

TAMPEREEN AMMATTIKORKEAKOULU

Tietotekniikan koulutusohjelma

Elektroniikka

Tutkintotyö

Timo Mutula

HYBRIDIREGULOITU TASAJÄNNITELÄHDE

Työn ohjaaja

Työn teettäjä

Tampere 2006

Jorma Punju

Tampereen ammattikorkeakoulu

TAMPEREEN AMMATTIKORKEAKOULU

Tietotekniikka

Elektroniikka

Mutula Timo Hybridireguloitu tasajännitelähde

Tutkintotyö 38 sivua + 22 liitesivua

Työn ohjaaja Jorma Punju

Tampere 2006

Hakusanat Lineaariregulointi, hakkuriregulointi, tasajännitelähde

TIIVISTELMÄ

Tutkintotyön aiheena on hybridireguloitu tasajännitelähde. Tavoitteena oli valmistaa tasajännitelähde, josta saadaan ulos 3 – 24 V ja 0 – 12 A. Jännitelähteen käyttötarkoitus on syöttää korkeatehoista termoelektronista moduulia. Säädetävyytensä ja tehokkuutensa ansiosta jännitelähde soveltuu moniin muihinkin tarkoituksiin.

Korkean tehonsa takia jännitelähde vaati myös erityisen tehokkaita komponentteja. Työhön sopivien lineaariregulaattoreiden etsimisen yhteydessä löydettiin esiregulointia varten tehokas hakkurikytkentä, joka päätettiin toteuttaa hieman muokattuna. Hakkuriregulointi tekee jännitelähteestä erityisen tehokkaan ja parantaa ulostulojännitteen tasaisuutta isollakin kuormituksella.

Aluksi jännitelähteestä rakennettiin testikytkentä. Testikytkennän avulla havaittiin kytkentä toimivaksi, mutta se vaati korjauksia. Kytkennän toimintaa tehostettiin esimerkiksi korvaamalla hakkurin virtakytkimenä toiminut darlington-transistori MOSFET:illa, mikä vaati uusia mitoituksia muillekin komponenteille. Prototyypin varten hankittiin monia kytkennän tehokkuutta parantavia komponentteja ja teräspeltinen laitekotelo. Prototyypille suunniteltiin ja valmistettiin uusi piirilevy, johon sijoitettiin lähes kaikki kytkennän elektroniikkakomponentit. Prototyypin hankittiin myös yhdistetty jännite- ja virtamittari, joka sijoitettiin laitteen etupaneeliin.

Prototyypin toimintaa testattaessa kytkennässä ilmeni vakavia ongelmia pääosin MOSFET:in takia. Kaksi MOSFET:ia tuhoutui testauksen aikana, mutta ongelman syyt tiedostettiin ja mittaukset saatiin vietyä loppuun asti. Jännitelähteen maksimitehon saavuttamiseksi MOSFET täytyy kuitenkin korvata vielä tehokkaammalla komponentilla.

TAMPERE POLYTECHNIC

Degree Programme in Computer Systems Engineering

Specialisation in Electronics

Mutula Timo Hybrid regulated DC-voltage source

Engineering Thesis 38 pages + 22 appendices

Thesis Supervisor Jorma Punju

Tampere 2006

Keywords Linear regulating, switching regulating, DC-voltage source

ABSTRACT

Topic of this thesis is hybrid regulated DC-voltage source. A goal is to manufacture a direct current source that's output is 3 – 24 V and 0 – 12 A. The purpose of this DC-source is to be supply of a high efficiency thermoelectric module. This DC-source is also suitable to many other various uses because of its adjustably and efficiency.

Special components are required in this DC-source because of the high efficiency. Suitable switching preregulator circuit diagram was founded in process of searching usable regulator. That circuit just needed a little modification in practice. Switching preregulator makes DC-source very efficiency. It also improves output voltages stability even with large load.

