

LAPPEENRANNAN TEKNILLINEN KORKEAKOULU
Sähkötekniikan osasto

**TEHOLÄHDEPIIRILEVYN SUUNNITTELU
AKKUKÄYTTÖISEEN LAITTEESEEN**

Diplomityön aihe on hyväksytty Lappeenrannan teknillisen korkeakoulun sähkötekniikan osaston osastoneuvoston kokouksessa 17.4.2002.

Työn tarkastaja: Prof. Pertti Silventoinen

Työn ohjaaja: Dipl. ins. Osmo Anttalainen

Lappeenrannassa 14.5.2002

Mika Reiman

Korpraalinkuja 1 as 206

53810 Lappeenranta

TIIVISTELMÄ

Tekijä: Reiman, Mika
Nimi: **Teholähdepiirilevyn suunnittelu akkukäyttöiseen laitteeseen**
Osasto: Sähkötekniikan osasto
Vuosi: 2002
Paikka: Lappeenranta

Diplomityö. Lappeenrannan teknillinen korkeakoulu. 103 sivua, 79 kuvaa, 7 taulukkoa ja 4 liitettä.

Tarkastaja: Prof. Pertti Silventoinen
Hakusanat: teholähdepiirilevysuunnittelu, hakkuriteholähde

Teholähdepiirilevyn suunnittelu etenkin kooltaan pieneen akkukäyttöiseen laitteeseen on monivaiheinen suunnitteluprosessi. Teholähdetopologioiden valinta levyille määrää heti alkuunsa kuinka vakaata jännitettä levyllä voidaan tuottaa, kuinka suuria tehoja siitä voidaan ottaa, miten paljon häiriöitä levy tuottaa ympäristöönsä ja ennen kaikkea, kun akkukäyttöisestä laitteesta on kysymys, kuinka hyvään hyötysuhteeseen sillä voidaan päästä.

Suunnittelun kannalta hakkuriteholähde on teholähdetopologioista vaativin. Tässä työssä paneudutaankin tarkemmin boost-hakkuriteholähteen suunnitteluun. Pelkkä hakkurin komponenttien mitoitus ei takaa tehölähteelle parasta mahdollista toimintaa, vaan myös piirilevysuunnittelulla on suuri merkitys.

Akkukäyttöisen laitteen teholähdepiirilevyn suunnittelu ei rajoitu yksinomaan teholähteiden suunnitteluun vaan levy sisältää usein myös muuta oheiselektroniikkaa, yleensä ainakin laitteen käynnistyselektroniikan sekä akun latausjärjestelmän. Etenkin akun latausjärjestelmän suunnittelu saattaa muodostua hyvinkin monimutkaiseksi tehtäväksi. Tässä työssä onkin tutkittu muutaman yleisimmän akkutyypin latausmenetelmiä.

Työssä suunnitellaan myös käytännössä teholähdepiirilevy akkukäyttöiseen mittalaitteeseen. Levyn toimintaa tutkitaan erinäisin mittauksin, joilla pyritään selvittämään levyn heikkoudet. Näiden heikkouksien pohjalta levystä suunnitellaan paranneltu versio. Tällökin levyille tehdään samat mittaukset kuin edelliselle versiolle, joista selviää parannusten onnistuminen.

ABSTRACT

Author: Reiman, Mika

Subject: **Power supply circuit board design for a battery operated device**

Department: Electrical Engineering Department

Year: 2002

Place: Lappeenranta

Master's Thesis. Lappeenranta University of Technology. 103 pages, 79 figures, 7 tables, and 4 appendices.

Supervisor: Prof. Pertti Silventoinen

Keywords: power supply design, switching mode power supply

Designing a power supply circuit board especially for a small battery operated device is a multi-stage design project. The first step in design is to choose power supply topologies for the board. The selection determines how steady voltage the board can generate, what is its output power capability, how much noise it generates and above all how good efficiency is possible to achieve.

The most difficult power supply topologies to design are switching mode power supplies. In this paper the boost-converter design is examined more closely. To ensure the best performance for the power supply, the proper component selection is not enough. The proper board layout design is really important also.

The power supply circuit board in the battery operated device contains more than just power supplies. There are usually at least start-up electronics for the device and battery charger electronics. In particular the battery charger design might be a complicated task. The charging methods for the most common batteries are introduced in this paper.

In the study there was designed the power supply circuit board for the battery operated measuring instrument. The board's weak spots were searched with some measurements and the new, more better circuit board was designed. Some measurements were performed to this board also, which shows the improvements of the new board compared to the first version of the board.

ALKUSANAT

Tämä diplomityö on tehty Environics Oy:lle. Työ kuuluu osana ChemPro100-kaasuhälyttimen tuotekehitysprojektiin.

Työn tarkastajana toimi professori Pertti Silventoinen ja ohjaajana diplomi-insinööri Osmo Anttalainen, joita molempia haluan kiittää yhteistyöstä. Haluan kiittää myös toimitusjohtaja Hannu Salmea, projektin alussa työn ohjaajana toiminutta diplomi-insinööri Timo Jaakkolaa sekä koko Environics Oy:n henkilökuntaa miellyttävästä yhteistyöstä.

Kiitokset myös punttisali- ja opiskelukavereilleni erittäin ”kehittävästä” ja hauskaasta opiskeluajasta Lappeenrannassa.

Lopuksi vielä erityiskiitokset vanhemmilleni opiskelujeni tukemisesta.

SISÄLLYSLUETTELO

1	JOHDANTO	5
2	TEHOLÄHDEVAIHTOEHDOT	6
2.1	Lineaariset jänniteregulaattorit	6
2.2	Hakkuriteholähteet	9
2.2.1	Buck-hakkuri	11
2.2.2	Boost-hakkuri	12
2.2.3	Tulojännitteen muuntaminen sekä ylös- että alaspäin	13
2.3	Varauspumput	17
3	BOOST-HAKKURITEHOLÄHTEEN SUUNNITTELUPERIAATTEITA... 19	
3.1	Ohjainpiiri	19
3.1.1	PFM-ohjaimet	19
3.1.2	PWM-ohjaimet	20
3.2	Kela	22
3.2.1	Kelan induktanssin mitoittaminen	23
3.2.2	Kelan rakentaminen	24
3.3	Kondensaattorit	27
3.3.1	Tulopuolen kondensaattorit	28
3.3.2	Lähtöpuolen kondensaattorit	28
3.3.3	Kondensaattorien mitoitus	29
3.3.4	Kondensaattorityypin valinta	31
3.4	Kytkintransistori	35
3.4.1	Kytkintransistorin mitoitus ja valinta	35
3.5	Kytkindiodi	37
3.5.1	Kytkindiodin mitoitus ja valinta	37
3.5.2	FETKY	38
3.5.3	Synkroninen tasasuuntaus	38
3.6	Piirilevysuunnittelu	40
4	AKKUJEN LATAAMINEN	45
4.1	Nikkeli-kadmiumakkujen lataaminen	45
4.2	Nikkeli-metallihydridiakkujen lataaminen	46
4.3	Litium-ioniakkujen lataaminen	47
5	TEHOLÄHDEPIIRILEVYN SUUNNITTELU	49
5.1	Vaatimukset teholähdepiirilevylle	49
5.2	Teholähdetopologian valinta	50
5.3	Teholähdepiirilevyn ensimmäinen versio	53
5.3.1	Boost-hakkurien ohjainpiirien valinta	53
5.3.2	+5V:n boost-hakkurin kytkentä	57
5.3.3	Käynnistyminen ja ulkoisen teholähteen vaihtokytkentä	60
5.3.4	Piirilevy	62
5.3.5	Mittaukset	64
5.3.6	Teholähdepiirilevyn ensimmäisen version heikkoudet	72
5.4	Teholähdepiirilevyn paranneltu versio	77

5.4.1	Boost-hakkurien ohjainpiirien uudelleen valinta	77
5.4.2	+5V:n boost-hakkurin mitoitus	80
5.4.3	Käynnistys ja akun latausjärjestelmä	87
5.4.4	Piirilevy	90
5.4.5	Mittaukset ja niiden tulokset	92
6	YHTEENVETO	100
7	LÄHTEET	101

LIITTEET

Liite I	Teholähdepiirilevyn ensimmäisen version +12V:n hakkurin kytkentä
Liite II	Teholähdepiirilevyn parannellun version +12V:n hakkurin kytkentä
Liite III	Akun latausjärjestelmän kytkentä
Liite IV	Vertailumittauskuva kondensaattorien suodatusominaisuuksista

KÄYTETYT MERKINNÄT JA LYHENTEET

Roomalaiset symbolit:

A	pinta-ala [m^2]
B	magneettivuontiheys [T]
C	kondensaattorin kapasitanssi [F], akun kapasiteetti [mAh]
D	pulssisuhde, diodi
f	taajuus [Hz]
H	magneetikentän voimakkuus [A/m]
i, I	virta [A]
l	pituus [m]
L	kelan induktanssi [H]
M	transistori
N	käämikierrosten lukumäärä
P	teho [W]
Q	sähkövaraus [C]
R	resistanssi [Ω]
t	aika [s]
T	jaksonaika [s]
u, U	jännite [V]
V	jännite [V]
X	reaktanssi [Ω]
Z	impedanssi [Ω]

Kreikkalaiset symbolit:

Δ	muutos
δ	tunkeutumissyvyys [m]
ϵ	permittiivisyys [F/m]
η	hyötysuhde
μ	permeabiliteetti [Tm/A]
ρ	resistiivisyys [Ω]
τ	aikavakio [s]

Alaindeksit:

AV	keskimääräinen
BR	läpilyönti
C	kondensaattori, kapasitiivinen, ohjaus
clk	kello
d	viivästys
D	diodi
DS	nielu-lähde (MOSFET)
F	myötäsuuntainen
g	hila
gate	hila

in	tulosuure
L	kela
loss	häviö
max	maksimi
min	minimi
MIN	minimi
o	ilma
on	johtaa
out	lähtösuure
r	suhteellinen, resonanssi, nousu
R	estosuuntainen
rr	estosuuntainen elpyminen
S	kytkentäjakso, mittaus, sisäinen, lois-
SW	transistorin ohjaus
t	ajastus
td	viivästysaika

Lyhenteet:

AA	paristotyyppi
AC	vaihtovirta (Alternate Current)
CC	vakiovirta (Constant Current)
CCM	jatkuva johtamismoodi (Continuous Conduction Mode)
CV	vakiojännite (Constant Voltage)
DC	tasavirta (Direct Current)
DCM	epäjatkuva johtamismoodi (Discontinuous Conduction Mode)
EMI	sähkömagneettinen häiriö (Electro Magnetic Interference)
ESR	ekvivalentti sarjaresistanssi (Equivalent Series Resistance)
FET	kanavatransistori (Field-Effect Transistor)
GND	maa (ground)
I/O	tulo/lähtö (Input/Output)
LC	kelan ja kondensaattorin muodostama piiri
Li-Ion	litium-ioni (Lithium Ion)
micro8	komponentin pintaliitosmallinen kotelotyyppi
MOSFET	kanavatransistorityyppi (Metal Oxide Semiconductor FET)
NiCd	nikkeli-kadmium (Nickel-Cadmium)
NiMH	nikkeli-metallihydridi (Nickel-Metal Hydride)
npn	bipolaaritransistorityyppi
N-FET	N-kanavainen FET
PFM	pulssitaajuusmodulaatio (Pulse Frequency Modulation)
PWM	pulssinleveysmodulaatio (Pulse Width Modulation)
P-FET	P-kanavainen FET
Q	komponentin lähtö
RC	resistanssin ja kondensaattorin muodostama piiri
rms	tehollisarvo (Root Mean Square)
SOT23	komponentin pintaliitosmallinen kotelotyyppi
SO8	komponentin pintaliitosmallinen kotelotyyppi
SR	kiikkutyyppi (Set/Reset)

1 JOHDANTO

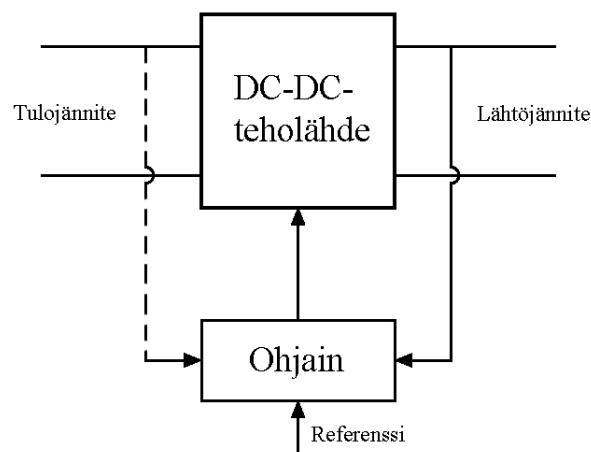
Teholähdepiirilevy on hyvin tärkeä osa elektroniikkalaitetta. Sillä täytyy tuottaa laitteelle tietyllä teholla hyvinkin vakaata jännitettä, jotta laite pystyisi luotettavaan ja vakaaseen toimintaan. Toiminnalliset ongelmat laitteessa aiheutuvat usein juuri tehonsyötön puutteista, kun taas hyvin suunniteltu tehonsyöttö toimii huomaamattomasti taustalla. Aivan oman lukunsa muodostavat akkukäyttöiset laitteet, joiden tehonsyöttökysymykset, etenkin hyötysuhde, ovat niille suorastaan elintärkeitä. Nykyaikaisissa laitteissa myös akun latausjärjestelmä sisällytetään laitteen sisälle, mikä tuo omat haasteensa teholähdepiirilevyn suunnitteluun.

Tässä työssä perehdytään akkukäyttöisen laitteen teholähdepiirilevyn suunnitteluun. Teoriaosuudessa tutkitaan yleisesti mitä vaihtoehtoja teholähdetopologioiksi on, sekä perehdytään tarkemmin boost-hakuriteholähteen suunnittelun vaiheisiin. Myös tavallisten akkutyypin latausmenetelmiä tutkitaan.

Työn käytännön osassa suunnitellaan akkukäyttöiseen mittalaitteeseen teholähdepiirilevy, joka sisältää laitteen siltä vaatimat toiminnot. Tämän levyn toimintaa tutkitaan erinäisin mittauksin. Levystä suunnitellaan mittauksista saatujen kokemusten perusteella paranneltu versio, joka tulee sijoitettavaksi lopputuotteeseen.

2 TEHOLÄHDEVAIHTOEHDOT

Teholähteet voidaan jakaa neljään ryhmään toimintansa perusteella: DC/DC-, AC/AC-, AC/DC- ja DC/AC-teholähteisiin. Tämän työn kannalta tärkeimpiä ovat DC/DC-teholähteet, joihin tutustutaan tarkemmin. DC/DC-teholähde ottaa tehonsa jostain DC- eli tasajännitelähteestä, kuten akusta, paristoista tai tasasuunnatusta AC- eli vaihtojännitelähteestä ja muuntaa tulojännitteen halutuksi lähtöjännitteeksi. Tulojännite voi vaihdella sangen laajoissa rajoissa, kun taas lähtöjännitteen on pysyttävä vakiona tietyllä toleranssilla tulojännitteen ja kuormituksen muuttuessa. Kuvassa 1 on esitetty DC/DC-teholähteen perusrakenne.



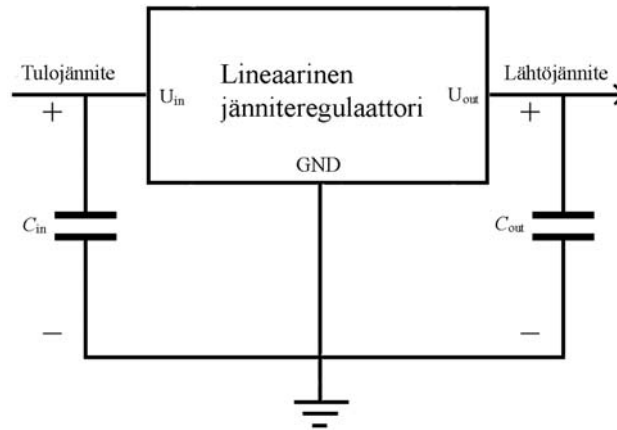
Kuva 1. DC/DC-teholähteen perusrakenne. Ohjainpiiri säätelee lähtöjännitteen halutuksi vertaamalla sitä referenssiarvoon.

DC/DC-teholähteet voidaan jakaa pääosin kahteen ryhmään: lineaariteholähteet ja hakuriteholähteet. Näiden kahden lisäksi käytetään pienitehoisissa sovelluksissa myös varauspumppuja. Jotta suunnittelija pystyisi valitsemaan sopivan tehölähdetoteutustekniikan eli -topologian tarpeisiinsa, on hänen syytä tietää mitä on tarjolla. Seuraavaksi käydään lyhyesti läpi muutamien akkukäyttöisten laitteiden tehölähdepiirilevylle soveltuvien perustehölähdetopologioiden ominaisuuksia.

2.1 Lineaariset jänniteregulaattorit

/1/

Lineaarisia jänniteregulaattoreita käytetään laskemaan tulojännite (esim. akkujännite) johonkin haluttuun jännitearvoon ja näin samalla vakauttamaan tämä jännite sopivan tasaiseksi sitä käyttäville piireille. Lineaariregulaattoreita on saatavana valmiina piireinä erittäin monille sekä positiivisille että negatiivisille kiinteille jännitearvoille, aseteltavalla lähtöjännitteellä, laajalla tehoalueella ja aseteltavalla virtarajalla. Erittäin harvoin tulee tilanteita, jolloin kannattaa ryhtyä itse rakentelemaan lineaariregulaattoria irtosista. Houkuttelevaksi vaihtoehdoksi akkukäyttöisen laitteen tehölähdepiirilevylle tekee niiden halpuus sekä vähäinen oheiskomponenttien tarve ja näin ollen myös pieni koko. Yleensä ne eivät tarvitse muita oheiskomponentteja kuin tulo- ja lähtöpuolelle sopivan kokoiset kondensaattorit, kuten kuvassa 2 on esitetty.

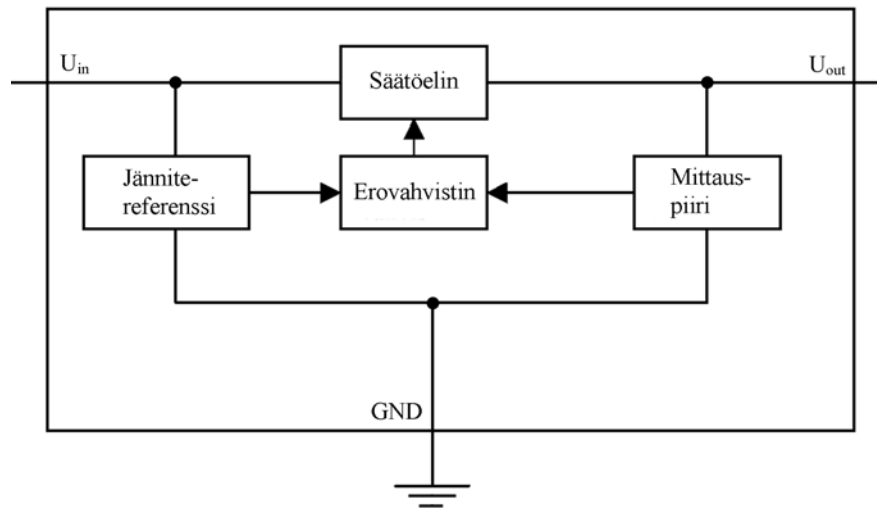


Kuva 2. Tyypillinen lineaarinen jänniteregulaattori tarvittavine oheiskomponentteineen. Regulaattori ei tarvitse muita komponentteja ympärilleen kuin tulo- ja lähtöpuolen kondensaattorit. /1/

Lineaariregulaattorit ovat lisäksi aina ehdottomasti häiriöttömin teholähdevaihtoehto piirilevylle, koska ne eivät sisällä kytkimiä, toisin kuin hakkuriteholähteet ja varauspumput, joiden nopeat kytkentäilmiöt aiheuttavat häiriöitä sekä lähtöjännitteeseen että piirin ympäristöön.

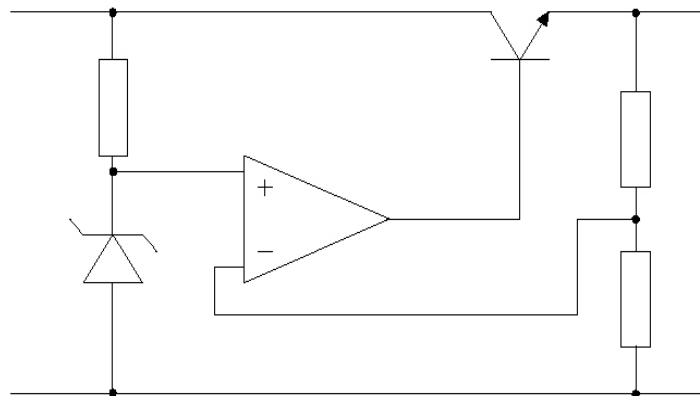
Mikä sitten rajoittaa niiden käyttöä akkukäyttöisissä sovelluksissa? Rajoittavia tekijöitä on kaksi. Ensinnäkin ne pystyvät vain muuntamaan tulojännitettä alaspäin lähtöönsä. Joten mikäli laitteeseen tarvittaisiin akkujännitettä suurempia jännitteitä, on turvauduttava muihin teholähdetopologioihin. Toinen rajoittava tekijä on niiden heikko hyötysuhde. Lineaariregulaattorin hukkateho riippuu suoraan sen yli jäävästä jännitteestä ja läpi kulkevasta virrasta, mikä tekee tästä rakenteesta useissa akkukäyttöisissä sovelluksissa käyttökelvottoman. Mikäli regulaattorin vuotovirtoja (yleensä hyvin pientä verrattuna kuormavirtaan) ei huomioida voidaan sen hyötysuhde arvioida suoraan jakamalla lähtöjännite tulojännitteellä. Mitä suurempi on tulo- ja lähtöjännitteen ero sitä huonompi on regulaattorin hyötysuhde, jolloin laitteen akku tyhjenee turhan nopeasti. Tämän lisäksi vielä mitä suurempi on kuormalle menevä virta sitä enemmän regulaattori myös lämpenee kasvaneen häviötehon myötä, mikä saattaa aiheuttaa ongelmia pieneen koteloon pakatuissa laitteissa. Lineaariregulaattorin tehohäviöt saadaan minimoitua mikäli sovelluksessa voidaan käyttää ns. low-dropout-mallisia regulaattoreita ja niin pientä tulojännitettä suhteessa lähtöjännitteeseen kuin dropout-jännitevaatimus mahdollistaa. Tällöin sen hyötysuhteeksi on mahdollista saada jopa reilusti yli 90 %:a. Dropout-jännitteellä tarkoitetaan regulaattoreissa pienintä tulo- ja lähtöjännitteen eroa, mitä pienemmillä arvoilla regulaattori ei enää kykene pitämään lähtöjännitettä vakiona. Dropout-jännite on tavallisilla lineaariregulaattoreilla noin 2,0 V:n luokkaa, kun taas low-dropout-mallisilla se voi olla paljonkin alle 0,5 V:a.

Tarkastellaan seuraavaksi lyhyesti lineaariregulaattorin toimintaperiaatetta. Lineaariregulaattoreita on saatavilla sekä sarja- että sunttiregulaattoreina, joista sarjaregulaattorit ovat huomattavasti yleisempiä paremmasta hyötysuhteestaan johtuen. Tässä tarkastellaan vain lineaarisen sarjaregulaattorin toimintaa. Sunttiregulaattorin toiminta poikkeaa tästä pääosin vain säätöelimen sijoittumisella kuorman kanssa rinnan sekä sarjavastuksen käytöllä. Kuvassa 3 on esitetty sarjaregulaattorin lohkokaavio ja kuvassa 4 on esitetty sen yksinkertainen toteutus operaatiovahvistimella.



Kuva 3. Lineaarisen sarjaregulaattorin lohkokaavio. Siinä mitattua lähtöjännitettä verrataan referenssiarvoon, joiden erotuksen perusteella säädetään regulaattorin säätöelimen johtavuutta, jotta lähtöjännite saataisiin halutuksi. /1/

Kuvassa 4 sarjaregulaattorin referenssijännite on muodostettu vastuksen ja zenerdiodin avulla. Takaisinkytkentämittaus on toteutettu vastusjaolla lähtöjännitteestä. Kun jännitejaon tulos poikkeaa referenssijännitteestä, syntyy erojännite, jota vahvistetaan erovahvistimena toimivalla operaatiovahvistimella. Vahvistettu erojännite ohjaa säätöelimenä toimivaa npn-transistoria. Mikäli lähtöjännite on mittauksessa liian suuri ohjautuu transistori vähemmän johtavaksi, jolloin sen yli jäävä jännite kasvaa ja mikäli lähtöjännite on liian pieni ohjautuu transistori enemmän johtavaksi, jolloin sen yli jäävä jännite taas pienenee. Mikäli tämä säätö on riittävän nopeaa pysyy sen lähtöjännite lähes vakiona riippumatta tulojännitteen tai kuormituksen vaihteluista.



Kuva 4. Lineaarisen sarjaregulaattorin yksinkertainen toteutus. Vastusjaolla mitattua lähtöjännitettä verrataan vastuksella ja zenerdiodilla toteutettuun referenssijännitteeseen. Näiden erotusta vahvistetaan erovahvistimella, joka ohjaa npn-transistorin johtavuutta, jotta regulaattorin lähtöjännite saataisiin halutuksi. /1/

2.2 Hakkuriteholähteet

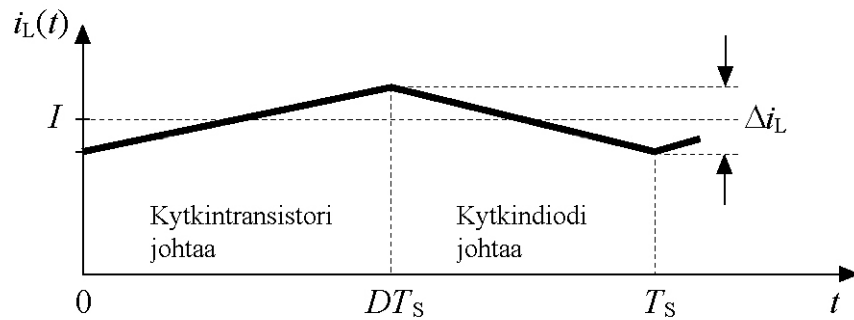
/2/

Hakkuriteholähteissä on monia huonoja puolia verrattuna edellisessä kappaleessa esiteltyihin lineaarisiin teholähteisiin. Niillä on suuremmat komponenttikustannukset, suurempi pinta-alan tarve, suunnittelun on oltava paljon tarkempaa sekä kytkennästä aiheutuu huomattavasti enemmän häiriöitä ympäristöön. Häiriöitä hakkureissa aiheuttavat niiden nopeat kytkentäilmiöt, jotka aiheuttavat äkillisiä jännite- ja virtamuutoksia. Ajatellen kaikkia edellä mainittuja heikkouksia, niin miksi kuitenkin hakkuriteholähteet ovat paljon suositumpia akkukäyttöisissä sovelluksissa kuin lineaariset regulaattorit? Nämä kaikki heikkoudet syrjäyttää hakkurien paras puoli eli hyvä hyötysuhde, joka olisi ideaalisilla komponenteilla 100 %:a riippumatta tulo- ja lähtöjännitteen erosta, mutta todellisillakin komponenteilla päästään parhaimmillaan jopa yli 96 %:n hyötysuhteisiin. Tämä takaa akkukäyttöisille laitteille pitkän käyttöajan ja se merkitsee myös teholähteen hyvin pientä lämpenemistä, mitä vaaditaan etenkin tiiviiseen koteloon pakatuilta laitteilta. Hakkureilla päästään hyvään hyötysuhteeseen, koska niiden rakenteessa on minimoitu häviöllisten komponenttien, kuten vastusten, käyttö. Niissä käytetään vähäviollisia komponentteja, kuten keloja, kondensaattoreita ja muuntajia. Hakkurin toiminnan mahdollistavat kytkimetkin toimivat pääasiassa vain kahdessa tilassa (auki tai kiinni), jolloin myös niiden häviöt ovat mahdollisimman pienet.

Toisena suurena etuna lineaariregulaattoreihin nähden hakkureilla on niiden kyky muuntaa tulojännitettä mihin suuntaan tahansa. Sitä voidaan nostaa, alentaa tai invertoida hakkurin lähtöön riippuen käytetystä hakkuritopologiasta. Tähän samaan pystyvät kylläkin seuraavassa kappaleessa esiteltävät varauspumput, mutta niillä lähtöteho rajoittuu hyvin pieneksi.

Hakkuriteholähteiden toteutustekniikoita on paljon, mutta ne ovat kaikki kuitenkin muunnelmia muutamasta peruskytkennästä, joiden toimintaa tarkastellaan lyhyesti myöhemmin tässä kappaleessa. Riippumatta toteutustekniikasta hakkurit sisältävät aina kuitenkin seuraavat peruskomponentit: kela tai muuntaja, kytkintransistori, kytkindiodi (tai synkronisessa tasasuuntauksessa toinen kytkintransistori), tulopuolen kondensaattori, lähtöpuolen kondensaattori sekä ohjainpiiri.

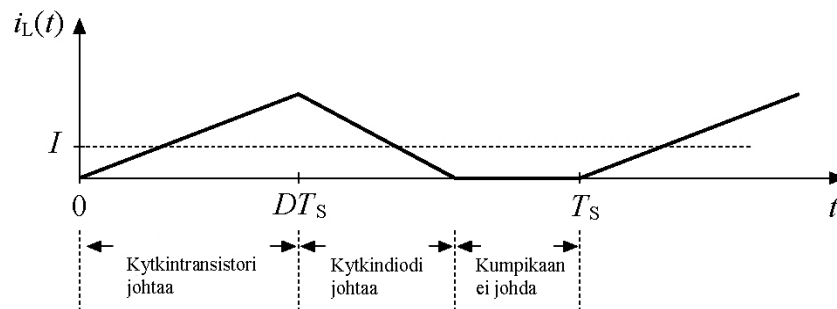
Hakkuriteholähteillä on kaksi perustoimintamoodia: jatkuva johtamismoodi (Continuous Conduction Mode, CCM) ja epäjatkuva johtamismoodi (Discontinuous Conduction Mode, DCM). Jatkuvässä johtamismoodissa (CCM) kelan virta sisältää kuormavirtaan (Buck-hakkurit) tai tulovirtaan (boost-hakkurit) verrannollisen DC-komponentin sekä värekomponentin, joka ei laske missään vaiheessa nolnaan ampeeriin, kuten kuvasta 5 näkyy.



Kuva 5. Kelan virta jatkuvassa johtamismoodissa. Kun kytkintransistori johtaa kasvaa kelan virta ja kun kytkindiodi johtaa laskee kelan virta. Virta ei laske missään vaiheessa nollaan. Kelan virran huipusta huippuun arvoa kutsutaan virran väreeksi. /2, s. 28/

Kelan virran värekomponentti, kuvan 5 Δi_L , mitoitetaan yleensä mahdollisuuksien mukaan mahdollisimman pieneksi valitsemalla kelan induktanssi ja hakkurin kytkentätaajuus sopiviksi. Mitä suurempi on kelan induktanssi ja hakkurin kytkentätaajuus sitä pienempi on kelan virran väre.

Kuvassa 6 esitetystä epäjatkevassa johtamismoodissa (DCM) kelan virta laskee nollaan jokaisen kytkentäjakson aikana eli kaikki kelan magneettikenttään varattu energia siirretään lähtöpuolen kondensaattoreille jokaisen kytkentäjakson aikana.

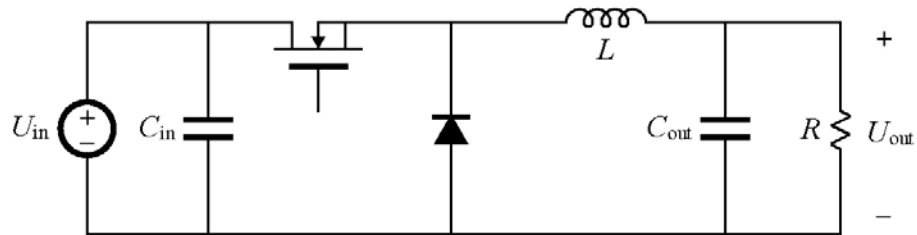


Kuva 6. Kelan virta epäjatkevassa johtamismoodissa. Kelan virta laskee kytkentäjakson aikana nollaan, jolloin kumpikaan hakkurin kytkimistä ei johda. /2, s. 113/

Hakkuriteholähde siirtyy jatkuvasta johtamismoodista (CCM) epäjatkuvaan johtamismoodiin (DCM) kun kelan huippuvirran suhde kasvaa DC-virtaan nähden riittävän suureksi, mikä aiheuttaa virran polariteetin vaihtumisen. Näin tapahtuu aina pienillä kuormituksilla tai suuremmillakin kuormituksilla, mikäli kelan induktanssi on mitoitettu liian pieneksi, jolloin virran väre on suuri. Yleensä toivottu toimintamoodi on jatkuva johtamismoodi, mutta on myös hakkureita, jotka on mitoitettu toimimaan koko ajan epäjatkevassa toimintamoodissa.

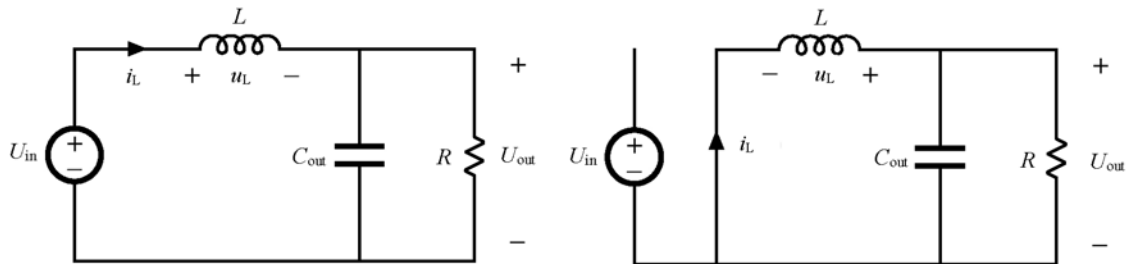
2.2.1 Buck-hakkuri

Jos akkukäyttöisessä laitteessa on mahdollista käyttää akkua, jossa on suurempi jännite kuin halutut tehollähteen lähtöjännitteet niin yksinkertaisin ja tehokkain vaihtoehto hakkuritopologiaksi on Buck-hakkuri eli toiselta nimeltään step-down-hakkuri. Se muuntaa siis tulojännitteen alaspäin lähtöönsä. Kuvassa 7 on esitetty Buck-hakkurin kytkentä ilman kytkintransistorin ohjauselektroniikkaa.



Kuva 7. Buck-hakkuri /2, s. 111/.

Yksinkertaisimmillaan Buck-hakkurin ohjainpiirillä tarkkaillaan hakkurin lähtöjännitettä ja säädellään sen perusteella kytkintransistorin johtamisajan pituutta, jotta lähtöjännite pysyisi halutussa arvossa. Kuvassa 8 on esitetty Buck-hakkurin tilat kun kytkintransistori johtaa ja ei johda.



Kuva 8. Ideaalinen Buck-hakkuri kun kytkintransistori johtaa ja ei johda. Kuvasta nähdään miten kelan jännite vaihtaa merkisyyttään eri kytkentävaiheissa ja kelan virta kulkee koko ajan samaan suuntaan. /2, s. 19/

Kun kytkintransistori kytketään johtavaksi alkaa kuorma ottaa virtaa akusta eli kelan virta alkaa kasvamaan. Tällöin kela pyrkii vastustamaan virranmuutosta, jolloin siihen syntyy magneettikenttä. Kun kytkintransistori kytketään johtamattomaksi pyrkii kela jälleen vastustamaan virran muutoksia eli nyt jatkamaan virran kulkua samaan suuntaan kuin aiemmin. Tällöin kelan jännitteen merkisyys vaihtuu käänteiseksi, jolloin sillä hetkellä johtamattomana olevan kytkindiodin katodin jännite tulee negatiiviseksi. Tällöin maata vasten kytketty kytkindiodi kytkeytyy myötäsuuntaan biasoiduksi ja alkaa johtamaan. Nyt kelaan varautunut magneettinen energia pääsee purkautumaan virtana lähtökondensaattoriin ja kuormalle. /3, s. 2.163/ Näin jatketaan kytkemällä kytkintransistoria vuoroin kiinni vuoroin auki kytkentäaajuudella tietyllä pulssisuhteella D riippuen tulo- ja lähtöjännitteen erosta (PWM-ohjaus) yhtälön (1) mukaisesti. Yhtälössä ei ole otettu huomioon hakkurin epäideaalisuuksia. Pulssisuhteella D tarkoitetaan kytkintransistorin johtamisajan suhdetta koko kytkentäjakssoon.

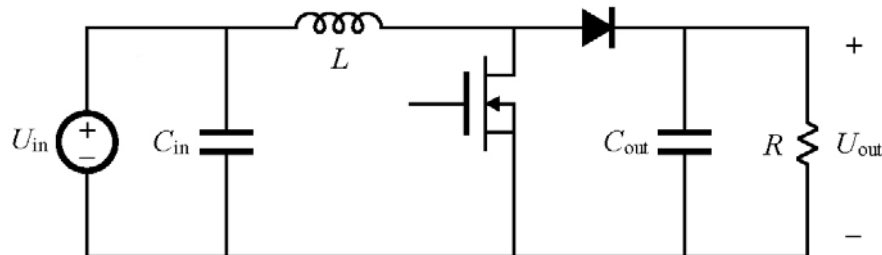
$$D = \frac{U_{\text{out}}}{U_{\text{in}}}, \quad (1)$$

missä U_{out} on Buck-hakkurin lähtöjännite ja U_{in} on tulojännite /2, s. 23/.

Yhtälöstä nähdään, että mitä suurempi on Buck-hakkurin tulojännite verrattuna lähtöjännitteeseen sitä pidemmän ajan kytkintransistori johtaa. Buck-hakkureilla päästään parhaimmillaan jopa lähes 99 %:n hyötysuhteisiin.

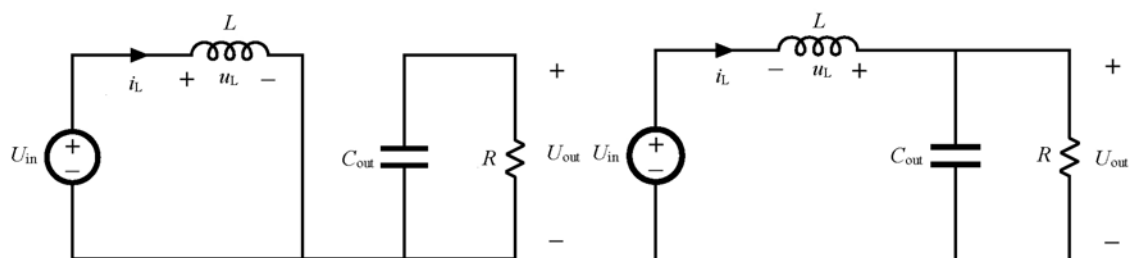
2.2.2 Boost-hakkuri

Boost-hakkurit eli toiselta nimeltään step-up-hakkurit generoivat lähtöjännitteen, joka on suurempi kuin tulojännite. Kuvassa 9 on esitetty boost-hakkurin kytkentä ilman ohjauselektronikkaa.



Kuva 9. Boost-hakkuri /2, s. 24/.

Samoin kuin Buck-hakkurin ohjainpiirillä niin yksinkertaisimmillaan myös boost-hakkurin ohjainpiirillä tarkkaillaan vain hakkurin lähtöjännitettä ja säädellään sen perusteella kytkintransistorin johtamisajan pituutta, jotta lähtöjännite pysyisi halutussa arvossa. Kuvassa 10 on esitetty boost-hakkurin tilat kun kytkintransistori johtaa ja ei johda.



Kuva 10. Ideaalinen boost-hakkuri kun kytkintransistori johtaa ja ei johda. Kuvasta nähdään miten kelan jännite vaihtaa merkisyyttään eri kytkentävaiheissa ja kelan virta kulkee koko ajan samaan suuntaan. /2, s. 25/.

Kun kytkintransistori kytketään johtavaksi alkaa virta kulkea akusta kelan lävitse maahan, jolloin virta pyrkii kasvamaan nopeasti. Kela vastustaa virranmuutoksia ja siihen syntyy tämän seurauksena magneettikenttä. Kytkintransistorin johtamisajalla ja kelan induktanssilla määrätään kuinka suuri kenttä siihen syntyy. Kuormalle yksinään tämän ajan virtaa syöttävä lähtöpuolen kondensaattori purkautuu kytkintransistorin johtaessa, jolloin lähtöjännite alkaa myös pudota. Kun kytkintransistori kytketään johtamattomaksi pyrkii kela jälleen vastustamaan virran muutoksia eli nyt jatkamaan virran kulkua samaan suuntaan kuin aiemmin. Tällöin kelan jännitteen merkkisyys vaihtuu käänteiseksi, jolloin sillä hetkellä johtamattomana olevan kytkindiodin anodin jännite nousee korkeammaksi kuin katodin jännite (eli nyt hakkurin lähtöjännite). Nyt kytkindiodi alkaa johtamaan tultuaan myötäsuuntaan biasoiduksi ja kelan magneettinen energia purkautuu virtana lähtöpuolen kondensaattoriin ja kuormalle. /3, s. 2.165/ Näin jatketaan kytkemällä kytkintransistoria vuoroin kiinni vuoroin auki kytkentätaajuudella tietyllä pulsusuhteella D riippuen tulo- ja lähtöjännitteen erosta (PWM-ohjaus) yhtälön (2) mukaisesti. Yhtälössä ei ole otettu huomioon hakkurin epäideaalisuuksia.

$$D = \frac{U_{\text{out}} - U_{\text{in}}}{U_{\text{out}}}, \quad (2)$$

missä U_{out} on boost-hakkurin lähtöjännite ja U_{in} on tulojännite /2, s. 26/.

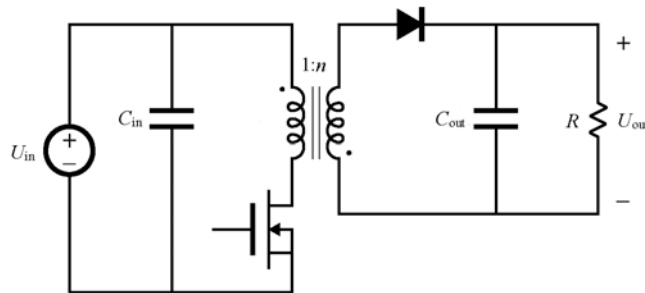
Yhtälöstä nähdään, että mitä pienempi on hakkurin tulojännite verrattuna lähtöjännitteeseen sitä pidemmän ajan kytkintransistori johtaa, jolloin kelaan syntyy suurempi magneettikenttä. Boost-hakkurien hyötysuhde voi parhaimmillaan olla jopa yli 97 %:n luokkaa.

2.2.3 Tulojännitteen muuntaminen sekä ylös- että alaspäin

Sovelluksissa, joissa laitteen käyttöteho otetaan esimerkiksi neljän normaalin AA-pariston sarjaan kytkennästä, on hakkurin tulojännite välillä 3,6 - 6,2 V riippuen kunkin pariston sen hetkisestä varaustilasta. Mikäli hakkuriteholähteen lähtöjännitteeksi halutaan tällöin 5 V ei tämä onnistu edellä esitellyillä kahdella perushakkuritopologialla (Buck ja boost), koska tulojännite voi olla joko suurempi tai pienempi kuin hakkurin lähtöjännite. Tällaiseen sovellukseen olisi hakkurin pystyttävä muuntamaan tulojännite ylös- sekä alaspäin ja vielä hyvällä hyötysuhteellakin. Seuraavaksi on esitelty kaksi hakkuritopologiaa, jotka sopivat tähän tarkoitukseen.

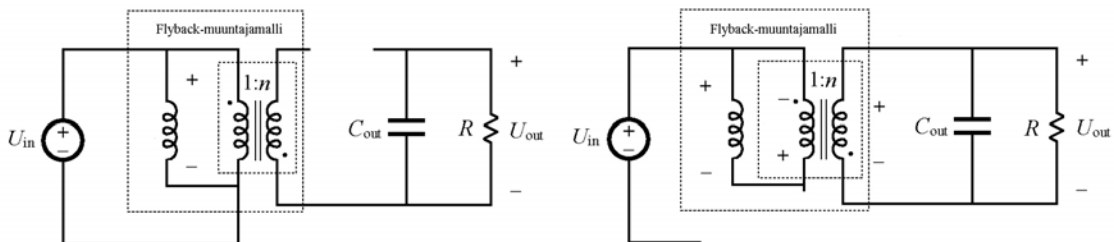
Flyback-hakkuri

Tarkastellaan aluksi flyback-hakkuria. Siinä muuntaja erottaa galvaanisesti lähdön tulojännitteestä, joten tulojännite voi olla joko suurempi tai pienempi kuin lähtöjännite. Heikkoutena sillä on huono hyötysuhde johtuen pääosin suurista kelan huippuvirroista ja täten siis suurista tehohäviöistä. Erotettuja hakkuritopologioita on myös muita, jotka sopisivat tähän sovellukseen, mutta flyback-hakkurin etuina näihin muihin erotettuihin nähden on sen suhteellisen pieni koko. Kuvassa 11 on esitetty flyback-hakkuri ilman ohjauselektronikkaa.



Kuva 11. Flyback-hakkuri /2, s. 167/.

