lit/an/slyt201/slyt201.pdf>.
- [54] Texas Instruments. *Linear Regulator Design Guide For LDOs*, 2008. Saatavissa: <http://www.ti.com/lit/an/slva118a/slva118a.pdf>.
- [55] Texas Instruments. *Linear and Switching Voltage Regulator Fundamentals*, 2011. Saatavissa: <http://www.ti.com/lit/an/snva558/snva558.pdf>.
- [56] Texas Instruments. *SWITCHING REGULATORS*, 2012. Saatavissa: <http://www.ti.com/lit/an/snva559/snva559.pdf>.
- [57] Texas Instruments. *LM5576-q1 series datasheet*, 2013. Saatavissa: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm5576-q1.pdf>.
- [58] Texas Instruments. *LM22677 series datasheet*, 2014. Saatavissa: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm22677.pdf>.

- [59] Texas Instruments. *LM22678 series datasheet*, 2014. Saatavissa: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm22678.pdf>.
- [60] Texas Instruments. *LM25116 series datasheet*, 2014. Saatavissa: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm25116.pdf>.
- [61] Texas Instruments. *LM25117 series datasheet*, 2014. Saatavissa: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm25117.pdf>.
- [62] Texas Instruments. *TPS40170 series datasheet*, 2014. Saatavissa: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps40170.pdf>.
- [63] XP Power. *ICH/IFH series datasheet*, 2011. Saatavissa: http://www.xppower.com/pdfs/SF_ICH-IFH.pdf.
- [64] XP Power. *MTC series datasheet*, 2012. Saatavissa: http://www.xppower.com/pdfs/LF_MTC35-150.pdf.
- [65] XP Power. *QSB series datasheet*, 2014. Saatavissa: http://www.xppower.com/pdfs/SF_QSB75-350.pdf.

A. LIITTEET

A.1 Komponenttien vertailutaulukot

Oheisissa taulukoissa on vertailtu löydettyjä DC–DC-muuntajia (taulukko A.1, negatiivisen jännitteen muuntajia (taulukko A.2) ja erottavia muuntajia (taulukko A.3). Taulukoissa $I_{max}(out)$ on ulostulon maksimivirta, $V_{min}(in)$ on minimisisäänmenojännite, $V_{max}(in)$ on maksimisisäänmenojännite, $V_{min}(out)$ on minimiulostulojännite, $V_{max}(out)$ on maksimiulostulojännite, T_{max} on maksimilämpötila, ϕ_{JA} on termien resistanssi ympäristön ja komponentin kuumimman kohdan välillä, $P_{max}(out)$ on maksimiulostuloteho ja η_{typ} on tyypillinen hyötysuhde.

Erittäin tärkeä vertailuominaisuus, eli hyötysuhde on jätetty pois hakkurien vertailutaulukoista. Hyötysuhde vaihtelee muuntajilla riippuen ulostulojännitteestä, sisäänmenojännitteestä, kuormavirrasta ja muista ominaisuuksista, joten yhden arvon asettaminen ei anna oikeaa kuvaa. Hyötysuhdetta täytyy verrata datalehdiltä usein löytyvien kuvaajien avulla määrittelyllä kuormalla. Erottavilla hakkureilla hyötysuhde oli selkeämmin määritelty ja se löytyy taulukosta.

Viimeisessä taulukossa A.4 on esitelty lasketut arvot teholähteen LTM4612-hakkureille. Kyseisiä arvoja käytettiin ensimmäisen version testeissä. Taulukossa R_{fb} on *feedback*-signaalin ja signaalimaan välinen vastus ja $R_{set}(LTC6909)$ on käyttötaajuuden asettavan LTC6909-oskillaattorin asetusvastus.

Taulukko A.1 Korkean virran DC-DC-muuntimet.