A test circuit of the DC-source was built at first. Test circuits circuit boards were designed and manufactured in school. The test circuit proved that the DC-source was working, but it needed some repairing. For example a darlington-transistor used in the switching for current switch was replaced with MOSFET. That also required some adjustments to other components. Many other components, including an instrument case made of steel were ordered too for the prototype of the DC-source. A voltage/current-meter was also ordered. Meter was mounted on the front panel of the case. A new circuit board was designed and manufactured to the prototype. Almost all of the circuit's electronic components were installed to that circuit board.

Prototypes testing situation showed that there were still serious problems. Mainly it was caused by the MOSFET. Two MOSFET's were destroyed in the testing. Problems and their causes were aware and acknowledged and all the measurements were lead to an end. In order for reaching the maximum power of the DC-source the MOSFET needs to replace with more efficient component.

ALKUSANAT

Tutkintotyön aihe on saatu Tampereen ammattikorkeakoulun tietoliikenteen opettajalta Jorma Punjulta. Työ tehtiin pääosin syksyn 2006 aikana, vaikka ensiaskeleensa työn tekeminen ottikin jo saman vuoden keväänä. Pääosa tasajännitelähteen rakentamisessa käytetyistä komponenteista tilattiin koulun laboratoriomestari Hannu Valkaman avustuksella. Hannu Valkama myös valmisti jännitelähteen koteloon tarvittut peltiosat. Kaikki työssä tehdyt piirilevyt valmistettiin koulun elektroniikkalaboratorion laitteilla. Tasajännitelähteen testaukset ja mittaukset suoritettiin koulun elektroniikkalaboratorion tiloissa.

Kiitän Jorma Punjua tutkintotyön aiheen antamisesta sekä suuresta avustamisesta ja ohjauksesta työn aikana. Lisäksi kiitän Hannu Valkamaa avusta osien hankkimisessa ja hyödyllisistä neuvoista.

Tampereella 20. joulukuuta 2006

Timo Mutula

SISÄLLYSLUETTELO

TIIVISTELMÄ	2
ABSTRACT	3
ALKUSANAT	4
SANASTO	6
1 JOHDANTO.....	7
2 HYBRIDIREGULOIDUN TASAJÄNNITELÄHTEEN KÄYTTÖTARKOITUS.....	7
2.1 TE-moduulien käyttö /1/	8
2.2 TE-moduulin toimintaperiaate /1/	8
3 REGULOINNIN TOIMINTAPERIAATE.....	9
4 SOPIVAN REGULAATTORIN ETSIMINEN.....	10
5 MUIDEN OSIEN VALITSEMINEN JA MITOITUS.....	11
5.1 Darlington-transistori.....	12
5.2 Kela 1 mH.....	12
5.3 Kytkenän teholähteen valinta	13
5.4 Diodien valinta	14
6 KYTKENNÄN TOIMINTAPERIAATE.....	15
7 TESTIKYTKENNÄN KOKOONPANO	16
8 TESTIKYTKENNÄN TESTAAMINEN JA HYÖTYSUHTEEN PARANTAMINEN	17
8.1 Testauksessa ilmenneet ongelmat	18
8.2 Kytkenän hyötysuhteen parantaminen.....	19
9 PROTOTYYPIN SUUNNITTELU.....	20
9.1 Jännite- ja virtamittari.....	20
9.2 Prototyypin piirilevyn suunnittelu.....	21
9.2.1 Piirilevysuunnittelun kulku Cadence PSD 14.1 Layout -ohjelmalla.....	22
9.2.2 Piirilevysuunnittelun ongelmat.....	23
10 PROTOTYYPIN PIIRILEVYN VALMISTAMINEN.....	23
11 PROTOTYYPIN KOTELOINTI	26
12 PROTOTYYPIN TESTAAMINEN	27
13 PROTOTYYPIN TOIMINNAN MITTAUKSET	29
13.1 Prototyypin lämpömittaukset.....	33
14 PROTOTYYPIN LISÄTUTKIMUSTA VAATIVAT OMINAISUUDET	34
15 ARVIO TYÖN TAVOITTEIDEN TOTEUTUMISESTA.....	35
16 YHTEENVETO.....	36
SÄHKÖISET LÄHTEET.....	38
LIITTEET	38