Flyback-hakkurin tilat, kun kytkintransistori johtaa ja ei johda, on esitetty kuvassa 12. Poiketen normaalista muuntajasta, flyback-hakkurissa muuntajan ensiö- ja toisiopuolella ei kulje yhtä aikaa virta. Kuvassa 12 flyback-muuntajaa on mallinnettu ensiöpuolella olevalla n_s magnetointi-induktanssilla, joka on rinnan ideaalisen muuntajan kanssa. Flyback-muuntaja käänitään ristikkäin eli kuvissa 11 ja 12 mustalla pallukalla merkityt muuntajan päät ovat aina samanmerkkisiä.



Kuva 12. Ideaalinen flyback-hakkuri kun kytkintransistori johtaa ja ei johda /2, s. 168/.

Flyback-hakkurissa käytetään muuntajaa energian välivarastona. Kun kytkintransistori kytketään johtavaksi eli muuntajan ensiövirta alkaa kasvamaan, varastoituu muuntajan ensiökäämiin (tai kuvan 12 mallissa magnetointi-induktanssiin) energiaa magneettisessa muodossa induktanssin vastustaessa virran muutosta. Kytkindiodi ei tällöin johda, koska muuntajan toisiokäämityksen jännite pitää sen anodia negatiivisena. Tällöin lähtöpuolen kondensaattori syöttää yksinään kuormalle virtaa. Kun ensiövirta katkaistaan kytkemällä kytkintransistori johtamattomaksi, pyrkii ensiöpuolen induktanssi pitämään virran kulkusuunnan samana kuin aiemmin, jolloin sen jännitteen merkkisyys kääntyy vastakkaiseksi. Täten myös toisiokäämityksen jännitteen merkkisyys vaihtuu siten, että kyt-

kindiodi siirtyy myötäsuuntaan biasoiduksi. Tällöin ensiökäähin energia pääsee purkautumaan toisiokäähin kautta lähtöpuolen kondensaattoriin ja kuormalle. Kytkintransistorin johtamisaika riippuu kuorman vaatimasta energiasta. Flyback-hakkurin pulssisuhteelle D voidaan johtaa (PWM-ohjaus) yhtälön (3) mukainen riippuvuus. Yhtälössä ei ole otettu huomioon hakkurin epäideaalisuuksia.

$$D = \frac{\frac{U_{\text{out}}}{U_{\text{in}}}}{n + \frac{U_{\text{out}}}{U_{\text{in}}}}, \quad (3)$$

missä U_{out} on flyback-hakkurin lähtöjännite ja U_{in} on tulojännite sekä n on flyback-muuntajan muuntosuhde ($1:n$) /2, s. 169/.

Yhtälöstä nähdään, että kytkintransistorin johtamisaika riippuu flyback-muuntajan muuntosuhteesta sekä tulo- ja lähtöjännitteen suhteesta. Flyback-hakkurien hyötysuhde on tyypillisesti vain noin 75 – 80 %:n luokkaa.

Tarkastellaan flyback-hakkurin huonoa hyötysuhdetta vertailemalla sitä Buck- ja boost-hakkureihin. Sen suurin poikkeavuus näihin kahteen topologiaan hyötysuhteen kannalta on sen huomattavasti suuremmat kelan (muuntajan) huippuvirrat, jotka aiheuttavat suuremmat tehohäviöt hakkurin resistiivisissä loiskomponenteissa (kelan/muuntajan sarja-resistanssi, kytkimien johtamisresistanssit, suodatuskondensaattorien ekvivalentti sarja-resistanssi ESR ja johdinvetojen resistanssit). Nämä tehohäviöt ovat verrannollisia huippuvirran neliöön, kuten yhtälöstä (4) nähdään, joten suhteellisen pienikin kasvu huippuvirrassa aiheuttaa suuren tehohäviön ja lyhentää näin ollen akun käyttöaika.

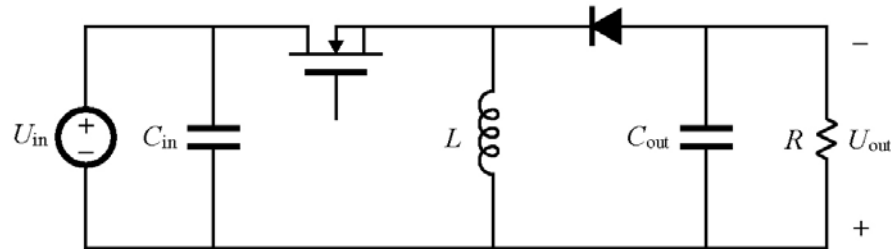
$$P = R \cdot I^2, \quad (4)$$

missä P on syntyvä tehohäviö, R on resistiiviset häviökomponentit ja I on huippuvirta /4, s. 117/.

Miksi kelan huippuvirrat ovat sitten matalammat boost- ja Buck-hakkureilla? Flyback-hakkurissa muuntajan molempien käämitysten virrat ovat epäjatkuvia (eli virta menee toisella kytkentäjaksolla nolnaan), joten virran väre on suuri. Boost-hakkurilla taas on tulojännitelähde ja kela kytkettynä sarjaan, joten tulojännitelähde avustaa kelan energian purkautumisvaihetta (jatkuva kelavirta) ja näin ollen boost-hakkurin tarvitsee kytkintransistorin johtaessa ladata kelaan pienempi magneettinen energia luodessaan halutun lähtöjännitteen. Huippuvirrat ovat myös Buck-hakkurilla pienemmät, koska kelan virta on jälleen jatkuva ja virta pääsee kuormalle molempien kytkentäjakson vaiheiden aikana, jolloin lähtöpuolen kondensaattori ei pääse normaalitoiminnassa juurikaan purkautumaan eikä näin ollen sitä tarvitse juurikaan ladata eri kytkentävaiheissa. Huolimatta flyback-hakkurin heikohkosta hyötysuhteesta on se kuitenkin hyvä vaihtoehto mikäli tehölähteelle tarvitaan laaja tulojännitealue.

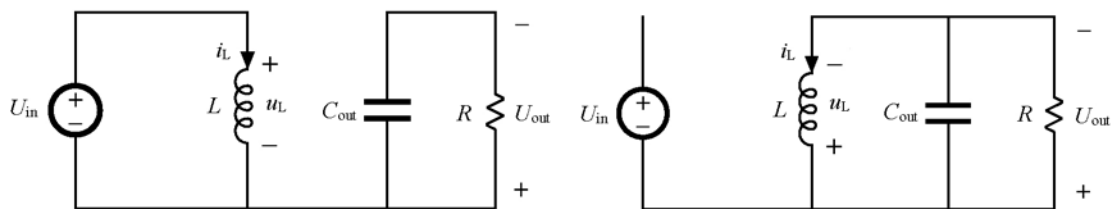
Buck-boost-hakkuri

Toinen mahdollinen hakkuritopologia, jolla voidaan tulojännitettä muuntaa sekä ylösettä alaspäin, on Buck-boost. Sitä kutsutaan myös invertoivaksi hakkuriksi, koska sen lähtöjännite on päinvastaisessa polariteetissa kuin sen tulojännite. Tämä negatiivinen lähtöjännite saadaan laitteen käyttöön positiiviseksi jännitteeksi kytkemällä lähtöpuolen kondensaattorin negatiivinen pää laitteen maahan. Kuvassa 13 on esitetty Buck-boost-hakkurin kytkentä ilman ohjauselektronikkaa.



Kuva 13. Buck-boost-hakkuri /2, s. 130/.

Buck-boost-hakkurin tilat, kun kytkintransistori johtaa ja ei johda, on esitetty kuvassa 14.



Kuva 14. Ideaalinen Buck-boost-hakkuri kun kytkintransistori johtaa ja ei johda. Kuvasta nähdään miten kelan jännite vihtaa merkisyyttänsä eri kytkentävaiheissa ja kelan virta kulkee koko ajan samaan suuntaan. /2, s. 199/.

Kun kytkintransistori kytketään johtavaksi alkaa virta kulkea akusta kelan lävitse maahan. Kela pyrkii vastustamaan virranmuutoksia ja siihen syntyy tämän seurauksena magneettikenttä. Kun kytkintransistori kytketään johtamattomaksi pyrkii kela jälleen vastustamaan virranmuutosta ja pitämään virran kulkemassa samaan suuntaan kuin aiemminkin. Tämän seurauksena kelan jännitteen merkisyys vaihtuu käänteiseksi, jolloin sillä hetkellä johtamattomana olevan kytkindiodin katodin jännite tulee negatiiviseksi. Tällöin kytkindiodi kytkeytyy myötäsuuntaan biasoiduksi ja alkaa johtamaan. Nyt kelaan varautunut magneettinen energia pääsee purkautumaan virtana lähtökondensaattoriin ja kuormalle. Lähtöjännite on tällöin päinvastaisessa polariteetissa kuin hakkurin tulojännite. /3, s. 2.166/ Kytkintransistorin johtamisaika riippuu kuorman vaatimasta energiasta. Buck-boost-hakkurin pulssisuhteelle D voidaan johtaa (PWM-ohjaus) yhtälön (5) mukainen riippuvuus. Yhtälössä ei ole otettu huomioon hakkurin epäideaalisuuksia.

$$D = \frac{\frac{U_{\text{out}}}{U_{\text{in}}}}{\frac{U_{\text{out}}}{U_{\text{in}}} - 1}, \quad (5)$$

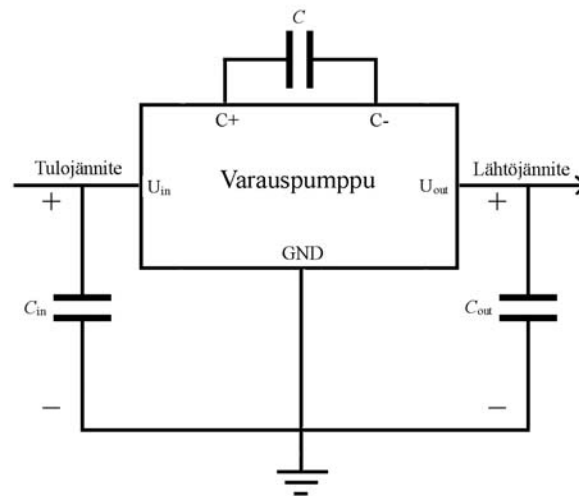
missä U_{out} on Buck-boost-hakkurin negatiivinen lähtöjännite ja U_{in} on positiivinen tulojännite /2, s. 204/.

Yhtälöstä nähdään, että kytkintransistorin johtamisaika riippuu hakkurin tulo- ja lähtöjännitteen suhteesta. Mitä suurempi on tulojännite suhteessa lähtöjännitteeseen sitä pienempi on pulssisuhde. Buck-boost-hakkurien hyötysuhteeksi voidaan saada parhaimmillaan jopa reilusti yli 90 %:a.

2.3 Varauspumput

/5/

Varauspumput (Charge pump) ovat lineaariregulaattorien tapaan halpoja ja pieniä kooltaan. Ne muodostuvatkin ohjainpiirin lisäksi yleensä vain muutamasta kondensaattorista, joita käytetään energian varastoina. Kuvassa 15 on esitetty varauspumppun tyyppillinen kytkentä.



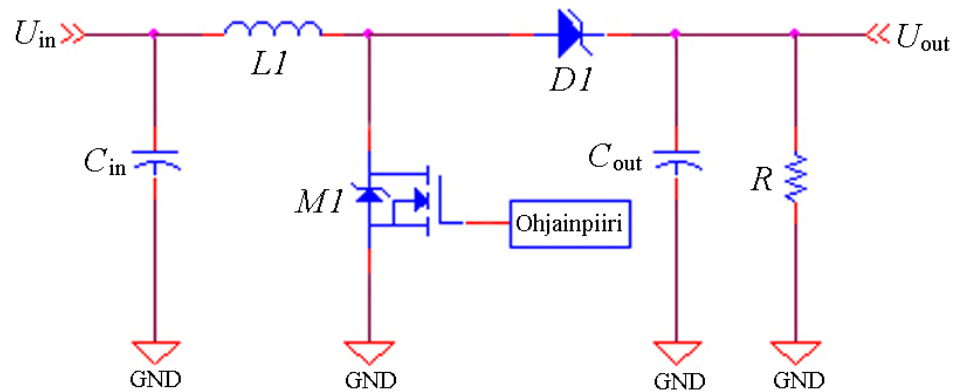
Kuva 15. Varauspumppun tyyppillinen kytkentä. Se tarvitsee ympärilleen vain muutamien kondensaattorien toimiakseen. /5/

Varauspumppun tulojännitettä voidaan nostaa, laskea tai invertoida sen lähtöön. Varauspumppujen kytkinten tilanvaihtoista aiheutuvat häiriöt ovat suuremmat kuin lineaariregulaattoreista aiheutuvat häiriöt, mutta kuitenkin pienemmät kuin hakkuriteholähteistä aiheutuvat (pääosin, koska magneettisia häiriöitä ei niillä juuri synny). Näiden ominaisuuksien puolesta varauspumput vaikuttaisivat paremmalta vaihtoehdolta akkukäyttöisiin laitteisiin kuin hakkurit, mutta varauspumppujen käytön esteenä on niiden hyvin rajoittunut lähtöteho. Tietyissä pienitehoisissa sovelluksissa varauspumppu saattaa kuitenkin olla edullisin ratkaisu halutun jännitteen tuottamiseksi.

Päätoimintaperiaatteena varauspumpuilla on varata kondensaattoria C ja sitten siirtää tämän varausta lähtöpuolen kondensaattorille C_{out} tietyllä kytkentätaajuudella. Tilat vaihtuvat ohjainpiirin sisäisillä kytkimillä. Riippuen mikä jännite lähtöön halutaan niin ohjainpiirin sisäisten kytkimien sekä ulkoisten varattavien kondensaattorien määrät vaihtelevat. Varauspumppujen lähtöjännite voi olla reguloimaton tai sitten reguloitu. Reguloimattomilla varauspumpuilla lähtöjännitettä ei ole asetettu mihinkään tiettyyn arvoon vaan se riippuu tulojännitteestä. Se siis joko tuplaa, jakaa tai invertoi siihen syötetyn jännitteen. Reguloimattomilla varauspumpuilla lähtöjännite putoaa myös tasaisesti kuormituksen kasvaessa. Reguloituilla varauspumpuilla taas lähtöjännite on asetettu johonkin tiettyyn arvoon, joka ei riipu suoraan tulojännitteestä. Sen lähtöjännite pysyy myös kuormituksen kasvaessa jotakuinkin vakiona, kunnes tietty raja saavutetaan, jolloin lähtöjännite romahtaa.

3 BOOST-HAKKURITEHOLÄHTEEN SUUNNITTELUPERIAATTEITA

Tässä kappaleessa tarkastellaan boost-hakkuriteholähteen suunnitteluperiaatteita ja sen komponenttien mitoittamista. Nämä suunnitteluperiaatteet pätevät pääosin myös muille hakkurityypeille, mutta niihin ei puututa tässä sen tarkemmin. Kuvassa 16 on esitetty mitoituksen kohteena olevan boost-hakkurin kytkentä.



Kuva 16. Mitoituksen kohteena oleva boost-hakkuri /2, s. 24/.

3.1 Ohjainpiiri

Hakkuriteholähteen ohjainpiirin valintaan kannattaa käyttää aikaa, sillä markkinoilla on paljon piirejä. Piirit käyttävät yleensä joko pulssileveys- tai pulssitaajuusmodulaatioon perustuvaa ohjausmetodia. Näistä löytyy monenlaisia muunnelmia ja yhdistelmiä, mutta tarkastellaan tässä lyhyesti näitä kahta perustyyppiä. Syvällisempiin säätötekniisiin tulointoihin ei tässä aiheen laajuuden takia mennä.

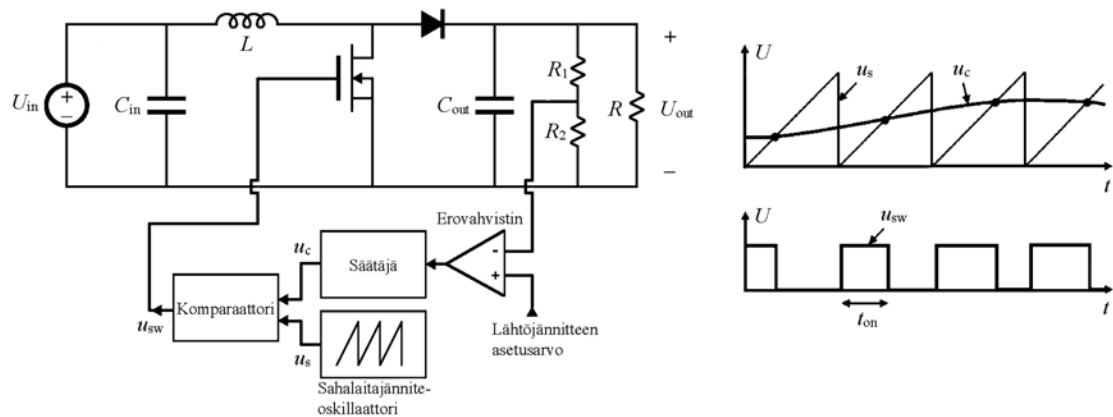
3.1.1 PFM-ohjaimet

Pulssitaajuusmodulaatioon (PFM) perustuvilla ohjainpiireillä on pieni lepovirta, tyypillisesti alle $100 \mu\text{A}$. Lähtövirta voi yleensä olla $2,5 \text{ A}$:n luokkaa. PFM-ohjatussa hakkurissa kuormitus vaikuttaa hakkurin kytkentätaajuuteen. Kuormituksen kasvaessa kytkentätaajuus pienenee ja vastaavasti jaksonaika kasvaa, jolloin kelaan ehditään varata suurempi energia. PFM-ohjaimen aiheuttamat häiriötaajuudet vaihtelevat siis kuormituksen mukaan ja ovat yleensä suhteellisen pienitaajuisia. Tämä kytkentätaajuuden vaihtelu voi aiheuttaa ongelmia sellaisissa sovelluksissa, joissa on taajuusalueita, joilla ei saa ehdottomasti esiintyä häiriöitä. Kuitenkin vähäisellä taajuudella toimiva PFM-ohjain vähentää teholähteen tehonkulutusta (verrattuna vakiotaajuiseen PWM-ohjaimen) pieniä virtakuormia ohjattaessa, sillä etenkin ulkoisen MOSFET-kytkintransistorin hilakapasitanssin varaamiseen ja purkamiseen kytkentätilanteissa kuluu suhteessa kuormavirtaan paljon energiaa juuri pienillä kuormavirroilla ja suurilla kytkentätaajuuksilla. /6/

3.1.2 PWM-ohjaimet

Toisena vaihtoehtona hakkurin ohjainpiirin ohjausmetodiksi on vakiotaajuiseen pulssinleveysmodulaation (PWM) käyttö. PWM-ohjaimen lepovirta on suurempi kuin PFM-ohjaimen, tyypillisesti kuitenkin alle 2,5 mA. Lähtövirran ohjauskyky on vastaavasti suurempi, jopa 10 A. /7/ PWM-ohjauksessa hakkurin kuormalle antamaa energiaa säädellään kytkintransistorin johtamisaikaa muuttamalla pitäen silti kytkentätaajuus vakiona. Mitä suurempi on tulo- ja lähtöjännitteen ero sitä pidemmän ajan kytkentäjaksosta kytkintransistori johtaa. PWM-ohjain voi olla jännite- tai virtaohjattu. Ohjaustavan valinnalla voidaan vaikuttaa muun muassa tehollähteen dynaamiseen käyttäytymiseen ja stabiiliuteen muuttuvissa toimintaolosuhteissa. Tarkastellaan seuraavaksi hieman jännite- ja virtaohjatun PWM-ohjaimen toimintaperiaatteita.

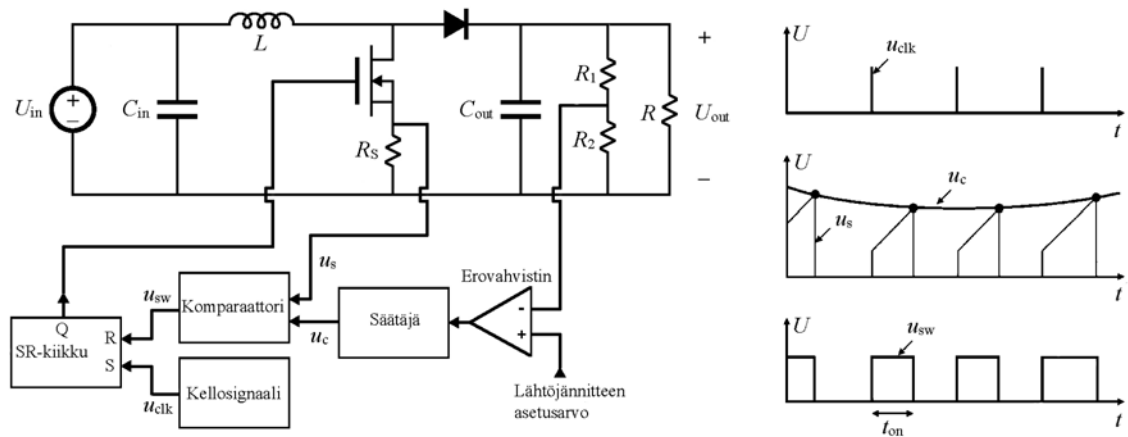
Jännitemuotoisessa PWM-ohjauksessa pulssisuhdetta eli kytkintransistorin johtamisaikaa muutetaan suoraan lähtöjännitteen perusteella. Kuvassa 17 on esitetty jännitemuotoisen ohjauksen perustoimintaperiaate.



Kuva 17. Jännitemuotoinen PWM-ohjaus. Lähtöjännitettä verrataan eroahvistimessa jännitteen asetusarvoon. Saatu ero suure syötetään säätäjään, jonka lähdöstä saadaan ohjausjännite. Ohjausjännitettä verrataan komparaattorissa sahalaitajännitteeseen ja saadaan kytkimen ohjaussignaali. /8, s. 337-338/

Lähtöjännitettä verrataan eroahvistimessa haluttuun jännitteen asetusarvoon. Saatu ero suure syötetään säätäjään, josta saadaan ohjausjännite (u_c). Tätä jännitettä verrataan komparaattorissa ohjainpiirin sisäisellä oskillaattorilla tuotettuun vakiotaajuiseen sahalaitajännitteeseen (u_s) ja saadaan tuloksena ulos kytkintransistorin ohjaussignaali (u_{sw}). Ohjausjännitteen ollessa sahalaitajännitettä suurempi, on kytkintransistori ohjattuna johtavaksi. Muulloin kytkintransistori ei johda. Komparaattorin lähtö on siis kanttiaalto, jonka taajuus on vakio (kytkentätaajuus), mutta se minkä ajan kytkintransistori johtaa yhdessä kytkentäjaksossa riippuu lähtöjännitteen tilasta. /8, s. 322-323/

Virtamuotoisessa PWM-ohjauksessa säädetään yleensä hetkellisen kelavirran maksimia lähtöjännitteen suuruuden perusteella, ja näin muutetaan pulssisuhdetta. Kuvassa 18 on esitetty virtamuotoisen ohjauksen perustoimintaperiaate.



Kuva 18. Virtamuotoinen PWM-ohjaus. Kellopulssi kytkee SR-kiikun avulla hakkurin kytkintransistorin johtavaksi. Lähtöjännitettä verrataan erovahvistimessa jännitteen asetusarvoon. Saatu ero suure syötetään säätäjään, jonka lähdöstä saadaan ohjausjännite. Ohjausjännitettä verrataan komparaattorissa kelavirran mittausvastuksen R_S yli olevaan jännitteeseen. Kun tämän vastuksen yli oleva jännite nousee ohjaussignaalin tasolle kytkee SR-kiikku kytkintransistorin johtamattomaksi. /2, s. 409/

Ohjainpiirin sisäinen kello-signaali on kytkettynä SR-kiikun SET-sisääntuloon. Kellopulssi (u_{clk}) aiheuttaa kiikun lähdön Q nousemisen ylös (u_{sw}), jolloin hakkurin kytkintransistori alkaa johtamaan. Kun kytkintransistori johtaa on sen läpi kulkeva virta yhtä suuri kuin kelan läpi kulkeva virta. Tämä virta alkaa kasvaa kelan induktanssin rajoittamalla nopeudella kun kytkintransistori on kytketty johtavaksi. Virranmittausvastuksen R_S yli oleva jännite (u_s) alkaa täten myös kasvaa. Lähtöjännitettä verrataan erovahvistimessa haluttuun jännitteen asetusarvoon. Saatu ero suure syötetään säätäjään, josta saadaan ohjausjännite (u_c). Tätä jännitettä verrataan komparaattorissa vastuksen R_S yli olevaan jännitteeseen. Tietyn ajan kuluttua tämä kelavirran aiheuttama jännite kasvaa yhtä suureksi kuin ohjausjännite, jolloin komparaattorin lähtö nousee ylös. Komparaattorin lähtö on kytkettynä SR-kiikun RESET-sisääntuloon, joten kiikun lähtö laskee samalla alas asettaen hakkurin kytkintransistorin johtamattomaksi loppu kytkentäjakson ajaksi. Uusi kierros alkaa taas seuraavalla kellopulssilla, mikä määrää siis hakkurin kytkentätaajuuden. /2, s. 408 – 410/

Virtamuotoisella PWM-ohjauksella saadaan hakkuriteholähteelle jännitemuotoista ohjausta paremmat transienttivasteet, etenkin tulojännitteen muutoksille. Hyötysuhde on periaatteessa jännitemuotoisella ohjauksella parempi, koska siinä ei välttämättä tarvita tehohäviöitä aiheuttavaa virranmittausvastusta. Kuitenkin yleensä myös jännitemuotoisessa ohjauksessa käytetään virranmittausta, jotta saadaan kytkintransistori asetettua johtamattomaksi esimerkiksi oikosulkutilanteissa. Virtamuotoinen ohjaus, tai joku sen johdannainen, on yleisempi uusissa PWM-ohjaukseen perustuvissa hakkurien ohjainpiireissä.

3.2 Kela

Tarkastellaan aluksi lyhyesti tarvittavat perusteet magnetismista ymmärtääksemme kelan toiminnan. Kun sähkövaraus liikkuu, syntyy sen ympärille magneettikenttä. Virtajohtimen, jossa siis elektronit kulkevat, ympärille muodostuu myös magneettikenttä samoin kuin yksittäisen liikkuvan varauksen ympärille. Kahden tai useamman johtimen kulkiessa samansuuntaisesti niiden synnyttämät magneettikentät ovat vastakkaisuuntaiset johtimien välissä ja kumoavat toisensa. Muualla kentät vahvistavat toisiaan ja lopputuloksena on, että kenttä kiertää koko johdinnippua. Kelassa johdin kiertää sopivan rungon ympäri. Virrat silmukoissa kulkevat samansuuntaisesti ja syntyvä kenttä kiertää koko kelan. /9/

Kelan jännitteelle u_L voidaan johtaa yhtälö

$$u_L = L \cdot \frac{di}{dt}, \quad (6)$$

missä L on induktanssi, i on virta ja t on aika /10, s. 10/.

Induktanssi kuvaa kelan kykyä vastustaa virran muutoksia. Virtapiirin kuormituksen äkisti kasvaessa kelan virta kasvaa induktanssin rajoittamalla nopeudella piirin resistanssin rajoittamaan loppuarvoon. Mitä suurempi on kelan induktanssi sitä hitaammin virta pääsee nousemaan.

Kun kelassa kulkee muuttuva sähkövirta niin sen ympärille syntyy siis magneettikenttä, johon näin ollen tallentuu energiaa, koska magneettikentän on myös jossain vaiheessa purkaututtava kelasta pois. Kasvava virta aiheuttaa kelaan kasvavan magneettivuonteheyden B , joka on verrannollinen magneettikentän voimakkuuteen H yhtälön (7) mukaisesti.

$$H = \frac{B}{\mu}, \quad (7)$$

missä μ on kelan magneettisydänmateriaalin permeabiliteetti ($\mu = \mu_r \cdot \mu_0$, missä μ_r on sydänmateriaalin suhteellinen permeabiliteetti ja μ_0 on ilman permeabiliteetti $4\pi \cdot 10^{-7}$ Tm/A) /9, s. 253/.

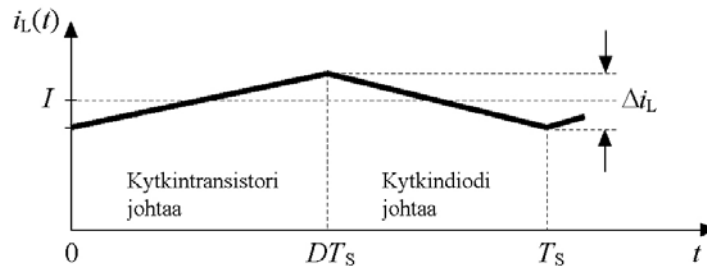
Koska tyypillisesti kelan sydänmateriaalin permeabiliteetti on melko suuri, jää sen magneettikentän voimakkuus täten melko pieneksi eli sydämeen ei voida varastoida kovin suurta energiamäärää. Etenkin suuritehoisissa hakkureissa tarvitaankin kelan sydämeen ilmaväli, johon saadaan suurempi energiamäärä varastoitua. Ilmavälin toimivuus hyvänä energiavarastona perustuu ilman pieneen permeabiliteettiin, jolloin yhtälön (7) mukaisesti magneettikentän voimakkuus kasvaa suureksi.

Kun hakkurin virta katkaistaan eli kytkintransistori lakkaa johtamasta, pyrkii kytkintransistorin johtamisaikana kelan magneettikenttään varastoitunut energia vapautumaan ja jatkamaan virran kulkua induktiovirran avulla. Boost-hakkurissa tämä energia siirre-

tään kytkindiodin lävitse lähtöpuolen kondensaattorille ja kuormalle. Induktiivisen piirin virta ei voi katketa ennen kuin kelan energia on purkautunut. Mikäli kelavirralla ei ole paluureittia niin kelaan voi syntyä hyvinkin suuri jännite, mikä voi esimerkiksi rikkoa kytkintransistorin.

3.2.1 Kelan induktanssin mitoittaminen

Hakkureissa kelan induktanssi mitoitetaan sallitun virran väreen Δi_L eli virran huipusta huippuun arvon perusteella. Jotta hakkurin häviöitä saataisiin pienennettyä, mitoitetaan virran väre melko pieneksi, yleensä noin 20 – 40 %:in kelan maksimi DC-virrasta [11]. Virran väre on myöskin yhteydessä lähtöjännitteen väreen suuruuteen. Kuvassa 19 on esitetty boost-hakkurin kelan virran käyttäytyminen kun kytkintransistori johtaa ja ei johda.



Kuva 19. Boost-hakkurin kelan virta (CCM). Kun kytkintransistori johtaa kasvaa kelan virta ja kun kytkindiodi johtaa laskee kelan virta. [2, s. 28/]

Induktanssin mitoituksessa määritetään aluksi boost-hakkurin suurin pulssisuhde, eli suurin kytkintransistorin johtamisajan suhde kytkentäjaksoon, jolla hakkuri tulee käytännössä toimimaan. Pulssisuhde on sitä suurempi mitä matalammasta tulojännitteestä lähtöjännite on tehtävä, sillä energiaa on varattava tällöin enemmän kelaan. Tällöin myös virran väre on suurimmillaan. Ideaalisen boost-hakkurin pulssisuhteelle saadaan johdettua yhtälö

$$D = \frac{U_{\text{out}} - U_{\text{in}}}{U_{\text{out}}}, \quad (8)$$

missä pulssisuhde D on kytkintransistorin johtamisajan ja kytkentäjakson suhde (t_{on}/T), U_{out} on hakkurin lähtöjännite ja U_{in} on tulojännite [2, s. 26/].

Yhtälöstä (8) lasketaan pulssisuhde pienimmällä käytettävällä tulojännitteellä. Tämän jälkeen voidaan laskea kelan induktanssille minimiarvo, jolla saadaan virran värevaatimus toteutettua, käyttäen yhtälöä 2. Se saadaan yhtälön (9) muotoon kun oletetaan, että virta kasvaa lineaarisesti ja kelan jännite on kytkintransistorin johtaessa yhtä suuri kuin hakkurin tulojännite.

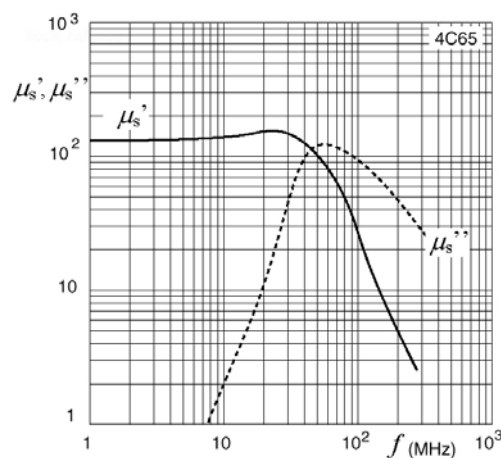
$$L \geq U_{\text{in(min)}} \cdot \frac{D \cdot T}{\Delta i_L}, \quad (9)$$

missä L on kelan induktanssi, $U_{\text{in(min)}}$ on hakkurin pienin tulojännite, Δi_L on haluttu virran väre, D on pulssisuhde pienimmällä hakkurin tulojännitteellä, T on kytkentäjaksontaika ja DT on kytkintransistorin johtamisaika.

Edellä esitettyihin laskuihin kannattaa suunnittelijan lisätä varmuusvaraa, koska yhtälöissä on oletettu hakkuri ideaaliseksi. Näiden alustavien laskentojen lisäksi sopivan kelan valintaa kannattaa tutkia tietokonesimuloinneilla sekä empiirisesti hakkurista rakennetulla protopiirilevyllä, jolloin nähdään käytännössä hakkurin toiminta eri induktansseilla. Myös hakkurien ohjainpiirien datalehtien suosittelemia kelan mitoitusperiaatteita kannattaa tutkia.

3.2.2 Kelan rakentaminen

Kelat valmistetaan käämimällä johdinlankaa magneettisen sydämen ympärille. Sydämen materiaali määrää suurelta osin kelan ominaisuudet. Hakkurikäyttöön sopivia keloja on saatavilla melko hyvin valmiina, etenkin pienivirtaisiin sovelluksiin. Toinen mahdollisuus on suunnitella kela itse. Eri muotoisia ja kokoisia magneettisia sydänmateriaaleja on kaupallisesti saatavilla. Sydänmateriaalin valinta riippuu käytettävästä kytkentätaajuudesta. Hakkuritaajuuksilla, eli noin 20 kHz – 3 MHz:n taajuuksilla, ferriitti on yleisimmin käytetty sydänmateriaali. Ferriittisydämet ovat halpoja sekä niillä on korkea suhteellinen permeabiliteetti μ_r ja pienet materiaalihäviöt hyvin laajalla taajuusalueella. Huonoja puolia ferriiteissä on herkkyys termisille muutoksille ja mekaaninen hauraus. Niiden magneettiset ominaisuudet riippuvat suuresti ferriitin koostumuksesta ja valmistustekniikasta. Sopivaa ferriittimateriaalia valittaessa vertaillaan eri materiaalien (esim. 4C65, 3C85, 3C15) ominaisuuksia hakkurin kytkentätaajuudella. Yleensä datalehdissä on annettu kuvan 20 mukainen käyrä, josta nähdään mihin taajuuteen asti materiaali sopii käytettäväksi eli minkä taajuuden jälkeen sen permeabiliteetti alkaa pudota. /12/



Kuva 20. 4C65-sydänmateriaalin taajuuskäyttäytyminen. Käyrästä voidaan arvioida minkä taajuuden jälkeen sydänmateriaalin permeabiliteetti romahtaa. /13/

Ferriittimateriaalin valintaan vaikuttaa myös sallittu sydämen koko ja haluttu induktanssimäärä sekä sydämen kyllästymisvirta. Kelan induktanssi L riippuu sydäimestä yhtälön (10) mukaisesti.

$$L = N^2 \cdot \frac{\mu \cdot A}{l}, \quad (10)$$

missä N on käämikierrosten lukumäärä, μ on sydänmateriaalin permeabiliteetti, A on sydämen efektiivinen pinta-ala ja l on sydämen efektiivinen pituus /9, s. 281/.

Haluttu kelan induktanssi saadaan siis sitä vähemmällä määrällä käämikierroksia mitä suurempi on sydänmateriaalin permeabiliteetti. Esimerkiksi jos teholähdepiirilevyille mahtuu vain pienikokoinen sydän ja kelalle tarvitaan suuri induktanssi, on sydänmateriaalin permeabiliteetin oltava melko suuri, jotta käämikierrokset mahtuisivat sydämen ympärille. Kelasydämien valmistajat antavat datalehdissään yleensä yhtälön (10) yhtälön (11) muodossa

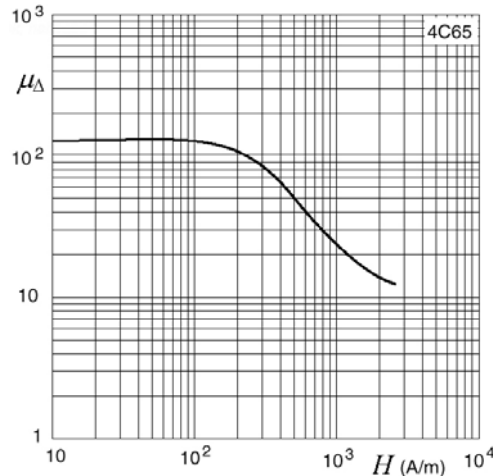
$$L = N^2 \cdot A_L, \quad (11)$$

missä datalehdissä annetun luvun A_L perusteella voidaan laskea tarvittava käämikierrosmäärä /14/.

Sydänmateriaalia valittaessa on otettava huomioon myös virta, jolla se kyllästyy. Kun virta kelan läpi kasvaa niin kasvaa myös magneettikentän voimakkuus H sen ympärillä yhtälön (12) mukaisesti.

$$H = \frac{N \cdot \Delta i_L}{l}, \quad (12)$$

missä N on käämikierrosten lukumäärä, l on sydämen efektiivinen pituus ja Δi_L on kasvava kelavirta (virran väre) /9, s. 220/. Sydänmateriaalin suhteellinen permeabiliteetti μ_r taas laskee magneettikentän voimakkuuden kasvaessa, kuten voidaan todeta 4C65-materiaalin tapauksessa kuvasta 21.



Kuva 21. 4C65-sydänmateriaalin kyllästyminen. Käyrästä voidaan katsoa kuinka paljon sydänmateriaali kestää magneettikenttää ennen kuin sen permeabiliteetti alkaa pudota. /13/

Ja koska sydämen suhteellinen permeabiliteetti μ_r pienenee, niin tällöin myös kelan induktanssi pienenee yhtälön (10) mukaisesti. Kelan sanotaan kyllästyvän kun sen induktanssi putoaa ja se ei pysty enää varastoimaan magneettikenttää. Tällöin kela alkaa näyttää enemmän resistiiviseltä ja vähemmän induktiiviseltä, jolloin hakkuri ei enää kykene toimimaan asianmukaisesti. Sydänmateriaalin suhteellinen permeabiliteetti romahtaa tyypillisesti myös lämpötilan saavuttaessa tietyn pisteen. Täten ongelmia saattaa tulla kelan kyllästymisen kanssa esimerkiksi kun hakkuri on sijoitettu pieneen tilaan koteloon, jossa lämpötila pääsee nousemaan. Materiaalin suhteellisen permeabiliteetin lämpötilariippuvuus onkin syytä varmistaa datalehddestä sydänmateriaalia valittaessa.

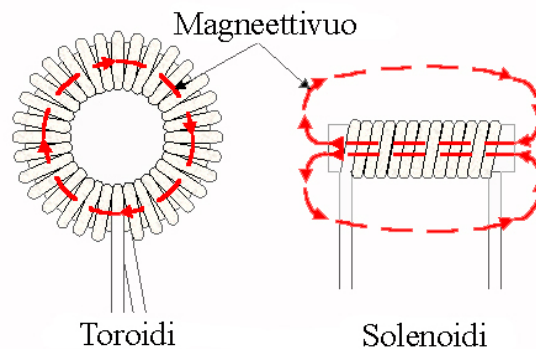
Käämityksessä käytettävän johdintyyppin valinta riippuu käytettävästä taajuudesta ja sen aiheuttamista häviöistä käämityksessä. Yleisin käämilankatyyppi on pyöreä kuparijohdin, jossa on lakkaeristekerros päällä. Toinen mahdollinen lankatyyppi on Litz-lanka. Se koostuu yksittäin eristetyistä johtimista, jotka ovat joko kierretty tai punottu yhtenäiseksi rakenteeksi. Kelassa johtimen resistiiviset häviöt ovat sitä pienemmät mitä suuremman poikkipinta-alan virta käyttää johtimessa kulkiessaan eli toisin sanoen matalilla taajuuksilla resistiiviset häviöt ovat saman pituisissa johtimissa sitä pienemmät mitä suurempi on johtimen halkaisija. Pyöreän kuparijohtimen käytön ongelmat alkavat suurilla taajuuksilla, kun suuritaajuinen virta kulkeekin vain kuparijohtimen pinnalla. Tällöin toteutuu energiaminimi, koska suuritaajuinen virta pyrkii kulkemaan aina vähiten induktiivista reittiä ja se toteutuu johtimen pinnan läheisyydessä. Ongelmana on, että tällöin myös johtimen resistiiviset häviöt kasvavat, koska virta käyttää vain pienen osan kuparin poikkipinta-alasta. Virran tunkeutumissyvyys δ millimetreinä kupariin voidaan määrittää kirjallisuudessa annetulla likiarvoisella yhtälöllä

$$\delta = \frac{76}{\sqrt{f}}, \quad (13)$$

missä f on virran taajuus /15/.

Litz-lanka muodostuu useista ohuista johtimista eli ”virtateistä”, jolloin suuritaajuinen virta pystyy käyttämään koko yksittäisen kapean johtimen poikkipinta-alan hyödykseen. Näin ollen koko Litz-langankuparin poikkipinta-ala tulee hyödynnetyksi sekä resistiiviset häviöt minimoitua suurilla taajuuksilla. Matalilla taajuuksilla Litz-langalla on kuitenkin suuremmat resistiiviset häviöt kuin samankokoisella pyöreällä kuparijohtimella, johtuen sen pienemmästä kupari-poikkipinta-alasta. /15/

Sydänmateriaalin muodon valinnassa on huomioitava ainakin sen häiriöiden säteilyominaisuudet, hinta, saatavuus ja onnistuuko sen koneellinen kääminta. Ferriittisydämiä on saatavilla useissa eri muodoissa kuten esimerkiksi toroidi-, E-, EP-, ETD-, PQ- ja Pot-sydän /12/. Toroidisydämissä magneettivuo pysyy hyvin siististi sydämen sisällä (kuva 22), etenkin jos käämilanka on käämitty tasaisesti koko sydämen matkalle, jolloin sen magneettiset häiriöt ympäristöön ovat mahdollisimman pienet. Ferriittiset toroidisydämet valmistetaan usein siten, että ferriittijauheen väleihin on jätetty pieniä il-mavälejä, jolloin saadaan tasainen ilmaväli koko sydämen alueelle. Toroidisydämen kääminta on kaikkein hankalinta, mutta niidenkin automaattiseen käämintaan pystyviä käämintäkoneita on olemassa.



Kuva 22. Toroidi- ja solenoidisydämen magneettivuot. Toroidisydämen magneettivuo pysyy siististi sydänmateriaalin sisällä, kun taas solenoidimallisen kelasydämen magneettivuo kiertää sydämen ulkopuolelta aiheuttaen näin myös magneettisia häiriöitä ympäristönsä. /15/

3.3 Kondensaattorit

Tarkastellaan seuraavaksi boost-hakkurin tulo- ja lähtöpuolen kondensaattorien mitoitusta. Kondensaattori on kahden lähekkäisen johdelevyn muodostama systeemi. Levyjen väli on täytetty jollakin eristeaineella. Levyjen välille kytketty jännite U , kondensaattorin jännite, synnyttää sähköopista tavalla tavalla levyjen välille sähkökentän eli se aiheuttaa levyjen varautumisen yhtä suurilla vastakkaismerkkisillä varauksilla Q ja $-Q$, jolloin sanotaan, että kondensaattorin varaus on Q . Kondensaattorin varaus on verrannollinen sen jännitteeseen yhtälön (14) mukaisesti /10, s. 8/.

$$Q = CU \tag{14}$$

Verrannollisuuskerroin C on kondensaattorin kapasitanssi. Ideaalinen kondensaattori ei läpäise tasavirtaa sen jälkeen kun se on latautunut täyteen. Vaihtovirta taas läpäisee

kondensaattorin periaatteessa sitä paremmin mitä suurempi on niiden taajuus. Kondensaattorin taajuudesta riippuvaa ominaisuutta kutsutaan kapasitiiviseksi reaktanssiksi X_C , joka on esitetty yhtälössä (15). Sen yksikkö on resistanssin tapaan ohmi.

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC}, \quad (15)$$

missä f on taajuus ja C on kondensaattorin kapasitanssiarvo. /16, s. 101 – 102/

Yhtälöistä (14) ja (15) voidaankin jo päätellä, että kondensaattorien tärkeimmät tehtävät hakkureissa on toimia energiavarastoina sekä suodattaa häiriöitä.

3.3.1 Tulopuolen kondensaattorit

Tulopuolen kondensaattorit toimivat boost-hakkurin varaenergiavarastona, josta se saa nopeissa kytkentäilmiöissä ja kuormituksen muutostilanteissa tarvittavan virran. Ne pitävät hakkurin tulojännitettä ylhäällä akkujännitteen pienistä notkahduksista huolimatta. Tulopuolen kondensaattorit vähentävät myös johtuvia häiriöitä, jotka saattaisivat levitä yhteisen jännitesyötön eli akkujännitteen kautta laitteen muihin osiin. Tulopuolen kondensaattorit vaikuttavat osittain myös lähtöjännitteen tasaisuuteen, sillä kun hakkurin tulojännite pysyy tulopuolen kondensaattorien ansiosta vakaampana ja häiriöttömämpänä niin myös ohjainpiirin referenssin toiminta vakaantuu ja näin ollen lähtöjännite tasaantuu.