Valmistaja	Malli	$I_{max}(out)$ (mA)	$V_{min}(in)$ (V)	$V_{max}(in)$ (V)	$V_{min}(out)$ (V)	$V_{max}(out)$ (V)	T_{max} °C	ϕ_{JA} °C/W	Koko (mm)	Tyyppi
Linear Technology	LTM4612 [22]	5000	5,0	36,0	3,3	15,0	125	15,0	15x15	μ moduuli
Linear Technology	LTM8026 [23]	5000	6,0	36,0	1,2	24,0	125	18,6	15x12	μ moduuli
Linear Technology	LTM8027 [24]	4000	4,5	60,0	2,5	24,0	125	12,2	15x15	μ moduuli
Linear Technology	LT1374 [19]	4500	5,0	32,0	2,4	27,5	125	40,0	5x7	Buck
Linear Technology	LT3690 [20]	4000	3,9	36,0	0,8	20,0	150	40,0	4x6	Buck
Texas Instruments	LM22677 [58]	5750	4,5	42,0	1,3	37,0	125	22,0	10x14	Buck
Texas Instruments	LM22678 [59]	5000	4,5	42,0	1,3	37,0	125	22,0	10x14	Buck
Texas Instruments	LM25116 [60]	3500	6,0	42,0	1,2	36,0	125	40,0	7x7	Kontrolleri
Texas Instruments	LM25117 [61]	3300	4,5	42,0	4,5	14,0	125	40,0	4x4	Kontrolleri
Texas Instruments	LM22678 [59]	5000	4,5	42,0	1,3	37,0	125	22,0	10x14	Buck
Texas Instruments	TPS40170 [62]	25000	5,0	60,0	0,6	50,0	125	35,0	4x5	Kontrolleri

Taulukko A.2 Negatiivisen jännitteen DC-DC-muuntimet.

Valmistaja	Malli	$I_{max}(out)$ (mA)	$V_{min}(in)$ (V)	$V_{max}(in)$ (V)	$V_{min}(out)$ (V)	$V_{max}(out)$ (V)	T_{max} °C	ϕ_{JA} °C/W	Tyyppi
Linear Technology	LT3757 [25]	3300	2,9	40,0	-	-0,8	150	40,0	Kontrolleri
Linear Technology	LT3958 [28]	3300	5,0	80,0	-84,0	-0,8	125	43,0	Kääntävä
Linear Technology	LTM8026 [23]	5000	6,0	36,0	-16,0	-3,3	125	18,6	μ moduuli
Maxim Integrated	MAX766 [32]	750	3,0	16,0	-16,0	-1,0	125	125,0	Kääntävä
Texas Instruments	LM5576-Q1 [57]	3000	6,0	75,0	-75,0	-1,3	150	40,0	Kääntävä
Texas Instruments	MC33063A-Q1 [51]	1500	3,0	40,0	-	-	125	97,0	Kääntävä
Texas Instruments	PTN78020A [52]	4000	9,0	29,0	-15,0	-3,0	85	-	moduuli

Taulukko A.3 Erotetut DC-DC-muuntimet.