SANASTO

Bipolaaritransistori	Transistorityyppi, jonka toiminta perustuu varauksellisten elektronien ja aukkojen liikkeeseen puolijohteessa.
Darlington-transistori	Bipolaaritransistorien kytkentämalli, jossa kaksi transistoria on kytketty yhteen suuren virtavahvistuksen aikaansaamiseksi.
EMC	ElectroMagnetic Compatibility, sähkömagneettinen yhteensopivuus.
EMI	ElectroMagnetic Interference, sähkömagneettinen häiriö.
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor. Bipolaaritransistorin ja MOSFET:n parhaita ominaisuuksia yhdistävä komponentti.
Komparaattori	Komponentti, joka vertaa kahden jännitteen potentiaaliero.
LCD	Liquid Crystal Display, nestekidenäyttö.
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor eli kanavatransistori, jonka hila on eristetty oksidilla. MOSFET:in portit ovat Source, Gate ja Drain.
Peltier-elementti	Termoelektrinen moduuli, jota käytetään paikalliskohteiden jäähdyttämiseen.
RCL-mittari	Mittalaite, jolla voidaan mitata komponentin resistanssi, kapasitanssi ja induktanssi.

1 JOHDANTO

Tutkintotyön aiheena on hybridireguloitu tasajännitelähde. Tarkoituksena oli suunnitella ja valmistaa tasajännitelähde, joka syöttää lääketieteellistä, ihmiseen kytkettävää laitetta sairaalaympäristössä. Jännitelähteen lähtövaatimuksina olivat alla mainitut kohdat.

Lähtöjännite säädettävissä alueella noin +3 V...+15 V potentiometrillä
Maksimivirta 7,5 A – 15 A (ulkoisesti ohjattava virranrajoitus)
Jännitteen säätö ulkoisella tasajänniteohjauksella
Mahdollisimman hyvä hyötysuhde
Pienet EMC-häiriöt
Tulojännite 230 V, 50 Hz
Metallikotelointi OEM-käyttöön sopivaksi

Käytännössä lähtövaatimukset esimerkiksi jännitteen ja virran osalta tarkentuivat työn edetessä. Lähtöjännite tuli saada säädettyä noin 24 volttiin asti, ja maksimivirran tuli olla noin 11 A. Tavoitteena oli myös, että laite olisi oikosulku- ja yllämpötilasuojattu, mutta käytännössä laitteeseen valitulla regulaattorilla ei ollut näitä ominaisuuksia, joten niistä luovuttiin prototyypin valmistamisessa. Myös virranrajoitusominaisuus puuttui valitusta regulaattorista.

2 HYBRIDIREGULOIDUN TASAJÄNNITELÄHTEEN KÄYTTÖTARKOITUS

Työn kohteena olevan tasajännitelähteen ensisijaisena käyttötarkoituksena on syöttää termoelektristä (TE) moduulia, jota yleisesti kutsutaan myös Peltier-elementiksi. TE-moduuli toimii lämpöpumpuna, jossa syöttämällä sisään tasajännitettä saadaan elementin toinen puoli kylmenemään. Käytännössä kylmenevältä puolelta viedään lämpö pois toiselle puolelle, jolloin elementin toinen puoli vastaavasti kuumenee. Kuvasta 1 on nähtävissä Kryotherm Drift-0,8 -merkkinen TE-moduuli, jota valmis jännitelähde syöttää. Moduulin fyysinen koko on 40 x 40 x 3,2 mm ja se painaa 20 grammaa. Pienestä koostaan huolimatta sen maksimisyöttöarvot ovat 24.6 V ja 11.3 A. Juuri nämä arvot määräsivät myös tasajännitelähteestä ulos haluttavat arvot. Tyypillisesti TE-moduulit eivät kuitenkaan vaadi näin suurta syöttötehoa, eli käytettävä elementti on erittäin korkeatehoinen lämpöpumppu. Sen maksimijäähdytystehoksi on ilmoitettu 172 W. TE-moduuliin syötettävän jännitteen vaihtelu ei saa tyypillisesti ylittää 15 % syöttöjännitteestä /1/.