3.3.2 Lähtöpuolen kondensaattorit

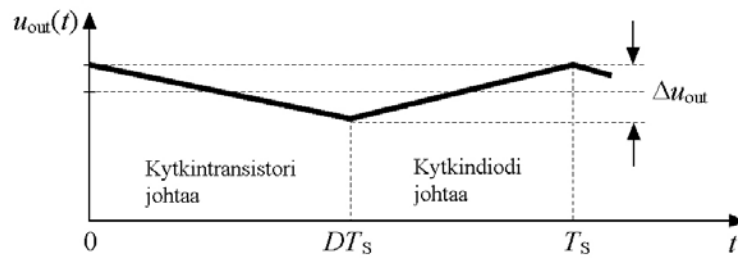
Lähtöpuolen kondensaattoreilla on hakkurissa huomattavasti kriittisempi vaikutus lähtöjännitteen tasaisuuteen kuin tulopuolen kondensaattoreilla. Kun boost-hakkurin kytkintransistori kytketään johtamattomaksi alkaa kytkindiodi johtamaan ja kelan magneettinen energia purkautuu virtana lähtöpuolen kondensaattoreihin ja kuormalle. Kun kytkintransistori johtaa, syöttävät lähtöpuolen kondensaattorit yksinään tämän ajan virtaa kuormalle, jolloin ne myös siis purkaantuvat. Tällöin kondensaattorin jännite eli samalla myös hakkurin lähdön jännite pääsee putoamaan jonkin verran riippuen lähtöpuolen kondensaattorien kapasitanssista yhtälön (16) mukaisesti. Mitä suurempi on kondensaattorin kapasitanssi sitä vähemmän kondensaattorin jännite putoaa hakkurin kytkintransistorin johtaessa. Lähtöpuolen kondensaattorit suodattavat myös kuormalle meneviä johtuvia häiriöitä.

$$i_C = C \cdot \frac{du_C}{dt}, \quad (16)$$

missä i_C on kondensaattorin virta, C on kapasitanssi, u_C on kondensaattorin jännite ja t on aika /10, s. 8/.

3.3.3 Kondensaattorien mitoitus

Hakkureissa sekä lähtö- että tulopuolen kondensaattorit mitoitetaan sallitun jännitteen väreen Δu_{out} eli kondensaattorin jännitteen huipusta huippuun arvon perusteella. Jännitteen väre on yleensä tarpeellista mitoittaa melko pieneksi lähtöpuolella, jopa alle 0,1 %:in DC-jännitteestä, jotta kuormille saataisiin mahdollisimman tasainen jännite. Tulopuolella sen sijaan ei tarvitse väreen mukaan mitoitus olla yleensä aivan niin tiukka. Kuvassa 23 on esitetty boost-hakkurin lähtöpuolen kondensaattorin jännitteen käyttäytyminen kun kytkintransistori johtaa ja ei johda.



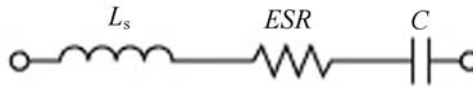
Kuva 23. Boost-hakkurin lähtöpuolen kondensaattorin jännite (CCM). Kun kytkintransistori johtaa putoaa hakkurin lähtöjännite, koska lähtöpuolen kondensaattori joutuu tämän ajan syöttämään yksinään kuormalle virtaa. Kun kytkindiodi johtaa nousee hakkurin lähtöjännite, koska lähtöpuolen kondensaattori alkaa latautua. /2, s. 29/

Tarkastellaan tässä nyt vaatimuksiltaan kriittisemmän lähtöpuolen kondensaattorin mitoitusta, mutta samat pätevät pääperiaatteiltaan myös tulopuolen kondensaattorin mitoitukselle. Kondensaattorin mitoituksessa kannattaa aluksi määrittää suuntaa antava, ideaaliselle boost-hakkurille määritetty, minimikapasitanssiarvo, mikä riittäisi pitämään lähtöjännitteen riittävän tasaisena. Yhtälö (16) saadaan yhtälön (17) muotoon kun oletetaan, että jännite muuttuu lineaarisesti ja kondensaattorin virta on kytkintransistorin johtaessa yhtä suuri kuin hakkurin lähtövirta.

$$C_{\text{out}} \geq I_{\text{out}} \cdot \frac{D \cdot T}{\Delta u_{\text{out}}}, \quad (17)$$

missä C_{out} on lähtöpuolen kondensaattorin kapasitanssiarvo, I_{out} on hakkurin suurin mahdollinen lähtövirta, Δu_{out} on haluttu lähtöjännitteen väre, D on pulssisuhde pienimmällä hakkurin tulojännitteellä (yhtälö 8), T on jaksonaika ja DT on kytkintransistorin johtamisaika.

Todellisilla kondensaattoreilla on rakenteesta johtuvia epäideaalisuuksia kuten kuvassa 24 on yksinkertaistettuna esitetty.



Kuva 24. Kondensaattorin epäideaalisuuksia. Niitä ovat ekvivalentti sarjaresistanssi ESR ja sisäinen loisinduktanssi L_s . /17/

Kondensaattoreissakin on siis tehohäviöitä. Niiden sisäinen resistanssi aiheutuu monista kondensaattorin sisäisistä häviöistä, kuten kondensaattorin jalkojen ja rakenteen resistanssista, vuotovirrasta ja eristeen dielektrisestä häviöistä. Näitä kaikkia häviöitä yritetään mallintaa ekvivalentin sarjaresistanssin ESR (Equivalent Series Resistance) avulla, joten sen arvo riippuu myös taajuudesta. ESR pienenee taajuuden kasvaessa. Kondensaattorien valmistajat ilmoittavat datalehdissään ESR :n riippuvuuden taajuudesta. /14, s. 139/

Varsinkin lähtöpuolen kondensaattorilta, mutta myös hyvältä tulopuolen kondensaattorilta, vaaditaan pientä sisäistä sarjaresistanssia (ESR). Tämä vaatimus ohittaa yhtälöllä (17) lasketun kapasitanssiarvon, sillä usein lasketun kapasitanssin omaavalla kondensaattorilla ei ole riittävän pieni ESR . Mitä pienempi on kondensaattorin ESR hakkurin kytkentätaajuudella sitä paremmin se suodattaa kytkentätaajuisia häiriöitä lähtöjännitteestä ja näin saadaan tasaisempaa lähtöjännitettä. Myös hakkurin hyötysuhde on tällöin parempi, koska hakkurin virran väreet aiheuttavat tällöin pienemmät tehohäviöt kondensaattorissa. Kondensaattorissa syntyy siis tehohäviöitä eli lämpöä sen resistiivisissä komponenteissa virran väreen vaikutuksesta. Mikäli kondensaattorit mitoitetaan väärin ja ne pääsevät lämpenemään virran väreiden vaikutuksesta liikaa lyhenee niiden käyttöikä huomattavasti. Usein joudutaan lähtöpuolelle (ja myös tulopuolelle) valitsemaan tarpeettoman suuri kapasitanssiarvo asettamalla useita kondensaattoreita rinnan, jotta saataisiin niiden ESR riittävän pieneksi ja virran väreen sietokyky riittävän suureksi. Kapasitanssin kasvattaminen kylläkin pienentää häiriöjännitettä, mutta tietyssä pisteessä kasvattamisella ei ole enää käytännön merkitystä.

Miten sitten kondensaattorit tulee valita virran väreen perusteella? Kun tiedetään hakkurissa käytettävän kelan induktanssi ja käytettävä kytkentätaajuus voidaan yhtälöstä (9) ratkaista pahimman tapauksen virran väreen arvo Δi_L

$$\Delta i_L = \frac{U_{in(min)}}{L} \cdot DT, \quad (18)$$

missä L on induktanssi, $U_{in(min)}$ on hakkurin pienin tulojännite, D on pulssisuhde pienimmällä hakkurin tulojännitteellä (yhtälö 8), T on jaksonaika ja DT on kytkintransistorin johtamisaika.

Kondensaattorien datalehdissä on niiden virran väreen sietokyky merkitty tehollisarvona (rms) ja se ovat yleensä määritetty 100 kHz:n taajuudella. Datalehdessä on kerrottu miten virran väreen sietokyky vähenee taajuuden kasvaessa tai käyttölämpötilan noustessa. Kondensaattoriksi tulee valita datalehtien perusteella malli, jonka virran väreen sietokyky on riittävä, yleensä vähintään kaksinkertainen yhtälöllä (18) laskettuun arvoon nähden, käytetyllä hakkurin kytkentätaajuudella sekä maksimikäyttölämpötilalla.

Valittaessa kondensaattorityyppiä, joka täyttää edellä mainitut vaatimukset, on otettava huomioon myös niiden jännitekestoisuus. Tämä ilmoittaa suurimman mahdollisen jännitteen, jolla kondensaattorissa ei vielä tapahdu läpilyöntiä. Hakkurin tulo- ja lähtöpuolelle tuleekin valita datalehtien perusteella riittävän jännitekeston omaavat kondensaattorit. Valmistajien antamista datalehdistä on syytä tarkastella myös millä taajuusalueella mikäkin kondensaattorityyppi suodattaa parhaiten. Tätä ominaisuutta voidaan tarkastella sen impedanssin itseisarvokäyrästä. Kondensaattorin impedanssin itseisarvo määritellään yhtälön (19) mukaisesti.

$$|Z| = \sqrt{ESR^2 + \left(2\pi f L_s - \frac{1}{2\pi f C}\right)^2}, \quad (19)$$

missä ESR on kuvan 24 sijaiskytkennän mukainen ekvivalentti sarjaresistanssi, L_s on samassa kuvassa näkyvä kondensaattorin rakenteesta ja jaloista aiheutuva induktanssi, C on kapasitanssi ja f on taajuus /18, s. 92/.

Kondensaattori suodattaa parhaiten resonanssitaajuudella ja sen lähistöllä olevia taajuuksia. Tällöin sen impedanssin itseisarvo on minimissään. Resonanssitaajuus f_r saadaan määritettyä yhtälöllä /18, s. 93/

$$f_r = \left(\frac{1}{2\pi \sqrt{L_s C}} \right). \quad (20)$$

3.3.4 Kondensaattorityypin valinta

Kondensaattorit jaetaan yleisesti eristemateriaalin perusteella eri luokkiin. Kondensaattorin levyjen välinen etäisyys, levyjen pinta-ala sekä eristemateriaalin permittiivisyys vaikuttavat kondensaattorin kapasitanssiarvoon yhtälön (21) mukaisesti.

$$C = \varepsilon \cdot \frac{A}{l}, \quad (21)$$

missä ε on sydänmateriaalin permittiivisyys ($\varepsilon = \varepsilon_r \cdot \varepsilon_0$, missä ε_r on materiaalin suhteellinen permittiivisyys ja ε_0 on ilman permittiivisyys 8,85 pF/m), A on johdinlevyn pinta-ala ja l on johdinlevyjen välinen etäisyys /14, s. 125/.

Yhtälöstä nähdään, että mitä suuremmaksi kondensaattori fyysisiltä mitoiltaan rakennetaan ja mitä suurempipermittiivistä eristemateriaalia käytetään sitä suurempia kapasitanssiarvoja saadaan. Taulukossa 1 on taulukoitu joitain eristeiden suhteellisia permittiivisyyksiä.

Taulukko 1. Eristemateriaalien suhteellisia permittiivisyyksiä /16, s. 99/.

Eriste:	ϵ_r:
Tyhjiö	1,0
Ilma	1,0006
Paperi	1,8 – 6,0
Polyesteri	3,3
Polykarbonaatti	2,8
Polystyreeni	2,5
Teflon	2,0
Kiille	7,0
Lasi	3,0 – 6,0
Alumiinioksidi	8,0 – 10,0
Tantaalioksidi	25 - 27
Oksidikeramiikka	1 - 100000

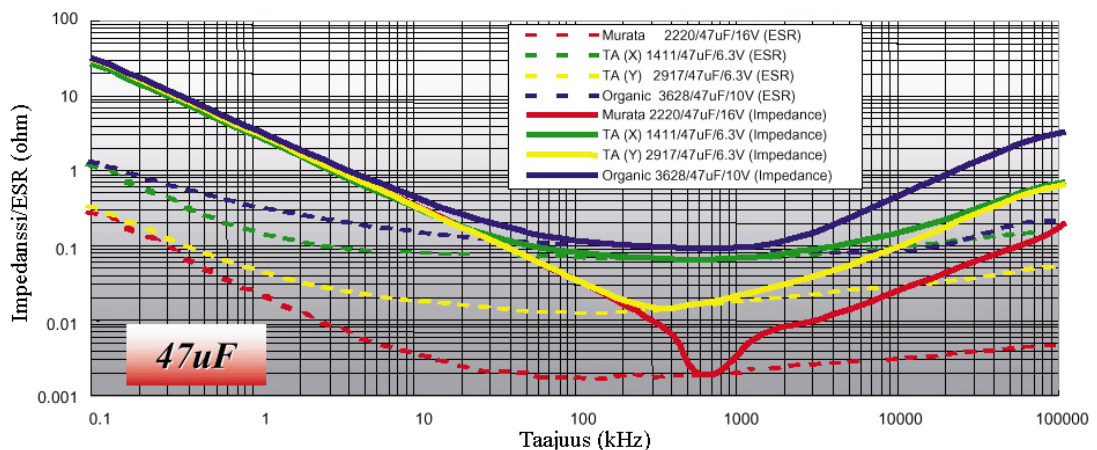
Hakkurien tulo- ja lähtöpuolen kondensaattoreina käytetään yleensä tantaali-, alumiinielektrolyytti- tai keraamisia kondensaattoreita. Tarkastellaan seuraavaksi hieman niiden ominaisuuksia ja soveltuvuutta erityisesti akkukäyttöisten laitteiden hakkureihin.

Alumiinielektrolyyttikondensaattoreita ei enää nykyään juurikaan käytetä akkukäyttöisten laitteiden hakkureissa. Huimasti kasvaneet kytkentätaajuudet rajoittavat niiden käyttöä. Tyypillisesti ne soveltuvat alle 100 kHz:n taajuuksille, koska niiden häviöt suurenevät nopeasti taajuuden kasvaessa. Alumiinielektrolyyttikondensaattorien etuina tosin on suuret kapasitanssiarvot ja edullinen hinta, mutta niiden monet haittapuolet ajavat suunnittelijan harkitsemaan muita vaihtoehtoja. Haittoja ovat suuret häviöt, pieni jännitekestoisuus, suuri toleranssi, huono stabiilius, suuri induktanssi, suurehko vuotovirta ja pieni lämpötila-alue. /16, s. 107/ Myös niiden sisältämä nestemäinen elektrolyytti voidaan laskea heikkoudeksi. Elektrolyytti kuivuu yleensä 10 vuoden sisällä, jolloin kondensaattorin *ESR* alkaa kasvaa ja lopulta kondensaattori menee epäkuntoon /19/. Tosin markkinoilla on myös saatavilla kuivia alumiinielektrolyyttikondensaattoreita.

Tantaalikondensaattorit ovat olleet viime vuosina yleisimmin käytetty kondensaattorityyppi akkukäyttöisten laitteiden hakkureissa. Niitä käytetään etenkin, koska niillä saadaan erittäin suuri kapasitanssi pieneen tilaan. Niiden etuina alumiinielektrolyyttikondensaattoreihin nähden on pienempi koko, parempi stabiilius ja taajuusalue yltää satoihin kilohertzeihin saakka. Muutkin ominaisuudet ovat yleensä hieman paremmat verrattuna alumiinikondensaattoreihin. Ne eivät myöskään sisällä elektrolyyttinestettä, joten ne eivät pääse kuivumaan ja niiden käyttöikäkin on näin ollen pidempi. /16, s. 108/ Kuitenkin, jotta tantaalikondensaattorit kestäisivät mahdollisimman pitkään on niiden jännitekestoisuus syytä valita jotakuinkin kaksi kertaa suuremmaksi mitä käytetty jännite on. Tantaalikondensaattoreilla kuten alumiinielektrolyyttikondensaattoreillakin on

määrätty napaisuus. Jollei jännitettä kytketä oikean suuntaisena niin oikosulkuvirta yleensä tuhoaa kondensaattorin. /20/ Tantaalikondensaattorien käyttöä on lähivuosina alkanut suuresti rajoittaa tantaalin loppuminen maailmalta. Tämä on nostanut niiden hinnat huiman korkeiksi sekä samalla myös kasvattanut niiden toimitusajat todella pitkiksi. Tämän takia ollaankin siirtymässä keraamisten kondensaattorien käyttöön akkukäyttöisten hakkurien kondensaattoreina.

Keraamisten kondensaattorien käyttöä akkukäyttöisten laitteiden hakkureissa ovat rajoittaneet niiden pienet kapasitanssiarvot (ainakin pienitoleranssisissa malleissa). Niitä on lähinnä käytetty hakkureissa tantaalikondensaattorien rinnalla suodattamaan korkeataajuisia häiriöitä. Viime vuosina on kuitenkin markkinoille alkanut tulla tantaalin loppumisen vauhdittamana keraamisia kondensaattoreita, joilla on suuret kapasitanssiarvot suhteellisen pienellä toleranssilla. Muutamat valmistajat ovat tehneet pintaliitosmalleja, jotka ovat ulkoisilta mitoiltaan tantaalikondensaattorien kokoisia. Kun näiden kapasitanssiarvotkin täsmäyvät, niin keraamisia kondensaattoreita on voitu käyttää hakkureissa, jotka on jo aiemmin suunniteltu tantaalikondensaattoreille. Tantaali- ja keraamisilla kondensaattoreilla on tosin monia toisistaan poikkeavia ominaisuuksia. Impedanssi- ja *ESR*-käyrät kertovat paljon molemmista tyypeistä.



Kuva 25. Tantaali- ja keraamisten kondensaattorien tyypilliset impedanssi- ja *ESR*-käyrät MuRata Electronics:n 47 µF pintaliitosmalleille /21/.

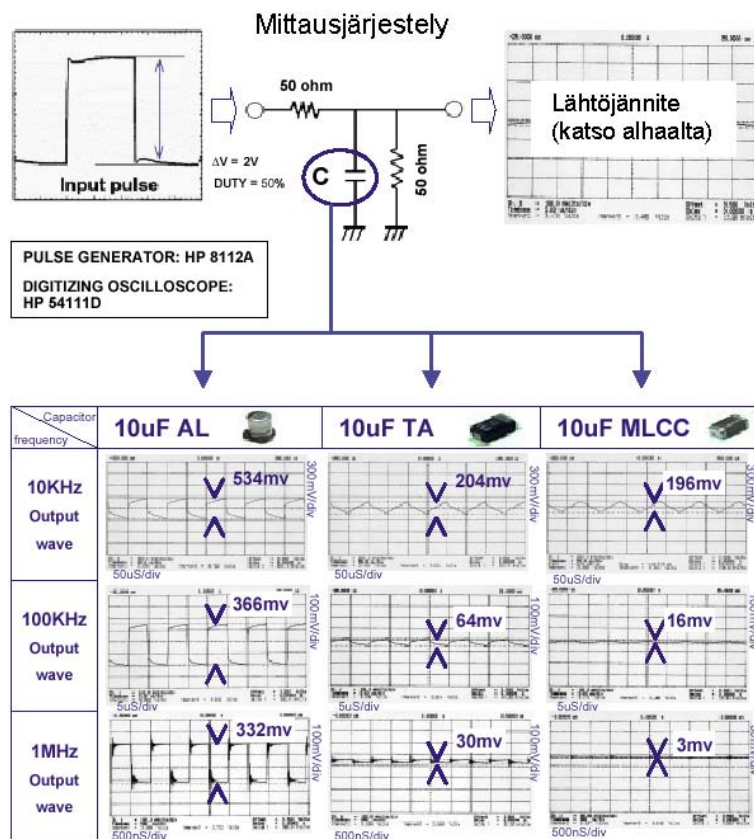
Kuvasta nähdään, että etenkin suuremmilla taajuuksilla on keraamisella kondensaattorilla huomattavasti alhaisempi *ESR* kuin tantaalikondensaattoreilla. Vertailussa on käytetty sekä ns. low-*ESR*-mallista että tavallista tantaalikondensaattoria. Keraamisella kondensaattorilla on myös sisäinen induktanssi L_S jonkin verran pienempi kuin tantaalikondensaattoreilla, johtuen niiden erilaisesta rakenteesta. Tämä näkyy kuvan käyristä siten, että pienemmän sisäisen induktanssinsa ansiosta keraamisen kondensaattorin resonanssitaajuus on hieman muita suurempi yhtälön (20) mukaisesti.

Hakkurikäytössä hyvin tärkeä ominaisuus sekä tulo- että lähtöpuolella on kondensaattorin virran väreensietokyky. Kondensaattorissahan tulee virran väreiden vaikutuksesta sisäisiä tehohäviöitä eli lämpenemistä sen resistiivisissä osissa, mitkä liiallisina lyhentävät kondensaattorin käyttöikää huomattavasti. Keraamisten kondensaattorien tehonkesto on jopa yli kaksi kertaa suurempi kuin tantaalikondensaattorien. Koska niiden *ESR* on

myös huomattavasti pienempi, niin huomattavasti enemmän virtaa voidaan ajaa keraamisten kondensaattorien lävitse ilman että kondensaattori lämpenisi liikaa. Keraamisten kondensaattorien läpilyöntijännite on myöskin jopa kymmenen kertaa suurempi kuin tantaalikondensaattorien. /20/

Edellä mainittujen ominaisuuksien perusteella keraamiset kondensaattorit sopivat hyvin hakkurikäyttöön, mutta ongelmiakin saattaa esiintyä. Keraamisten kondensaattorien hyvin alhainen *ESR* saattaa aiheuttaa hakkurin stabiilisuudelle ongelmia. Uusimpiin hakkurien ohjainpiireihin on lisätty mahdollisuus suunnittelijan itse säätää hakkurin takaisinkytketyn säätösilmukan taajuusvastetta taatakseen silmukan stabiilisuuden ja optimoiden hakkurin transienttivasteen. Tämä mahdollistaa keraamisten kondensaattorien käytön, mutta vanhempien ohjainpiirien kanssa saattaa tulla säädön stabiilisuuden ja huonon transienttivasteen kanssa ongelmia ellei taajuusvastetta säädetä itse esimerkiksi asettamalla keraamisen kondensaattorin rinnalle kondensaattoria, jolla on riittävän suuri *ESR* tai sitten laittamalla keraamisen kondensaattorin kanssa sarjaan pieni vastus. Ohjainpiirien datalehdistä selviää yleensä tarvitaanko kompensointia vai ei. /22/

Kuvassa 26 on vielä esitetty MuRata Electronics:n tekemät vertailumittaukset miten mittauksissa käytetyt alumiinielektrolyytti-, tantaali- ja keraaminen kondensaattori eroavat suodatusominaisuuksiltaan toisistaan. Tästäkin mittauksesta ilmenee keraamisten kondensaattorien huikea paremmuus etenkin suuremmilla taajuuksilla.



Kuva 26. MuRata Electronics:n tekemä vertailumittaus alumiinielektrolyytti-, tantaali- ja keraamisten kondensaattorien suodatusominaisuuksien eroista. Sama kuva on esitetty liitteessä IV suurempana. Kuvasta nähdään keraamisten kondensaattorien paremmuus etenkin suuremmilla taajuuksilla. /21/

3.4 Kytkintransistori

Hakkuriteholähteen ohjainpiiri tarkkailee ainakin lähtöjännitettä ja säätaa kytkintransistorin johtamisaikaa, jotta lähtöjännite pysyisi halutussa arvossa. Kytkintransistorin johtamisaika riippuu kuorman vaatimasta energiasta. Mitä suurempi on tulojännitteen ja halutun lähtöjännitteen ero sitä pidemmän ajan kytkintransistori johtaa ja lataa kelaan energiaa.

Kuvan 16 boost-hakkurissa on kytkintransistori $M1$ piirretty erillisenä ulkoisena komponenttina. Kuormavirran huippuarvo määrää, pitääkö hakkurissa käyttää ulkoista kytkintransistoria vai voidaanko valita käyttöön sellainen ohjaintyyppi, jossa on sisäinen kytkintransistori. Ulkoisen kytkintransistorin käyttö on yleisesti ottaen edullista suurilla virtoja ohjattaessa, mutta markkinoilla on ohjainpiirejä, jotka pystyvät sisäisellä kytkimelläkin ohjaamaan muutaman ampeerin virtoja. MOSFET-transistoreilla on erittäin pieni johtavan tilan resistanssiarvo, minkä vuoksi niitä käytetään kytkintransistoreina mieluummin kuin bipolaaritransistoreja. Pieni resistanssi vähentää hakkurin hukkatetta. Boost-hakkureissa käytetään N-kanavaista MOSFET-transistoria.

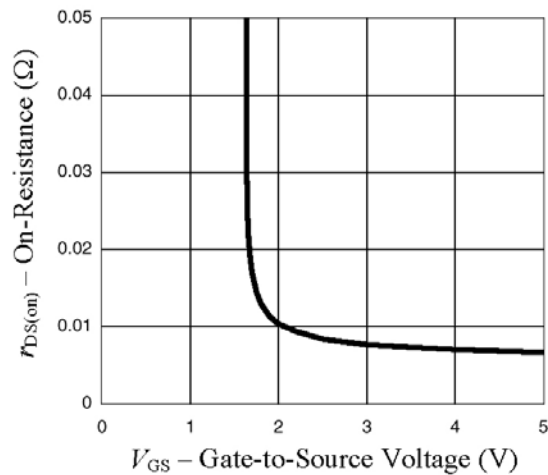
3.4.1 Kytkintransistorin mitoitus ja valinta

Tarkastellaan seuraavaksi boost-hakkurin ulkoisen kytkintransistorin mitoitusta ja valintaa käytännössä. MOSFET-transistorien valmistajat ilmoittavat komponentin datalehdessä maksimaalisen jännitteen, jonka komponentti kestää nielun ja lähteen välillä (Drain-Source Voltage). Valinta tehdään boost-hakkurin lähtöjännitteen perusteella. Seuraavaksi täytyy tietää minkä teholuokan MOSFET on valittava. Aluksi on arvioitava lähtövirran I_{out} maksimi DC-arvo. Se saadaan laskettua tutusti Ohmin lailla jakamalla lähtöjännite suurimman kuormituksen resistanssiarvolla. Yhtälöllä 22 voidaan arvioida hakkurin kelan läpi kulkevan DC-virran I_{in} arvo. Sitten kytkintransistorin läpi kulkevan virran maksimiarvoa arvioitaessa lisätään tähän DC-arvoon kelan virran väreen Δi_L arvo, jolloin saadaan riittävän tarkka arvio transistorin läpi kulkevasta virrasta.

$$I_{in} = \frac{I_{out}}{1 - D}, \quad (22)$$

missä D on hakkurin pulssisuhde /2, s. 27/.

MOSFET-transistorien valmistajat ilmoittavat datalehdessä sallitut virta- ja tehorajat, joiden avulla valinta onnistuu. Mitoituksessa täytyy jättää aina jonkin verran varmuusvaraa datalehden arvoihin nähden, koska esimerkiksi yhtälö (22) on määritetty ideaaliselle hakkurille, joten todellisuudessa kytkintransistorin läpi kulkeva virta on jonkin verran suurempi. Yleensä hakkurin ohjainpiirien valmistajat suosittelevat käytettävän, etenkin pienillä hakkurin tulojännitteillä, joko logiikkatason ohjauksella (logic-level) tai matalan jännitteen ohjauksella (low-threshold) toimivia MOSFET-transistoreja /23/. MOSFET-transistorin datalehdessä kannattaa katsoa kuvan 27 mukaista käyrästä, josta selviää millä hilajännitteellä kyseinen MOSFET alkaa johtamaan.



Kuva 27. MOSFET-transistorin johtamistilan resistanssi vs. hilajännite. Tässä tapauksessa MOSFET on johtavassa tilassa kun hilajännite on yli 2 V. /24/

Näiden määritelmien perusteella voidaan valita sopiva MOSFET-transistori hakkuriin, mutta tarkastellaan vielä joitain MOSFET-transistorien ominaisuuksia, jonka on myös suuri merkitys hakkurin suorituskykyyn. Kytкинtransistoriksi kannattaa valita MOSFET, jolla johtavuustilan resistanssiarvo (Drain-Source On-State Resistance, $R_{DS(on)}$) on mahdollisimman pieni muiden edellä määritettyjen ominaisuuksien silti toteutuessa. Kytкинtransistorin johtavuustilan resistanssista aiheutuva hakkurin hyötysuhteen huononeminen on yllättävän suuri, koska häviöt kasvavat virran neliöissä. Nämä johtavuushäviöt ovat kuitenkin keskimäärin vasta noin puolet hakkurin MOSFET-transistorissa tapahtuvista häviöistä. Suurin osa loppuista häviöistä aiheutuu kytkentätilanteissa varattavista MOSFET-transistorin liitoskapasitanseista /25/. Mitä suurempi on hakkurin kytkentätaajuus f sitä enemmän tarvitaan keskimäärin virtaa I_{gate} lataamaan hilan kapasitanssit, joiden varaus on Q_g (Total Gate Charge), kuten yhtälöstä (23) nähdään /4, s. 117/. Hakkuriin kannattaakin valita MOSFET, jolla on datalehtien mukaan mahdollisimman pieni hilavaraus Q_g .

$$I_{gate} = f_{max} \cdot Q_g \quad (23)$$

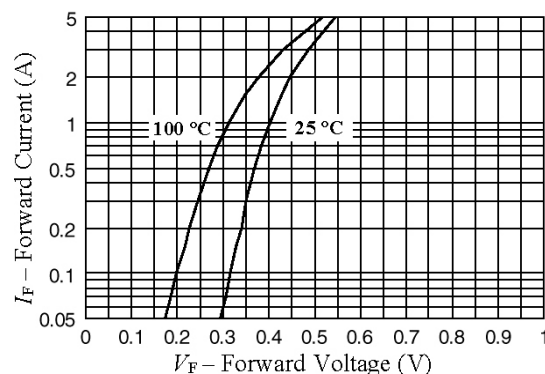
Mikäli hakkurin virrat ovat riittävän pienet, kannattaa käyttää ohjainpiiriä, jossa on kytкинtransistori integroitu sen sisään. Näin säästetään leveyspinta-alaa kun saadaan kytкинtransistori mahtumaan ohjainpiiriin, jonka kotelo on esimerkiksi SO8 tai jopa niinkin pieni kuin SOT23. Tilaa säästetään levyiltä myös siten, että sisäistä kytкинtransistoria käytettäessä ei tarvita virtamuotoisen PWM-ohjaimen (tai PFM) tapauksessa ulkopuolista virranmittausvastusta ohjainpiiriä varten.

3.5 Kytkindiodi

Boost-hakkurin kytkindiodi kytkeytyy johtavaksi, kun kytkintransistori lakkaa johtamasta. Tällöin kelaan varautunut magneettinen energia purkautuu diodin kautta lähtöpuolen kondensaattoriin ja kuormalle. Kytkindiodin myötäsuuntainen jännitehäviö aiheuttaa sitä suuremman suhteellisen tehohäviön mitä pienempään lähtöjännitteeseen halutaan päästä. Suosittu vaihtoehto pienjännitehakkureissa onkin synkroninen tassauntaus, jossa diodin sijasta kytkimenä käytetään ohjainpiirin ohjaamaa MOSFET-transistoria.

3.5.1 Kytkindiodin mitoitus ja valinta

Tarkastellaan seuraavaksi perusteita boost-hakkurin kytkindiodin mitoitukselle ja valinnalle. Hakkurin suuri kytkentätaajuus vaatii myös kytkindiodilta suurta nopeutta. Diodin nopeus ilmaistaan tyypillisesti estosuuntaisena elpymisaikana (Reverse Recovery Time, t_{rr}), joka on diodin estosuuntaan johtamisaika sen jälkeen, kun se kytketään äkisti estosuuntaiseksi. Tavalliset diodit ovat hitaita niin myötä- kuin estosuuntaan äkisti kytkettynä, joten ne eivät sovi nopeille hakkuritaajuuksille. /1/ Tavallisesti hakkurien kytkindiodina käytetäänkin Schottky-diodeja (kuva 16, DI), joiden kytkentänopeus on todella nopeaa estosuuntaisen elpymisajan jääden hyvin lähelle nolaa sekuntia. Niiden myötäsuuntainen jännitehäviö on myös huomattavasti pienempi kuin muilla diodeilla, yleensä noin 0,3 V - 0,7 V. Schottky-diodin valinta tehdään hakkurin kuormavirran huippuarvon perusteella, joka siis kulkee boost-hakkurin kytkindiodin lävitse. Datalehdessä ilmoitetaan diodin myötäsuuntainen virrankeston (Max. Average Forward Current, $I_{F(AV)}$). Toinen tärkeä parametri Schottky-diodin valinnassa on estosuuntainen läpilyöntijännite (Max. Reverse Voltage, V_R), jonka on oltava suurempi kuin boost-hakkurin lähtöjännite. Näiden parametrien valinnalla saadaan valittua Schottky-diodi hakkuriin. Kuitenkin, jotta hakkurin hyötysuhde saataisiin mahdollisimman hyväksi, on syytä valita komponentti, jolla on mahdollisimman pieni myötäsuuntainen jännitehäviö (Forward Voltage Drop, V_F). Myötäsuuntainen jännitehäviö muuttuu jonkin verran diodin myötäsuuntaisen virran ja lämpötilan seurauksena, joten valinta kannattaa tehdä datalehdessä olevan, kuvan 28 mukaisen käyrästä perusteella.



Kuva 28. Schottky-diodin myötäsuuntainen jännitehäviö lämpötilan funktiona. Jännitehäviö on suuremmilla lämpötiloilla jonkin verran pienempi. /26/

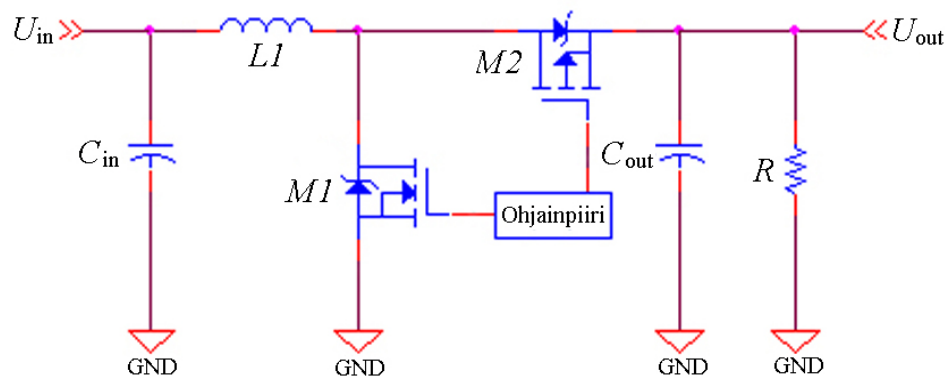
3.5.2 FETKY

Mikäli hakkurissa aiotaan käyttää ulkoisen kytkindiodin lisäksi myös ulkoista kytkintransistoria, on International Rectifierin patentoima FETKY houkutteleva vaihtoehto. FETKY sisältää yleensä joko micro8 tai SO8 kotelossa molemmat boost-hakkurin kytkin-komponentit, MOSFET-transistorin sekä Schottky-diodin. Näin voidaan säästää jopa 60 %:a tilaa piirilevyllä. Molempien pakkaaminen yhteen koteloon on vähentänyt myös komponentin valmistuskuluja, joten ne ovat yleensä myös halvempia kuin erillisten komponenttien hinta yhteenlaskettuna. Ominaisuuksiltaan FETKY:n osakomponentit ovat samaa luokkaa kuin erilliskomponentitkin. /27/

3.5.3 Synkroninen tasasuuntaus

/28/

Synkronisella tasasuuntauksella voidaan parantaa hakkurin hyötysuhdetta, etenkin pienjännitesovelluksissa. Kuvan 16 boost-hakkurin kytkindiodi $D1$ korvataan synkronisessa tasasuuntauksessa P-kanavaisella MOSFET-kytkimellä $M2$, jota hakkurin ohjainpiiri ohjaa. Kuvassa 29 on esitetty synkronisesti tasasuunnatun boost-hakkurin kytkentä.



Kuva 29. Synkronisesti tasasuunnattu boost-hakkuri.

Perinteisessä boost-hakkurissa (kuva 16) kytkindiodin myötäsuuntainen jännitehäviö on sarjassa hakkurin lähtöjännitteen kanssa, jolloin häviöt diodissa määrittävät hyvin suuren osan hakkurin hyötysuhteesta. Mitä pienempää lähtöjännitettä hakkurilla on tarkoitus tehdä sitä enemmän on huomioitava diodin häviöiden vaikutus, koska tällöin diodin myötäsuuntainen jännitehäviö on aina vaan suurempi osa suhteessa lähtöjännitteeseen. Tämä voidaan todeta boost-hakkurin hyötysuhteelle η johdetusta yhtälöstä, josta nähdään selvästi eri epäideaalisuuksien vaikutukset.

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} = \frac{\left(1 - \frac{D'U_D}{U_{\text{in}}}\right)}{\left(1 + \frac{R_L + DR_{\text{on}} + D'R_D}{D^2 R}\right)}, \quad (24)$$

missä P_{in} on hakkurin tuloteho, P_{out} on hakkurin lähtöteho, U_{in} on hakkurin tulojännite, U_D on diodin myötäsuuntainen jännitehäviö, R_D on diodin johtamistilan resistanssi, R_L on kelan johdinlangan resistanssi, R_{on} on MOSFET-kytkintransistorin johtamistilan resistanssi, R on hakkurin kuormaa vastaava resistanssi ja D on hakkurin pulssisuhde ($D'=1-D$) /2, s. 56/.

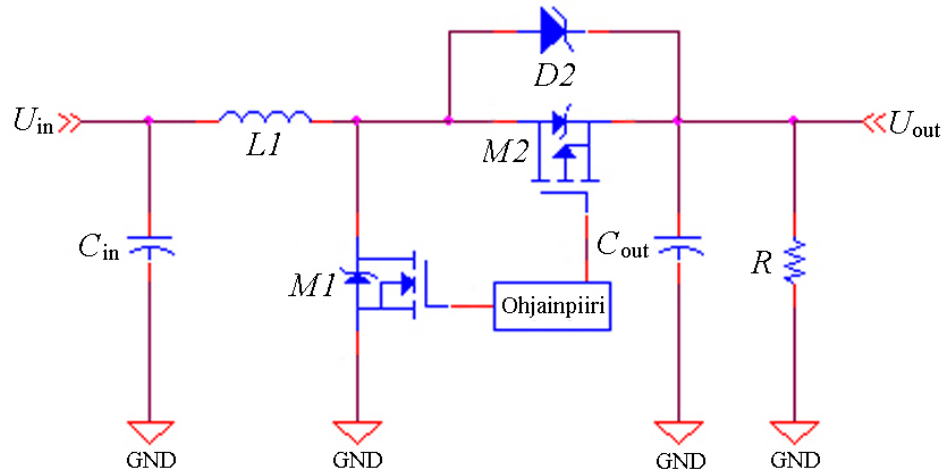
Yhtälön nimittäjän resistanssit R_L , R_{on} ja R_D ovat yleensä vain muutaman kymmenen milliohmia ja niiden jakaja on taas hyvin paljon suurempi niitä, joten koko yhtälön nimittäjä jää hyvin lähelle arvoa yksi. Suurilla hakkurin kuormituksilla näistä resistansseista aiheutuvat häviöt kasvavat hieman merkittävämmiksi. Koska yhtälön nimittäjä on arvoltaan lähes yksi, niin osoittajassa oleva diodin myötäsuuntainen jännitehäviö määrää lähes kokonaan hakkurin hyötysuhteen. Jotta saavutettaisiin hyvä hakkurin hyötysuhde on termin U_{in}/D' , joka vastaa ideaalisen boost-hakkurin lähtöjännitettä U_{out} yhtälön 2 mukaisesti, oltava paljon suurempi kuin diodin myötäsuuntaisen jännitehäviön U_D . Diodin myötäsuuntainen jännitehäviö aiheuttaa siis hakkurin hyötysuhteen putoamisen, joka huononee entisestään hakkurin lähtöjännitettä pienennettäessä. Täten pienjännitehakkureilla on mietittävä keinoja diodin tehohäviöiden minimoimiseen.

Synkronisessa tasasuuntauksessa häviöitä aiheuttava kytkindiodi korvataan yleensä MOSFET-transistorilla, jonka hyvin pienen johtamistilan resistanssin ansiosta saadaan hakkurin häviöt tässä kytkimessä minimoitua ja näin hakkurin hyötysuhde mahdollisimman hyväksi. Yhtälö (24) ei kerro aivan todellista synkronisesti tasasuunnatun boost-hakkurin hyötysuhdetta kun diodin myötäsuuntainen jännitehäviö U_D oletetaan nolaksi, sillä kytkindiodin korvaavan MOSFET-transistorin ohjausteho hieman huonontaa hakkurin hyötysuhdetta. Toinen synkronisesti tasasuunnatun hakkurin hyötysuhdetta huonontava tekijä on viivästysaika (dead-time delay), joka tarkoittaa aikaa, jona kytkintransistorien $M1$ ja $M2$ johtamisvuorot vaihtuvat, jolloin kumpikaan ei ole johtavassa tilassa. Tämä, yleensä muutaman kymmenen nanosekunnin mittainen viivästysaika, tehdään hakkurin ohjainpiirillä tarkoituksella, jotta varmistetaan etteivät kytkintransistorit johda missään tapauksessa yhtä aikaa, eikä näin hakkuri ajautuisi epämääräisiin tiloihin. MOSFET-transistorit tosin sisältävät aina myös ns. runkodiodin (body diode), kuten kuvasta 29 nähdään, mutta tämä diodi on niin häviöllinen ja hidaskytkeytymään, että viivästysajasta saattaa aiheutua hakkurille jopa usean prosenttiyksikön hyötysuhteen huononeminen, riippuen hakkurin lähtövirrasta. Ilmiö korostuu vielä entisestään kytkentätaajuuden kasvaessa, kuten seuraavasta yhtälöstä nähdään.

$$P_{\text{td,loss}} = I_{\text{out}} \cdot U_D \cdot t_d \cdot f, \quad (25)$$

missä $P_{\text{td,loss}}$ on viivästysajan aiheuttama tehohäviö, I_{out} on hakkurin kuormalle antama virta, U_D on runkodiodissa tapahtuva jännitehäviö, t_d on viivästysaika (dead-time delay) ja f on hakkurin kytkentätaajuus /28/.

Haluttaessa pienentää viivästysajan aiheuttamaa tehohäviötä, sijoitetaan yleensä MOSFET-transistorin $M2$ rinnalle runkodiodia nopeampi ja pienempihäviöinen Schottky-diodi $D2$, kuten kuvassa 30 on esitetty.



Kuva 30. Synkronisesti tasasuunnattu boost-hakkuri, jossa MOSFET-transistorin $M2$ rinnalla on Schottky-diodi.

Tämä Schottky-diodi johtaa vain viivästysajan, jolloin tyypillisesti se voi olla paljon pienempi ja halvempi kuin mikä tarvittaisiin perinteiseen boost-hakkuriin (kuva 16, $D1$), koska sen läpi kulkeva keskimääräinen virta jää tällöin hyvinkin pieneksi. Schottky-diodeilla on tyypillisesti hetkellisen huippuvirrankesto paljon suurempi kuin DC-virrankesto.

Synkroniseen tasasuuntaukseen löytyy ohjainpiirejä, joissa molemmat tarvittavat MOSFET-transistorit ovat piirin sisällä sekä sellaisia, joissa käytetään ulkoisia transistoreja. Ulkoisina transistoreina voi lisäksi käyttää International Rectifierin patentoimia DUAL FETKY-komponentteja, joissa molemmat transistorit ovat samassa kotelossa.

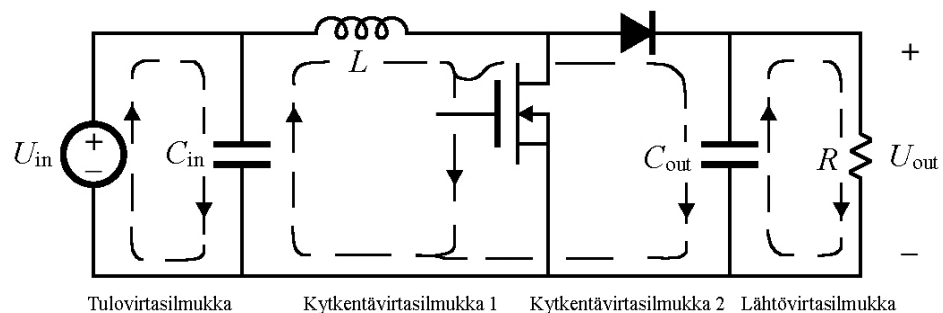
3.6 Piirilevysuunnittelu

Pelkkä kytkentöjen oikein suunnittelu ja oikeat komponenttivalinnat eivät takaa, että hakkuriteholähde toimisi hyvin. Jotta saadaan aikaan myös piirilevyllä toimiva kytkentä on piirilevysuunnitteluun kiinnitettävä erityistä huomiota. Komponenttien sijoittelu ja johdinvedot vaikuttavat kytkennän hyötysuhteeseen, tarkkuuteen ja EMI-häiriöihin (sähkömagneettisiin häiriöihin). Kuitenkin hyvin usein juuri laitteen teholähdepiirilevy jätetään suunnittelussa viimeiseksi. Sille jätetty tila piirilevyllä on usein liian pieni sekä huonolla paikalla, jotta teholähteen kannalta optimaalinen piirilevysuunnittelu voisi toteutua. Aina ei siis pystytä seuraamaan tässä kappaleessa esitettyjä suunnitteluperiaatteita, ainakaan täydellisesti, mutta niihin olisi kuitenkin syytä pyrkiä.