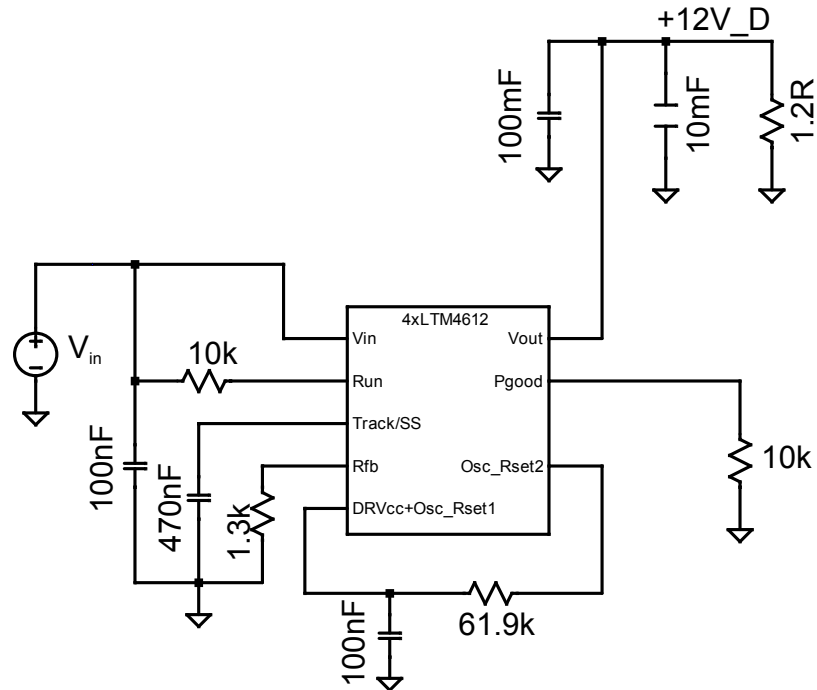
Valmistaja	Malli	$P_{max}(out)$ (W)	$V_{min}(in)$ (V)	$V_{max}(in)$ (V)	$V_{min}(out)$ (V)	$V_{max}(out)$ (V)	$V_{max}(out)$ (V)	η_{typ} (%)	T_{max} °C	Koko (Brick)
Murata PS	UVQ-24/4.5-D24P-C [38]	108	18	36	21,6	26,4	26,4	89,5	110	1/4
Murata PS	UQQ-24/4-Q12P-C [37]	96	10	36	19,2	26,4	26,4	92,0	85	1/4
Murata PS	UWE-24/3-Q12P-C [39]	72	9	36	21,6	26,4	26,4	89,5	85	1/8
Murata PS	UWE-24/3-Q12P-C [39]	72	9	36	21,6	26,4	26,4	89,5	85	1/8
CUI Inc	VHB50W-Q24-S24 [5]	50	9	36	21,6	26,4	26,4	83,0	100	1/2
CUI Inc	VQE50W-Q24-S24 [7]	50	9	36	21,6	26,4	26,4	90,0	105	1/4
CUI Inc	VHB75W-Q24-S24 [6]	75	9	36	21,6	26,4	26,4	84,0	100	1/2
Emerson	BXB100-24S12FLTJ [12]	100	18	36	7,2	13,2	13,2	85,0	100	1/2
Emerson	RFB300-24S28Y [11]	308	18	36	16,8	29,4	29,4	90,0	100	1/2
Recom Int	RPR50-2424S [42]	50	18	36	21,6	26,4	26,4	90,0	105	1/4
Recom Int	RRP50-2424S [42]	50	18	36	21,6	26,4	26,4	89,0	100	1/4
TDK-Lambda	PAF500F24-28 [47]	504	18	36	16,8	30,8	30,8	90,0	100	1/1
TDK-Lambda	PAF600F24-28 [47]	602	18	36	16,8	30,8	30,8	89,0	100	1/1
TDK-Lambda	PAH300S24-28 [48]	308	18	36	16,8	33,0	33,0	88,0	100	1/2
TDK-Lambda	CN50A24-24 [46]	50	15	36	21,6	26,4	26,4	86,0	100	1/4
TDK-Lambda	CN100A24-24 [46]	100	15	36	21,6	26,4	26,4	88,0	100	1/4
XP Power	MTC7528S28 [64]	75	10	40	22,4	30,8	30,8	83,0	100	1/2
XP Power	MTC15028S28 [64]	150	10	40	22,4	30,8	30,8	86,0	100	1/2
XP Power	ICH7524S24 [63]	75	18	36	21,6	26,4	26,4	86,0	100	1/2
XP Power	ICH10024S24 [63]	100	18	36	21,6	26,4	26,4	85,0	100	1/2
XP Power	QSB7524S24 [65]	75	9	36	21,6	26,4	26,4	86,0	100	1/4
XP Power	QSB7524S24 [65]	100	9	36	21,6	26,4	26,4	87,0	100	1/4

Taulukko A.4 Korkeavirtaisten jännitemuunnimien oheisvastusten arvot.