Kuva 1 TE-moduuli Kryotherm Drift-0,8

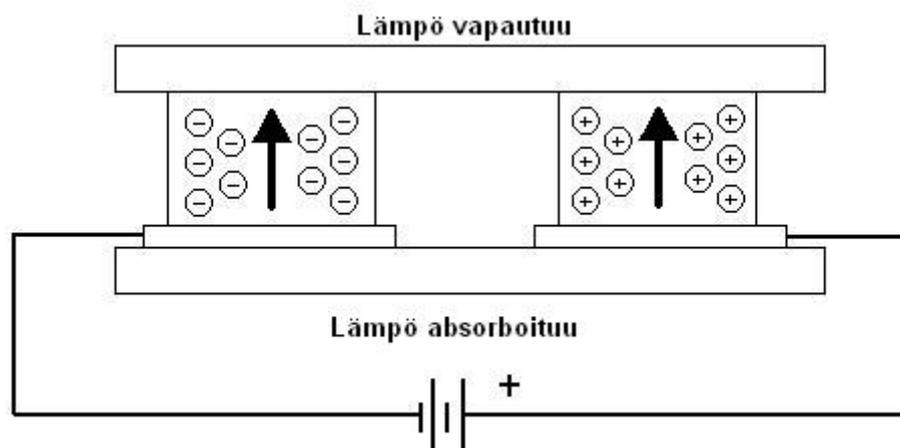
2.1 TE-moduulien käyttö /1/

Peltier-elementtejä käytetään yleensä pienikokoisten paikallisten kohteiden, kuten esimerkiksi mikroprosessorien tai valonilmaisimien jäähdyttämiseen. Useimmat autojäähäkaapit toimivat myös Peltier-elementin avulla, mutta sitä suurempiin jäähdytyskohteisiin ei elementtejä juurikaan käytetä niiden suuren tehontarpeen vuoksi. Elementit eivät nimittäin ole kovin tehokkaita tarvitsemaansa tehoon nähden. Kuvan 1 elementin maksimiarvoista voidaan esimerkiksi helposti laskea elementin maksimisyöttötehoksi noin 278 W. Maksimijäähdytysteho, 172 W, on siis vain noin 60 % elementtiin syötetystä tehosta. Peltier-elementin edut voittavat kuitenkin sen suuren tehontarpeen, sillä elementit ovat pienikokoisia, äänettömiä, värinättömiä ja pitkäikäisiä. Niissä ei ole myöskään liikkuvia osia eikä kylmäaineita, ja niiden lämpötilaa voidaan säädellä tarvittaessa hyvinkin tarkasti. Elementtejä voidaan myös pinota päällekkäin, jolloin saavutetaan hyvinkin matalia lämpötiloja.

2.2 TE-moduulin toimintaperiaate /1/

TE-moduulin toiminta perustuu niin kutsuttuun Peltier-efektiin, josta on tullut myös moduulin kutsumanimitys Peltier-elementti. Kuvasta 2 nähdään yksinkertainen Peltier-elementin rakennekuva. Elementti koostuu kahdesta keraamisesta levystä, joiden väliin on ryhmitelty pieniä vismuttiteelluridi-kuutioita (Bi_2Te_3). Nämä muodostuvat pareista, joissa kussakin on yksi n- ja yksi p-tyyppin vismuttiteelluridi-pelletti. Kytkettäessä elementtiin tasavirta alkaa n-tyyppin pelletissä kulkea negatiivisesti latautuneita elektroneja elementin kylmenevältä puolelta toiselle. Samaan suuntaan kulkee myös p-tyyppin pelletillä positiivisesti varautuneita aukkoja. Näiden liike puolelta toiselle vie samalla lämpöä

kylmenevältä puolelta kuumenevalle. Kuumenevalla puolella täytyy ehdottomasti olla jäähdytyslementti lämmön haihtumista helpottamassa. Tasavirran suuntaa vaihdettaessa elementistä saadaan lämmitin.