Hakkuriteholähteen nopeat kytkentäilmiöt aiheuttavat suuritaajuisia häiriöitä hyvinkin laajalla taajuusalueella. Häiriötaajuudet leviävät ympäristöön kahdella tavalla: joko johtumalla tai säteilemällä. Johtuvat häiriöt siirtyvät johtimia pitkin, mutta yhteyden ei

suinkaan tarvitse olla galvaaninen. Johtojen ja muidenkin laitteiden osien välillä on aina kapasitanssia ja keskinäisinduktanssia, joiden kautta suuritaajuiset häiriöt voivat siirtyä. Kuormalle johtuvat häiriöt pyritään suodattamaan pois lähtöpuolen kondensaattorilla. Säteileviä häiriöitä varten tarvitaan antenni, jotta ne voisivat levitä ympäristöön. Jonkinlaisena antennina voi periaatteessa toimia mikä tahansa komponentin jalka tai piirilevyn veto. Niiden lisäksi hakkurissa ja laitteen muissa osissa voi esiintyä myös johdinvedoista muodostuneita silmukka-antenneja, joihin säteilevät häiriöt myös helposti tarttuvat. Hakkurin kela on sen ympärille muodostuvan magneettivuon takia myös hyvin suuri säteilevien häiriöiden aiheuttaja.

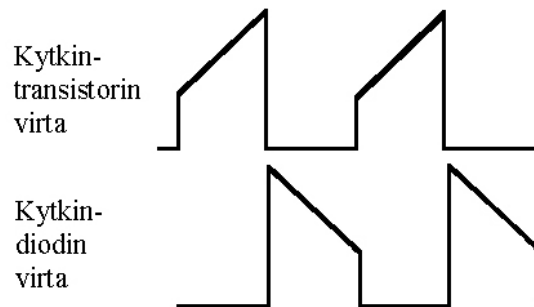
Hakkuriteholähteestä voidaan määrittää neljä päävirtasilmukkaa, kuten kuvan 31 boost-hakkurin kytkentään on merkitty. Kukin silmukka on syytä pitää erillään myös piirilevyllä.



Kuva 31. Virtasilmukat boost-hakkurissa. Piirilevysuunnittelussa kukin silmukka on syytä pitää erillään ja mahdollisimman pieninä, jotta hakkurin toiminta saataisiin mahdollisimman hyväksi. /29/

Tulo- ja lähtövirtasilmukat eivät tyypillisesti aiheuta ongelmia, koska näissä silmukoissa virta on tasavirtaa, johon on summattuna vain pieni vaihtovirtahäiriökomponentti. Näiden silmukoiden tulisi olla yhteydessä hakkuriin vain tulo- ja lähtöpuolen kondensaattorien juotospisteiden kautta. Tulovirtasilmukka lataa tulopuolen kondensaattoria lähestulkoon tasavirralla. Hakkuri käyttääkin tätä kondensaattoria energiavarastona, josta se ottaa kytkentätilanteissa (kytkentävirtasilmukat 1 ja 2) tarvitsemansa korkeataajuiset virtapulssit. Lähtöpuolen kondensaattori taas päinvastaisella tavalla latautuu kytkentävirtasilmukka 2:n suuritaajuisella virralla, mutta purkautuu lähtövirtasilmukassa lähestulkoon tasavirtana kuormalle. Mikäli kytkentävirtasilmukat sekä tulo- ja lähtövirtasilmukat eivät yhdisty suoraan kondensaattorien juotospisteissä niin suuritaajuiset kytkentähäiriöt saattavat karata helpommin ympäristöön. /29/

Kytkevävirtasilmukat 1 ja 2 sisältävät kuvan 32 mukaisia hyvin jyrkkäreunaisia aaltomuotoja.



Kuva 32. Boost-hakkurin kytkentävirtasilmukan 1 ja 2 virtakäyrät (CCM). Kytkintransistorin johtaessa kelan magneettikenttään varautuu energiaa ja kytkindiodin diodin johtaessa se purkautuu virtana kuormalle. /29/

Nopeat kytkentäilmiöt aiheuttavat hakkurin kytkentätaajuuden harmonisia suurelle taajuuskaistalle, jopa yli 100 MHz:n taajuuksille. Syntyvien häiriöiden taajuusspektrin leveyttä voidaan arvioida seuraavalla likiarvoisella yhtälöllä.

$$f_{\max} = \frac{2}{t_r}, \quad (26)$$

missä f_{\max} on häiriöiden suurin taajuus ja t_r on kytkentäsignaalin nousuaika /30/.

Näillä suuritaajuisilla virroilla voi olla jopa moninkertainen huippuamplitudiarvo verrattuna hakkurin tasavirtoihin. Kytkentävirtasilmukoilla 1 ja 2 on täten myös suurimmat edellytykset aiheuttaa sähkömagneettista häiriötä (EMI) ympäristöön. Jotta syntyvät häiriöt voitaisiin minimoida on nämä silmukat syytä suunnitella piirilevyille ensimmäisenä. Aluksi kannattaa sijoittaa kumpaankin silmukkaan liittyvät komponentit mahdollisimman lähemmäksi toisiaan: kytkentäsilmissä 1 tulopuolen kondensaattori, kela ja kytkintransistori sekä kytkentäsilmissä 2 tulopuolen kondensaattori, kela, kytkindiodi ja lähtöpuolen kondensaattori. Nämä komponentit tulee asettaa sellaiseen asentoon, missä komponenttien väliset vedot jäävät mahdollisimman lyhyiksi. /29/

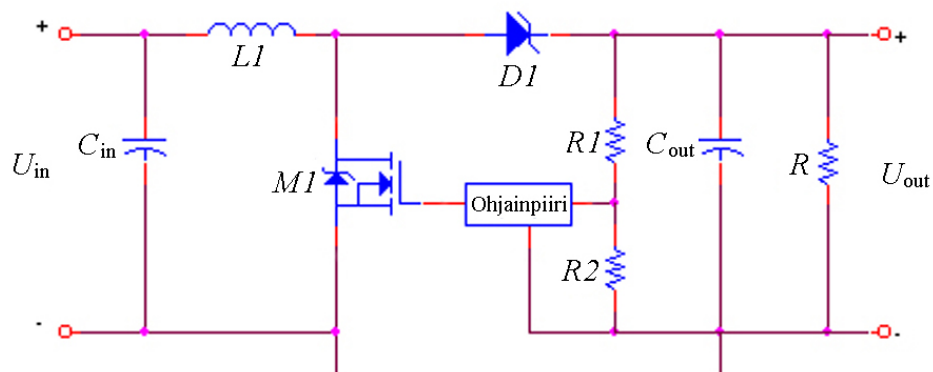
Johdinvedon induktanssi on suoraan verrannollinen vedon pituuteen tai oikeammin sanottuna virtasilmukan pinta-alaan. Suuntaa antavana arvona vedosta aiheutuvalla induktanssilla voidaan pitää seuraavaa: 1 cm piirilevyvedosta aiheutuu noin 10 nH induktanssi. Vetojen induktanssit viivästyvät nopeita virtamuutoksia hakkurin silmukoissa, jolloin niiden jännite saattaa notkahtaa virran äkisti kasvaessa tai vastaavasti jännite saattaa nousta hyvinkin korkeaksi virran äkisti laskiessa. Myös mitä lyhyemmäksi piirilevyvedo saadaan sitä huonommin se toimii sekä lähetys- että vastaanottoantennina hakkurin häiriötaajuuksille. /31/

Kytkeäsilmut 1 ja 2 vaikuttavat kaikkein eniten hakkurin hyötysuhteeseen, johtuen niiden suurista virta-arvoista. Hakkurissa syntyvät tehohäviöt ovat sitä pienemmät mitä pienemmät ovat sen piirilevyvetojen resistanssit. Mitä lyhyemmäksi taas saadaan vedon pituus ja mitä suuremmaksi saadaan vedon poikkipinta-ala sitä pienempi on vedon resistanssi R yhtälön (27) mukaisesti.

$$R = \frac{\rho \cdot l}{A}, \quad (27)$$

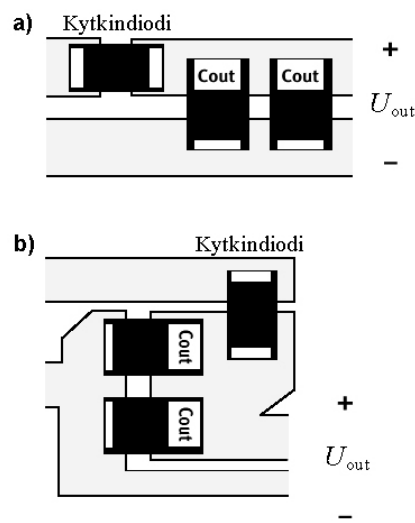
missä ρ on kuparin resistiivisyys ($1.678 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$ @ $20 \text{ }^\circ\text{C}$), l on vedon pituus ja A on vedon poikkipinta-ala /31/.

Vedon poikkipinta-ala kasvaa piirilevyn kuparipaksuutta (normaalisti $35 \mu\text{m}$) sekä vedon leveyttä kasvattamalla, joten kuparitasojen käyttö piirilevyllä vetojen sijasta on suositeltavaa niissä paikoin missä se on suinkin mahdollista. Tasoilla paitsi minimoidaan häviöt, myös parannetaan lämmönsiirtoa levyllä sekä pienennetään EMI-häiriöitä. Etenkin erillisessä piirilevykerroksessa olevan yhtenäisen maatasojen käyttö on lähes välttämättömyys suurien virtojen takia, jolloin saavutetaan maksimaalinen vedon leveys sekä minimoidaan maavedon pituus. Tällöin komponenttien maajalkojen viereen on syytä laittaa useita läpivientejä, etenkin suurivirtaisissa osissa. Maa toimii koko kytkennän perusreferenssitasona sekä silmukkavirtojen paluureittinä. Mikäli kytkennän maa on huonosti suunniteltu saattaa se estää hakkurin vakaan toiminnan. Maadoitusta piirilevyllä suunniteltaessa on syytä miettiä tarkemmin ohjainpiirin maata. Siihen liittyy itse ohjainpiiri sekä sen passiiviset komponentit. Näihin passiivisiin komponentteihin kuuluvat mm. lähtöjännitteen vastusjännitejako ohjainpiirin takaisinkytkentänastastaan sekä virtamuotoisessa ohjauksessa käytettävä virranmittausvastus. Ohjainpiirin vakaan ja tarkan toiminnan edellytyksenä on mittauksien vakaus, joka taataan maan vakaudella. Piirilevy-suunnittelussa pyritään ohjainpiirin maa erottamaan erilliseksi maatasoksi muusta hakkurin maasta. Maat täytyy tietenkin yhdistää yhdessä pisteessä toisiinsa, jotta saadaan ohjainpiirin maan potentiaalitaso samaksi muun hakkurin maan kanssa. Hyvä yhdistymispiste on lähtöpuolen kondensaattorin juotospisteessä kuvan 33 mukaisesti. Toteuttamalla näin hakkurin maadoitus estetään suuritaajuisten virtojen kiertäminen ohjainpiirin mittauksia häiritsemässä. /29/



Kuva 33. Boost-hakkurin maat. Ohjainpiirin maa yhdistetään vain lähtöpuolen kondensaattorin juotospisteessä muun hakkurin maan kanssa, jotta hakkurin häiriöt eivät häiritse ohjainpiirin toimintaa. /29/

Tarkastellaan vielä lähtöpuolen kondensaattorien sijoittamista piirilevyllä. Sama pätee myös tulopuolen kondensaattoreille. Usein hakkurin lähtöön tarvitaan useampia kuin yksi kondensaattori, kappaleessa 3.3.3 esitettyjen perusteiden takia (*ESR*, virran väreen sietokyky). Hyvin tyypillinen ja houkutteleva tapa on sijoittaa kondensaattorit riviin vierekkäin ja vetää vedot niiden välille, kuten kuvassa 34a on esitetty. Näin kytkemällä jakautuu kuitenkin rivissä ensimmäisenä olevalle kondensaattorille huomattavasti suurempi osa virran väreestä kuin rivissä jäljempänä olevalle, koska johtimen impedanssi kasvaa aina mitä pidemmälle johdinta virta etenee. Kytkemällä kondensaattorit kuvan 34b mukaisesti saadaan etäisyydet kytkindiodilta kummallekin kondensaattorille melko lailla saman pituisiksi sekä näin myös johtimen impedanssit lähestulkoon yhtä suuriksi, joten virran väreet jakautuvat tasaisemmin kondensaattoreille eikä näin ollen rivin ensimmäisen kondensaattorin elinikä lyhene mitään huomattavasti enemmän ylläkirjituksen takia. /29/



Kuva 34. Lähtöpuolen kondensaattorien a) huono ja b) parempi sijoittaminen /29/.

4 AKKUJEN LATAAMINEN

Akun latausjärjestelmän suunnittelu kannettavaan elektroniikkalaitteeseen vaatii paitsi laitteessa käytettävän akun, myös sovelluksen vaatimusten tarkkaa tuntemista. Akun latausjärjestelmästä voidaan yksinkertaisimmillaan toteuttaa vain erillinen akkulaturi, johon akku laitteesta irrottamisen jälkeen asetetaan latautumaan, mutta nykyaikaisten kannettavien laitteiden akkujen latausjärjestelmä sisällytetään yleensä itse laitteeseen.

Eri akkutyypit asettavat tiettyjä vaatimuksia lataukselle. Latausjärjestelmän suunnittelijan tulee tietää akusta ainakin seuraavia asioita: sopiva latausvirta, latausjännite ja sen lämpötilariippuvuus, mahdolliset latauksen katkaisumenetelmät, onko akkukoteloon mahdollista sijoittaa lämpötilasensori, lämpötilan vaikutukset latauksessa ja suositeltu latausmetodi, jolla taataan akulle pisin mahdollinen elinikä. Lisäksi on tiedettävä itse laitteesta ainakin seuraavia asioita: minkälaista teholähdettä on latauksessa mahdollista käyttää, latauksen nopeusvaatimukset, käytetäänkö laitetta samaan aikaan kun akkua ladataan, onko tarvetta ohjata latausjärjestelmää jotenkin, minkälaiset ilmoitukset tarvitaan latauksen tiloista (akku latautuu, täynnä, vikatila jne.) ja mitä latausjärjestelmä tekee jos akku irrotetaan kesken latauksen.

Akkujen datalehdistä saa tietoa kullekin akkumallille sopivista latausvirroista ja latausmenetelmistä. Tässä kappaleessa tarkastellaan lyhyesti vain yleisimpien kannettavissa elektroniikkalaitteissa käytettävien akkujen, kuten nikkeli-kadmium-, nikkeli-metallihydridi- ja litium-ioniakkujen, tavallisimpia latausmenetelmiä.

4.1 Nikkeli-kadmiumakkujen lataaminen

Nikkeli-kadmium- eli NiCd-akut ladataan tavallisesti vakiovirralla. Yleisesti suositeltu hidas ”yli yön” lataustapa on lataus $C/10h$ virralla, missä C tarkoittaa akun valmistajan akulle ilmoittamaa kapasiteettia milliamppeeritunteina (mAh). Akku on suunniteltu kestävämpään ylilatausta tällä virralla periaatteessa loputtomiin eli akun lämpötila ei nouse liikaa eikä akku muutenkaan vaurioidu. /32, s. 428 - 434/

Akun pikalataus vaatii järjestelmän luotettavuuden takaamiseksi ensisijaisen sekä toissijaisen (vara) latauksen katkaisumenetelmän. Näillä menetelmillä varmistetaan, ettei akku pääse ylilatautumaan vaikka toinen menetelmä pettäisikin. Ylilatauksen seurauksena akun lämpötila nousee liikaa ja ylipaineventtiili laukeaisi liiallisen hapenmuodotuksen seurauksena. Korkeissa lämpötiloissa akku ei myöskään varaudu kokonaan vaan maksimikapasiteetti saavutetaan huoneenlämmössä. Pikalataus NiCd-akuille voidaan tehdä datalehtien suositusten mukaan, yleensä nopeimmillaan 15 - 30 minuutissa. Ensisijaisena latauksen katkaisumenetelmänä käytetään yleensä joko dT/dt -menetelmää tai $-\Delta V$ -menetelmää. dT/dt -menetelmässä lataus lopetetaan kun akun lämpötila nousee tietyn verran tietyssä ajassa. $-\Delta V$ -menetelmässä sen sijaan lataus lopetetaan kun akun napajännite alkaa laskea täyteen latautumisen jälkeen. Molemmissa menetelmissä pientä ylilatausta on jo tapahtunut, mutta yleensä se ei haittaa. Toissijaisena latauksen katkaisumenetelmänä käytetään ΔT_{CO} -menetelmää, T_{CO} -menetelmää tai ajastinta. ΔT_{CO} -menetelmässä akun lämpötilan ja ympäristön lämpötilan välille on määritetty tietty arvo, jonka jälkeen akun lataus viimeistään katkaistaan. T_{CO} -menetelmässä lataus

katkaistaan tietyn lämpötilan ylittymisen jälkeen. Ajastimella voidaan lataus katkaista tietyn ajan kuluttua. Valvontamenetelmän valinta vaikuttaa akusta saatavaan kapasiteettiin ja elinikään. /33/

Yksinkertaisimmillaan NiCd-akun lataus onnistuu käyttämällä latausvirtana $C/10h$, jolloin ei tarvita mitään latauksen katkaisumenetelmiä. Mikäli kuitenkin on tarvetta ladata NiCd-akkuja nopeammin, kuten nykyaikaisissa laitteissa lähes aina, on latausjärjestelmässä käytettävä edellä esiteltyjä latauksen lopetusmenetelmiä. Tähän on olemassa eri valmistajilla, kuten Maxim Integrated Products Inc, Linear Technology Corporation ja Texas Instruments Incorporated (Benchmark), valmiita mikropiirejä. Nämä mikropiirit vaativat ympärilleen yleensä vain muutamia oheiskomponentteja, jolloin ne pystyvät huolehtimaan koko akun latausrutiinin. Latauspiirejä on saatavilla lineaariregulaattori-periaatteella toimivia tai paremman hyötysuhteen omaavia hakkuriperiaatteella toimivia piirejä. Valmiilla latauspiireillä on se ongelma, etteivät ne välttämättä täysin sovellu vaadittuun sovellukseen. Tällöin latausjärjestelmä kannattaa toteuttaa jollain mikrokontrollerilla, jolloin voidaan latausjärjestelmästä tehdä juuri sellainen kuin oma sovellus vaatii.

4.2 Nikkeli-metallihydridiakkujen lataaminen

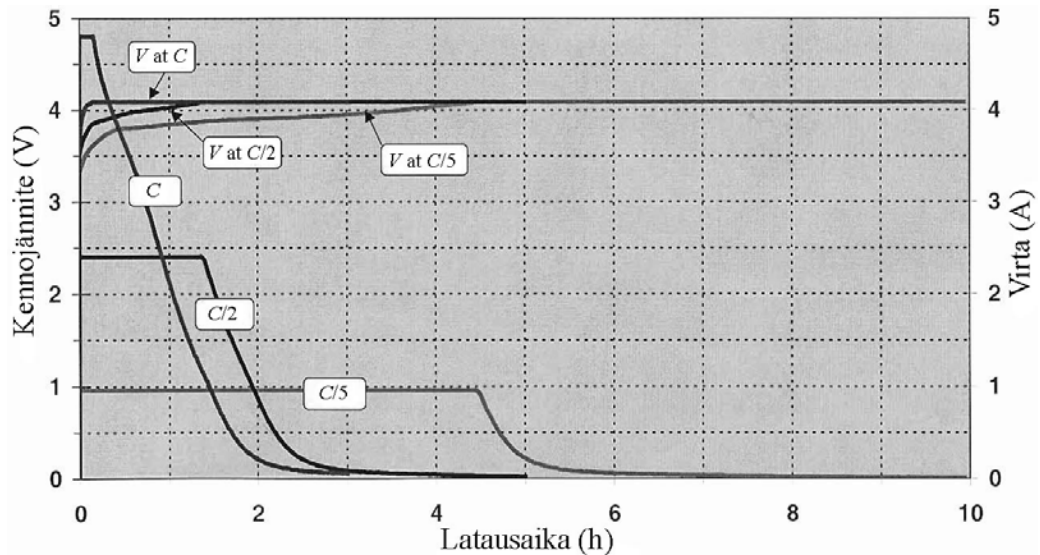
Nikkeli-metallihydridi- eli NiMH-akkujen lataaminen on periaatteessa hyvin samantapaista kuin NiCd-akkujen lataaminen. NiMH-akut ovat kuitenkin huomattavasti herkempiä vaurioitumaan ylilatauksessa. Lataaminen $C/10h$ virralla sopii hyvin ”yli yön” latauksiin, mutta viimeistään 16 tunnin kuluttua latausvirta on pudotettava arvoon $C/40h$, jottei akku vaurioituisi. Pienillä latausvirroilla riittää siis latauksen lopetusmenetelmäksi ajastimeen perustuva katkaisu. /32, s. 434 – 435/

Pikalatauksessa tarvitaan taas ensi- ja toissijainen latauksen katkaisumenetelmä. NiMH-akkujen jännite nousee latauksen aikana hitaammin kuin NiCd-akkujen. Ensisijaisena latauksen katkaisumenetelmänä käytetään yleensä joko zero dV/dt -menetelmää tai $-\Delta V$ -menetelmää. Zero dV/dt -menetelmässä katkaistaan lataus akun jännitteen nousunopeuden (nollatasoon nähden) perusteella. Lataus katkaistaan yleensä kun akun jännite ei enää nouse ollenkaan. $-\Delta V$ -menetelmää käytettäessä mittauksen on oltava erityisen tarkka, sillä kun akku on latautunut täyteen on jännitepudotus paljon pienempi kuin NiCd-akulla, jotakuinkin luokkaa 2,5 mV. Toissijaisena latauksen katkaisumenetelmänä käytetään yleensä T_{CO} -menetelmää tai ajastinta. Yleensä latauksen katkaisun jälkeen NiMH-akkuja on tapana ladata $C/40h$ virralla, jotta sen suurehko itsepurkautuminen saadaan kumottua. /33/

NiMH-akkujen latauksessa on aina käytettävä jotain latauksen lopetusmekanismia. Samoilta valmistajilta, jotka valmistavat NiCd-akkujen latauspiirejä löytyy valmiita latauspiirejä myös NiMH-akkujen lataukseen. Toinen mahdollisuus on jälleen suunnitella itse latausjärjestelmä käyttäen jotain mikrokontrolleria.

4.3 Litium-ioniakkujen lataaminen

Li-Ion-akut eivät kestä pikalatausta niin hyvin kuin NiCd- tai NiMH-akut. Lataus suoritetaan vakiovirralla siihen asti, kunnes kennon jännite on saavuttanut 4,1 V:a (tai 4,2 V:a riippuen akun valmistajasta). Tämän jälkeen siirrytään lataamaan vakiojännitteellä, jonka täytyy olla erittäin tarkka, yleensä $4,1 \text{ V} \pm 1 \%$. Jos latausjännite on liian suuri saattaa akku vaurioitua pysyvästi ja jos jännite on taas liian pieni niin akku ei lataudu täyteen. Latausvirta alkaa vakiojännitelatausvaiheessa pudota eksponentiaalisesti sitä mukaan kun akku täyttyy. Lataustavasta käytetään yleensä lyhennettä ”CC-CV” eli ”Constant Current – Constant Voltage”. Maksimilatausvirta on Li-Ion-akuille yleensä $1C/h$, eikä latausvirran kasvattaminen tästä nopeuttaisi latausta juurikaan, koska suurimman osan ajasta vie vakiojännitteellä lataus. Kuvassa 35 on esitetty Li-Ion-akun ”CC-CV”-latausmenetelmä. Ylemmät käyrät kuvaavat akun jännitettä ja alemmat käyrät latausvirtaa. /33/



Kuva 35. Li-Ion akun ”CC-CV”-latausmenetelmä. Akun lataus suoritetaan aluksi vakiovirralla kunnes akun jännite on noussut 4,1 V:in, jonka jälkeen latausvirta alkaa pudota eksponentiaalisesti kunnes akku on täynnä. Kuvan ylemmät käyrät kuvaavat akun jännitettä eri latausvirroilla ja alemmat käyrät latausvirtaa. /34/

Ensisijaisena latauksen katkaisumenetelmänä käytetään yleensä I_{MIN} -menetelmää täydennettynä joskus ajastimella. I_{MIN} -menetelmässä tarkkaillaan latausvirtaa. Kun latausvirta putoaa vakiojännitelataukseen siirtymisen jälkeen tietyn rajan (esim. 100 mA) alle katkaistaan lataus. Joissain tapauksissa latausta jatketaan tämän rajan jälkeen vielä n. 30 – 90 minuuttia, jotta akku saadaan ladattua täydemmäksi. Latausvirta putoaa eksponentiaalisesti, joten akun aivan täyteen latautuminen kestää kauan, koska loppulataus tapahtuu hyvin pienellä virralla. Toissijaisena latauksen katkaisumenetelmänä käytetään yleensä joko ajastinta tai akun lämpötilaan perustuvia menetelmiä: T_{CO} , ΔT_{CO} , dT/dt . /33/

Myös Li-Ion-akkujen lataamiseen löytyy valmiita mikropiirejä samoilta valmistajilta, jotka valmistavat latauspiirejä NiCd- sekä NiMH-akuille. Kuten NiCd- ja NiMH-akkujenkin tapauksessa on Li-ion-akkujen latausjärjestelmä mahdollista suunnitella itse käyttäen jotain mikrokontrolleria huolehtimaan akun latausrutiineista.

Samat latausmenetelmät sopivat myös pääosin litium-polymeeriakuille. Ne eroavat pääosin vain latauksen lopetusjännitteessä ja latausvirrassa.

5 TEHOLÄHDEPIIRILEVYN SUUNNITTELU

Tässä kappaleessa perehdytään erään tehölähdepiirilevyn suunnitteluvaiheisiin sekä tutkitaan mittauksin siinä tehtyjä ratkaisuja. Suunniteltavan tehölähdepiirilevyn sovel-
luskohteena on Environics Oy:n akkukäyttöinen ChemPro100-kaasuhälytin kemiallisille
taisteluaineille ja muille vaarallisille kaasuille tai yleensäkin haihtuville yhdisteille.



Kuva 36. ChemPro100-kaasuhälytin.

5.1 Vaatimukset tehölähdepiirilevylle

Sovelluskohde sekä valittu akkutyypin asettivat vaatimukset tehölähdepiirilevylle. Laitteen kotelon koko ja muoto sekä näin ollen myös tehölähdepiirilevyn mitat ja paikka olivat jo pääpiirteittäin päätetty kun tehölähdepiirilevyä alettiin suunnittelemaan. Lisäksi laitteen rakenteen vuoksi komponentteja ei voitu sijoittaa kuin yhdelle puolelle piirilevyä, sekä komponenteiksi kävivät vain pintaliitosmalliset. Komponenttien sijoittelupinta-alaa piirilevylle jäi noin 57 cm². Komponenttien maksimaaliseksi korkeudeksi oli määritetty 7 mm, mutta joissakin levyn kohdissa oli laitteen kotelon muotojen vuoksi vieläkin tiukemmat rajat.

Akkuna laitteessa käytettiin SAFT America Inc:n MP176065 litium-ioniakkua (Li-Ion). Sen nimellijännite on 3,6 V, maksimijännite on $4,1 \text{ V} \pm 1 \%$ ja kapasiteetti on 5500 mAh. Tästä akkujännitteestä täytyi muuntaa laitteen tarvitsemat jännitteet. Tarvitavat jännitteet, niiltä vaadittavat virrat ja tehot mitattuna protolaitteesta on esitetty taulukossa 2.

Taulukko 2. Teholähdepiirilevyltä vaadittavat jännitteet, virrat ja tehot.

Jännite:	Vaadittu virta:	Vaadittu teho:
+5 V Digitaali	400 mA	2 W
+12 V Digitaali	220 mA	2,64 W
+15 V Analogia	20 mA	0,3 W
-15 V Analogia	20 mA	0,3 W

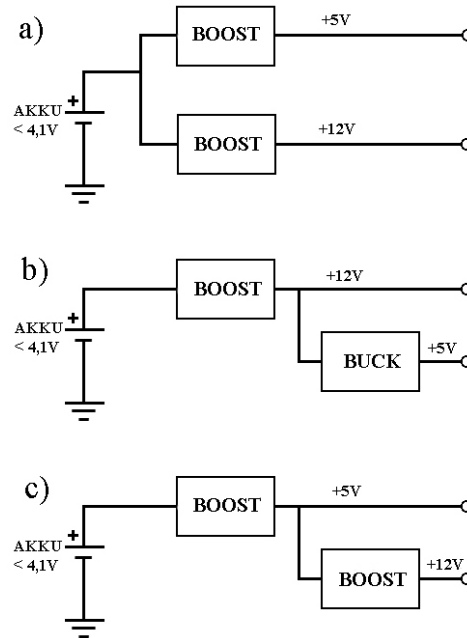
Laitteen täytyi toimia akun lisäksi myös ulkoisella tehollähteellä, sekä akkua täytyi pystyä lataamaan tehollädepiirilevyltä sijaitsevalla latausjärjestelmällä myös laitteen ollessa käynnissä.

Tehollädepiirilevylle tuli myös muuta elektroniikkaa, kuten mittausanturin lämmitysvastuksen ja ilmapumpun ohjauselektronikat sekä erilaisia liityntöjä, mutta näihin ei puututa tässä työssä sen enempää. Myöskään analogiajännitteiden, $\pm 15 \text{ V}$, toteutuksen suunnittelua ei tarkastella tässä työssä vaan todetaan, että ne toteutettiin +5 V:n jännitteestä erotetulla DC-DC-muuntimella häiriöiden minimoimiseksi.

5.2 Tehollähdetopologian valinta

Kun tiedetään asetetut vaatimukset tehollädepiirilevylle voidaan valita sopivat tehollähdetopologiat tarvittavien jännitteiden tuottamiseen. Tässä tapauksessa valinta on melko yksinkertainen. Akkujännite on matalampi kuin halutut jännitteet, joten lineaaristen regulaattorien käyttö on mahdotonta, kuten kappaleessa 2.1 on kerrottu. Tämän lisäksi tehollähteeltä vaaditaan melko suuria lähtötehoja taulukon 2 mukaisesti. Joten vaikka valittu akku olisikin sallinut jännitteen puolesta lineaaristen regulaattorien käytön, ei niiden käyttö olisi ollut kuitenkaan järkevää niiden suurten tehohäviöiden takia. Jotta akkukäyttöiselle laitteelle taataan mahdollisimman pitkä käyttöaika on tehollähteen hyötysuhteen oltava mahdollisimman hyvä. Tähän päästään vain hakkuritopologioilla, kuten kappaleessa 2.2 todetaan. Toisin kuin lineaariset regulaattorit, hakkurit aiheuttavat nopeilla kytkentäilmiöillään häiriötä ympäristöön. Nämä on pyrittävä suunnittelun keinoin minimoimaan, jottei laitteen toiminta häiriytyisi.

Teholähdepiirilevylle tarvitaan siis kaksi hakkuriteholähdettä, joista toisella tehdään 5 V:n ja toisella 12 V:n jännite. Nämä jännitteet on mahdollista toteuttaa hakkureilla kolmella eri tavalla, jotka on esitetty lohkokaavioin kuvassa 37.



Kuva 37. Jännitteiden mahdolliset toteutustavat hakkureilla.

Tähän sovellukseen paras vaihtoehto on kytkentä, jolla saadaan teholähdepiirilevylle parhain kokonaishyötysuhde. Teholähteen hyötysuhde η määritetään lähtötehon P_{out} ja tulotehon P_{in} suhteena

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}}. \quad (28)$$

Tätä yhtälöä käyttämällä voidaan laskea kuvan 37 kytkentävaihtoehdoille akusta vaadittava teho, jolloin voidaan verrata niiden kokonaishyötysuhteita. Hakkureilta otettavina tehoarvoina käytetään taulukon 2 arvoja, jolloin kokonaislähtötehoksi tulee 4,64 W. Laskuissa on oletettu boost-hakkurien hyötysuhteeksi 85 % ja Buck-hakkurin 95 %.

Kuvan 37a kytkennän akusta ottamaksi tehoksi saadaan

$$P_{in} = \frac{2W}{0,85} + \frac{2W}{0,85} = \underline{\underline{5,46W}}, \quad (29)$$

jolloin kokonaishyötysuhteeksi saadaan 85 %.

Kuvan 37b kytkennän akusta ottamaksi tehoksi saadaan

$$P_{\text{in}} = \frac{\frac{2W}{0,95} + 2,64W}{0,85} = \underline{\underline{5,58W}}, \quad (30)$$

jolloin kokonaishyötysuhteeksi saadaan 83 %.

Kuvan 37c kytkennän akusta ottamaksi tehoksi saadaan

$$P_{\text{in}} = \frac{\frac{2,64W}{0,85} + 2W}{0,85} = \underline{\underline{6,01W}}, \quad (31)$$

jolloin kokonaishyötysuhteeksi saadaan 77 %.

Yhtälöiden (29) - (31) tuloksista nähdään, että tähän sovellukseen paras hakkurien kytkentätapa on kytkeä boost-hakkurit rinnakkain kuvan 37a mukaisesti, jolloin saadaan teholähdepiirilevyn kokonaishyötysuhde parhaimmaksi.

Koska akkujännite on maksimissaan 4,1 V, muuntaminen hakkureilla täytyy siis tapahtua ylöspäin. Kappaleessa 2.2 esitellyistä perushakkuritopologioista tähän tehtävään pystyvät boost-hakkurin lisäksi kaksi muuta topologiaa: Buck-boost sekä flyback. Näillä kahdella muunnos onnistuu myös alaspäin. Tässä tapauksessa tärkein topologian valintakriteeri oli hyötysuhde. Boost-hakkureilla päästään parhaimmillaan jopa lähes 20 prosenttiyksikköä parempiin hyötysuhteisiin kuin flyback- sekä Buck-boost-hakkureilla, johtuen pääosin sen huomattavasti pienemmistä huippuvirroista. Toinen tärkeä valintakriteeri oli pieni koko. Boost-hakkurit vievät yksinkertaisella rakenteellaan voiton tässäkin osa-alueessa. Boost-hakkurien huonona puolena on, että sen tulojännite ei saa ylittää juurikaan sen lähtöjännitettä, joka tässä tapauksessa on 5 V. Buck-boost- sekä flyback-hakkureiden laaja tulojännitealue olisi hyvä ominaisuus teholähdepiirilevylle, jolloin voitaisiin käyttää laitteessa haluttaessa esimerkiksi akkua, jonka jännite olisi suurempi kuin hakkurien lähtöjännitteet. Tässä katsottiin kuitenkin edellä mainittujen valintakriteerien painavan enemmän kuin tämä laaja tulojännitealue. Myöskään flyback-hakkurin muuntajan suomalaiselle ominaisuudelle, jolla saadaan hakkurin tulo- ja lähtö galvaanisesti erotettua toisistaan, ei nähty tarvetta näiden jännitteiden osalta.

5.3 Teholähdepiirilevyn ensimmäinen versio

Tässä kappaleessa käsitellään tehölähdepiirilevyn ensimmäiseen versioon valittuja ratkaisuja sekä tutkitaan sen toimivuutta. Tämän levyversion suunnittelussa ei oltu perehdytty vielä tarpeeksi kappaleessa 3 esitettyihin suunnitteluperiaatteisiin, mistä syystä siinä esiintyykin joitain teorian kanssa hyvinkin ristiriitaisia valintoja. +12V:n boost-hakkuria ei tässä työssä käsitellä juurikaan aikaisemmissa kappaleissa mainittua enempää, vaan keskitytään +5V:n boost-hakkurin tutkimiseen. Senkään komponenttien mitoitus ei tässä juuri puututa, vaan myöhemmin kappaleessa 5.4 on esitetty mitoitus hakkurin parannelulle versiolle. Ensimmäisen levyversion huonot puolet selvitetään tässä kappaleessa, joita seuraava levyn versio sitten suunnitellaan parantamaan kappaleessa 5.4.

5.3.1 Boost-hakkurien ohjainpiirien valinta

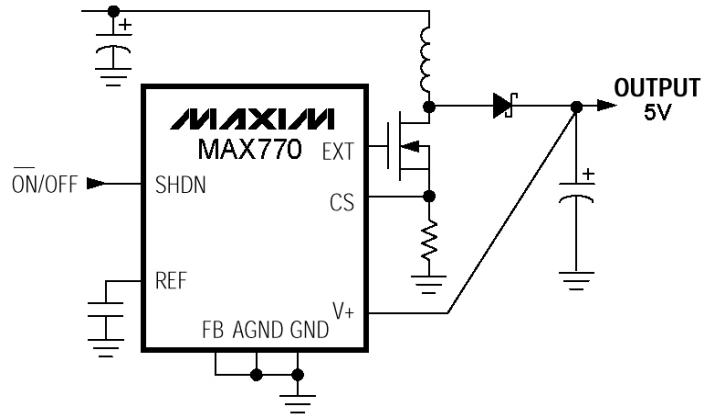
Boost-hakkurien ohjainpiirejä valmistavat useat komponenttivalmistajat kuten: Maxim Integrated Products Inc, Linear Technology Corporation, National Semiconductor, Fairchild Semiconductor International sekä Texas Instruments Incorporated (Unitrode). Kunkin valmistajan piirit ovat datalehtien mukaan hyvin pitkälti samantyyppisiä ominaisuuksiltaan ja kun valmistajat vielä datalehdissään pyrkivät mainostamaan omaa piiriään mahdollisimman hyväksi, on valinta ilman niiden testaamista hankalaa. Tällä levyllä päätettiin käyttää Maxim Integrated Products Inc:n ohjainpiirejä sekä +5V:n että +12V:n hakkureissa. Valintaan vaikutti datalehtien mainostamien ominaisuuksien, joita tutkitaan edempänä, lisäksi myös niiden helppo ja nopea saatavuus näytekappaleina. Maxim tarjoaa internet kotisivuillaan, www.maxim-ic.com, piiriensä näytekappaleiden tilaamismahdollisuuden, jossa kustakin haluamastaan piiristä voi tilata kaksi kappaletta näytteinä. Tämä antaa suunnittelijoille mahdollisuuden tehölähderatkaisujen nopeaan testaamiseen.

Suunnittelun tässä vaiheessa tärkeimmät ohjainpiiriltä vaadittavat ominaisuudet olivat riittävän alhainen minimitulojännitearvo sekä mahdollisuus suurempaankin lähtövirtaan kuin taulukossa 2 on kerrottu. Myös hyvään hyötysuhteeseen ja mahdollisimman pienen kokoon pyrittiin, ottaen kuitenkin huomioon edellä esitetyt vaatimukset. Ohjainpiiriltä vaaditaan alhaista minimitulojännitearvoa, jotta akku voitaisiin käyttää mahdollisimman loppuun asti, ja näin ollen laitteen käyttöaika kasvaisi. Suunnittelun tässä vaiheessa ei ollut täyttä varmuutta kuinka paljon virtaa laite valmistuessaan tarvitsisi, joten taulukon 2 lähtövirta-arvot olivat vain suuntaa antavia arvioita. Tämän takia päätettiinkin käyttää ohjainpiiriä, jolla olisi vain pienien komponenttinvaihdosten jälkeen mahdollista saada suurempiakin virtoja ulos tarvittaessa. Tämä rajasi pois ohjainpiirit, joissa oli sisäinen kytkintransistori sekä ohjainpiirin sisällä määritetty virtaraja. Tämän vaatimuksen seurauksena hakkurien hyötysuhteet jäivät huonommiksi sekä niiden koot suuremmiksi kuin jos oltaisiin voitu käyttää esimerkiksi +5V:n tapauksessa sisäisillä kytkimillä toimivaa synkronisesti tasasuunnattua boost-hakkuria (kappale 3.5.3).

+5V:n boost-hakkurin ohjainpiiri

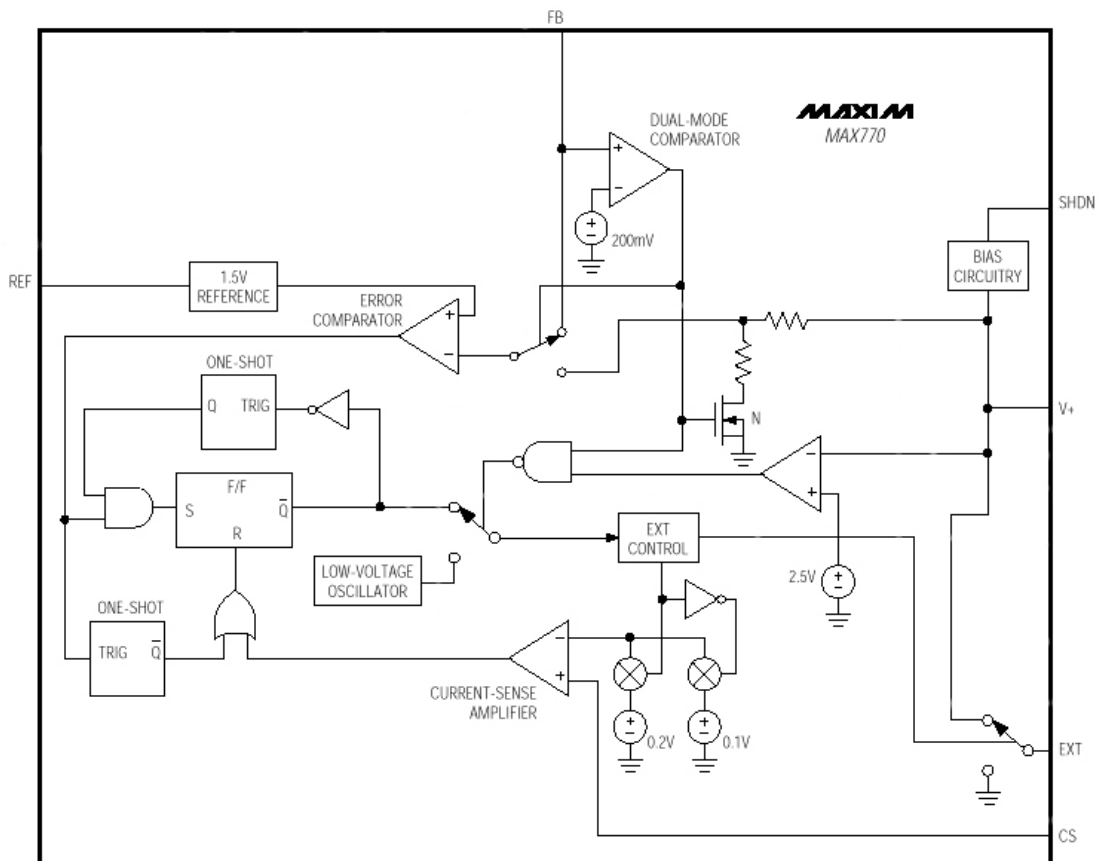
/23/

+5V:n boost-hakkurille valittiin lopulta SO8-koteloinen ohjainpiiri. Tyypillinen ohjainpiirin kytkentä on esitetty kuvassa 38. Sen lähtöjännite on esiasetettu 5V:in, joten ulkoista jännitteensäätövastusjakoa ei tarvita takaisinkytkentään. Tällöin sen sallittu minimitulojännite on datalehden mukaan 2,0 V (Bootstrapped-moodi), joka riittää mainiosti, koska käytetyn akun minimitoimintajännite on noin 2,7 V. MAX770 käyttää ulkoista kytkintransistoria sekä -diodia. Maksimilähtövirta säädetään halutuksi virranmittausvastuksella. Maksimilähtötehoksi on datalehdessä määritetty 15 W.



Kuva 38. MAX770-ohjainpiirin kytkentä /23/.

MAX770-ohjainpiiri käyttää Maxim Integrated Products Inc:n yksinoikeudella kehittämää virtarajoitettuun pulssitaajuusmodulaatioon (PFM) perustuvaa ohjausmetodia. Datalehden mukaan se yhdistää sekä pulssitaajuusmodulaation PFM (pieni lepovirta, 110 μ A) että pulssinleveysmodulaation PWM (hyvä hyötysuhde suurilla kuormituksilla) edut, taaten näin hyvän hyötysuhteen laajalla lähtövirta-alueella. Siinä on myös suurempi virranantokyky kuin normaaleissa PFM-ohjaimissa. Kuvassa 39 on esitetty ohjainpiirin lohkokaavio.

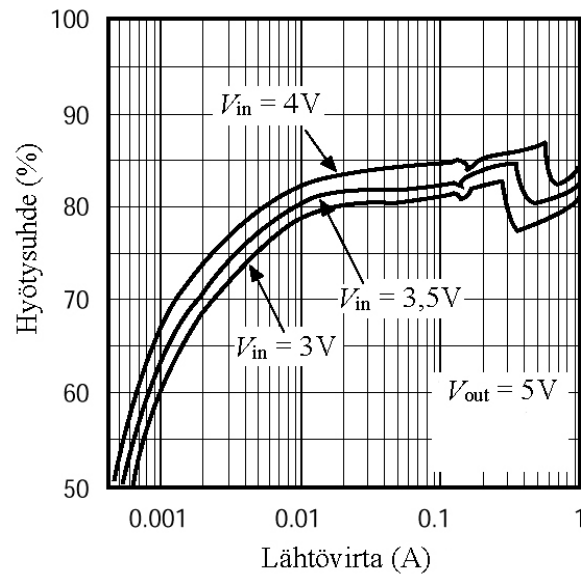


Kuva 39. MAX770-ohjainpiirin lohkokkaavio /23/.