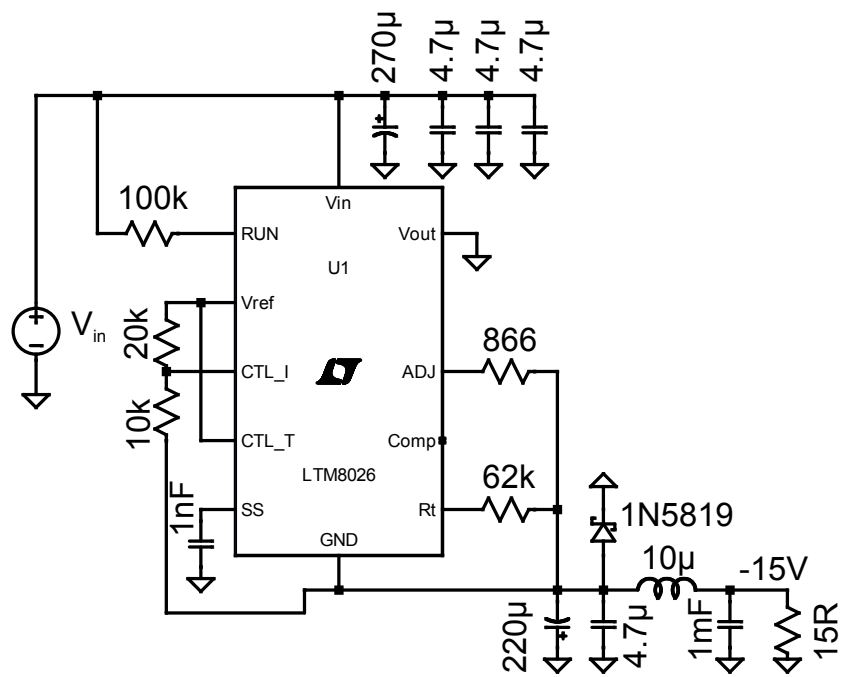
Ulostulojännite	Mittaus- elektronikka	Muuntajia rimman (kpl)	Jännite (V)	R_{fb} (k Ω)	Toimintataajuus (kHz)	R_{set} (LTC6909) (k Ω)
Raakasähkö, digitaali	Uusi	4	+12,0	1,3	850	59
Raakasähkö, digitaali	Vanha	2	+5,0	6,8	850	59
Raakasähkö, analogia	Uusi	4	+5,0	3,4	385	130
Tuotesähkö, digitaali	Uusi	4	+9,0	1,8	666	75
Tuotesähkö, digitaali	Vanha	1	+9,0	7,1	666	75
Tuotesähkö, analogia	Uusi	4	+9,0	1,8	666	75
Tuotesähkö, analogia	Vanha	1	+9,0	7,1	666	75

A.2 Teholähteen hakkurien piirikaaviot

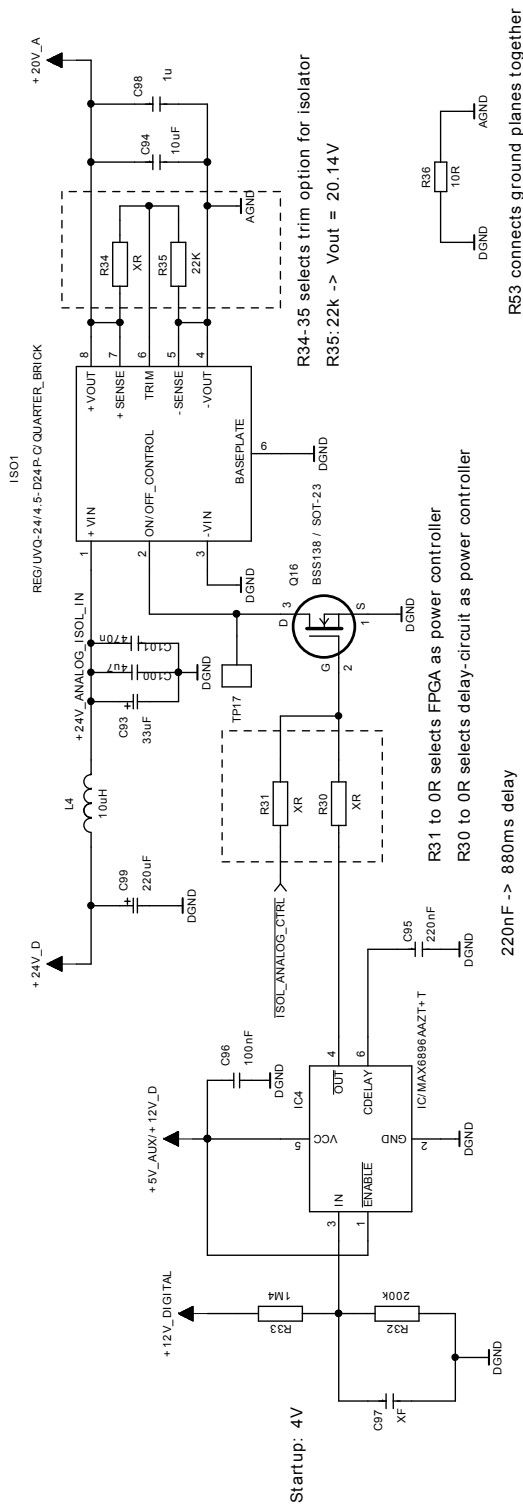
Ohessa on piirikaaviot tärkeimmistä läpikäydyistä kytkennöistä.



Kuva A.1 Korkeavirtaisen jännitemuuntimen piirikaavio simuloitua varten.



Kuva A.2 Negatiivisen jännitemuuntimen piirikaavio simulointia varten.



Kuva A.3 Erottavan UVQ teholähteen piirikaavio.