Poiketen perinteisistä PFM-ohjaimista MAX770 mittaa lähtöjännitteen lisäksi myös kelan huippuvirtaa virranmittausvastuksella. Perinteisissä PFM-ohjaimissa kytkintransistoria ei kytketä johtamaan ennen kuin huomataan lähtöjännitteen poikkeavan halutusta arvosta. MAX770-ohjainpiirissä on kuitenkin säädetty kytkintransistorin maksimijohtamisaika (16 μs) ja minimijohtamattomuusaika (2,3 μs). Kun kytkintransistori siirtyy johtamattomaksi, pitää piiri sen johtamattomana 2,3 μs :n ajan. Tämän minimiajan jälkeen kytkintransistori joko pysyy johtamattomana, mikäli lähtöjännite on halutussa arvossa, tai alkaa johtamaan, mikäli lähtöjännite ei ole pysynyt halutussa arvossa. Kun kytkintransistori siirtyy johtavaksi niin se pysyy myös johtavana kunnes joko maksimijohtamisaika on saavutettu (16 μs) tai kelan virta kasvaa virranmittausvastuksella säädettyyn arvoon. Ohjainpiirin kytkentätaajuus siis vaihtelee kuormituksen sekä tulojännitteen mukaan, maksimikytkentätaajuus on 300 kHz.

Hakkurin hyötysuhdetta pienillä kuormituksilla on pyritty parantamaan MAX770-ohjainpiirillä. Aina kun lähtöjännite on poikennut arvostaan, niin kahden ensimmäisen kytkintransistorin ohjauspulssin ajan ohjainpiirin virtarajana onkin vain puolet virranmittausvastuksen määrittämästä virtarajasta. Mikäli lähtöjännite saadaan näillä kahdella ohjauspulssilla jo tasaantumaan, niin virtarajaksi jätetään tämä arvo, jolloin kytkimen johtamisaikaa saadaan lyhennettyä ja näin ollen tehohäviöitä vähennettyä. Mikäli kuitenkin näiden kahden ohjauspulssin jälkeen lähtöjännite ei ole tasaantunut haluttuun arvoon, niin seuraaville pulsseille virtarajana on virranmittausvastuksen määräämä arvo.

Kuvassa 40 on ohjainpiirin datalehdessä esitetty käyrästä hakkurin tyypillisestä hyötysuhteesta kuormituksen funktiona.

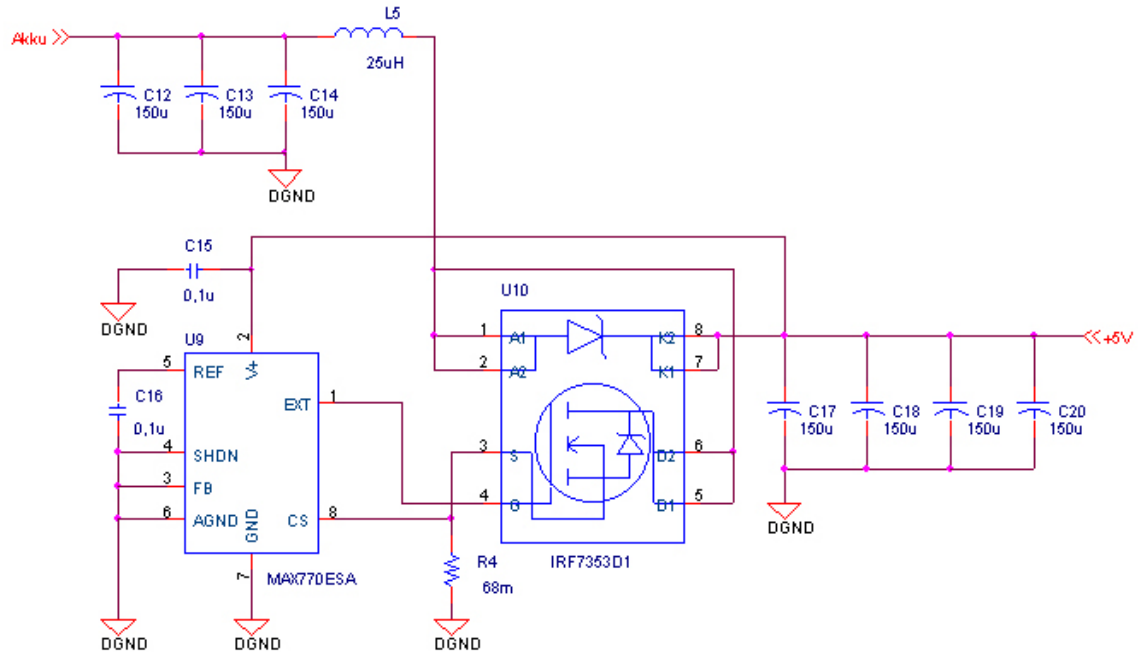


Kuva 40. Datalehdessä mukaan MAX770-ohjainpiirillä saavutettava hyötysuhde kuormituksen funktiona (Bootstrapped) /23/.

MAX770 on mahdollista kytkeä kahteen eri toimintamoodiin: Bootstrapped ja Non-Bootstrapped. Bootstrapped-moodissa ohjainpiiri saa käyttöjännitteensä (pinni V+) hakkurin lähdöstä (kuva 38). Tällöin hakkurin sallittu tulojännitealue on 2,0 V:sta lähtöjännitteeseen. Kytkintransistorin ohjaus vaihtuu tässä moodissa lähtöjännitteestä maahan. Non-Bootstrapped-moodissa ohjainpiiri käyttää hakkurin tulojännitettä käyttöjännitteensä. Tällöin, koska tulojännite on boost-hakkurilla aina pienempi kuin lähtöjännite, kulutetaan vähemmän energiaa kytkintransistorin hilakapasitanssin lataamiseen ja purkamiseen. Bootstrapped-moodia suositellaan kuitenkin käytettäväksi, kun ohjainpiirin käyttöjännitteeksi tulisi alle 5 V. Non-Bootstrapped-moodissa hakkurin lähtöjännite ei ole myöskään esisäädetty 5 V:in vaan se joudutaan asettelemaan vastusjaolla. Tällöin hakkurin minimitulojännite on myös turhan korkea eli 3,0 V. Edellä mainitut asiat huomioiden valittiin tässä sovelluksessa MAX770-ohjainpiirin toimintamoodiksi Bootstrapped.

5.3.2 +5V:n boost-hakkurin kytkentä

Teholähdepiirilevyn ensimmäiseen versioon toteutetun +5V:n boost-hakkurin kytkentä on esitetty tässä kappaleessa. Valitut komponentit näkyvät kuvasta 41.



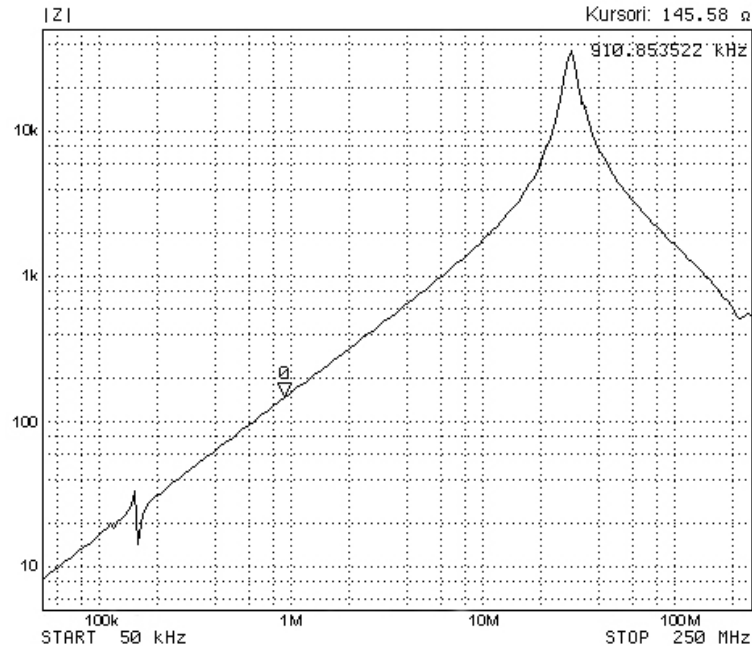
Kuva 41. +5V:n boost-hakkurin kytkentä.

Kytkenän kela $L5$ on itse käämitty. Pyöreää kuparijohdinta (halkaisija 0,70 mm), jossa on eristekerros päällä, on kierretty toroidisydämen ympärille yhtälöstä (11) johdetun yhtälön (32) mukainen kierrosmäärä N .

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}}, \quad (32)$$

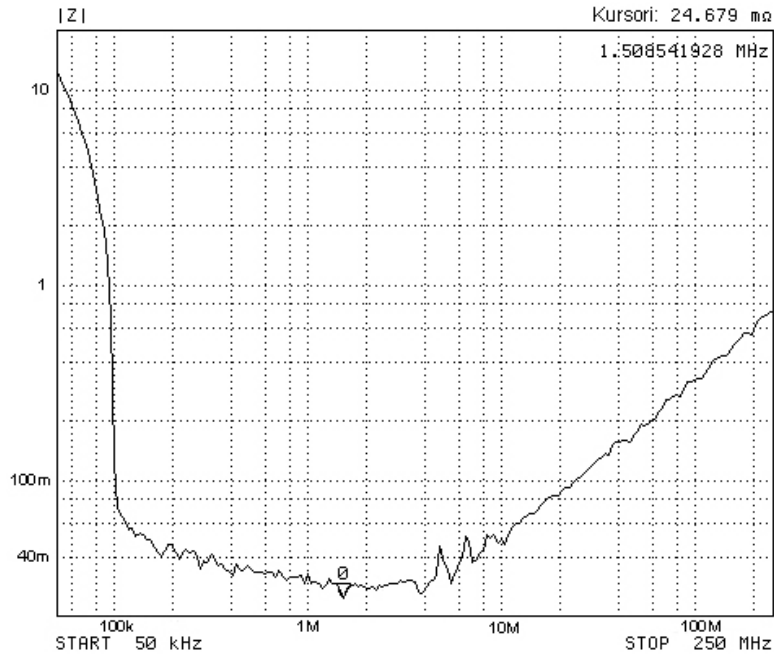
missä L on kelan induktanssi ja A_L on kelasydämen datalehdessä annettu luku käämi-kierrosmäärän määrittämiseksi.

Toroidisydämenä on käytetty Philipsin mallia TN14/9/5-4C65, jonka ferriittimateriaali on 4C65. Sydämen efektiivinen pituus on 35 mm. Datalehdessä luku A_L on 55 nH, mutta mittaukset osoittivat sen olevan noin 28 nH. Kelan induktanssia 25 µH vastaava käämikierrosmäärä on siis 29. Kelan taajuuskäyttäytyminen on esitetty impedanssin itseisarvokäyrässä kuvassa 42.



Kuva 42. Itse käämityn 25 μH kelan impedanssin itseisarvokäyrä. Kelan resonanssitaajuus on noin 28 MHz.

Keraamisia kondensaattoreita ei ollut levyn suunnitteluvaiheessa saatavilla tarpeeksi suurilla kapasitanssiarvoilla, joten tulo- ja lähtöpuolen kondensaattoreina on käytetty Vishay Sprague:n pintaliitosmallisia (R-kotelo) tantaalikondensaattoreita. Kapasitanssiarvo on 150 μF ja jännitekesto on 16 V (Tyyppi: 595D157X0016R2T). Ne ovat ns. matala *ESR*-mallisia. Niiden *ESR*-arvoksi on määritetty datalehdessä 100 kHz:n taajuudella 0,13 Ω , joka pysyy käyrästöjen perusteella melko tasaisena useiden megahertsien taajuuksille asti. RMS-virran väreen kestoksi on datalehdessä määritetty 100 kHz:n taajuudella 1,39 A, joka saattaa hieman muuttua taajuuden vaihdeltaessa. Kondensaattorin taajuuskäyttäytyminen on esitetty impedanssin itseisarvokäyrässä kuvassa 43. Kondensaattoreita on pyritty sekä tulo- että lähtöpuolelle sijoittamaan rinnakkain niin paljon kuin levyn tila sallii. Näin on saatu *ESR* pienemmäksi sekä kasvatettua virran väreen kestoa.



Kuva 43. 150 μF tantaalikondensaattorin impedanssin itseisarvokäyrä. Käytetyn mittalaitteen tarkkuuteen on syytä suhtautua varauksella alle 100 $\text{m}\Omega$:n impedanssin itseisarvoja mitattaessa. Arvoja vääristää tällöin mittalaitteen lisäksi myös esimerkiksi komponentin kiinnitys mittalaitteeseen.

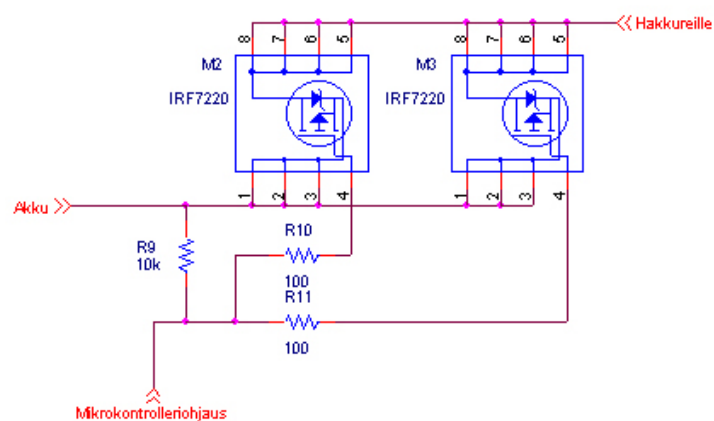
Kuten kappaleessa 5.3.1 kerrottiin, hakkuri käyttää ulkoisia kytkimiä. Tilan säästämiseksi piirilevyllä päätettiin hakkurin kytkiminä käyttää International Rectifierin SO8-koteloista IRF7353D1 FETKY-komponenttia. Se siis sisältää hakkurin molemmat kytkinkomponentit, MOSFET-transistorin sekä Schottky-diodin, kuten kappaleessa 3.5.2 on esitetty. Komponentin tärkeimmät ominaisuudet tämän sovelluksen arvoilla ilmenevät taulukosta 3.

Taulukko 3. IRF7353D1 FETKY:n tärkeimmät ominaisuudet.

Suure:	Symboli:	Arvo:
MOSFET:		
Nielu-lähde läpilyöntijännite	$V_{(BR)DSS}$	30 V
Maksimi jatkuva nieluvirta	I_D	6,5 A
Tyypillinen johtamistilan resistanssi	$R_{DS(on)}$	0,031 Ω
Tyypillinen hilavaraus	Q_g	22 nC
Schottky-diodi:		
Estosuuntainen läpilyöntijännite	V_R	30 V
Myötäsuuntaisen virrankesto	$I_{F(AV)}$	2,5 A
Tyypillinen myötäsuuntainen jännitehäviö	V_F	0,36 V

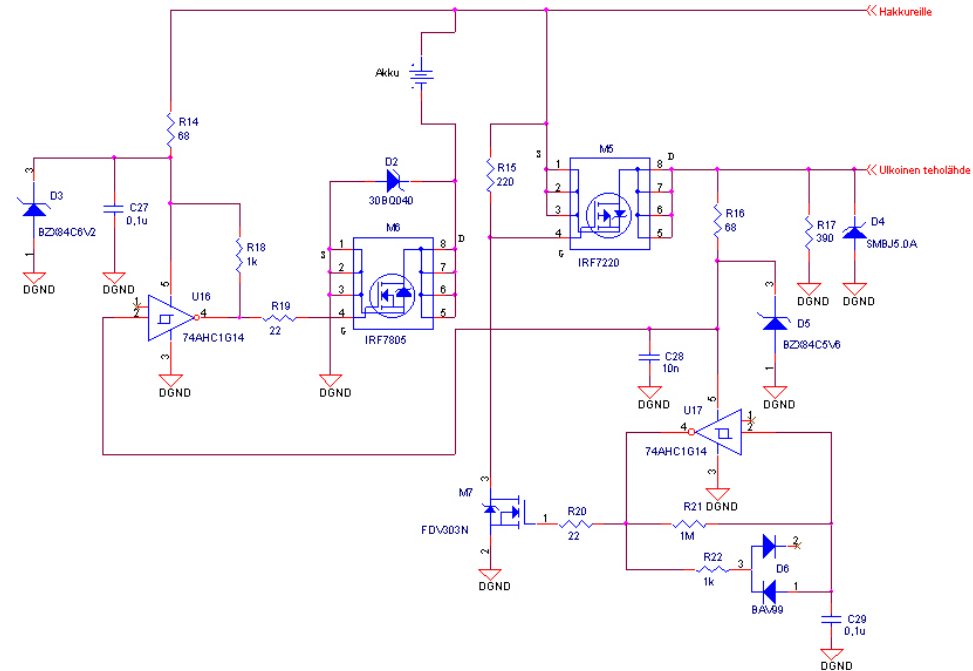
5.3.3 Käynnistyminen ja ulkoisen teholähteen vaihtokytkentä

Teholähdepiirilevy ja samalla siis myös koko laite kytetään päälle ja pois päältä laitteen toisella piirilevyllä sijaitsevalla mikrokontrollerilla. Se käyttää käyttöjännitteenään suoraan akkujännitettä ja tarkkailee laitteen ollessa sammuksissa painaako käyttäjä käynnistysnappia. Käynnistyminen tapahtuu tässä versiossa suoraan ilman mitään viiveitä, kun kytkimet on asetettu johtaviksi. Kytkiminä tehonsyöttölinjalla käytetään International Rectifierin SO8-koteloisia IRF7220 P-kanavaisia MOSFET-transistoreja. Kytkennässä on käytetty kahta MOSFET-transistoria rinnan, jotta johtamishäviöt on saatu pienemmiksi. Kytkentä on esitetty kuvassa 44.



Kuva 44. Teholähdepiirilevyn käynnistyminen.

Laitteen tuli toimia kappaleen 5.1 määrittelyjen mukaisesti akun lisäksi myös ulkoisella tehollähteellä. Tämän vaatima kytkentä on suunniteltu levyille, mutta akun latausjärjestelmä päätettiin jättää seuraavaan versioon ajan ja tilan puutteen vuoksi. Tehollähteiden vaihtokytkentä on esitetty kuvassa 45. Komponenttivalintoihin ei tässä puututa vaan ne näkyvät kuvan kytkennästä.



Kuva 45. Ulkoisen teholähteen vaihtokytettä.

Ulkoisen teholähteen jännite ei saisi ylittää 5 V:a paljoakaan. Sen maksimijännite on +5V:n boost-hakkurin lähtöjännitteeseen eli 5 V:in lisätynä kytkindiodin myötasuuntainen jännitehäviö. Mikäli ulkoisen teholähteen jännite on liian suuri ei +5V:n boost-hakkuri toimi enää oikein, koska se ei pysty muuntamaan suurempaa tulojännitettä pienemmäksi lähtöjännitteeksi. Tällöin hakkurin lähdössä näkyy suoraan tulojännite vähennettynä kytkindiodin jännitehäviöllä.

Teholähdepiirilevylle toteutettu kytkentä vaihtaa automaattisesti laitteen käyttämään ulkoista teholähdettä akun sijasta, kun ulkoisen teholähteen liitin kytketään paikoilleen laitteeseen. Seuraavassa on esitelty kytkennän toiminta lyhyesti. Kun akku on käytössä P-FET *M5* on koko ajan johtamattomana, koska ylösvetovastus *R15* vetää sen hilajännitteen ylös. Akun maalinjassa oleva N-FET *M6* taas johtaa ennen ulkoisen teholähteen kytkemistä. Kun ulkoinen teholahte kiinnitetään laskee Schmitt-Trigger invertterin *U16* lähtöjännite alas, jolloin N-FET *M6* kytkee akun irti maasta, jottei akkua ladata samalla kun käytetään ulkoista teholähdettä. Tällöin saa myös Schmitt-Trigger invertteri *U17* käyttöjännitteen ja näin ollen sen yhteydessä oleva RC-oskillaattori alkaa värähdellä, joka aukoo/sulkee N-FETiä *M7* tietyllä taajuudella ja näin ollen myös P-FETiä *M5* (P-FET *M5* johtaa ulkoisen teholähteen ollessa kiinni myös ollessaan kytkettynä johtamattomaksi sisäisen runkodiodinsa kautta). Tämä mahdollistaa sen, että kun ulkoinen teholahte irrotetaan laitteesta, saadaan akku nopeasti takaisin päälle. Jos RC-oskillaattoria ei olisi, niin teholähteen hakkureiden varautuneet tulopuolen kondensaattorit pitäisivät pitkään ulkoisen teholähteen irrotuksen jälkeen P-FETiä *M5* johtavana ja näin ollen myös akun N-FETiä *M6* johtamattomana. RC-oskillaattorin avulla saadaan asetettua P-FET *M5* hetkeksi johtamattomaksi, jolloin N-FET *M7* pääsee sulkutumaan ja näin ollen myös P-FET *M5* jää sulkutilaan. Näin ulkoisen teholähteen kytkentä sammuu ja akku on jälleen normaalisti käytössä kun N-FET *M6* alkaa johtamaan.

5.3.4 Piirilevy

Piirilevyn suunnittelussa pyrittiin noudattamaan kappaleessa 3.6 esitettyjä suunnitteluperiaatteita sen minkä käytössä oleva levypinta-ala salli. Monet ennalta määrätty liittimien ym. komponenttien paikat sekä levyn ja kotelon muoto asettivat rajoituksia suunnittelulle.

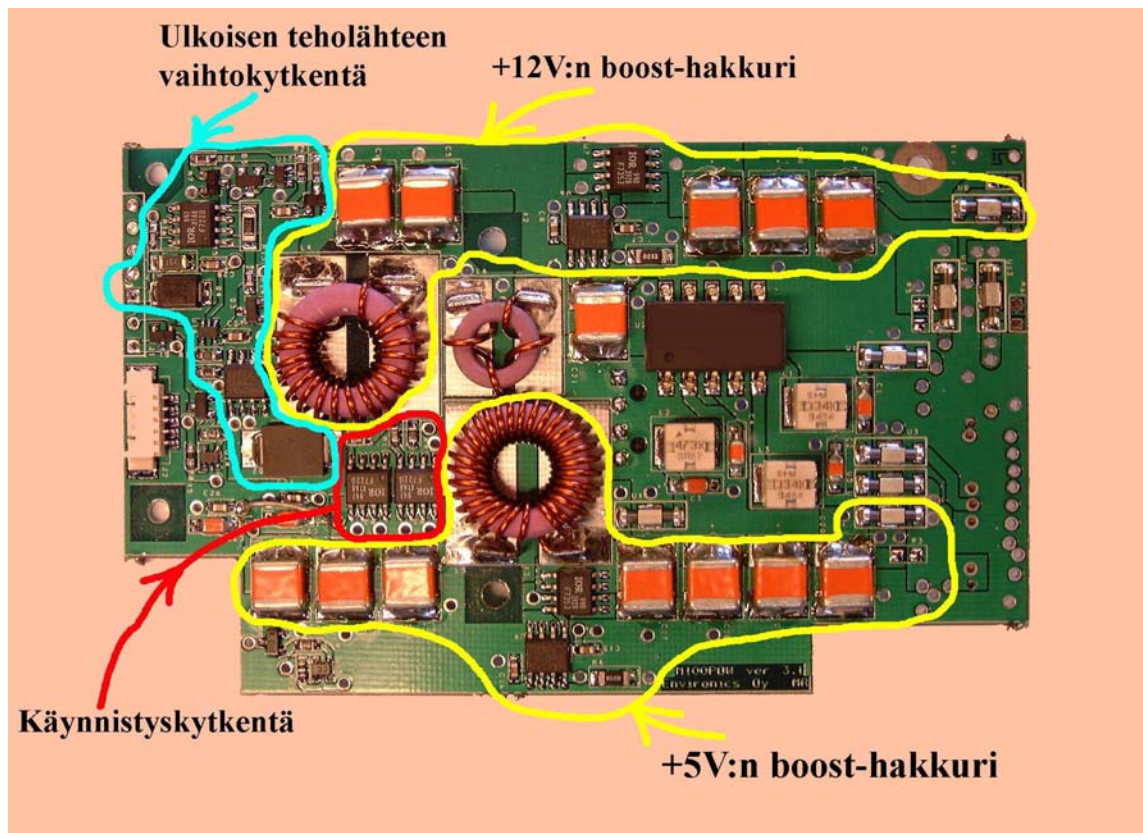
Piirilevyn paksuudeksi valittiin lopulta 1,6 mm ja siinä on 8 kerrosta. Kuparin paksuus on 70 µm. Kuparin paksuus on nostettu normaalista 35 µm:stä suuremmaksi, jottei tehölähdepiirilevyllä kulkevista suurista virroista aiheutuisi niin suuria häviöitä. Levyllä on myös pyritty käyttämään mahdollisimman paljon tasoja, jotta häviöt ja virtasilmu- koiden induktanssit saataisiin mahdollisimman pieniksi. Vedot on tehty niin leveiksi kuin mahdollista. Tiettyihin osakokonaisuuksiin kuuluvat komponentit, etenkin hakku- rien suurivirtaisissa osissa, on pyritty sijoittamaan mahdollisimman lähelle toisiaan ja näin minimoimaan vetojen pituudet. Jokaisen maatasoon liittyvän komponentin juotos- pisteen viereen on lisäksi lisätty yksi tai useampia läpivientejä maavetojen saamiseksi mahdollisimman lyhyiksi.

Taulukossa 4 on kerrottu mitä pääpiirteittäin sijaitsee missäkin piirilevyn kerroksessa.

Taulukko 4. Tehölähdepiirilevyn kerrokset.

Kerros:	Kuvaus:
Päällyskerros	- Komponentit - Komponenttien välisiä vetoja / tasoja - Digitaalimaataso (muut paitsi laitteen herkät analogiamittaukset käyttää) - Analogiamaataso (herkille analogiamittauksille)
1. sisäkerros	- Digitaalimaataso - Analogiamaataso
2. sisäkerros	- Akkujännitetaso - Komponenttien välisiä vetoja / tasoja
3. sisäkerros	- +5V-taso - +12V-taso - Komponenttien välisiä vetoja
4. sisäkerros	- Herkän mittauslinjan suojamaataso
5. sisäkerros	- Herkkä mittauslinja
6. sisäkerros	- Herkän mittauslinjan suojamaataso
Pohjakerros	- Häiriölliset mittausanturin lämmitysvastuksen ja ilmapumpun PWM-ohjaussignaalit - Digitaalimaataso - Akkuliitin - Liityntä muualle laitteeseen

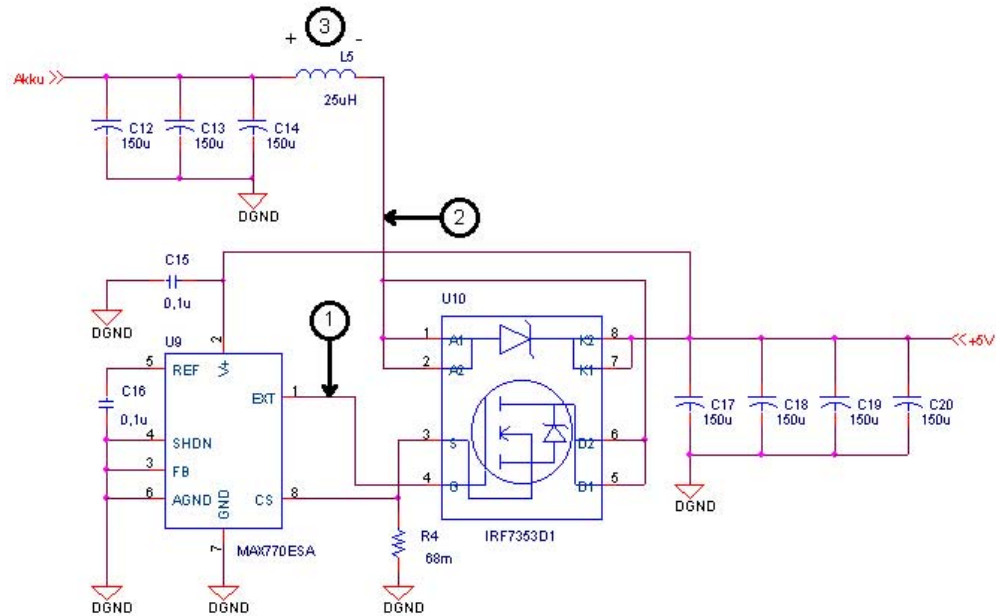
Kuvassa 46 on digitaalikameralla otettu kuva kalustetusta teholähdepiirilevystä, josta näkyy komponenttien sijoittelu.



Kuva 46. Teholähdepiirilevyn ensimmäinen versio.

5.3.5 Mittaukset

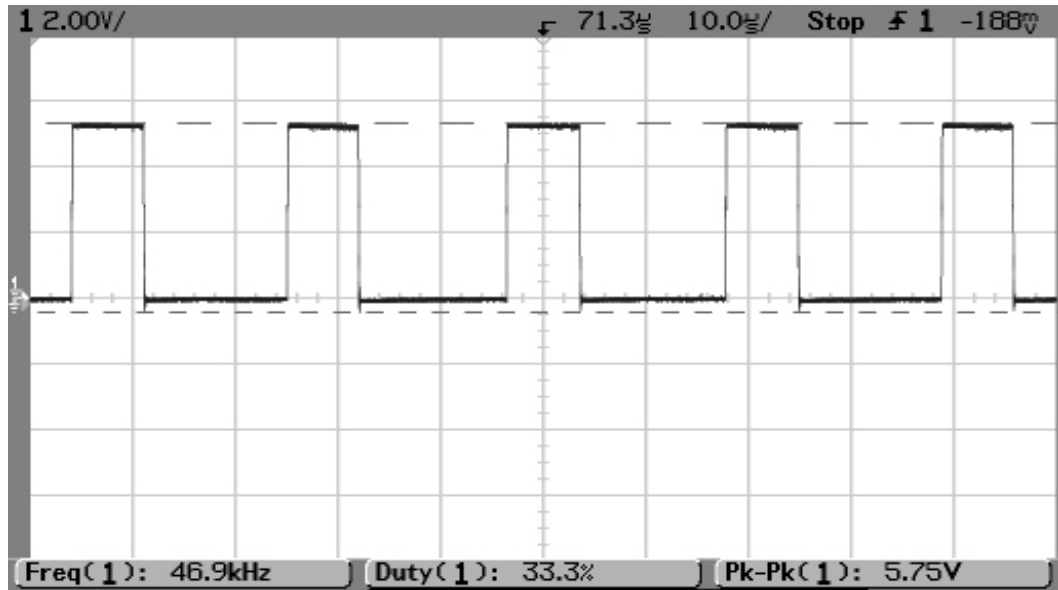
Tarkastellaan seuraavaksi edellä esitellylle tehölähdepiirilevyn +5V:n boost-hakkurille tehtyjä mittauksia. Kuvan 47 kytkentäkaavioon on numeroin merkitty mistä kohdasta on mikäkin mittaus suoritettu.



Kuva 47. +5V:n boost-hakkurin mittauspisteet.

+5V:n boost-hakkurin kytkentätaajuus ja pulssisuhde

Ensimmäisessä mittauksessa tarkastellaan hakkurin kytkentätaajuuden sekä pulssisuhteen käyttäytymistä eri kuormituksilla ja tulojännitteillä. Mittauskohta on merkitty kuvaan 47 numerolla 1. Siinä mitataan siis kytkintransistorin ohjaus- eli hilajännitettä. Kuvassa 48 on esitetty hilajännitteen käyrämuoto kun hakkurin lähtövirta on noin 364 mA ja tulojännite 3,6 V sekä taulukossa 5 on esitetty mittaustuloksia eri kuormituksilla ja tulojännitteillä.



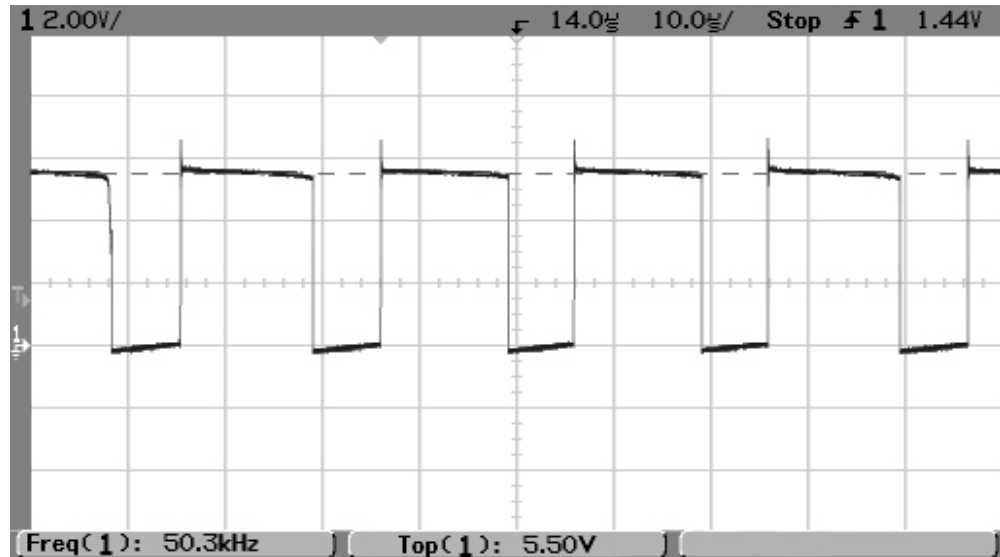
Kuva 48. +5V:n boost-hakkurin hilajännite, kun hakkurin lähtövirta on noin 364 mA ja tulojännite 3,6 V.

Taulukko 5. +5V:n boost-hakkurin kytkentätaajuuden sekä pulssisuhteen riippuvuus kuormituksesta ja tulojännitteestä.

Tulojännite:	Lähtövirta:	Taajuus:	Pulssisuhte:
3,6 V	28 mA	3,3 kHz	0,026
3,6 V	56 mA	6,9 kHz	0,056
3,6 V	74 mA	9,4 kHz	0,075
3,6 V	106 mA	13,9 kHz	0,11
3,6 V	185 mA	23,1 kHz	0,18
3,6 V	278 mA	36,5 kHz	0,28
3,6 V	370 mA	45,5 kHz	0,32
3,6 V	500mA	66,7 kHz	0,33
2,7 V	500 mA	187,0 kHz	0,53
4,1 V	500 mA	48,8 kHz	0,24

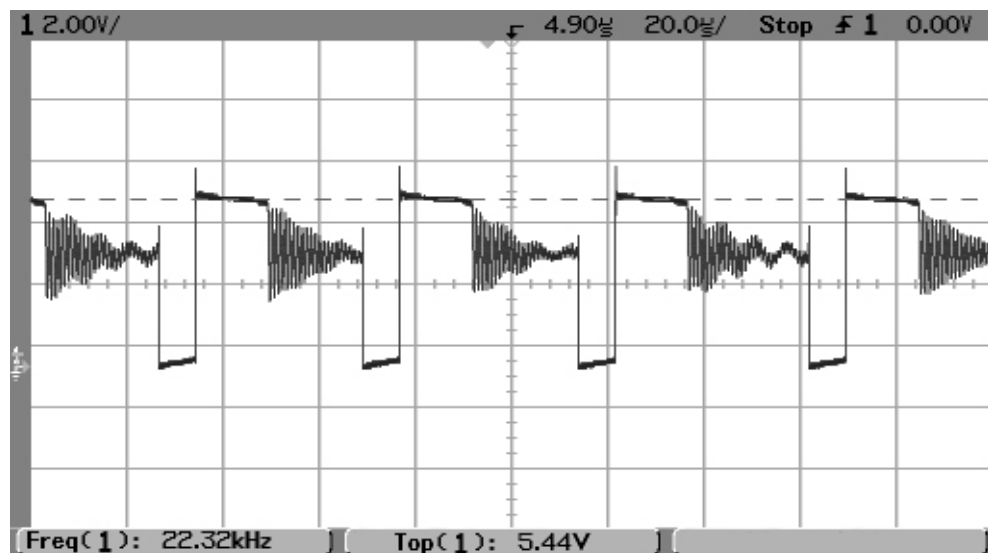
+5V:n boost-hakkurin toiminta eri kuormituksilla

Seuraavassa mittauksessa, kuva 47 numero 2, tutkitaan hakkurin toimintaa eri kuormituksilla. Mittaus tapahtuu kytkindiodin anodin ja maan väliltä. Kuvassa 49 on esitetty mitattu jännite kun hakkurin lähtövirta on noin 364 mA.



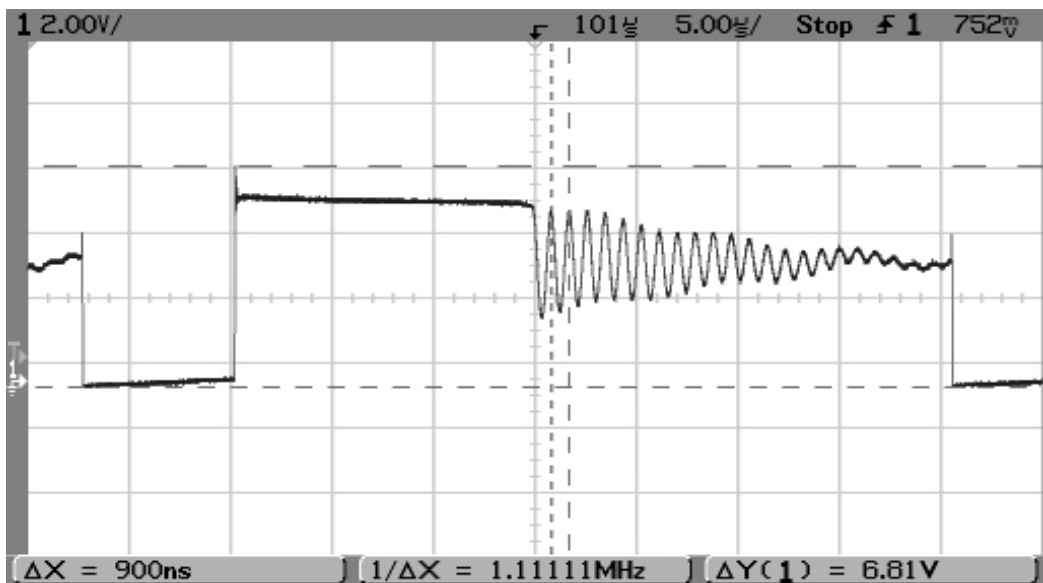
Kuva 49. +5V:n boost-hakkurin jännite kytkindiodin anodin ja maan väliltä, kun lähtövirta on noin 364 mA ja tulojännite 3,6 V.

Hakkurin kuormituksen pienentyessä muuttuu sen toiminta edellisen kuvan melko ihanteellisesta tilanteesta huomattavasti huonompaan suuntaan. Kuvassa 50 on taas esitetty samasta mittauspisteestä 2 mitattu jännite, mutta nyt hakkurin lähtövirta on noin 185 mA.



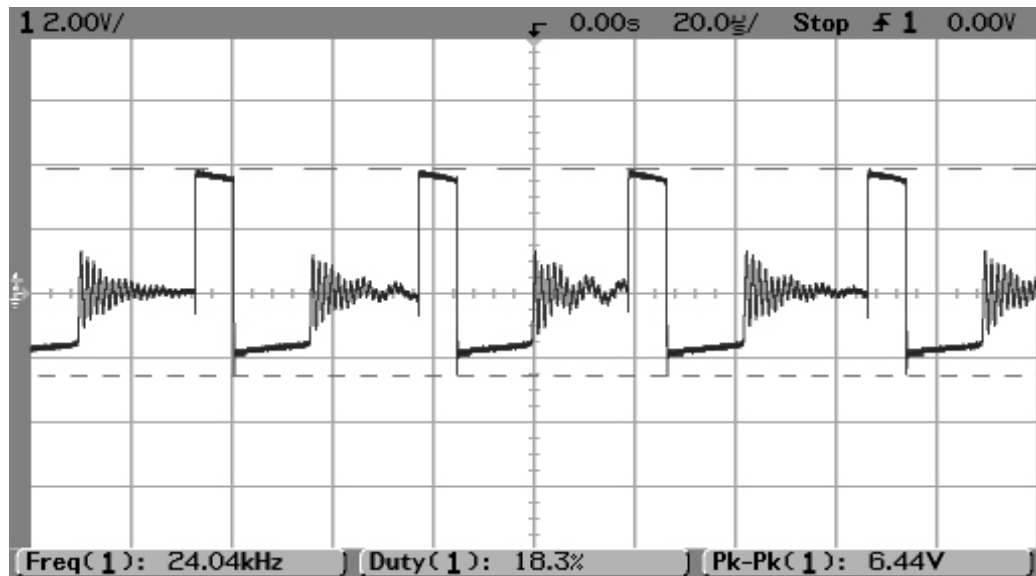
Kuva 50. +5V:n boost-hakkurin jännite kytkindiodin anodin ja maan väliltä kun lähtövirta on noin 185 mA ja tulojännite 3,6 V.

Kun kytkintransistori johtaa toimii hakkuri tälläkin kuormituksella aivan kuten pitääkin eli kytkintransistorin anodi on kytkettynä maahan. Mittauspisteen jännite nousee hieman nolasta voltista, koska kelan läpi kulkeva kasvava virta lisää jännitehäviötä kytkintransistorin johtamistilan resistanssissa sekä virranmittausvastuksessa. Kun kelan läpi menevä virta kasvaa virranmittausvastuksella määritettyyn huippuarvoon, lakkaa kytkintransistori johtamasta. Tällöin mittauspisteen jännite nousee kytkindiodin myötasuuntaisen jännitehäviön verran ylemmäksi kuin hakkurin lähtöjännite. Jännite laskee hieman samalla kun kelaan varastoitunut energia purkautuu lähtöpuolen kondensaattoreille, koska pienentyvä virta aiheuttaa pienemmät häviöt kytkindiodissa ja sen johtimisessa. Kuvasta 50 nähdään kuitenkin mittauspisteen jännitteen romahtaminen keskimäärin noin 3,6 V:n tasolle, jonka ympärillä alkaa vielä noin 1,1 MHz:n taajuinen vaimeneva värähtely. Mistä tämä johtuu? Lähikuva syntyneestä värähtelystä on seuraavassa kuvassa.



Kuva 51. Lähikuva jännitteestä +5V:n boost-hakkurin kytkindiodin anodin ja maan väliltä, kun lähtövirta on noin 185 mA ja tulojännite 3,6 V.

Värähtelyn syihin päästään käsiksi tarkastelemalla kuvasta 52 miten kelan yli oleva jännite käyttäytyy samassa tilanteessa. Mittaus on suoritettu siis kuvan 47 kohdasta numero 3.



Kuva 52. +5V:n boost-hakkurin kelan yli oleva jännite, kun lähtövirta on noin 185 mA ja tulojännite 3,6 V.

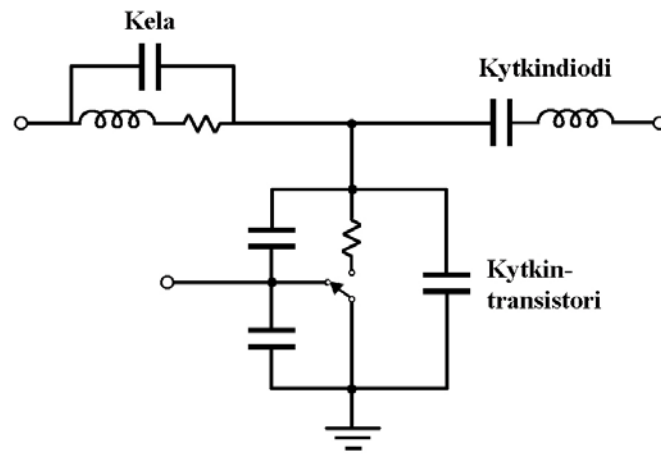
Kuvasta nähdään, että kelan jännite nousee noltaan volttiin jo huomattavasti aiemmin kuin kytkintransistori alkaa johtamaan. Tällöin kelan on jo täytynyt ehtiä purkamaan kaikki energiansa lähtöpuolen kondensaattorille. Kytkindiodin anodin jännite putoaa tällöin tulojännitteen tasolle (3,6 V, kuva 50), joten kytkindiodi lakkaa johtamasta, koska se on estosuuntaan biasoituna (anodijännite on pienempi kuin katodijännite). Näin kelan läpi kulkeva virta putoaa nopeasti noltaan. Hakkurilla on siis yhden kytkentäjaksen aikana kolme toimintatilaa: kytkintransistori johtaa, kytkindiodi johtaa ja kumpikaan ei johda. Hakkurin sanotaan tällöin toimivan epäjatkevassa toimintamoodissa (DCM), kuten kappaleessa 2.2 on esitetty.

Kuvissa 50 - 52 näkyvän värähtelyn (n. 1,1 MHz) aiheuttaa kelan virran nopea putoaminen noltaan ja näin ollen myös sen jännitteen romahtaminen kohti noltaa volttia, kun kytkindiodi lakkaa johtamasta. Tällöin kuitenkin hakkurin varautuneet loiskapasitanssit siirtävät energiansa kelalle, joka taas purkaa energiansa takaisin loiskapasitansseille jne. Energian siirto tapahtuu muodostuneelle LC-värähtelijälle ominaisella resonanssitaajuudella f_r

$$f_r = \left(\frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot C}} \right), \quad (33)$$

missä L on kelan induktanssi ja C kuvaa kytkennän loiskapasitansseja /10, s. 191/.

Sitä mitkä kytkennän loiskapasitansseista värähtelyyn osallistuu ei ole tässä työssä tarkemmin tutkittu. Pelkkä kela loiskapasitansseineen ei kuitenkaan yksinään värähtelyä aiheuta, koska sen resonanssitaajuus on kuvan 42 mittauksen mukaisesti noin 28 MHz. Mahdollisia värähtelyyn osallistuvia kapasitansseja ovat estosuuntaisen kytkindiodin rajapinnan loiskapasitanssi, kytkintransistorin rajapintojen loiskapasitanssit sekä kelan rinnakkaisloiskapasitanssit (käämikierrosten välinen kapasitanssi). Muodostuneen resonanssipiirin impedanssi olisi ideaalisessa tapauksessa nolla resonanssitaajuudella, jolloin värähtely ei vaimenisi ollenkaan, mutta nyt värähtely kuitenkin vaimenee melko nopeasti kuorman, kytkennän vetojen ja komponenttien jalkojen resistansseissa tapahtuvien tehohäviöiden johdosta. Kuvan 53 kytkentäkaaviossa on esitetty värähtelyyn mahdollisesti vaikuttavat loiskapasitanssit. /35/



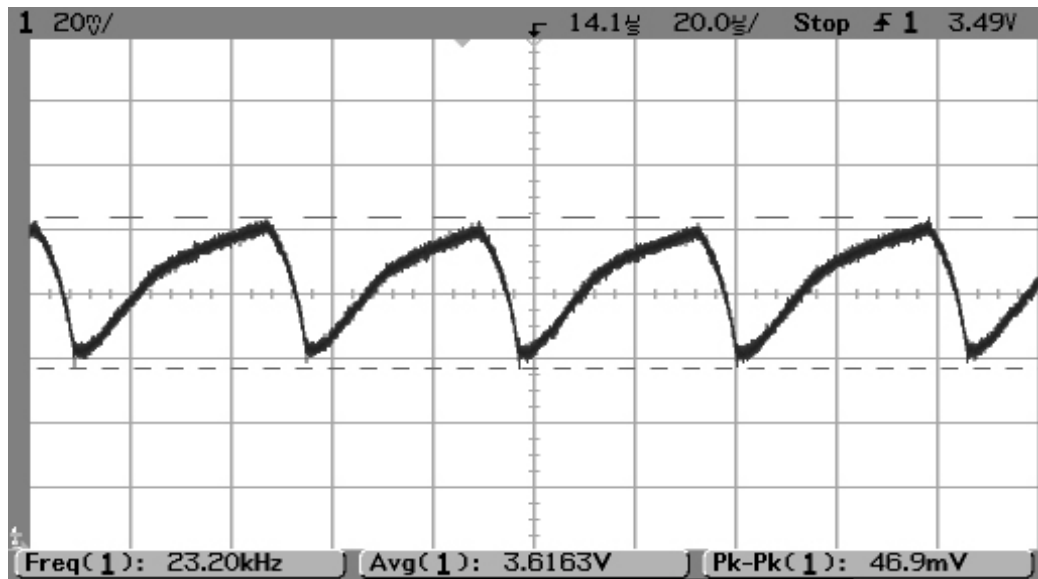
Kuva 53. Värähtelyyn pääosin vaikuttavat loiskapasitanssit. Niitä ovat estosuuntaisen kytkindiodin rajapinnan loiskapasitanssi, kytkintransistorin rajapintojen loiskapasitanssit sekä kelan rinnakkaisloiskapasitanssit. /17/

Edellä esitellyn värähtelyn lisäksi kuvien 50 - 52 käyrämuodoissa huomataan myös huomattavasti korkeataajuisempaa värähtelyä, mittauksien mukaan noin 53 MHz, kun kytkimet vaihtavat johtamisvuoroaan (kuvissa näkyvät piikit). Mittauspisteen 2 jännitteen nopea nousuaika kytkintransistorin lakatessa johtamasta sekä nopea laskuaika kytkintransistorin alkaessa taas johtamaan aikaansaavat nämä värähtelyt. LC-resonanssipiirin muodostavat näissä tapauksissa virtasilmukoiden johdinvetojen ja komponenttien (kytkintransistori, kytkindiodi, tulo- ja lähtöpuolen kondensaattorit) jalkojen loisinduktanssit yhdessä edellä esiteltyjen loiskapasitanssien kanssa. Aiheutuva värähtely on sitä vähäisempää mitä lyhyemmät hakkurin virtasilmukat ovat, joten piiri-
lvyyn huolellisella suunnittelulla voidaan näitä vähentää. /36/

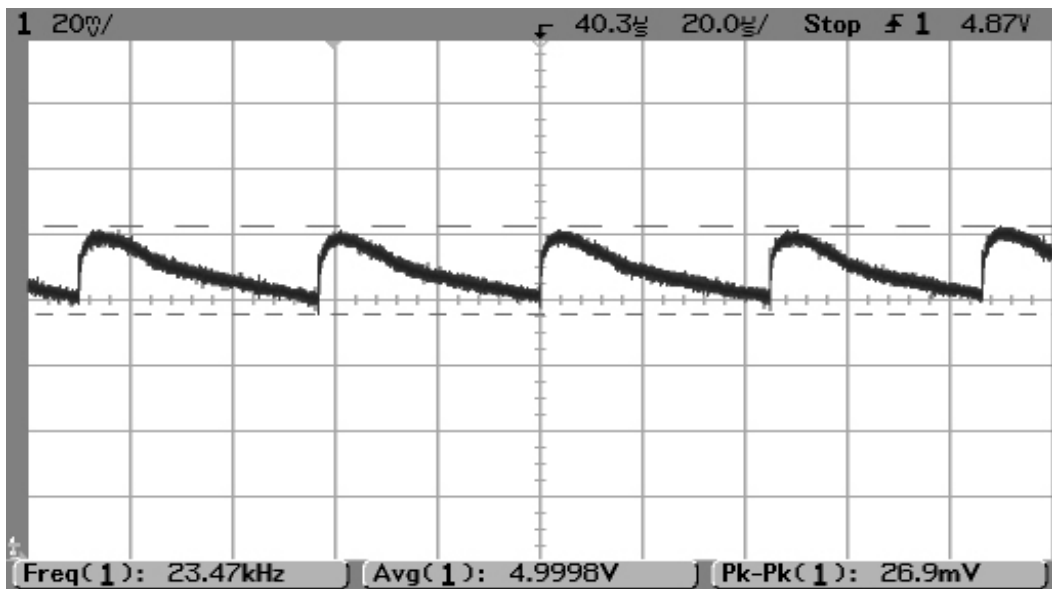
+5V:n boost-hakkurin tulo- ja lähtöjännite

Hakkurin tulo- (kuva 54) ja lähtöjännite (kuva 55) vaihtelevat kytkentätaajuuden tahdis-
sa. Kuvien jännitekäyrät on mitattu kun hakkurin tulojännite oli 3,6 V ja kuormitus 185 mA. Tulojännitteen väre on noin 47 mV ja lähtöjännitteen väre noin 27 mV. Väreet vaihtelevat jonkin verran kuormituksen mukaan. Molemmissa jännitteissä näkyy myös lievinä edellä esiteltyjä kytkentäilmiöiden aiheuttamia värähtelyjä (piikit kuvissa), mutta nämä taajuudet (53 MHz ja 1,1 MHz) tulo- ja lähtöpuolen tantaalikondensaattorit suo-

dattavat melko hyvin. Tämän voi todeta myös katsomalla tantaalikondensaattorin impedanssikäyrää kuvassa 43, josta huomataan kondensaattorin impedanssin itseisarvon olevan näillä taajuuksilla vielä melko pieni, 25 – 180 m Ω .



Kuva 54. +5V:n boost-hakkurin tulojännite. Hakkurin tulojännite on 3,6 V ja kuormitus 185 mA.

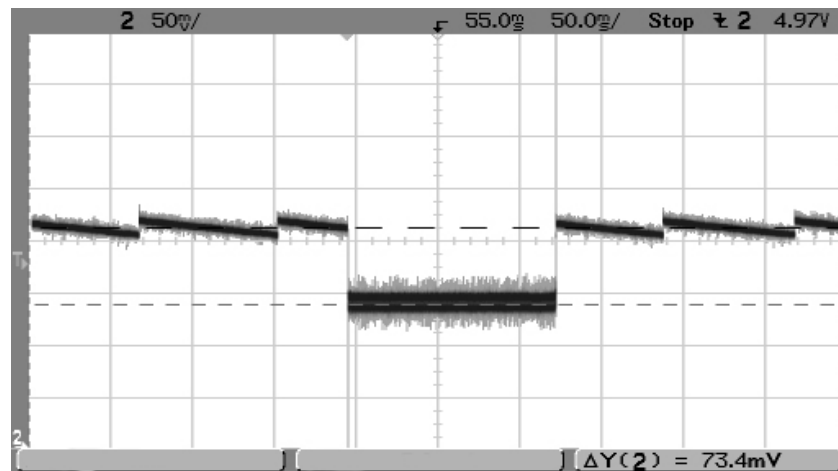


Kuva 55. +5V:n boost-hakkurin lähtöjännite. Hakkurin tulojännite on 3,6 V ja kuormitus 185 mA.

Hakkurin lähtöön on lisätty vielä MuRata Electronics:n emisuodatin (NFM61R30T472) suodattamaan korkeataajuisia häiriöitä pois. Kuvassa 55 näkyvien taajuuksien suodatukseen tästä emisuodattimesta ei juuri ole, mutta tässä työssä käsittelemättä jätetty, analogijännitteet ± 15 V toteuttava, DC-DC-muunnin aiheutti mittauksien mukaan reilusti yli 100 MHz:n taajuudella häiriöitä, joita tämä emisuodatin suodatti hyvin pois.

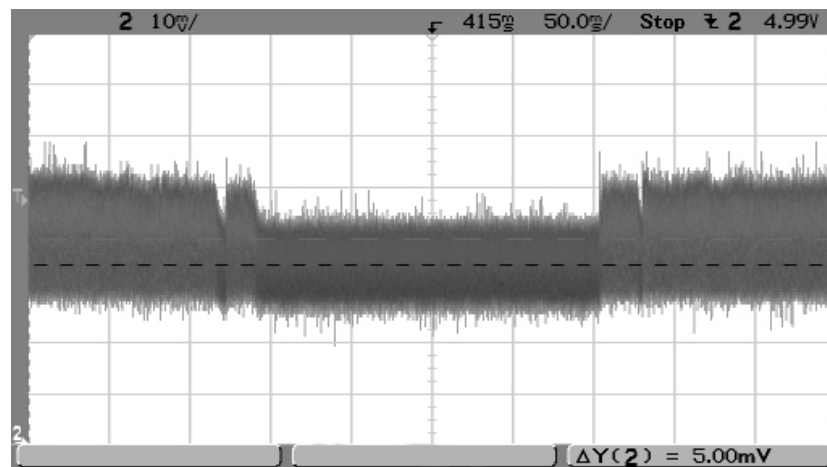
+5V:n boost-hakkurin transienttivasteet

+5V:n hakkurilta mitattiin myös miten sen lähtöjännite reagoi kuormituksen askelmaiseseen muutokseen (load transient response) sekä tulojännitteen askelmaiseseen muutokseen (line transient response). Kuvassa 56 hakkurin lähtöjännitemittauksessa hakkurin tulojännite oli 3,6 V ja alkutilanteessa hakkuri oli ilman kuormitusta. Kuormitukseksi muutettiin hetkeksi 500 mA, jolloin lähtöjännite putosi kuvan mukaisesti noin 73 mV.



Kuva 56. +5V:n boost-hakkurin lähtöjännitteen vaste kuormituksen askelmaiselle muutokselle. Hakkurin tulojännite on 3,6 V ja sen kuormitus muutetaan hetkeksi 0 A:sta 500 mA:in.

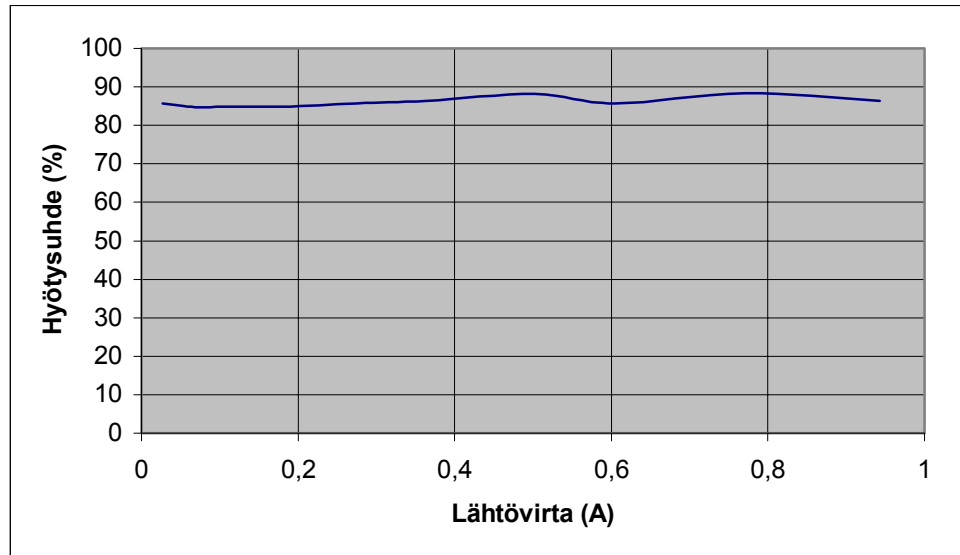
Tulojännitteen askelmaisesta muutoksesta aiheuttamassa muutoksessa lähtöjännitteessä tutkittiin muuttamalla hakkurin tulojännitettä sovelluskohteen sallitun tulojännitealueen ääri-laidoilla. Eli tulojännitteenä mitauksen alkuhetkellä pidettiin sovelluksen maksimitulojännitettä eli 4,1 V:a ja sitten jännite pudotetaan hetkeksi 2,7 V:in, joka on sovelluksen akun pienin sallittu jännite. Kuvassa 57 näkyy miten hakkurin lähtöjännite reagoi tähän muutokseen, se putoaa noin 5 mV. Kuormitusvirtana mitauksen aikana oli 185 mA.



Kuva 57. +5V:n boost-hakkurin lähtöjännitteen vaste tulojännitteen askelmaiselle muutokselle. Hakkurin kuormituksena on 185 mA ja sen tulojännite pudotetaan hetkeksi 4,1 V:sta 2,7 V:in.

+5V:n boost-hakkurin hyötysuhde

+5V:n hakkurin hyötysuhde mitattiin usealla eri kuormituksella. Saatujen mittaustulosten perusteella on kuvaan 58 piirretty käyrä hakkurin hyötysuhteesta kuormituksen funktiona.



Kuva 58. +5V:n boost-hakkurin hyötysuhde kuormituksen funktiona.

Hyötysuhdekäyrässä näkyy noin 0,6 A:n kuormituksella hyötysuhteen notkahdus. Notkahdus saattaa johtua käytetyn Maxim Integrated Products Inc:n PFM-ohjainpiirin ominaisuuksista, mutta tarkemmin tätä ei ollut tarvetta analysoida, koska notkahdus tapahtuu taulukossa 2 määritetyn kuormitusalueen ulkopuolella. Käyrästä nähdään kuitenkin PFM-ohjauksen hyöty, eli hakkurin hyötysuhde ei heikkene paljoa pienilläkään kuormituksilla johtuen sen tällöin käyttämästä matalasta kytkentätaajuudesta (kappale 3.1.1).

5.3.6 Teholähdepiirilevyn ensimmäisen version heikkoudet

Teholähdepiirilevyn ensimmäisestä versiosta oli määritettävä sen huonot puolet, jotta uutta paranneltua levyversiota voitiin alkaa suunnittelemaan. Tässä kappaleessa esitellään levyn heikkoudet viitaten pääasiassa kappaleen 5.3.5 mittaustuloksiin. Yksi levyn suurimpia heikkouksia oli akun latausjärjestelmän puuttuminen levyllä. Tämä oli seurausta liian paljon tilaa vievistä hakkureista.

+5V:n boost-hakkurin heikkoudet

MAX770-ohjainpiiri käyttää virtarajoitettuun pulssitaajuusmodulaatioon (PFM) perustuvaa ohjausmetodia. Hakkurin kytkentätaajuus muuttuu taulukon 5 mukaisesti kuormituksen ja tulojännitteen vaihdellessa. Kytkentätaajuus on tässä sovelluksessa käytetyillä kuormituksilla ja tulojännitteillä aina alle 100 kHz. Matala kytkentätaajuus on pääosin syyllinen kaikkiin tämän hakkurin heikkouksiin kuten kohta huomataan.

Kuvasta 55 nähdään hakkurin lähtöjännitteen väreilevän melko paljon (noin 30 mV) näillä taajuuksilla. Lähtöpuolen tantaalikondensaattorien yhteiskapasitanssiarvon, 600 μF (neljä 150 μF rinnakkain), pitäisi yhtälön (17) perusteella riittää helposti pitämään lähtöjännitteen väre hyvin pienenä (alle 3 mV), mutta näin ei kuitenkaan tapahdu nyt. Tämän estää tantaalikondensaattorien heikko suodatuskyky näillä taajuuksilla. Niiden impedanssin itseisarvo onkin alle 100 kHz:n taajuuksilla melko suuri, useita ohmeja, kuten kuvan 43 impedanssikäyrästä nähdään. Nämä lähtöjännitteessä esiintyvät melko matalataajuiset väreilyt, jotka vieläpä vaihtelevat kuormituksen vaihdellessa, saattavat heikentää laitteen muissa osissa tätä 5 V jännitettä käyttävien piirien toimintaa. Säteileviä EMI-häiriöitä näin pientaajuisista häiriöistä ei synny.

Hakkurin matalat kytkentätaajuudet pakottavat käyttämään myös suuria tulo- ja lähtöpuolen kondensaattorien kapasitanssiarvoja (yhtälö 17, kappale 3.3) sekä suurta kelan induktanssiarvoa (yhtälö 9, kappale 3.2), jotta saataisiin hakkurin lähtöjännitteen väre sekä kelan virran väre pieniksi. Näin ne myös vievät paljon pinta-alaa piirilevyiltä, mikä alunperinkin esti akun latausjärjestelmän mahtumisen tähän levyversioon.

Levyllä käytettävien tantaalikondensaattorien heikkouksia suuren fyysisen koon (n. 73 mm²) ja tarvittavan määrän lisäksi on huono saatavuus sekä sen myötä todella kallis hinta. Kappaleessa 3.3.4 on kerrottu enemmän tantaalikondensaattorien ominaisuuksista. Suuret kapasitanssimäärät sekä hakkurin tulo- että lähtöpuolella aiheuttavat myös todella suuren virtapiikin, kun kondensaattorit latautuvat laitteen käynnistyksen yhteydessä. Valmista laitetta testattaessa todettiin ongelmia hakkureiden (+5V sekä +12V) käynnistyksessä, koska laitteessa käytetty akku ei pystynyt antamaan aina riittävän suurta virtapiikkiä, jolloin akun jännite romahti hetkellisesti ja laite sammui. Lasketaan seuraavaksi esimerkkinä kuinka suuren latausvirtapiikin kolme 150 μF :n tantaalikondensaattoria hakkurin tulopuolella ottavat, jotta saadaan jonkin näköinen kuva kuinka suuresta virtapiikistä on kyse koko levyn osalta. Oletetaan akkujännitteeksi 3,6 V, johon jännitteeseen siis myös tulopuolen kondensaattorit latautuvat käynnistyksen yhteydessä. Kappaleessa 3.3.2 esitetty kondensaattorin virran i_C yhtälö (9) saadaan seuraavaan muotoon

$$i_C = C \cdot \frac{\Delta u}{\Delta t}, \quad (34)$$

missä C on nyt 450 μF , Δu on kondensaattorin jännitteessä tapahtuva muutos eli nyt 3,6 V ja Δt on aika, jona kondensaattorit pyritään lataamaan. Periaatteessa tämä aika voisi olla nousuaika (rise time, t_r), jona laitteen käynnistävät MOSFET-kytkimet (kuva 44) siirtyvät täysin johtaviksi. MOSFET IRF7220 datalehdessä on määritetty täksi ajaksi 420 ns, mutta todellista yhtälössä käytettävää aikaa on vaikea määrittää. Laskemalla näillä arvoilla nähdään kuitenkin, että latausvirraksi tulee todella suuri, johtuen pääosin suuresta kapasitanssiarvosta. Todellinen latausvirtapiikki ei kuitenkaan yllä näin suureksi, koska kytkennän piirilevyvetojen sekä kondensaattorien resistanssit ja induktanssit rajoittavat tätä. Virta saattaa olla kuitenkin useita ampeereja.

Hakkurin kelan mitoituksessa tehtiin alun alkaen kompromissi. Hakkurin käyttämät matalat kytkentätaajuudet olisivat vaatineet mahdollittoman suuren kelan induktanssin, jotta virran väre olisi pysynyt pienenä. Levyllä ei kuitenkaan olisi mahtunut valittua

(kappale 5.3.2) toroidisydäntä suurempaa kelasydäntä, joten kelan induktanssiarvosta jouduttiin tinkimään. Tämä valinta kuitenkin tuhosi samalla toiveet hyvästä hyötysuhteesta (kuva 58), sillä suuri virran väre aiheuttaa myös suuret tehohäviöt hakkurin resistiivisissä loiskomponenteissa, kuten esimerkiksi kappaleessa 2.2.3 on kerrottu. Tarkastellaan nyt esimerkkinä mitä kokoluokkaa kelan induktanssin olisi pitänyt olla, jotta virran väreeksi olisi saatu noin 25 %:a kelan keskimääräisestä DC-virrasta. Käyttämällä taulukon 5 arvoja voidaan yhtälöllä (35) (yhtälö 9) arvioida tarvittavan kelan induktanssia L

$$L \geq U_{in} \cdot \frac{D \cdot T}{\Delta i_L}. \quad (35)$$

Kun laskussa käytetään hakkurin kuormituksena 370 mA ja haluttuna virran väreenä Δi_L 145 mA saadaan tarvittavaksi kelan induktanssiarvoksi 176 μ H. Näin suuri induktanssimäärä olisi vaatinut liian paljon levypinta-alaa vievän sydämen käyttöä. Nyt käytetyllä 25 μ H:n kelalla muodostuu kelan virran väreeksi, kun käytetään samaa yhtälöä ja samoja arvoja kuin edellisessä laskussa, noin 1,02 A. Tämäkin toroidisydäminen kela kuitenkin vie suuren osan levypinta-alasta, noin 210 mm².

Hakkurissa muodostuva suuri kelavirran väre aiheuttaa myös kuvassa 50 esiintyvän noin 1,1 MHz:n taajuisen vaimenevan värähtelyn, koska hakkuri ajautuu tällöin mittauksien perusteella kaikilla alle 310 mA:n kuormituksilla epäjatkuvaan toimintamoodiin (DCM). Värähtelyä syntyy siis käytännössä lähes koko hakkurin tässä sovelluksessa käyttämällä kuormitusalueella. Värähtelyn syntyperiä on selvitelty kappaleessa 5.3.5. Lähtöpuolen kondensaattorit suodattavat nämä värähtelytaajuudet melko hyvin pois lähtöjännitteestä, mutta värähtely saattaa aiheuttaa säteileviä EMI-häiriöitä ympäristöön. Vieläkin helpommin mahdollisia säteileviä EMI-häiriöitä saattavat aiheuttaa myös kappaleessa 5.3.5 esitellyt huomattavasti suuritaajuisemmat kytkentäilmiöiden aiheuttamat noin 53 MHz:n värähtelyt.

Matala hakkurin kytkentätaajuus aiheuttaa edellä esitettyjen haittojen lisäksi myös hiukan ”esteettisiä” haittoja. Ihmisen kuuloalue kattaa parhaimmillaan alueen 20 Hz - 20 kHz. Hakkurin kytkentätaajuuden ollessa tällä alueella, eli mittauksien perusteella hakkurin kuormituksen ollessa alle 170 mA, alkavat kelan käämilangat väristä kyseisellä taajuudella, jolloin saattaa kuulua melko kovaäänistäkin surinaa riippuen taajuudesta. Tällainen surina tuskin on minkään kaupallisen laitteen toivottava ominaisuus. Surinaa voidaan kylläkin yrittää vaimentaa valamalla kela täyteen liimaa tms., mutta tämä lisää levyn valmistusprosessiin taas yhden kustannuksia kasvattavan työvaiheen.

Kuvassa 58 esitettyä hakkurin hyötysuhdetta heikentää suuren virran väreen lisäksi myös kytkindiodin myötäsuuntainen jännitehäviö. Kappaleessa 3.5.3 on tutkittu sen vaikutuksia hakkurin hyötysuhteeseen. Yhtälöllä (24) voidaan arvioida hakkurilla muodostuvaa hyötysuhdetta. Yksinkertaistetaan tämä yhtälön (36) muotoon olettamalla kaikki muut hakkurin häviöt merkityksettömän pieniksi paitsi kytkindiodin myötäsuuntainen jännitehäviö U_D , joka on datalehden mukaan noin 0,36 V.

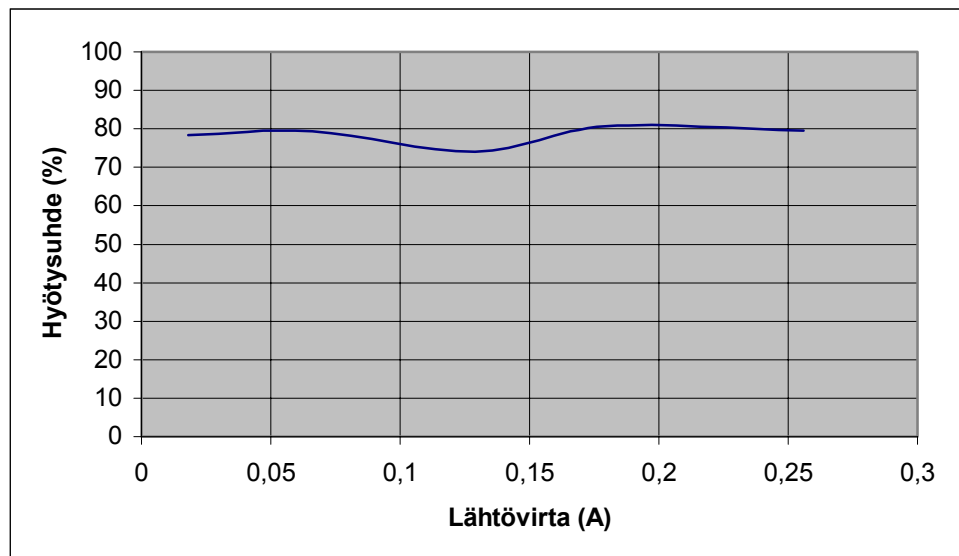
$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} = 1 - \frac{U_{\text{D}}}{U_{\text{out}}} \quad (36)$$

Näillä oletuksilla +5V hakkurin hyötysuhteeksi saataisiin noin 92 %. Kuten kuitenkin huomataan kuvasta 58, tämä hyötysuhde huononee tuosta arvosta vielä etenkin hakkurin resistiivisissä loiskomponenteissa tapahtuvien häviöiden takia.

+12V:n boost-hakkurin heikkoudet

+12V:n hakkurin heikkoudet ovat hyvin pitkälti samat kuin edellä esiteltyt +5V:n hakkurin heikkoudet, johtuen hakkurien samankaltaisuudesta sekä suunnittelun että komponenttien puolesta. Sen ohjainpiirinä on MAX1771ESA, joka on toiminnaltaan lähes vastaava +5V:n hakkurin ohjainpiirin (MAX770ESA) kanssa. Liitteessä I on esitetty +12V:n hakkurin kytkentä.

Kuvassa 59 on esitetty +12V:n hakkurille tehtyjen hyötysuhdemittausten tulokset. Käyrässä huomataan olevan samaan tapaan kuin +5V:n hakkurillakin (kuva 58) hyötysuhteen notkahdus tietyllä kuormituksella, nyt noin 0,125 A:lla. Notkahdus tapahtuu ikävästi taulukossa 2 määritetyn kuormitusalueen sisäpuolella. +12V:n ja +5V:n hakkurien ohjainpiirien samankaltaisuudesta johtuen notkahduksen voisi edelleen olettaa johtuvan käytetyn Maxim Integrated Products Inc:n PFM-ohjainpiirin ominaisuuksista, mutta tarkempaa analyysiä ei asiasta tehty.



Kuva 59. +12V:n boost-hakkurin hyötysuhde kuormituksen funktiona.

Kytkindiodin myötäsuuntaisella jännitehäviöllä on nyt huomattavasti pienempi merkitys hakkurin huonoon hyötysuhteeseen kuin +5V:n hakkurissa, koska diodin jännitehäviö (0,36 V) on hyvin paljon pienempi kuin hakkurin lähtöjännite (12 V). Täten sitä ei myöskään voida pitää hakkurin heikkoutena, koska synkronisella tasasuuntauksella ei saataisi hyötysuhdetta juurikaan parannettua. Heikkoa hyötysuhdetta on pyrittävä parantamaan muilla keinoin.

+5V:n hakkuria vastaavien heikkouksien lisäksi +12V:n hakkurin lähtöpuolen tantaalikondensaattorien jännitekesto on kappaleessa 3.3.4 kerrottujen suositusten mukaan liian alhainen. Se on nyt vain 16 V, kun suositusten mukaan sen tulisi olla vähintään kaksinkertainen sen normaaliin jännitteeseen nähden, nyt 12 V, jotta sen kestoikä ei turhaan lyhenisi.

Piirilevyn heikkoudet

Piirilevysuunnittelu pystyttiin molemmille hakkureille tekemään suurelta osin kappaleessa 3.6 esitettyjen menetelmien mukaan. Muutamat heikkoudet jouduttiin hyväksymään suunnitteluun rajoitetun levypinta-alan takia.

Kuvan 46 piirilevykuvasta nähdään hakkurien komponenttien sijoitus. Heikkoutena siinä on tulo- ja lähtöpuolen kondensaattorien sijoittuminen riviin, juuri kuvassa 34 esitetyllä huonolla tapaa. Kytkemällä ne näin jakautuu rivissä ensimmäisenä olevalle kondensaattorille huomattavasti suurempi osa virran väreestä kuin rivissä jäljempänä oleville, kappaleessa 3.6 esitetyn mukaisesti. Tällöin kasvavat hakkureiden häviöt sekä etummaisena oleva kondensaattori rasittuu muita huomattavasti enemmän, jolloin sen elinikä lyhenee muihin verrattuna, etenkin suurilla virran väreillä. Toinen huono puoli, mikä aiheutuu useiden kondensaattorien sijoittamisesta peräkkäin riviin, on matkan piteneminen akulta hakkurin lähtöön. Tällöin virtasilmukat suurenevät ja resistiiviset häviöt kasvavat.

5.4 Teholähdepiirilevyn paranneltu versio

Kappaleessa 5.3 esitellyn teholähdepiirilevyn heikkouksia päätettiin parantaa suunnitteleamalla levyistä uusi paranneltu versio. Uuden levyversion suunnittelu aloitettiin vasta, kun muu laite oli pääpiirteittäin valmis ja testattu alkuperäisellä teholähdepiirilevyllä. Näin pystyttiin ottamaan paremmin huomioon uuden levyn suunnittelussa sovelluskohteen teholähdepiirilevyille asettamat vaatimukset. Tässä kappaleessa esitetään levyn suunnittelun vaiheita ja perehdytään tarkemmin +5V:n boost-hakkurin komponenttien mitoitukseen.

5.4.1 Boost-hakkurien ohjainpiirien uudelleen valinta

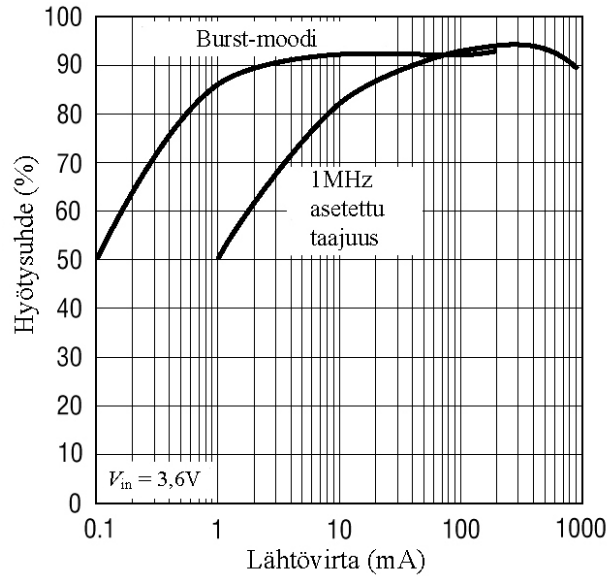
Tässä versiossa haluttiin päästä eroon PFM-ohjauksesta ja sen käyttämien matalien kytkentätaajuuksien edelliseen levyversion aiheuttamista hankaluuksista (kappale 5.3.6), joten vakiotaajuinen PWM-ohjaus muodostui yhdeksi ohjainpiirien valintakriteeriksi. Hakkurien kytkentätaajuuksia pyrittiin tässä versiossa saada välille 500 kHz – 1 MHz. Myös hakkurien hyötysuhde, niiden normaaleilla kuormitusalueilla, oli nyt tarkoitus saada huomattavasti paremmaksi kuin edellisessä versiossa, sekä hakkurien koko mahdollisimman pieneksi hyötysuhteesta paljokaan tinkimättä. Tämän version suunnittelua helpotti laitteen maksimivirrankulutuksen varmentuminen taulukon 2 mukaiseksi, joten hakkurien ylimitoittaminen oli nyt tarpeetonta ja näin ollen pystyttiin suunnittelussa ottamaan paremmin huomioon hakkurien hyötysuhteet ja koot. Ohjainpiirin minimitulojännite oli edellisen version tapaan oltava alle akun minimitoimintajännitteen (noin 2,7 V).

Linear Technology Corporation:n tarjoamat ohjainpiirit osoittautuivat datalehtien vertailujen jälkeen parhaaksi vaihtoehdoksi. Vaikka valintaan pääosin vaikuttivat myöhemmin tässä kappaleessa selvitettävät ohjainpiirien tarjoamat ominaisuudet niin valintaa muiden valmistajien tarjoamista, lähes samat ominaisuudet omaavista, piireistä helpotti myös Linear Technology AB:n tarjoamat nopeat toimitusajat sekä helppo näyttöiden saatavuus.

+5V:n boost-hakkurin ohjainpiiri

/11/

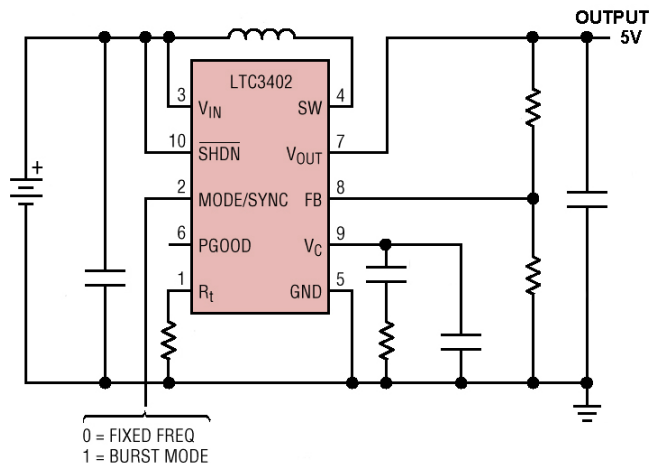
Tähän versioon ohjainpiiriksi +5V:n boost-hakkurille valittiin fyysiseltä kooltaan hyvin pieni, MS10-koteloinen, LTC3402EMS. Sen lähtöjännite asetetaan vastusjaolla 5 V:in. Datalehden mukaan sen sallittu minimikäynnistymisjännite on 0,85 V ja minimitulojännite, jolla se pystyy vielä toimimaan on 0,5 V. LTC3402 käyttää synkronista tasasuuntausta, jonka kytkimet ovat ohjainpiirin sisällä. Tämä takaa hakkurille hyvän hyötysuhteen, mikäli hakkuri muuten mitoitetetaan oikein. Kuvassa 60 on ohjainpiirin datalehdessä esitetty käyrästä hakkurin tyypillisestä hyötysuhteesta kuormituksen funktiona.



Kuva 60. LTC3402-ohjainpiirillä saavutettava hyötysuhde kuormituksen funktiona /11/.

Ohjainpiiri voidaan myös haluttaessa sammuttaa kytkemällä sen pinni numero 10 (/SHDN) maihin. Tällöin hakkurin lähtöjännite on sama kuin tulojännite vähennettynä kytkintransistorin runkodiodin (tai vaihtoehtoisen Schottky-diodin) myötäsuuntainen jännitehäviö. Tätä ominaisuutta käytetään hyväksi tämän levyversion käynnistystilanteessa pienentämään edellisessä levyversiossa (kappale 5.3.6) ongelmaksi muodostunutta suurta käynnistysvirtapiikkiä.

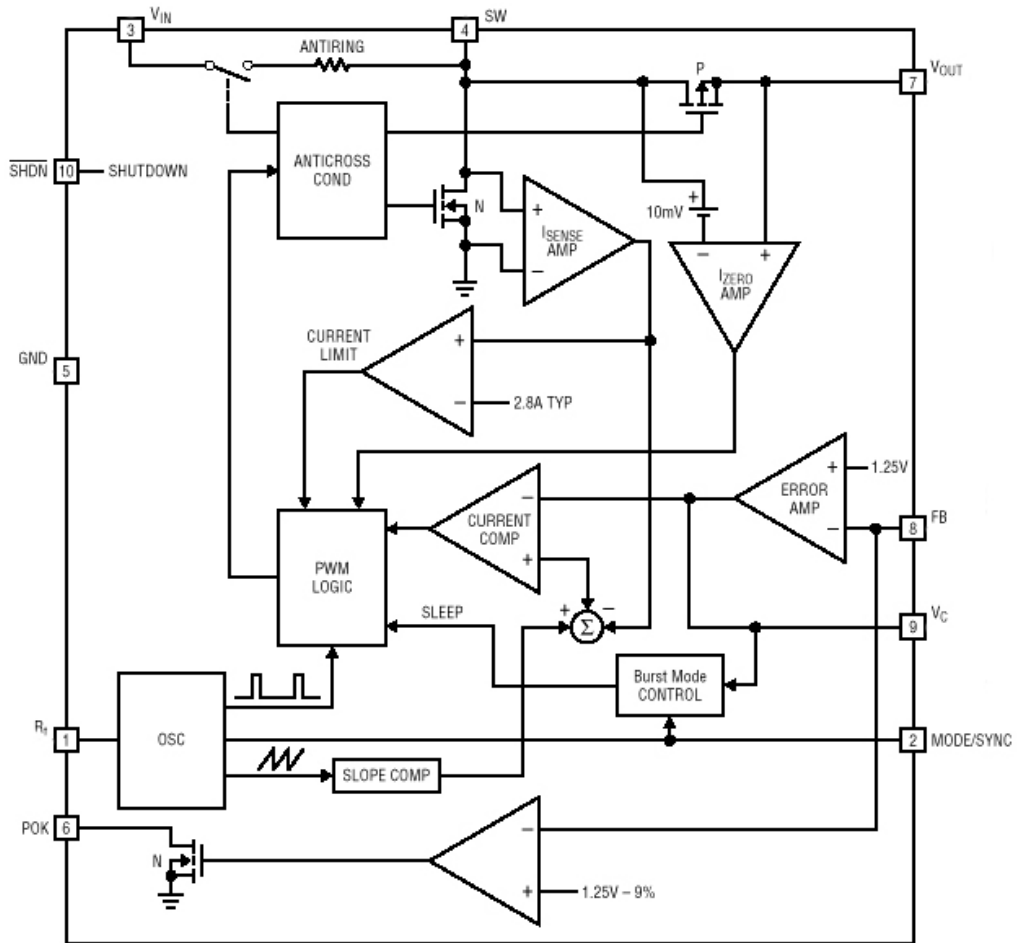
Tyypillinen LTC3402-ohjainpiirin kytkentä on esitetty kuvassa 61.



Kuva 61. LTC3402-ohjainpiirin kytkentä /11/.

LTC3402-ohjainpiiri käyttää virtamuotoiseen pulssinleveysmodulaatioon (PWM) perustuvaa ohjausmetodia. Siinä säädetään hetkellisen kelavirran maksimia lähtöjännitteen suuruuden perusteella. Virtamuotoisen PWM-ohjauksen toimintaa yleisessä tapauksessa on esitelty kappaleessa 3.1.2. Ohjainpiiriä on mahdollista käyttää myös ns. Burst-moodissa kytkemällä ohjainpiirin pinni numero 2 maan sijasta ylös. Tämän ohjausmoo-

din toiminta vastaa hyvin pitkälti kappaleessa 5.3.1 esitellyn MAX770-ohjainpiirin toimintaa. Sillä saadaan parannettua hakkurin hyötysuhdetta pienillä kuormilla, kuten kuvan 60 käyrästössä on esitetty, muuttamalla tällöin hakkurin kytkentätaajuutta pienemmäksi, mutta samalla lisääntyvät kuormituksen vaihdelta hakurin aiheuttamat häiriöt. Tällöin myös ajaututtaisiin edellisen levyversion tapaan käyttämään melko matalia kytkentätaajuuksia, joiden aiheuttamista ongelmista haluttiin tässä levyversiossa juuri päästä eroon. Burst-moodia ei siis käytetä tässä sovelluksessa edellisen version huonojen kokemusten perusteella. Kuvassa 62 on esitetty LTC3402-ohjainpiirin lohkokaavio.



Kuva 62. LTC3402-ohjainpiirin lohkokaavio /11/.

Hakkurin kytkentätaajuus f voidaan säätää yhdellä vastuksella R_f halutuksi ohjainpiirin datalehdessä annetun yhtälön

$$f = \frac{3 \cdot 10^{10}}{R_f} \text{ Hz} \quad (37)$$

mukaisesti, kuitenkin siten, että se voi maksimissaan olla 3 MHz. Joillain laitteilla saattaa olla tiettyjä taajuuskaistoja, joilla ne eivät siedä häiriöitä. Tällöin tämä kytkentätaajuuden valintaominaisuus antaa suunnittelijalle mahdollisuuden nostaa hakkurin kytkentätaajuuden reilusti näiden taajuuksien yläpuolelle, jotta välttyttäisiin häiriöiltä niillä

herkillä taajuuskaistoilla. Toinen hyöty tästä ominaisuudesta on, että suunnittelija voi tehdä itse valintansa hakkurin hyötysuhteen ja koon välillä. Sillä kun kytkentätaajuus kasvaa voidaan käyttää pienempiä kelan induktanssi- (kappale 3.2, yhtälö 9) ja kondensaattorien kapasitanssiarvoja (kappale 3.3, yhtälö 17), jolloin niiden koko myös käytännössä pienenee. Samalla kuitenkin hakkurin hyötysuhde huononee, koska kytkintransistorin hilavaraus täytyy ladata kasvaneen kytkentätaajuuden vuoksi yhä useammin kappaleessa 3.4 esitetyn yhtälön (23) mukaisesti.

Tässä sovelluksessa haluttiin ennen kaikkea välttää edellisessä levyversiossa todettuja matalan kytkentätaajuuden haittoja, mutta kuitenkin taata hakkurille mahdollisimman hyvä hyötysuhde. Kytkentätaajuuden määrittäväksi vastukseksi R_t valittiin 33 k Ω , jolloin kytkentätaajuudeksi tulee noin 909 kHz.

Ohjainpiiri käyttää Linear Technology Corporation:in patentoimaa OPTI-LOOP arkkitehtuuria, jossa suunnittelija voi itse säätää hakkurin takaisinkytketyn säätösilmukan taajuusvastetta taatakseen silmukan stabiilisuuden ja optimoiden hakkurin transienttivasteen sekä samalla mahdollistaen myös erityyppisten lähtöpuolen kondensaattorien käytön. Säätö tapahtuu kytkemällä kuvassa 62 näkyvän erovahvistimen (ERROR AMP) lähdön eli ohjainpiirin pinnan numero 9 (V_C) ja maan välille sopivasti kapasitanssia sekä resistanssia, jolloin saadaan muutettua säätösilmukan taajuusvastetta muuttamalla silmukan napojen ja nollien paikkaa. Tyypillisesti ohjainpiirien valmistajat ovat säätäneet ohjainpiirin sisällä säätösilmukan taajuusvasteen tietynlaiseksi, jolloin se toimii parhaiten vain määrättyssä toimintaympäristössä ja esimerkiksi lähtöpuolen kondensaattorin ominaisuudet, kuten *ESR*, vaikuttavat suuresti sen toimintaan. Etenkin keraamisten kondensaattorien hyvin alhainen *ESR* saattaa aiheuttaa hakkurin stabiilisuudelle ongelmia. Aiheen laajuuden vuoksi sen tarkempi tarkastelu on rajattu tämän työn ulkopuolelle. Aiheesta on kirjoittanut hyvän artikkelin Linear Technology Corporation:in John Seago nimellä Application Note 76: OPTI-LOOP Architecture Reduces Output Capacitance and Improves Transient Response /37/.

5.4.2 +5V:n boost-hakkurin mitoitus

Tässä kappaleessa tutkitaan +5V:n boost-hakkurin mitoitusta ja komponenttivalintoja kappaleen 3 teorian mukaisesti. Hakkurin tulojännitealueeksi on määritetty 2,7 - 4,1 V. Maksimilähtövirta on taulukon 2 mukaisesti 400 mA.

Kela

Boost-hakkurin kelan induktanssi mitoitetaan sallitun kelan virran väreeseen perusteella. Mitoituksessa käytetään kappaleessa 3.1 esitettyjä yhtälöitä.

Aluksi on määritettävä hakkurin tulojännitealueellaan käyttämä suurin mahdollinen pulssisuhte D

$$D = \frac{U_{\text{out}} - U_{\text{in}(\text{min})}}{U_{\text{out}}}. \quad (38)$$

Mitoitus tapahtuu pienimmällä hakkurin tulojännitteellä $U_{in(min)}$, joka on nyt 2,7 V. Sijoittamalla yhtälöön vielä hakkurin lähtöjännitteen U_{out} arvo 5 V, saadaan pulssisuhteelle arvoksi 0,46. Yhtälössä hakkuri on oletettu ideaaliseksi.

Boost-hakkureilla DC-tulovirta on yhtä suuri kelan kokeman DC-virran kanssa. Nyt hakkurin suurimmaksi kuormavirraksi I_{out} oli määritetty taulukossa 2 400 mA. Kun oletetaan hakkuri jälleen ideaaliseksi niin voidaan laskea kelan kokema DC-virta I_{in} yhtälöllä

$$I_{in} = \frac{I_{out}}{1 - D}. \quad (39)$$

DC-virralla saadaan arvoksi 740 mA. Nyt valitaan sallitukseksi kelan virran väreeksi Δi_L 25 %:a edellä lasketusta DC-arvosta eli 185 mA. Tämän arvon perusteella mitoitetaan kelan induktanssi L yhtälöllä

$$L \geq U_{in(min)} \cdot \frac{D \cdot T}{\Delta i_L}. \quad (40)$$

Hakkurin ohjainpiirille (LTC3402EMS) määritettiin kappaleessa 5.4.1 kytkentätaajuudeksi 909 kHz, joten jaksonaika T on täten 1,1 μ s. Induktanssin minimiarvoksi saadaan 7,4 μ H. Lisäämällä arvoon vielä varmuusvaraa valittiin kelan induktanssiksi 10 μ H.

Jotta säteilevät magneettiset häiriöt kelasta ympäristöön olisivat mahdollisimman pienet, päätettiin edellisen version tapaan käyttää toroidisydämistä kelaa. Kela päätettiin käämiä jälleen itse, koska pintaliitosmallisten toroidisydämisten kelojen valmistajilta ei pitkällisten etsintöjenkään jälkeen löytynyt valmiina sekä kooltaan että sydänmateriaaliltaan sopivia malleja tähän sovellukseen. Sydämeiksi valittiin edellisellä levyversiolla käytettyä mallia noin 40 %:a pienempi malli, Philips TN9/6/3-4C65, joka vie levyypinta-alaa noin 88 mm². Sen ferriittimateriaalina on 4C65. Sydämen efektiivinen pituus on 22,9 mm ja A_L -arvo on 30 nH. Sydämen ympärille tarvittava käämikierrosmäärä N saadaan laskettua seuraavalla yhtälöllä

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}}. \quad (41)$$

Tarvittavaksi käämikierrosmääräksi saadaan 18.

Käämityksen johtimesta aiheutuvat häviöt ovat sitä pienemmät mitä suurempi on virran käyttämä kuparijohtimen poikkipinta-ala. Johdintyyppin valinnassa tutkitaan kuinka syvälle hakkurin kytkentätaajuinen ($f = 909$ kHz) virta pystyy tunkeutumaan suuremmin vaimentumatta. Tunkeutumissyvyys millimetreinä määritetään likiarvoisella yhtälöllä

$$\delta = \frac{76}{\sqrt{f}}. \quad (42)$$

Tunkeutumissyvyudeksi saadaan noin 0,08 mm. Se on niin pieni, että häviöiden kannalta järkevin vaihtoehto olisi ilman muuta käyttää monisäikeistä Litz-lankaa. Tällöin virta pystyisi käyttämään yksittäisen kapean johtimen poikkipinta-alan hyödykseen paremmin, ja näin saataisiin virran käyttämää poikkipinta-alaa lisättyä huomattavasti verrattuna yksittäiseen pyöreään kuparijohtimeen, jossa virta kulkisi vain paksun johtimen pinnalla. Kappaleessa 3.2.2 on kerrottu enemmän käämilangoista.

Tässä sovelluksessa päädyttiin kumminkin käyttämään ainakin aluksi käämilankana samaa pyöreää kuparijohdinta (halkaisija 0,70 mm) kuin käytettiin tehölähdepiirilevyn ensimmäisen version hakkureiden keloissa. Ratkaisuun vaikutti pääosin pyöreän kuparilangan käytön helppous ja olihan Litz-angan käyttöön siirtyminen missä myöhemmässä vaiheessa tahansa mahdollista. Valinnan yhteydessä tiedostettiin sen aiheuttama hakkurin hyötysuhteen heikkeneminen.

Määritetään seuraavaksi karkea arvio kasvavista häviöistä tässä sovelluksessa (pahin tapaus) käytettäessä pyöreää kuparijohdinta Litz-angan sijaan. Käytetyn johtimen halkaisija on 0,70 mm ja 18 käämikierrokseen kuuluva johtimen pituus on noin 220 mm. Oletetaan, että virta kulkisi vain ja ainoastaan edellä lasketulla tunkeutumissyvyydellä ja näin ollen virran käyttämä poikkipinta-ala A_1 pyöreässä kuparijohtimessa saadaan laskettua vähentämällä koko johtimen poikkipinta-alasta A_1 tunkeutumissyvyyden sisäpuolelle jäävä pinta-ala A_2

$$A_1 = A_1 - A_2 = \pi \cdot r_1^2 - \pi \cdot r_2^2, \quad (43)$$

missä johtimen säde r_1 on 0,35 mm, säde r_2 johtimen keskipisteestä tunkeutumissyvyydelle asti on 0,27 mm ja vakio π on 3,14159. Virran käyttämäksi poikkipinta-alaksi saadaan 0,156 mm². Tämän jälkeen voidaan laskea kelan käämityksestä aiheutuva resistanssi R_L

$$R_L = \frac{\rho \cdot l}{A_1}, \quad (44)$$

missä ρ on kuparin resistiivisyys ($1.678 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$ @ 20 °C) ja l on johtimen pituus. Resistanssiksi saadaan 23,7 m Ω . Oletetaan, että Litz-lankaa käyttämällä oltaisiin saatu virran käyttämäksi poikkipinta-alaksi 0,38 mm², jolloin sen resistanssiksi olisi tullut noin 9,6 m Ω . Lasketaan keskimääräiset tehohäviöt 740 mA:n virran mukaan yhtälöllä

$$P = I^2 \cdot R_L. \quad (45)$$

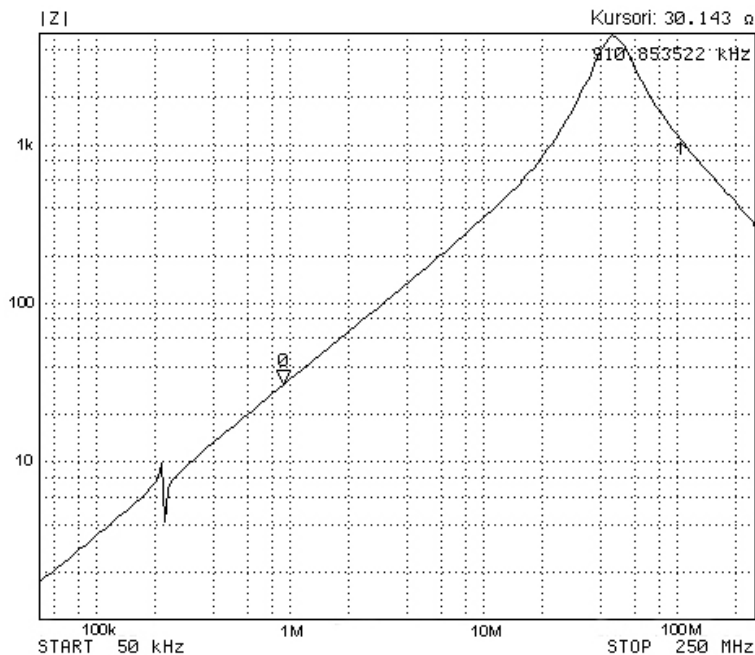
Pyöreälle kuparijohtimelle tulee tehohäviöksi 0,0130 W ja Litz-langalle 0,0053 W. Oletetaan hakkurin tulotehon olevan 2,0 W, jolloin käämityksen aiheuttamat tehohäviöt aiheuttavat pyöreän kuparijohtimen tapauksessa 0,65 %:n ja Litz-angan tapauksessa 0,26 %:n hyötysuhteen heikkenemisen.

Lopuksi vielä varmistetaan, ettei kelan sydän pääse kyllästymään. Sydän kyllästyy mikäli magneettikentän voimakkuus kasvaa liian suureksi, jolloin sen permeabiliteetti μ putoaa roimasti. 4C65-ferriitin kyllästyminen on esitetty kuvassa 21. Määritetään pahimmassa tapauksessa kelaan syntyvä magneettikentän voimakkuus H yhtälöllä

$$H = \frac{N \cdot \Delta i_L}{l}, \quad (46)$$

missä käämikierrosten lukumäärä N on edellä määritetty 18, sydämen efektiivinen pituus l on 22,9 mm ja Δi_L on muuttuva virta (virran väre). Pahimman tapauksen kelan virran väreksi määritettiin aiemmin 185 mA, joka vielä periaatteessa pieneni valittaessa varmuudeksi kelan induktanssiksi suurempi arvo kuin olisi ollut välttämätöntä. Nyt syntyväksi magneettikentän voimakkuudeksi saadaan 145 A/m. Kuvan 21 käyrästä nähdään, ettei sydän kyllästy vielä tällä magneettikentän voimakkuudella. Datalehden perusteella myöskään sydänmateriaalin lämpötilan nouseminen ei romahduta sen permeabiliteettia tässä sovelluksessa syntyvillä lämpötiloilla, vaan vasta yli 300 °C:en lämpötiloissa /13/.

Hakkurissa käytetyn pyöreällä kuparijohtimella käämityn 10 μ H:n toroidikelan taajuuskäyttäytyminen on esitetty impedanssin itseisarvokäyrässä kuvassa 63.



Kuva 63. Itse käämityn 10 μ H:n kelan impedanssin itseisarvokäyrä. Kelan resonanssitaajuus on noin 48 MHz.

Kondensaattorit

Mitoidetaan aluksi boost-hakkurin lähtöpuolen kondensaattorin kapasitanssiarvo halutun lähtöjännitteen väreeseen perusteella pahimmassa tilanteessa eli kun kytkintransistori joutuu yksinään syöttämään kuormalle virtaa. Määritetään halutuksi jännitteen väreeksi Δu_{out} 0,1 %:a lähtöjännitteestä eli 5 mV. Hakkurin (ideaalinen) käyttämäksi pulssisuhteeksi D pienimmällä tulojännitteellä oli jo aiemmin määritetty 0,46. Suurimmaksi hakkurin lähtövirraksi I_{out} on määritetty taulukossa 2 400 mA. Hakkurin ohjainpiirille (LTC3402EMS) määritettiin kappaleessa 5.4.1 kytkentätaajuudeksi 909 kHz, joten jaksonaika T on täten 1,1 μs . Näillä tiedoilla voidaan laskea lähtökondensaattorille minimikapasitanssiarvo C_{out}

$$C_{\text{out}} \geq I_{\text{out}} \cdot \frac{D \cdot T}{\Delta u_{\text{out}}}, \quad (47)$$

mikä teoriassa riittäisi pitämään lähtöjännitteen halutuissa rajoissa. Kapasitanssiksi saadaan 40 μF . Tämä on huomattavasti pienempi kuin edellisessä levyversiossa tarvittiin, joten ainakin levy-pinta-alaa ja rahaa säästyy huomattavasti.

Samaan tapaan voidaan mitoitaa myös hakkurin tulo puolen kondensaattori. Oletetaan tilanteeksi, että syöttävän akun jännite notkahtaa täysin hetkeksi, jolloin kondensaattori joutuu yksinään syöttämään hakkuria. Valitaan notkahduksen kestoksi t nyt 20 μs . Käytetään tulovirtana I_{in} arvoa 740 mA. Sallitaan tulojännitteen putoamaksi Δu_{in} 1,0 V. Nyt saadaan tulo puolen kondensaattorille minimikapasitanssiarvo C_{in}

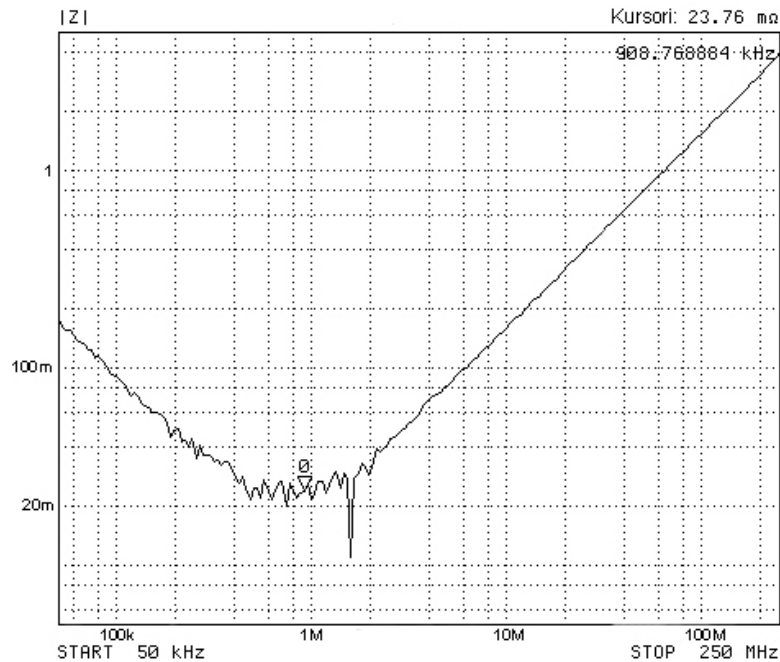
$$C_{\text{in}} \geq I_{\text{in}} \cdot \frac{t}{\Delta u_{\text{in}}}, \quad (48)$$

mikä teoriassa riittäisi estämään tulojännitettä putoamasta liikaa akun notkahduksen aikana. Kapasitanssiksi saadaan 15 μF .

Edellisessä versiossa käytettyjen tantaalikondensaattorien heikkouksista haluttiin päästä tässä versiossa eroon valitsemalla käytettäväksi keraamisia kondensaattoreita. Niiden hinta ja saatavuus ovat huomattavasti paremmat kuin tantaalikondensaattorien. Myös *ESR*:n ja virran väreensietokyvyn suhteen keraamiset kondensaattorit ovat ylivoimaisia tantaalikondensaattoreihin verrattuna, kuten kappaleessa 3.3.4 on esitetty. Levyn ensimmäistä versiota suunniteltaessa ei ollut vielä saatavilla riittävän suuren kapasitanssiarvon omaavia keraamisia kondensaattoreita, mutta tähän versioon niitä, etenkin kun hakkurien kytkentätaajuuudet vielä kasvoivat huomattavasti edellisestä versiosta mahdollistaen pienempien kapasitanssiarvojen käytön, oli jo saatavilla.

Tulo- ja lähtöpuolelle valittiin käytettäväksi Taiyo Yuden:in pintaliitosmallisia (1812-kotelo) keraamisia kondensaattoreita. Tulopuolella käytetään yhtä 22 μF :n kondensaattoria (Tyyppi: LMK432BJ226MM) ja lähtöpuolella rinnakkain kahta 22 μF :n kondensaattoria. Niiden jännitekesto on 10V. Eristemateriaalina niissä on hyvin lämpötilavakaa X5R. Niiden *ESR* on datalehden mukaan hakkurin kytkentätaajuudella (909 kHz) vain noin 7 m Ω , joten virran väreiden *ESR*:ssä aiheuttamat tehohäviöt ovat

mitättömät verrattuna edellisessä versiossa käytettyihin tantaalikondensaattoreihin (*ESR* oli $0,13 \Omega$). Virran väreensietokyvystä ei datalehdessä ollut mainintaa, mutta Murata Electronics:in vastaavien keraamisten kondensaattorien datalehdessä voidaan todeta keraamisten kondensaattorien virran väreen sietokyky keskimäärin 2-3-kertaiseksi tantaalikondensaattoreihin nähden $/21/$. Virran väreen sietokykykään ei siis nyt pakota lisäämään kondensaattoreita useampaa rinnakkain, joten näin säästetään myös levyllä tilaa. Valitun kondensaattorin taajuuskäyttäytyminen on esitetty impedanssin itseisarvokäyrässä kuvassa 64.



Kuva 64. $22 \mu\text{F}$:n keraamisen kondensaattorin impedanssin itseisarvokäyrä. Käytetyn mittalaitteen tarkkuuteen on syytä suhtautua varauksella alle $100 \text{ m}\Omega$:n impedanssin itseisarvoja mitattaessa. Arvoja vääristää tällöin mittalaitteen lisäksi myös esimerkiksi komponentin kiinnitys mittalaitteeseen.

Kuvaan on asetettu kursori hakkurin käyttämän kytkentätaajuuden (909 kHz) kohdalle ja impedanssin itseisarvo tällä taajuudella näkyy kuvan oikeassa ylä laidassa eli $23,76 \text{ m}\Omega$. Käyrästä voidaan todeta valitun kondensaattorin resonanssitaajuuden osuvan hyvin lähellä käytettyä hakkurin kytkentätaajuutta, jolloin kondensaattori on tällä taajuudelle lähes puhtaasti resistiivinen komponentti.

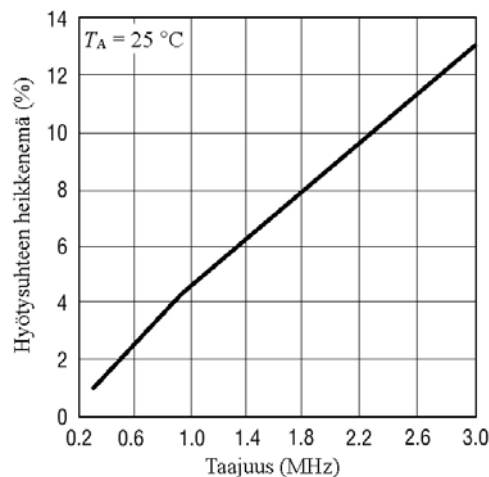
Kytkimet

Valittu ohjainpiiri (LTC3402EMS) käyttää synkronista tasasuuntausta, jonka kytkimet ovat ohjainpiirin sisällä. Synkronisen tasasuuntauksen toiminnasta ja hyödyistä on kerrottu tarkemmin kappaleessa 3.5.3. Sisäisenä kytkintransistorina on N-kanavainen MOSFET, jonka johtamistilan resistanssi on $0,16 \Omega$. Se on tosin huomattavasti suurempi kuin edellisessä versiossa käytetyn FETKY:n MOSFET-transistorin johtamistilan resistanssi ($0,029 \Omega$), mutta synkronisen tasasuuntauksen muut edut kumoavat tämän heikkouden. N-FET:in virtaraja on noin $2,5 \text{ A}$.

Edellisessä versiossa suuria häviöitä hakkurissa aiheuttanut FETKY:n kytkindiodi on korvattu nyt ohjainpiirin sisäisellä P-kanavaisella MOSFET-kytkimellä, jonka pienen johtamistilan resistanssin ($0,18 \Omega$) ansiosta saadaan hakkurin häviöitä tässä kytkimessä pienennettyä. Kuten kappaleessa 3.5.3 on kerrottu, aiheuttaa synkronisessa tasasuuntauksessa kytkintransistorien johtamisvuorojen vaihtumisaika eli viivästysaika t_d häviöitä hakkurissa. Datalehden mukaan ohjainpiirillä tämä viive on tyypillisesti 20 ns. Tämän viivästysajan johtaa P-kanavaisen MOSFET-transistorin runkodiodi, mutta sen myötäsuuntainen jännitehäviö U_D on yleensä melko suuri, noin 1,0 V:n luokkaa. Viivästysajan aiheuttama tehohäviö $P_{td,loss}$ on

$$P_{td,loss} = I_{out} \cdot U_D \cdot t_d \cdot f, \quad (49)$$

missä hakkurin kuormalle antama maksimivirta I_{out} on 400 mA ja hakkurin kytkentätaajuus f on 909 kHz. Tehohäviöksi saadaan 7,3 mW, joka vastaa noin 0,37 %:n hyötysuhteen pienenemistä. Tosin todellisuudessa tämä tehohäviö on edellä laskettua paljon suurempi johtuen runkodiodin hitaasta kytkeytymisestä. LTC3402-ohjainpiirin datalehdessä on esitetty kuvaaja, jossa on arvioitu tätä todellista hyötysuhteen heikkenemistä taajuuden funktiona.

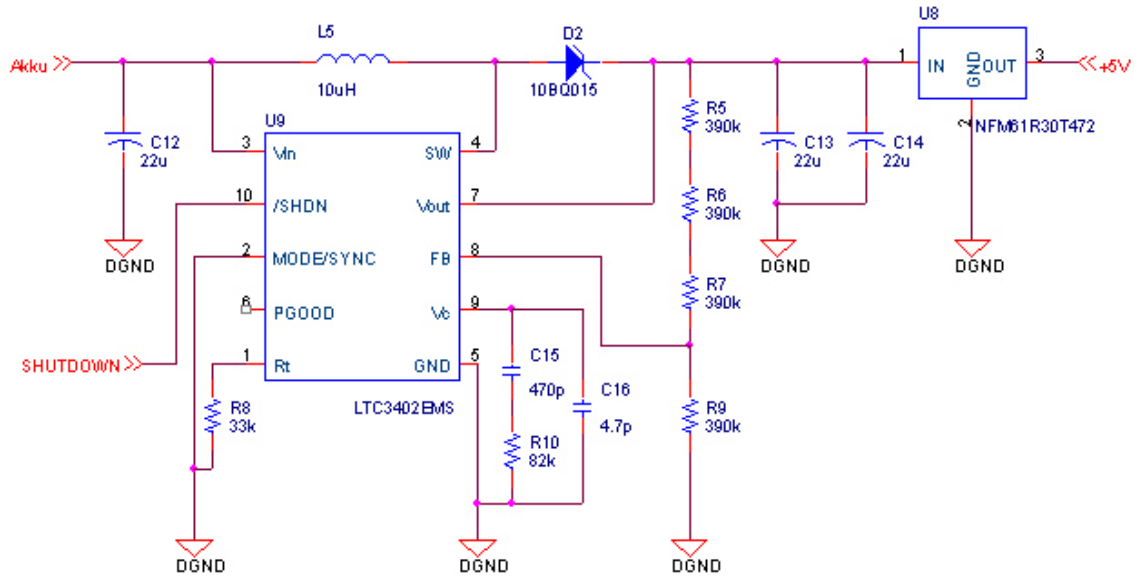


Kuva 65. Synkronisessa tasasuuntauksessa kytkintransistorien johtamisvuorojen vaihtumisaikan aiheuttama hyötysuhteen heikkeneminen taajuuden funktiona. Mitä suurempi on hakkurin taajuus sitä enemmän tämä aika aiheuttaa hyötysuhteen heikkenemistä. /11/

Tätä tehohäviötä on pyritty vähentämään tällä levyllä lisäämällä ohjainpiirin sisäisen P-FET:in rinnalle runkodiodia huomattavasti nopeampi ja pienempihäviöinen Schottky-diodi. Nyt on valittu käyttöön International Rectifier:in SMB-koteloinen pintaliitosmalli 10BQ015. Sen myötäsuuntainen jännitehäviö suurimmalla käytetyllä virta-arvolla on noin 0,27 V, estosuuntainen läpilyöntijännite 15 V ja keskimääräinen myötäsuuntaisen virrankesto 1,0 A. Diodi tosin johtaa vain hyvin lyhyen aikaa, joten diodiksi olisi voitu valita huomattavasti pienempää keskimääräistä myötäsuuntaista virtaa kestävä malli ja näin ollen sen kokokin olisi ollut hieman pienempi. Nyt saadaan viivästysajan aiheuttamaksi tehohäviöksi yhtälöllä (49) 1,96 mW, joka vastaa noin 0,098 %:n hyötysuhteen pienenemistä.

KytKentäkaavio

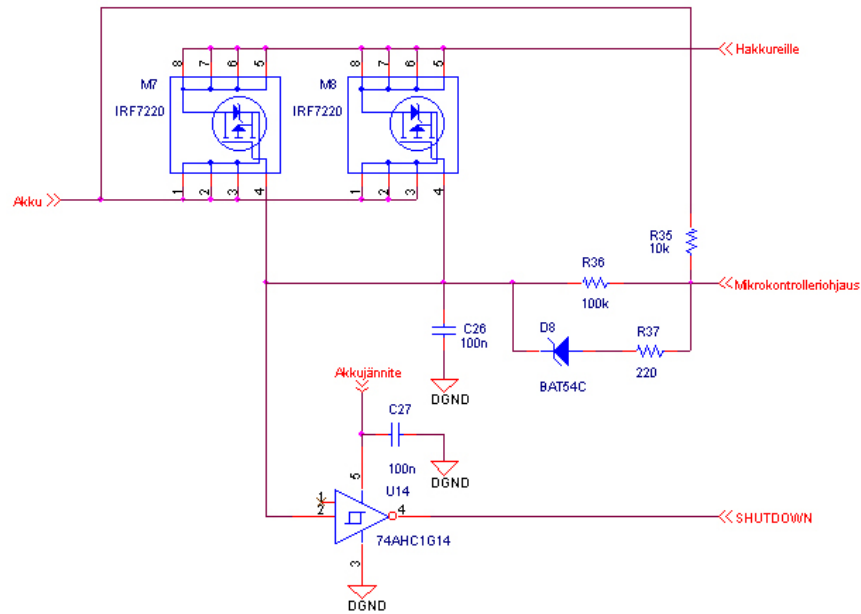
Lopullinen +5V:n boost-hakkurin kytKentäkaavio on esitetty kuvassa 66. Myös tässä versiossa päätettiin käyttää hakkurin lähdössä MuRata Electronics:n emisuodatinta (NFM61R30T472) suodattamaan mahdollisia korkeataajuisia häiriöitä pois.



Kuva 66. +5V:n boost-hakkurin kytKentäkaavio.

5.4.3 Käynnistys ja akun latausjärjestelmä

Teholähdepiirilevyn ja samalla siis myös koko laitteen käynnistyminen on muuten vastaava edellisen version kanssa (kappale 5.3.3), mutta tähän versioon on lisätty kytKentä, joka tekee käynnistymistapahtumasta portaittaisen. Tämä toiminto on lisätty levyille, jotta vältettäisiin kappaleessa 5.3.6 käsitelty käynnistymisen aikainen suuri virtapiikki. KytKiminä tehonsyöttölinjalla käytetään edelleen International Rectifierin SO8-koteloisia IRF7220 P-kanavaisia MOSFET-transistoreja. KytKentä on esitetty kuvassa 67.



Kuva 67. Teholähdepiirilevyn käynnistyminen, parannettu versio.

Tarkastellaan seuraavaksi kytkennän toimintaa. Laitteen muissa osissa sijaitseva mikrokontrolleri vetää käynnistystilanteessa ohjauslinjansa alas, jolloin MOSFET-kytkimet *M7* ja *M8* eivät siirrykään välittömästi johtavaan tilaan, koska 100 nF:n kondensaattori *C26* pitää vielä niiden hilajännitettä ylhäällä. Tämä kondensaattori alkaa purkautua 100 k Ω :n vastuksen *R36* kautta mikrokontrollerin maassa olevaan I/O-pinniin. Purkautumiseen kuluva likimääräinen aika τ voidaan määrittää yhtälöllä

$$\tau = R \cdot C, \quad (50)$$

missä R on purkautumislinjalla olevan vastuksen resistanssi ja C on purkautuva kapasitanssi [16, s. 101/.

Purkautumisajaksi τ saadaan 10 ms. Tänä aikana MOSFET-kytkimet alkavat johtaa aina vaan enemmän, kunnes lopulta ovat täysin johtavassa tilassa. Samaan aikaan alkavat myös hakkureiden tulopuolen kondensaattorit latautua akkujännitteen tasolle. Hakkurit eivät käynnisty heti, koska Schmitt-Trigger invertterin *U14* lähtö on edelleen alhaalla ja pitää näin hakkurien ohjainpiirit pois päältä (hakkurien SHUTDOWN-pinni on alhaalla). Tällöin myös lähtöpuolen kondensaattorit latautuvat lähes akkujännitteen tasolle hakkurien Schottky-diodien kautta. Eli MOSFET-kytkimien suurehko johtamistilan resistanssi, niiden vasta siirtyessä johtavaan tilaan, rajoittaa hakkurien kondensaattorien käynnistyksessä ottamaa virtapiikkiä. Kun kondensaattorin *C26* jännite on pudonnut riittävän alas (n. 1,0 V:in) nousee Schmitt-Trigger invertterin *U16* lähtö ylös ja hakkurit käynnistyvät. Tällöin syntyy vielä pieni virtapiikki hakkurien lähtöpuolen kondensaattorien latautuessa lopulliseen jännitteeseensä, mutta se on huomattavasti pienempi kuin ilman tätä porrastuskytkentää, koska nyt tulopuolen kondensaattorit ovat jo latautuneena ja lähtöpuolen kondensaattoritkin ovat osittain latautuneena.

Laitteen sammuminen on nopeaa, koska kondensaattori *C26* ladataan huomattavasti pienemmän vastuksen kautta kuin purettiin käynnistystilanteessa. Nyt vastuksena on 220Ω (*R37*), joka samalla myös rajoittaa ettei mikrokontrollerilta oteta liian suurta virtaa kondensaattorin lataamiseen. Latautumisajaksi saadaan yhtälöllä (50) likimain $22 \mu\text{s}$.

Tutkitaan seuraavaksi akun lataamista. Tähän sovellukseen oli vaikea löytää sopivaa valmista akun latauspiiriä, joka toteuttaisi kaikki vaaditut toiminnot ja joka samalla ei rajoittaisi muita laitteen käyttöominaisuuksia. Ongelmia tuotti eniten vaatimus, että akkua täytyi pystyä lataamaan myös laitteen ollessa käynnissä. Akun latausjärjestelmä päätettiin suunnitella itse, jotta päästäisiin kokonaisuuden kannalta parhaaseen mahdolliseen tulokseen.

Akkuna laitteessa käytettiin SAFT America Inc:n MP176065 litium-ioniakkua (Li-Ion), kuten kappaleessa 5.1 on kerrottu. Lähinnä käytettävissä olevan tilan vähyyden vuoksi, sekä myös häviöistä johtuvan lämpenemisen vuoksi, haluttiin ulkopuolisesta tehollähteestä muodostettava $4,1 \text{ V}$:n latausjännite tehdä laitteen ulkopuolella. Eli rakennettiin sitä varten erillinen verkkosähköstä virtarajoitetun $4,1 \text{ V}$:n jännitteen, sekä latausjärjestelmän tarvitseman apujännitteen (12 V), tuottava tehollähde. Latauksen apujännitteestä muodostetaan laitteelle referenssidiodin avulla 5 V käyttöjännite latausjärjestelmän piireille, jotta lataus toimisi myös laitteen ollessa sammuksissa. Tämä ulkoinen tehollähde kytketään laitteeseen haluttaessa ladata akku tai käyttää laitetta ulkoisella tehollähteellä akun sijasta. Liitteessä III on esitetty toteutetun latausjärjestelmän kytkentäkaavio. Komponenttivalintoihin ei tässä puututa vaan ne näkyvät kytkentäkaaviosta.

Tarkastellaan seuraavaksi lyhyesti latausjärjestelmän toimintaa. Kun ulkoinen tehollähde työnnetään laitteeseen kiinni lakkaa latauksen apujännitteen vaikutuksesta akun negatiivisen elektrodin ja laitteen maan välissä oleva N-FET-transistori johtamasta, jolloin siis akku kytkeytyy irti ja laite alkaa käyttää ulkoista tehollähdettä akun sijasta.

Akun latausta ohjaa Microchip Technology Inc:in SSOP28-koteloinen PIC16F872-ISS mikrokontrolleri. Kun ulkoinen tehollähde työnnetään kiinni laitteeseen tarkistaa mikrokontrolleri ensin onko sen tulojännite latauksen sallimissa rajoissa. Latausjännitteen on oltava välillä $3,8 - 4,2 \text{ V}$, jotta akun lataus sallitaan. Seuraavaksi mikrokontrolleri tarkistaa onko akun lämpötila sallitulla alueella ($0 - +50 \text{ }^\circ\text{C}$), jotta akkua voitaisiin turvallisesti ladata. Mikäli lämpötila poikkeaa sallitusta odottaa mikrokontrolleri sen palautumista sallitulle alueelle ennen kuin jatkaa akun lataamista. Tämän jälkeen mitataan vielä akun jännite. Mittauksen raja-arvona on $2,6 \text{ V}$. Mikäli akun jännite on yli $2,6 \text{ V}$ niin aletaan akkua ladata täydellä latausvirralla, mutta jos akun jännite on alle $2,6 \text{ V}$ niin ladataan akkua pienemmällä latausvirralla (n. 100 mA) aluksi, jottei lähes tyhjä akku vaurioituisi suuresta latausvirrasta. Kun laite on pois päältä ja akkua ladataan on akun latausvirta aluksi noin 3 A (alkaa siitä pudota akun täytyessä). Kun laite on päällä latauksen aikana ottaa se tarvitseman osansa latausvirrasta, joten akkua ladataan tällöin pienemmällä virralla ja näin ollen lataus kestää myös kauemmin. Akun lataus kestää tällä kytkennällä testien mukaan noin 6 tuntia kun laite on pois päältä.

Mikrokontrolleri huolehtii latauksen lopetuksesta. Lopetusmekanismeja on kolme. Mikrokontrolleri mittaa latausvirtaa ja kun akku täyttyy niin latausvirta myös putoaa, kuten kappaleessa 4.3 on esitetty. Kun latausvirta on pudonnut noin 100 mA:in olettaa mikrokontrolleri, että akku on täynnä ja lopettaa latauksen (I_{MIN} -lopetusmenetelmä). Mikrokontrolleri mittaa myös lämpötilaa latauksen aikana. Mikäli se poikkeaa sallituista rajoista (0 - +50 °C) niin se keskeyttää latauksen (T_{CO} -lopetusmenetelmä). Kolmas latauksen lopetusmekanismi on ajastin. Mikäli akun lataus kestää jostain syystä yli 8 h 20 min niin lataus lopetetaan, jottei virhetilanteissa ylliladattaisi akkua.

Mikrokontrolleri kertoo myös yhdellä I/O-pinnillään laitteen pääprosessorille mikä on latauksen tila kullakin hetkellä. Mikäli linja on ylhäällä käyttää laite akkua, mikäli linja on alhaalla käyttää laite ulkoista teholähdettä, ja mikäli linjan tila vaihtelee pulssittain on akun lataus päällä.

Mikrokontrollerin ohjelmakoodia ei esitetä tässä työssä.

5.4.4 Piirilevy

Parannetun teholähdepiirilevyn suunnittelu ei juurikaan tuonut muutoksia itse piirilevyn perusrakenteeseen. Edellistä versiota pienemmistä hakkureista saatu levypinta-ala käytettiin suurelta osin akun latausjärjestelmälle. Suunnittelussa pyrittiin edelleen noudattamaan kappaleessa 3.6 esitettyjä suunnitteluperiaatteita niin paljon kuin mahdollista.

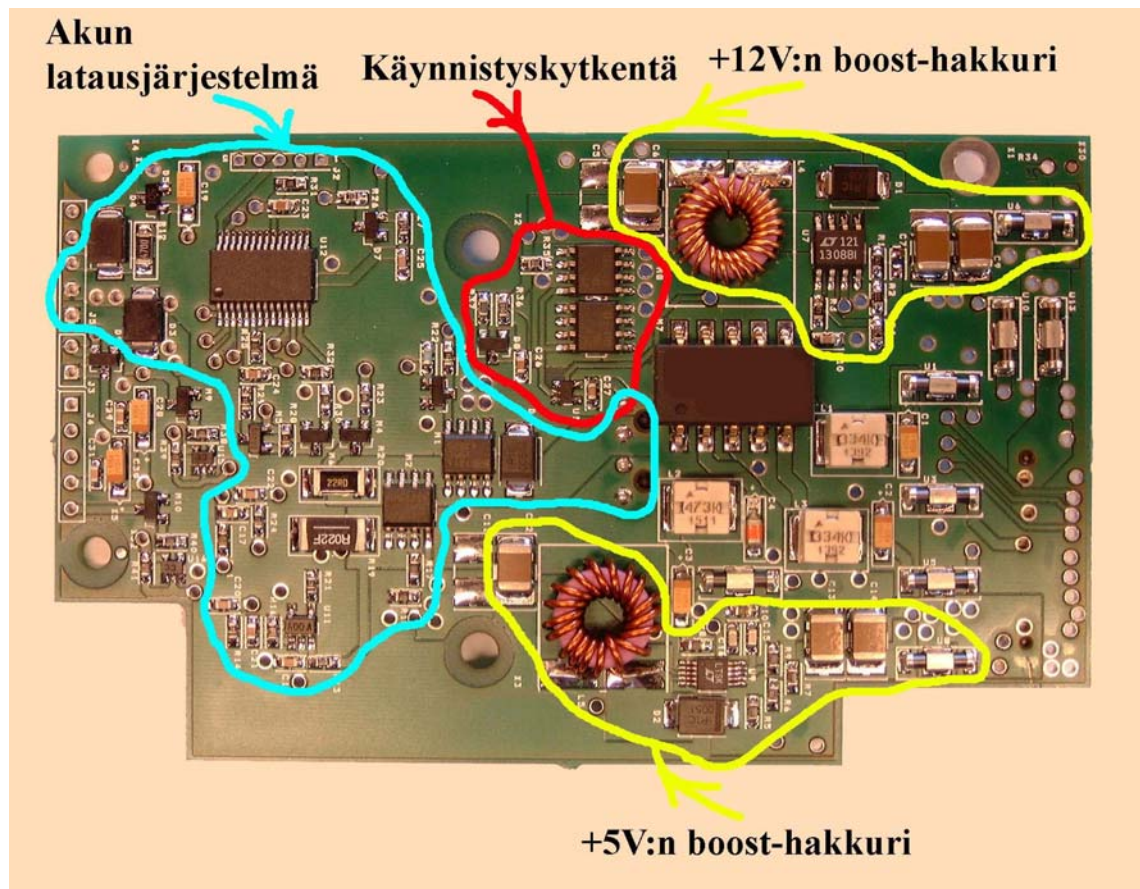
Piirilevyn paksuudeksi valittiin sama kuin edellisessä versiossa eli 1,6 mm ja siinä on myös 8 kerrosta. Kuparin paksuus on 70 μm nyt vain niissä kerroksissa missä kulkee suuria virtoja ja muissa 35 μm . Näin on saatu levyä hiukan kevyemmäksi. Levyllä on myös pyritty edellisen version tapaan käyttämään mahdollisimman paljon tasoja sekä vedot on tehty niin leveiksi kuin mahdollista. Tiettyihin osakokonaisuuksiin kuuluvat komponentit, etenkin hakkurien suurivirtaisissa osissa, on pyritty sijoittamaan mahdollisimman lähelle toisiaan ja näin minimoimaan vetojen pituudet. Jokaisen maatasoon liittyvän komponentin juotospisteen viereen on nytkin lisätty yksi tai useampia läpivientejä maavetojen saamiseksi mahdollisimman lyhyiksi.

Taulukossa 6 on kerrottu mitä pääpiirteittäin sijaitsee missäkin levyn kerroksessa. Rakente on hyvin paljon samanlainen kuin edellisessä versiossa.

Taulukko 6. Teholähdepiirilevyn kerrokset.

Kerros:	Kuvaus:
Päällyskerros (kupari 70 µm)	<ul style="list-style-type: none"> - Komponentit - Komponenttien välisiä vetoja/tasoja - Digitaalimaataso (muut paitsi laitteen herkät analogiamittaukset käyttää) - Analogiamaataso (herkille analogiamittauksille)
1. sisäkerros (kupari 70 µm)	<ul style="list-style-type: none"> - Digitaalimaataso - Analogiamaataso
2. sisäkerros (kupari 70 µm)	<ul style="list-style-type: none"> - Akkujännitetaso - Latauksen apujännitetaso - Komponenttien välisiä vetoja/tasoja
3. sisäkerros (kupari 70 µm)	<ul style="list-style-type: none"> - +5V-taso - +12V-taso - Komponenttien välisiä vetoja
4. sisäkerros (kupari 70 µm)	<ul style="list-style-type: none"> - Herkän mittauslinjan suojamaataso
5. sisäkerros (kupari 35 µm)	<ul style="list-style-type: none"> - Herkkä mittauslinja
6. sisäkerros (kupari 35 µm)	<ul style="list-style-type: none"> - Herkän mittauslinjan suojamaataso
Pohjakerros (kupari 35 µm)	<ul style="list-style-type: none"> - Häiriölliset mittausanturin lämmitysvastuksen ja ilmapumpun PWM-ohjaussignaalit - Digitaalimaataso - Akkuliitin - Liityntä muualle laitteeseen

Kuvassa 68 on digitaalikameralla otettu kuva kalustetusta teholähdepiirilevystä, josta näkyy komponenttien sijoittelut.

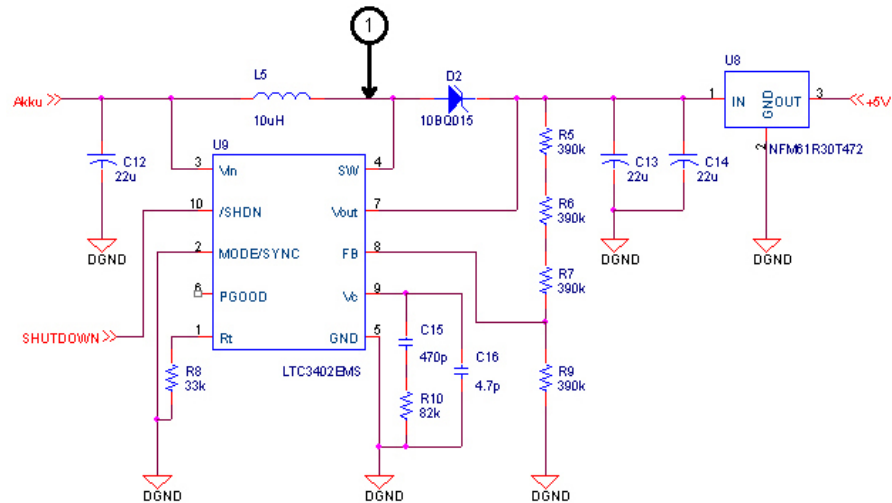


Kuva 68. Teholähdepiirilevyn paranneltu versio.

Edellisen version piirilevyn heikkouksien, jotka on esitetty kappaleessa 5.3.6, ei voitu täydellisesti poistaa vaan lähtöpuolen kondensaattorit jouduttiin hakkureille edelleen sijoittamaan tilan puutteen vuoksi riviin. Matka akulta hakkurin lähtöön kuitenkin lyheni pienempien komponenttien ansiosta.

5.4.5 Mittaukset ja niiden tulokset

Tässä kappaleessa tarkastellaan edellä esitellylle ja mitoitettulle paranneltun tehon lähdepiirilevyn version +5V:n boost-hakkurille tehtyjä mittauksia. Nämä mittaukset on pyritty suorittamaan niin, että vertailu edellisen levyversion mittaustuloksiin (kappale 5.3.5) olisi mahdollista. Kuvan 69 kytkentäkaavioon on numeroin merkitty mistä kohtaa mitaukset +5V:n hakkurille on suoritettu.



Kuva 69. +5V:n boost-hakkurin mittauspiste.

+5V:n boost-hakkurin kytkentätaajuus ja pulssisuhde

Ensimmäisen mittauksen tarkoituksena oli tutkia hakkurin kytkentätaajuuden ja pulssisuhteen riippuvuutta hakkurin kuormituksesta. Ideaalisessa tapauksessa PWM-ohjauksella molempien tulisi pysyä vakiona, mutta näin ei tietenkään hakkurin häviöiden takia todellisuudessa tapahdu. Taulukossa 7 on esitetty miten hakkurin kytkentätaajuus sekä pulssisuhde riippuvat kuormituksesta ja tulojännitteestä.

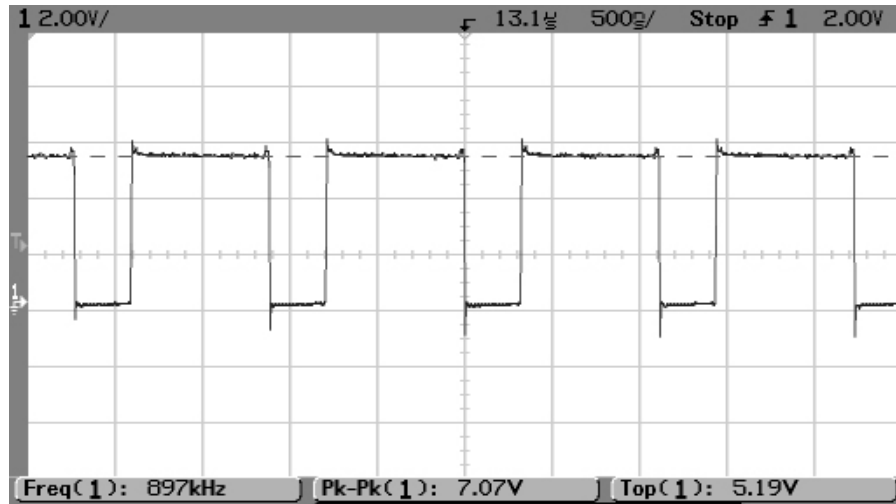
Taulukko 7. +5V:n boost-hakkurin kytkentätaajuuden sekä pulssisuhteen riippuvuus kuormituksesta ja tulojännitteestä.

Tulojännite:	Lähtövirta:	Taajuus:	Pulssisuhde:
3,6 V	28 mA	887 kHz	0,18
3,6 V	56 mA	889 kHz	0,23
3,6 V	74 mA	885 kHz	0,29
3,6 V	106 mA	885 kHz	0,30
3,6 V	185 mA	897 kHz	0,30
3,6 V	278 mA	897 kHz	0,31
3,6 V	370 mA	899 kHz	0,30
3,6 V	500mA	899 kHz	0,32
2,7 V	500 mA	905 kHz	0,50
4,1 V	500 mA	897 kHz	0,20

Ensimmäisen levyversion matala kytkentätaajuuden ongelma, etenkin pienillä kuormituksilla, on taulukon 7 mukaisesti saatu ratkaistua tällä uudella hakkurilla. Pulssisuhde pysyy myös melko vakiona kuormituksen muuttellessa. Vain pienillä kuormituksilla, kun hakkuri toimii epäjatkuvaan johtamismoodissa, poikkeaa pulssisuhde enemmän. Poiketen myös edellisestä levyversiosta, nyt vakiona pysyvän melko suuritaajuuden kytkentätaajuuden ansiosta kela ei myöskään pidä epämiellyttävää surinaa ihmisen kuuloalueella.

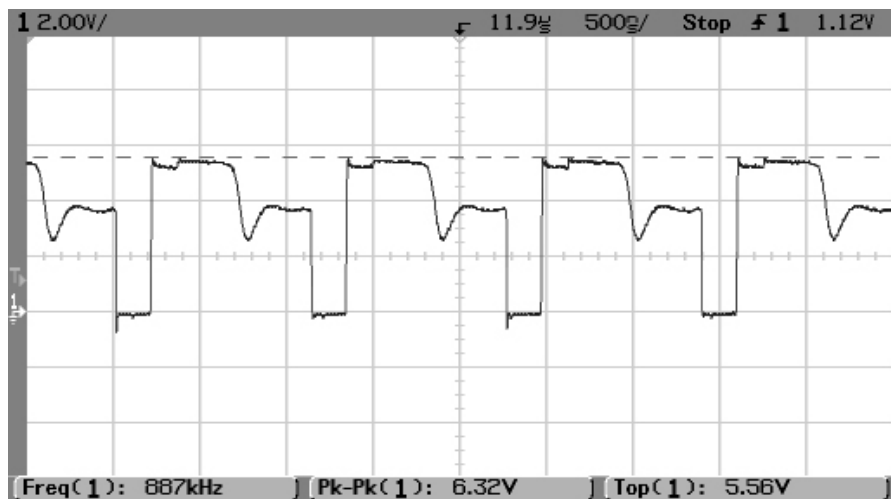
+5V:n boost-hakkurin toiminta eri kuormituksilla

Seuraavaksi hakkurista tutkittiin miten se muuten käyttäytyy eri kuormituksilla. Mittaukset suoritettiin kuvaan 69 merkitystä mittauspisteestä numero 1. Kuvassa 70 on esitetty mitattu jännite, kun hakkurin lähtövirta on noin 185 mA.



Kuva 70. +5V:n boost-hakkurin jännite mittauspisteessä 1 kun lähtövirta on noin 185 mA ja tulojännite 3,6 V.

Kuvasta nähdään, että hakkuri pysyy jatkuvassa toimintamoodissa (CCM) tällä kuormituksella, toisin kuin edellisen levyversion hakkuri, joka ajautui epäjatkuvaan toimintamoodiin (DCM) kappaleessa 5.3.5 (kuva 51) esitettyjen mittausten perusteella. Kuitenkin hakkurin kuormituksen pienentyessä ajautuu tämäkin hakkuri väistämättä epäjatkuvaan toimintamoodiin, kuten kuvan 71 tapauksessa huomataan (kuormitus 28 mA).



Kuva 71. +5V:n hakkurin jännite mittauspisteessä 1 kun lähtövirta on noin 28 mA ja tulojännite 3,6 V.

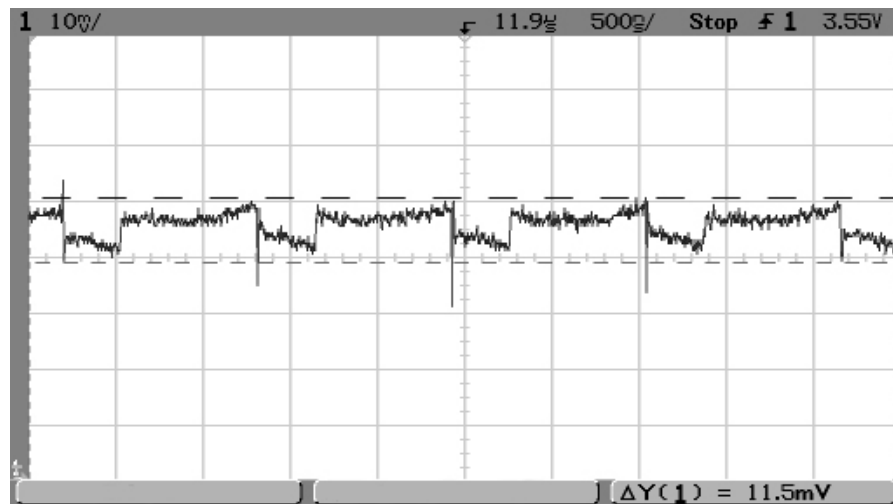
Epäjatkuvaan toimintamoodiin siirryttyään mittauspisteen 1 jännite putoaa ja alkaa värähdellä, kuten edellisessä levyversiossakin, mutta nyt värähtely vaimenee miltei heti pois. Värähtelyn, jonka syntyä on selvitetty kappaleessa 5.3.5, vaimentaa tässä kytken-

nässä LTC3402-ohjainpiirin käyttämä Antiringing control –kytkentä. Siinä ohjainpiirin sisäinen kytkin kytkee vastuksen kelan rinnalle vaimentamaan värähtelyn kun hakkurin molemmat kytkimet ovat johtamattomina. Antiringing control –kytkentä näkyy LTC3402-ohjainpiirin lohkokaaviossa kuvassa 62. /11/

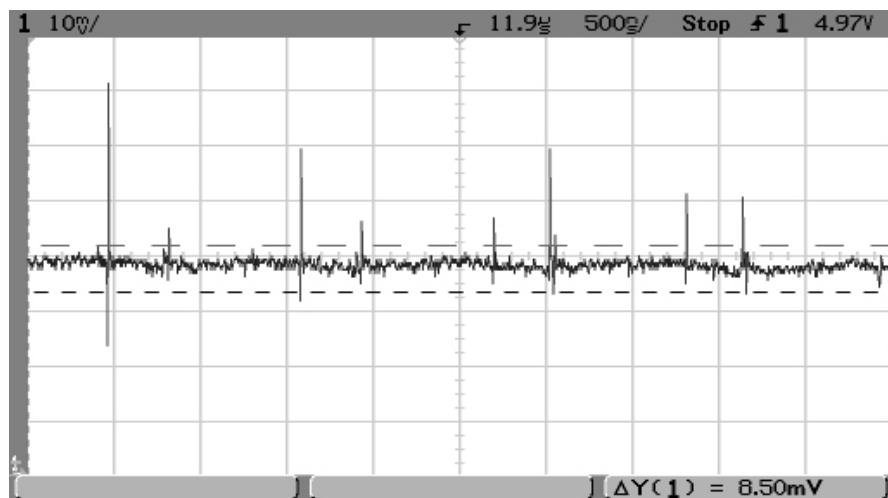
Kuvissa 70 ja 71 näkyy kuitenkin vielä hyvin korkeataajuisia värähtelypiikkejä kun hakkurin kytkimet vaihtavat johtamisvuoroaan. Näiden värähtelyjen aiheuttaja on kerrottu jo kappaleessa 5.3.5, jossa värähtelytaajuudeksi sillä hakkurilla muodostui noin 53 MHz. Nyt tällä hakkurilla syntyvien värähtelyjen taajuusalue oli jotakuinkin 100 - 300 MHz. Näin suuret taajuudet saattavat aiheuttaa säteileviä EMI-häiriöitä ympäristöönsä, mikäli pääsevät esimerkiksi sopivan pitkistä johdinvedosta säteilemään.

+5V:n boost-hakkurin tulo- ja lähtöjännite

Tarkastellaan seuraavaksi kytkennästä mitattuja hakkurin tulo- ja lähtöjännitettä, kun tulojännite oli 3,6 V ja kuormitus 185 mA. Kuvissa 72 ja 73 on esitetty nämä käyrät.

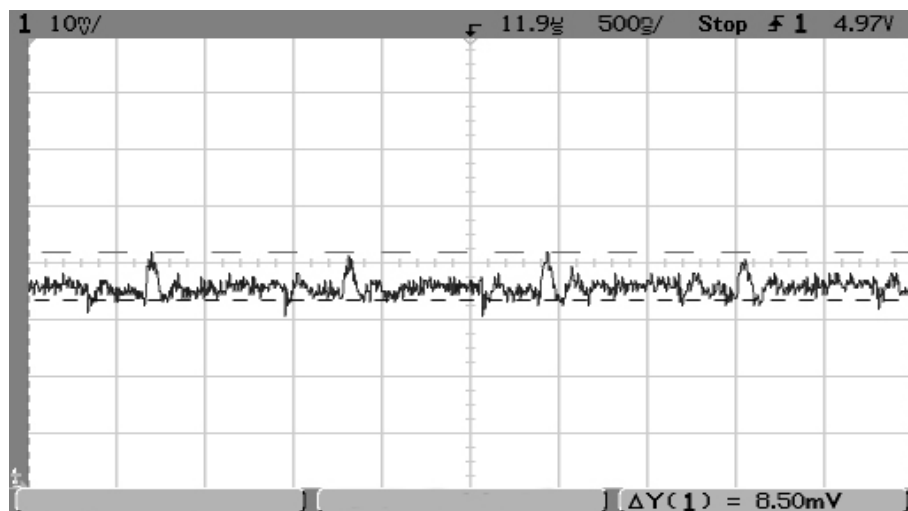


Kuva 72. +5V:n boost-hakkurin tulojännite. Hakkurin tulojännite on 3,6 V ja kuormitus 185 mA.



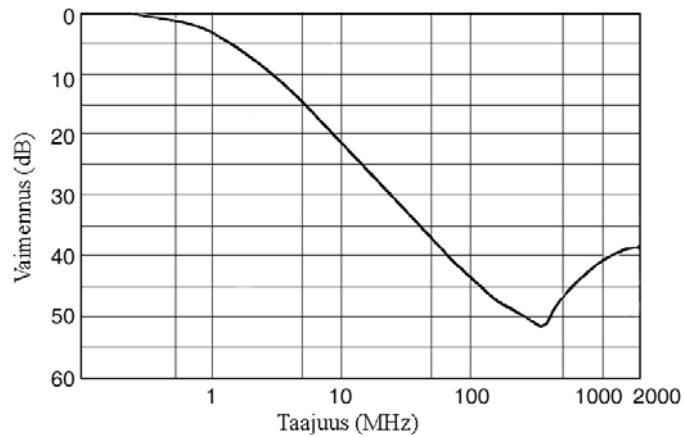
Kuva 73. +5V:n boost-hakkurin lähtöjännite. Hakkurin tulojännite on 3,6 V ja kuormitus 185 mA.

Vertaamalla näitä käyrämuotoja edellisen levyversion vastaaviin (kpl 5.3.5, kuvat 54 ja 55) huomataan, että tässä versiossa kytkentätaajuinen väre näissä jännitteissä on mitätömän pientä verrattuna edelliseen versioon. Tulojännitteessä näkyvä kytkentätaajuinen väre on vain noin 11,5 mV ja lähtöjännitteessä vielä pienempi, alle 5 mV. Tähän on vaikuttanut ennen kaikkea nyt käytettävä huomattavasti suurempi hakkurin kytkentätaajuus, jolloin kondensaattorit suodattavat kytkentätaajuisia häiriöitä huomattavasti paremmin. Tämän voi todeta myös katsomalla kuvasta 64 keraamisen kondensaattorin impedanssin itseisarvokäyrää, jossa käytetyllä kytkentätaajuudella (909 kHz) impedanssi on hyvin alhainen (n. 24 m Ω). Edellä mainittujen, reilusti yli 100 MHz:n, häiriötaajuuksien suodattuminen onkin sitten ongelmallisempi asia. Nämä taajuudet näkyvätkin sekä tulo- että ennen kaikkea lähtöjännitteessä melko korkeina häiriöpiikkeinä (<50 mV). Katsomalla käytössä olevien keraamisten kondensaattorien impedanssin itseisarvokäyrää kuvasta 64, huomataan impedanssin olevan näin suurilla taajuuksilla melko suuri, >2 Ω , joten se ei myöskään suodata näitä taajuuksia hyvin. Nyt astuukin tärkeään rooliin jo edellisessä versiossa käytetty MuRata Electronics:n emisuodatin (NFM61R30T472). Se on kytketty hakkurin lähtöön suodattamaan juuri nämä korkeataajuiset piikit pois lähtöjännitteestä. Kuvassa 74 on esitetty kuvan 73 lähtöjännitettä vastaava käyrä, mutta nyt jännitettä on suodatettu vielä kyseisellä emisuodattimella. Kyseiset häiriötaajuudet suodattuvat miltei olemattomiin.



Kuva 74. +5V:n boost-hakkurin emisuodattimella suodatettu lähtöjännite. Hakkurin tulojännite on 3,6 V ja kuormitus 185 mA.

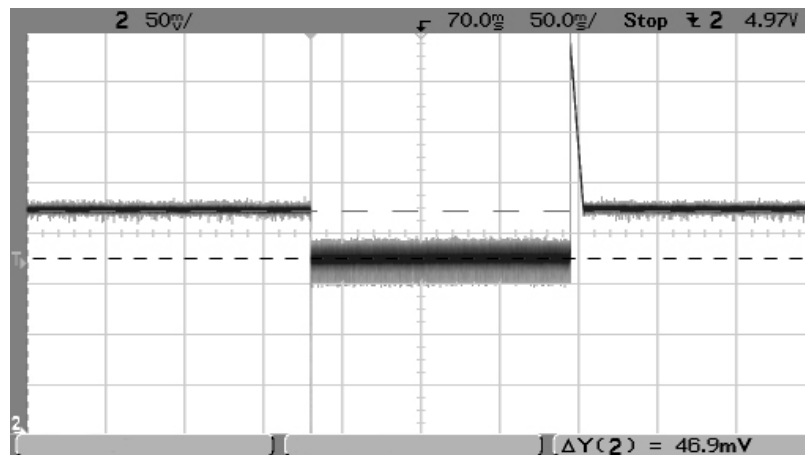
Emisuodattimen tehokkuus juuri näille suurille taajuuksille voidaan myös todeta sen datalehdessä annetusta käyrästä kuvassa 75.



Kuva 75. MuRata Electronics:n emisuodattimen (NFM61R30T472) vaimennuskyky eri taajuuksilla /38/.

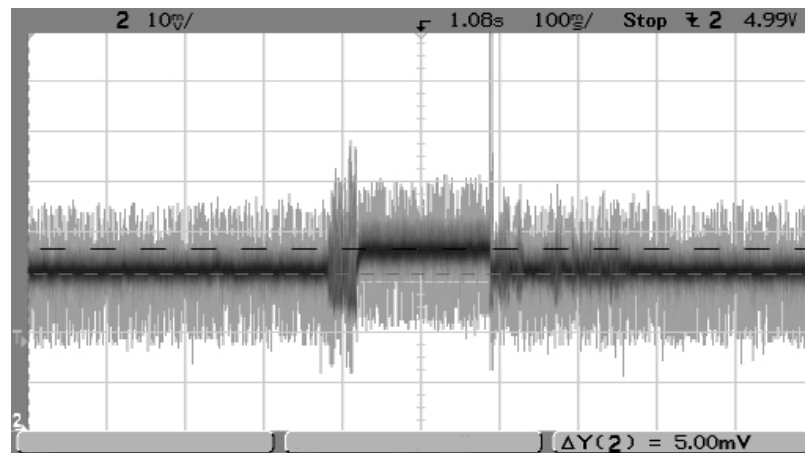
+5V:n boost-hakkurin transienttivasteet

+5V:n hakkurilta mitattiin myös miten sen lähtöjännite reagoi kuormituksen askelmaiseseen muutokseen (load transient response) sekä tulojännitteen askelmaiseseen muutokseen (line transient response). Kuvassa 76 hakkurin lähtöjännitemittauksessa hakkurin tulojännite on 3,6 V ja alkutilanteessa hakkuri on ilman kuormitusta. Kuormitukseksi muutetaan hetkeksi 500 mA, jolloin lähtöjännite putoaa noin 47 mV. Kun kuormitus jälleen poistetaan, näkyy kuvassa noin 150mV jännitepiikki, mutta se asettuu melko nopeasti.



Kuva 76. +5V:n boost-hakkurin lähtöjännitteen vaste kuormituksen askelmaiselle muutokselle. Hakkurin tulojännite on 3,6 V ja sen kuormitus muutetaan hetkeksi 0 A:sta 500 mA:in.

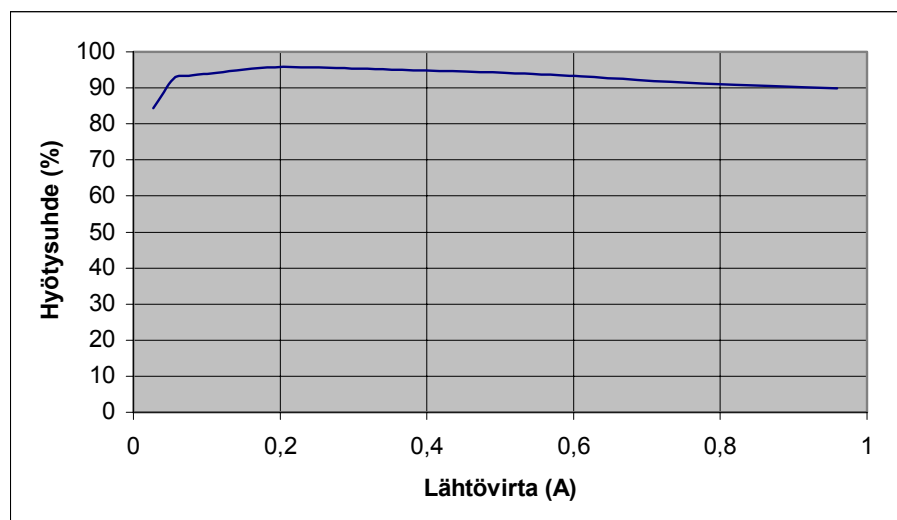
Tulojännitteen askelmaisen muutoksen aiheuttamaa muutosta lähtöjännitteessä tutkittiin muuttamalla hakkurin tulojännitettä käytetyn sovelluksen sallitun tulojännitealueen äärilaidoilla. Eli tulojännitteenä mittauksen alkuhetkellä pidettiin sovelluksen maksimitulojännitettä eli 4,1 V:a ja sitten jännite pudotetaan hetkeksi 2,7 V:in, joka on sovelluksen akun pienin sallittu jännite. Kuvassa 77 näkyy miten hakkurin lähtöjännite reagoi tähän muutokseen, se nousee noin 5 mV. Kuormitusvirtana mittauksen aikana oli 185 mA.



Kuva 77. +5V:n boost-hakkurin lähtöjännitteen vaste tulojännitteen askelmaiselle muutokselle. Hakkurin kuormituksena on 185 mA ja sen tulojännite pudotetaan hetkeksi 4,1 V:sta 2,7 V:in.

+5V:n boost-hakkurin hyötysuhde

Tässä parannetussa levyversiossa oli yhtenä tavoitteena parantaa edellisen levyversion hakkurien hyötysuhdetta. +5V:n hakkurin hyötysuhde mitattiin tämän selvittämiseksi samoilla kuormituksilla kuin kappaleessa 5.3.5 mitattu hakkurin ensimmäisen version (kuva 58) hyötysuhdekäyrä. Saatujen mittaustulosten perusteella kuvaan 78 on piirretty käyrä hakkurin hyötysuhteesta kuormituksen funktiona.



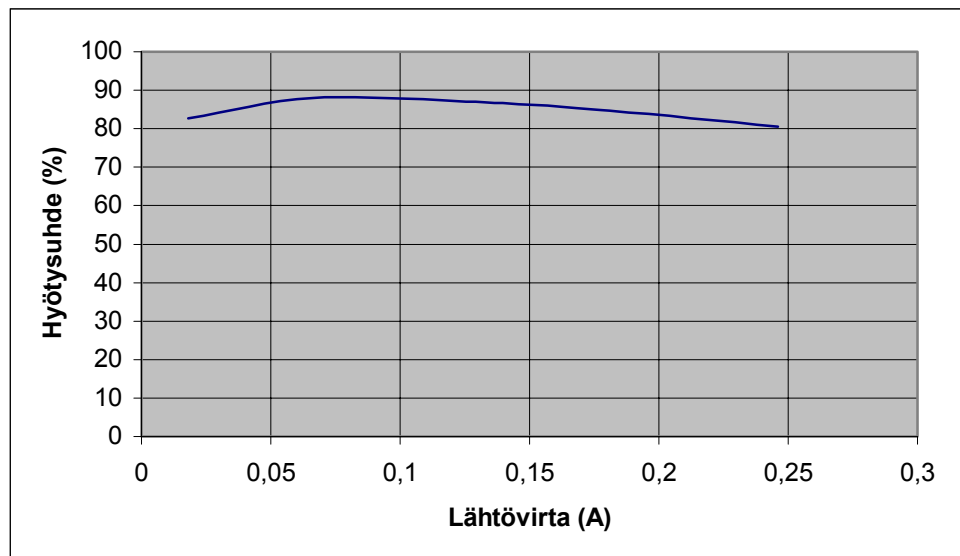
Kuva 78. +5V:n boost-hakkurin hyötysuhde kuormituksen funktiona.

Vertaamalla tätä hyötysuhdekäyrää kuvan 58 käyrään huomataan, että hyötysuhdetta on saatu parannettua tähän versioon jopa 10 %-yksikköä. Tähän on pääosin vaikuttanut synkronisen tasasuuntauksen käyttö, virran väreiden mitoittaminen hakkurissa pienemmäksi sekä pienempihäviöisten kondensaattorien käyttö. Pienillä kuormituksilla kuitenkin edellisen version hakkurilla on hyötysuhde suunnilleen samaa luokkaa kuin tällä versiolla. Tämä johtuu pääosin siitä, että suuremmalla kytkentätaajuudella joudutaan lataamaan MOSFET-kytkintransistorin hilakapasitanssia useammin, jolloin siihen kuluu pienillä kuormituksilla virtaa suhteessa lähtövirtaan enemmän kuin matalilla kytkentätaajuuksilla.

+12V:n boost-hakkurin hyötysuhde

Ohjainpiiriksi +12V:n boost-hakkurille valittiin LT1308BIS8. Sen kytkentätaajuus on asetettu kiinteästi 600 kHz:in. Liitteessä II on esitetty hakkurin kytkentä.

Hakkurin hyötysuhde mitattiin usealla eri kuormituksella. Näiden mittaustulosten perusteella on kuvaan 79 piirretty käyrä hakkurin hyötysuhteesta, jota voidaan verrata aiemman levyversion hakkurin hyötysuhteeseen kuvasta 59.



Kuva 79. +12V:n boost-hakkurin hyötysuhde kuormituksen funktiona.

Myös +12V:n hakkurille on saatu lähes 10 %-yksikön hyötysuhteen paraneminen. Tähän on pääosin vaikuttanut virran väreiden mitoittaminen hakkurissa pienemmäksi sekä pienempi häviöisten kondensaattorien käyttö. Pienillä kuormituksilla suurempi kytkentätaajuuden hakkurin hyötysuhde putoaa johtuen MOSFET-transistorin hilakapasitanssin lataamisesta.

6 YHTEENVETO

Työn tavoitteena oli suunnitella ja rakentaa suorituskyvyltään hyvä tehölähdepiirilevy akkukäyttöiseen mittalaitteeseen. Mittausten ja laitteella tehtyjen testien perusteella tässä myös onnistuttiin suhteellisen hyvin.

Ensimmäinen suunniteltu levyversio oli jo toimiva, mutta sen hakkuriteholähteiden hyötysuhde oli heikko sekä niiden suuri koko esti myös akun latausjärjestelmän mahtumisen levyille. Ensimmäisen levyversion hyötysuhdetta saatiinkin parannettua seuraavaan levyversioon lähes 10 %:a sekä kokoa saatiin pienennettyä riittävästi, jolloin akun latausjärjestelmä saatiin mahtumaan tähän paranneltulle levyversiolle. Myös hakkurien aiheuttamia häiriöitä saatiin paranneltuun versioon huomattavasti pienemmäksi, kun hakkuriteholähteiden kytkentätaajuutta kasvatettiin edellisestä versiosta. Ensimmäisen levyversion hakkureita haitannut melko suurillakin kuormituksilla epäjatkuvaan johtamismoodiin (DCM) siirtyminen sekä siitä aiheutuva värähtely on myös saatu pääosin poistettua parannellusta levyversiosta.

Tehölähdepiirilevyn paranneltun version testeissä huomattiin ongelmana akun purkautuminen sen täyteen lataamisen jälkeen, kun laitetta käytetään ulkoisella tehölähteellä. Tämä johtuu siitä, ettei ulkoinen tehölähde pysty antamaan tarvittavia virtapiikkejä laitteen nopeissa kuormitusmuutoksissa ja näin ollen ne otetaan akusta. Levyn seuraavaan versioon kannattaakin miettiä esimerkiksi suuren kapasitanssiarvon omaavan kondensaattorin lisäämistä akkulinjaan, josta nopeat virtapiikit voitaisiin ottaa. Toisena heikkoutena tehölähdepiirilevyn paranneltulle versiolle huomattiin +12V:n hakkurin (liite II) lähtöjännitteen putoaminen noin 100 mV laitteen käytön tietyissä vaiheissa. Seuraavaan levyversioon kannattaakin hakkurin lähtöpuolelle lisätä kapasitanssia, jotta ongelmalta vältyttäisiin. Myös joidenkin levyn komponenttien tarpeellisuutta levyllä on syytä pohtia. Esimerkiksi hakkurien lähtöjännitteiden suodatuksessa käytetyt emisuodattimet ovat hinnaltaan melko kalliita. Niiden käytön hyödyt on todettu tässä työssä, eli ne suodattavat hakkurien korkeataajuisia häiriöitä hyvin pois, mutta onko nämä häiriöt tarpeellista poistaa? Esimerkiksi jo laitteen digitaalipiirit aiheuttavat jännitteisiin paljon häiriöitä, joten hakkurin aiheuttamat korkeataajuiset häiriöt eivät niiden seassa välttämättä paljoa haittaisi. Tätä täytyy tutkia seuraavaa levyversiota varten kuitenkin lisää.

7 LÄHTEET

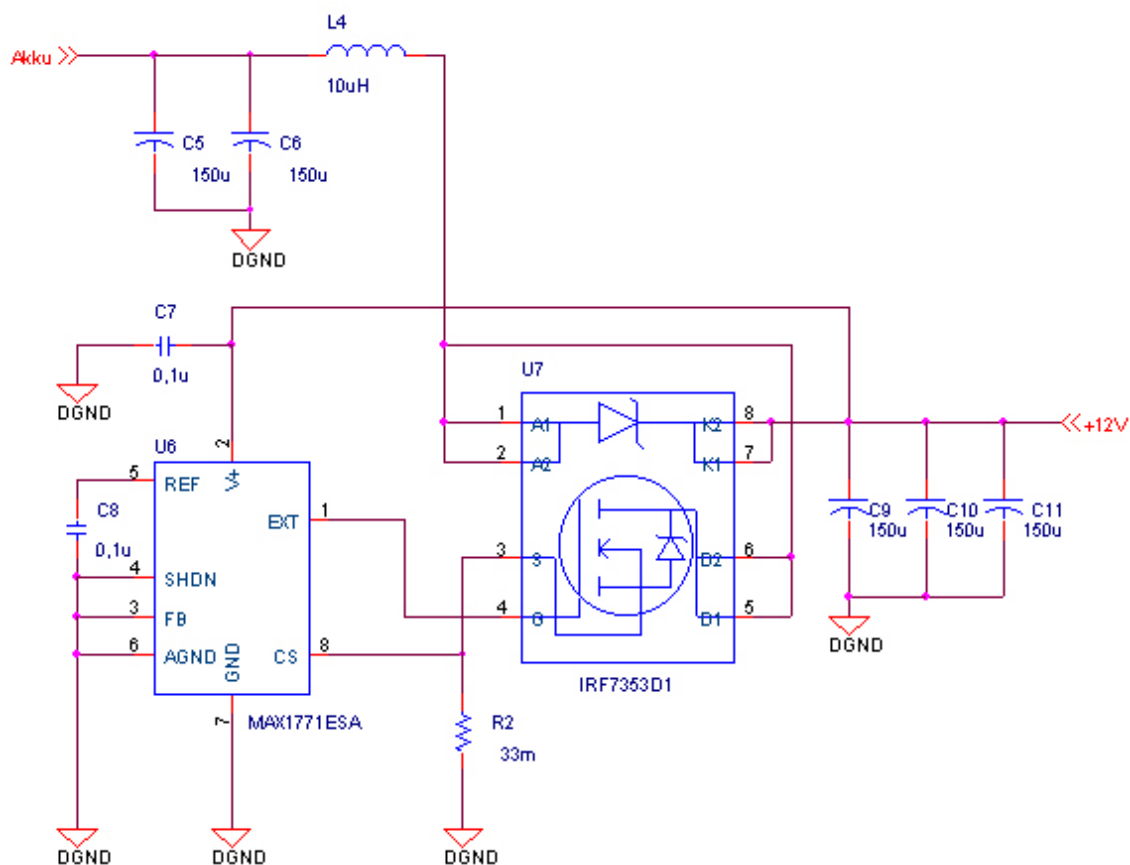
- /1/ Millman, J., Grabel, A., Microelectronics, 2. painos, Singapore, 1987, McGraw-Hill Book Co., ISBN 0-07-100596-X, s. 66 – 67 ja s. 785 – 789
- /2/ Erickson, R. W., Fundamentals of Power Electronics, New York, 1999, Kluwer Academic Publishers, ISBN 0-412-08541-0, 791 s.
- /3/ Billings, K. H., Switchmode Power Supply Handbook, USA, 1989, McGraw-Hill Book Co., ISBN 0-07-005330-8
- /4/ MAOL ry., MAOL-taulukot, 1. Uudistettu painos, Keuruu, 1992, Kustannusosakeyhtiö Otava, ISBN 951-1-12112-X, 157 s.
- /5/ Maxim Integrated Products Inc., Application Note 197: DC/DC Conversion without Inductors, 2000 (<http://www.maxim-ic.com>, 9.1.2002)
- /6/ Maxim Integrated Products Inc., internet-sivu (<http://www.maxim-ic.com>, 9.1.2002)
- /7/ Linear Technology Corporation, internet-sivu (<http://www.linear.com>, 9.1.2002)
- /8/ Mohan, N., Undeland, T. M., Robbins, W. P., Power Electronics, USA, 1995, John Wiley & Sons Inc., ISBN 0-471-58408-8, 802 s.
- /9/ Voipio, E., Sähkö- ja magneettikentät, 2. Painos, Helsinki, 1987, Otakustantamo, ISBN 951-672-038-2, 388 s.
- /10/ Voipio, E., Virtapiirit ja verkot, 14. painos, Helsinki, 1996, Otatieto Oy., ISBN 951-672-082-X, 362 s.
- /11/ Linear Technology Corporation, Data Sheet: LTC3402, 2000 (<http://www.linear.com>, 9.1.2002)
- /12/ Philips Components, Data Sheet: Soft Ferrites and Accessories, 2000 (<http://ferroxcube.com>, 9.1.2002)
- /13/ Ferroxcube, Data Sheet: 4C65, 2001 (<http://ferroxcube.com>, 9.1.2002)
- /14/ Pöyhönen, O. W., Sähkötekniikan käsikirja 3, Helsinki, 1979, Tammi, ISBN 951-30-2490-3, 579 s.
- /15/ Nerg, J., Sähkömagneettiset komponentit, opintomoniste, LTKK, 2001, s. 8 – 11 ja s. 55 - 56
- /16/ Volotinen, V., Lesch, K., Haaksikari, J., Elektroniikka 1 Analoginen elektroniikka, 5. painos, Porvoo, 1993, WSOY, ISBN 951-0-15259-5, 285 s.

- /17/ Maxim Integrated Products Inc., Application Note: Input and Output Noise on Buck Converters, (<http://www.maxim-ic.com>, 9.1.2002)
- /18/ Tihanyi, L., Electromagnetic Compatibility in Power Electronics, USA, 1995, J. K. Eckert & Company Inc., ISBN 0-7803-0416-0, 403 s.
- /19/ Bonte, A., Linear Technology Corporation, Design Notes 157: UltraFast Linear regulator Eliminates All Bulk Tantalum and Electrolytic Output Capacitors, 1997 (<http://www.linear.com>, 9.1.2002)
- /20/ Cain, J., AVX Corporation, Technical Information: Comparison of Multilayer Ceramic and Tantalum Capacitors (<http://www.avxcorp.com>, 9.1.2002)
- /21/ Murata Electronics Inc., Chip Monolithic Ceramic Capacitors as Alternatives for Chip Tantalum Capacitors, 2001 (<http://www.murata.com>, 9.1.2002)
- /22/ Linear Technology Corporation, Data Sheet: LT1308A/LT1308B, 1999 (<http://www.linear.com>, 9.1.2002)
- /23/ Maxim Integrated Products Inc., Data Sheet: MAX770-MAX773, 1996 (<http://www.maxim-ic.com>, 9.1.2002)
- /24/ Vishay Siliconix, Data Sheet: Si4466DY, 1997 (<http://www.siliconix.com>, 9.1.2002)
- /25/ International Rectifier, Data Sheet: IRF7805/IRF7807, 1999 (<http://www.irf.com>, 9.1.2002)
- /26/ Fairchild Semiconductor Corporation, Data Sheet: MBRS340, 1997 (<http://www.fairchildsemi.com>, 9.1.2002)
- /27/ International Rectifier, Achieve Up to 60% Space Savings with IR's FETKY Device (<http://www.irf.com>, 9.1.2002)
- /28/ Maxim Integrated Products Inc., Application Note: Synchronous Rectification Aids Low-Voltage Power Supplies, (<http://www.maxim-ic.com>, 9.1.2002)
- /29/ Brown, M., Fairchild Semiconductor, Designing PCBs for embedded switching power supplies, Electronics Engineer –lehti, December 1999
- /30/ Pyrhönen, J., Eskelinen, P., Kuisma, M., Silventoinen, P., Huppunen, J., Sähkömagneettinen yhteensopivuus, opintomoniste, LTKK, 1998, s. 4.2
- /31/ Maxim Integrated Products Inc., Application Note: 227 Layout Considerations for Non-Isolated DC-DC Converters, 2001 (<http://www.maxim-ic.com>, 9.1.2002)
- /32/ Berndt, D., Maintenance-Free Batteries A Handbook of Battery Technology, 2. painos, England, 1997, Research Studies Press Ltd., ISBN 0-86380-198-6, 496 s.

- /33/ Linear Technology Corporation, Application Note 68: LT1510 Design Manual, 1996 (<http://www.linear.com>, 9.1.2002)
- /34/ SAFT America Inc., Data Sheet: MP176065 (<http://www.saftbatteries.com>, 9.1.2002)
- /35/ Nelson, C., Linear Technology Corporation, Application Note 19: LT1070 Design Manual, 1986 (<http://www.linear.com>, 9.1.2002)
- /36/ Sähköpostikeskustelu Linear Technology AB:n edustajan Ilkka Salan kanssa 26.3.2002
- /37/ Seago, J., Linear Technology Corporation, Application Note 197: OPTI-LOOP Architecture Reduces Output Capacitance and Improves Transient Response, 1999, (<http://www.linear.com>, 9.1.2002)
- /38/ Murata Electronics Inc., Data Sheet: NFM61R Series (<http://www.murata.com>, 9.1.2002)

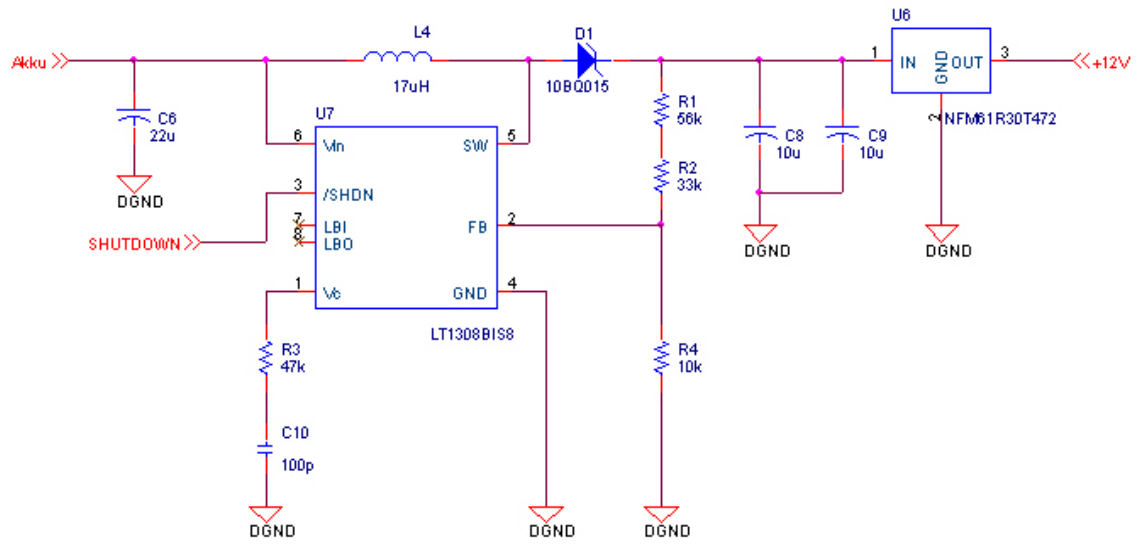
LIITE I

Teholähdepiirilevyn ensimmäisen version +12V:n hakkurin kytkentä

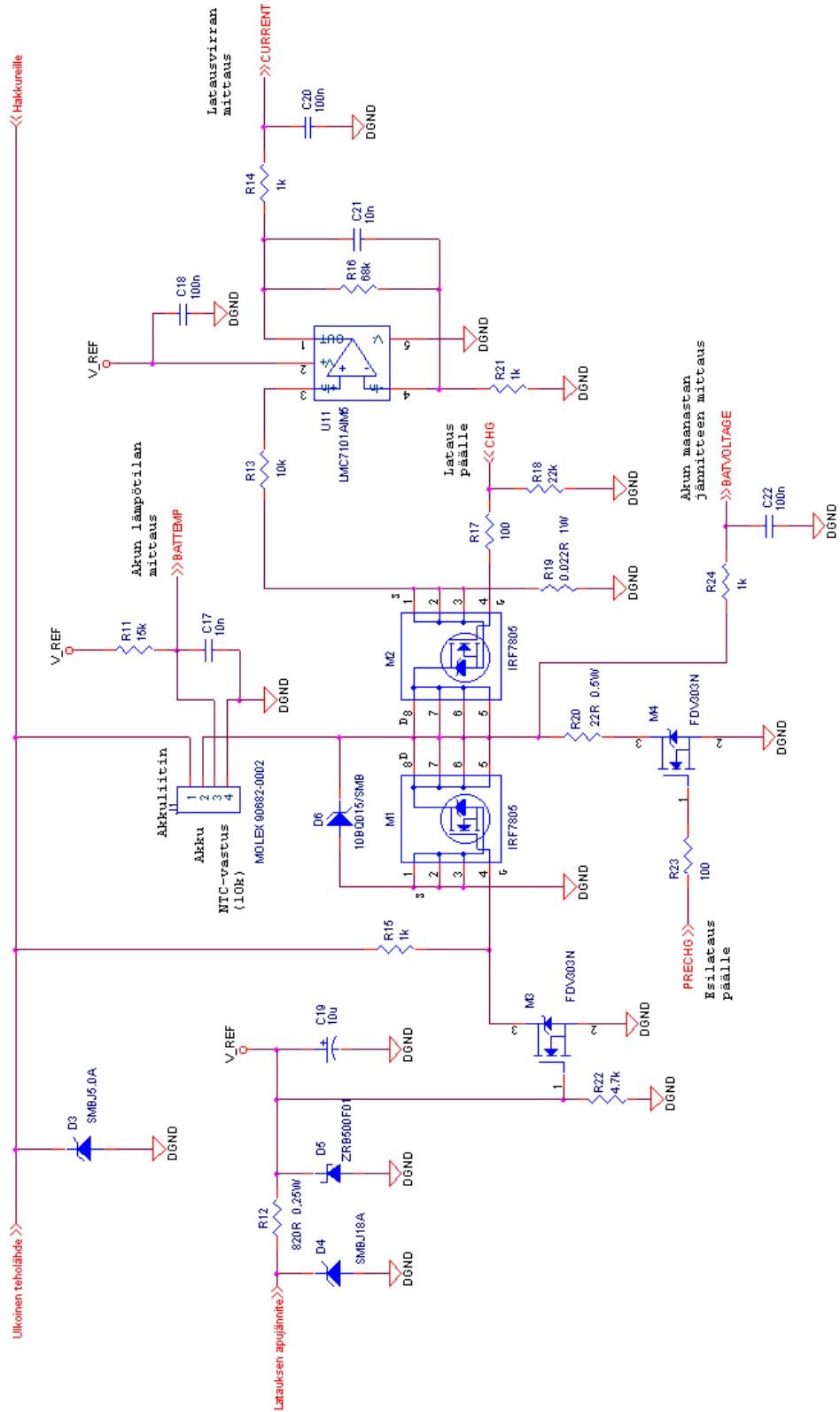


LIITE II

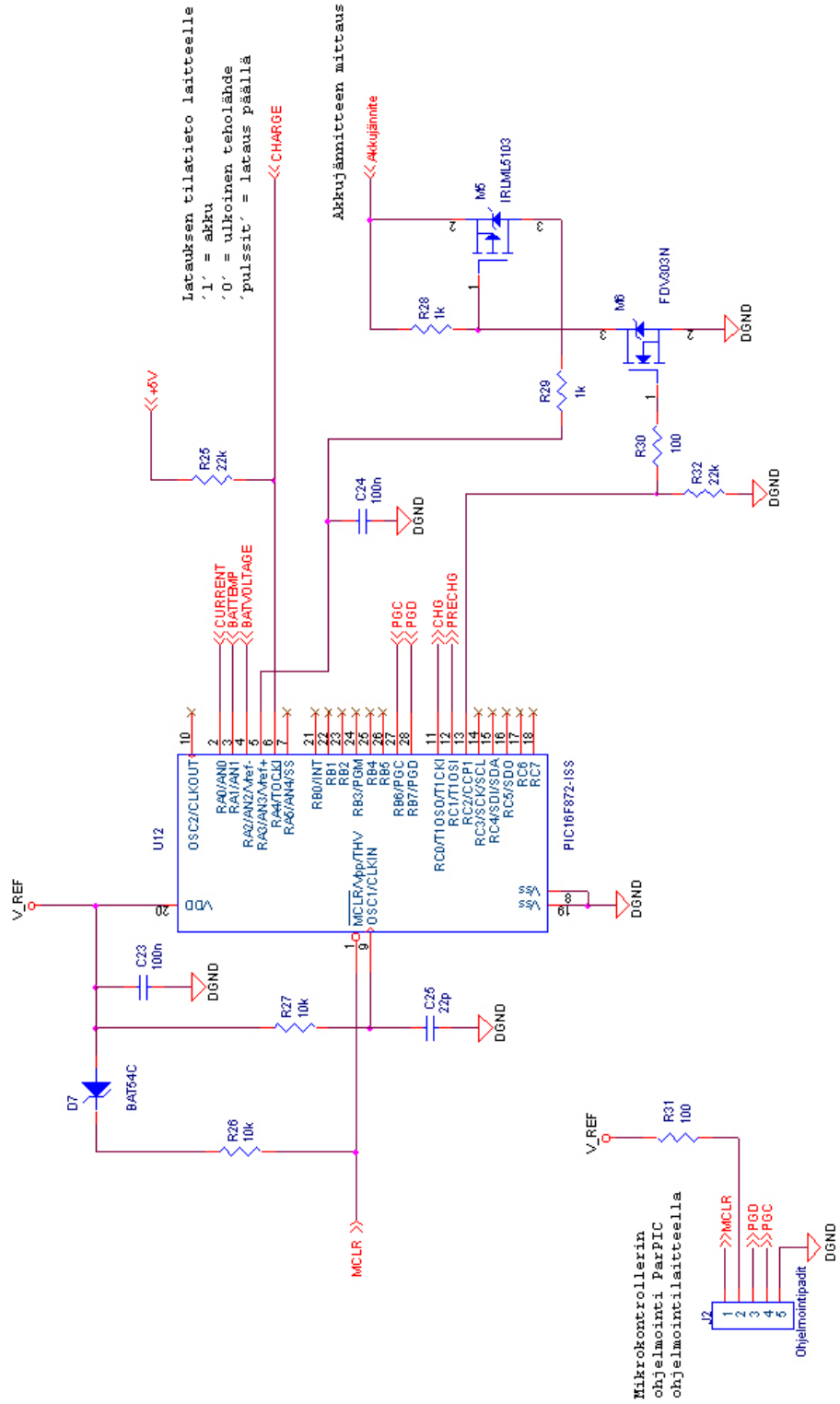
Teholähdepiirilevyn parannellun version +12V:n hakkurin kytkentä



Akun latausjärjestelmän kytkentä



Akun latausjärjestelmän kytkentä



LIITE IV

Vertailumittauskuva kondensaattorien suodatusominaisuuksista