Kuva 2 Peltier-efekti

Peltier-efektin vastakohtana on olemassa niin sanottu Seebeck vaikutus, jossa lämmöstä saadaan sähköenergiaa. Peltier-elementtiä voidaankin käyttää myös tehonlähteenä, mutta ei kuitenkaan hyvällä tehontuotolla.

3 REGULOINNIN TOIMINTAPERIAATE

Jänniteregulaattori säättää jännitettä transistorin avulla aiheuttamalla kuormituksen mukaan sopivaksi säätyvän jännitehäviön /2/. Käytännössä regulaattorikytkentään tarvitaan yksinkertaisimmillaan vain kaksi kondensaattoria. Se onkin käyttökelpoinen ratkaisu silloin, kun virrat ovat pieniä. Reguloinnin tarkoituksena on kuitenkin jännitetason säätämisen lisäksi myös vakavointi eli jännitteen pitäminen tasaisesti tietyllä tasolla. Verkkosähköstä tasasuuntaajalla saatu tasajännite huojuu verkkosähkön taajuuden mukaisesti. Tätä huojumista kutsutaan yleisesti hurina- tai rippelijännitteeksi. Rippelijännitteen vaihteluun vaikuttaa suodatinkondensaattoreiden kapasitanssi ja se, onko tasasuuntauksessa käytössä puoli- vai kokoaaltotasasuuntaus. Kokoaaltotasasuuntaus on regulaattorikytkennässä ehdottomasti tehokkaampi vaihtoehto. Pienillä virroilla rippelijännite ei yleensä merkittävästi näy regulaattorin ulostulossa. Kuormitettaessa regulaattoria enemmän rippelijännitteen vaihtelut alkavat vaikuttaa olennaisesti myös regulaattorista ulos saatavaan jännitteeseen. Rippelijännitettä voidaan pienentää lisäämällä kapasitanssia tasasuuntauksen jälkeiseen suodatukseen. Kuormitettaessa regulaattoria isolla virralla joudutaan kuitenkin käyttämään fyysisestikin huomattavan

isokokoisia kondensaattoreita, jotka voivat viedä moninkertaisesti enemmän tilaa kuin koko muu kytkentä. Sen lisäksi suurikokoiset kondensaattorit ovat kalliita.

Suuritehoisissa kytkennöissä hakkuriregulointi on yleensä huomattavasti tehokkaampi ratkaisu. Hakkuriregulaattorissa sisään tulevaa tasajännitettä katkotaan transistorin avulla suurella, yleensä noin 10 kHz:n – 1 MHz:n taajuudella siten, että jännitteestä saadaan kanttiaallon kaltaista. Jännitteen vaihtelun huippuarvo on käyttöjännitteen tasolla ja johtamaton tila kytkennän nollassa. Tämä korkeataajuinen kanttiaalto syötetään käämiin, joka tunnetusti induktanssinsa takia vastustaa virranvaihteluja. Jännitteen ollessa huipputasolla suuri virtapulssi kulkee käämin läpi ja latautuu käämin takana olevaan suurikokoiseen kondensaattoriin. Jännitteen katketessa käämi yhä pyrkii jatkamaan virrankulkua siihen varastoituneen energian turvin. Tämän ansiosta käämin takana oleva kondensaattori ei ehdi täysin purkautua, vaan jännite pysyy lähes samalla tasolla. Kondensaattorin on oltava riittävän suuri kapasitanssiltaan, jotta se pystyy suodattamaan jännitteen tasaiseksi.

Yhdistämällä hakkuriregulaattoriin jänniteregulaattori saadaan aikaan todella tehokas regulaattorikytkentä, jota kutsutaan hybridiregulaattoriksi. Säädetävän lineaariregulaattorin avulla kytkennän ulostulojännitettä voidaan myös helposti säätää.

4 SOPIVAN REGULAATTORIN ETSIMINEN

Tasajännitelähteen suunnittelu alkoi sopivan regulaattorin etsimisellä. Regulaattorin tulisi olla lineaarisesti säädetty, pieni jännitehäviöltään ja suuri virrankestoltaan. Viimeksi mainittu ominaisuus huomattiin ratkaisevaksi, sillä markkinoilla on melko vähän regulaattoreita, jotka pystyisivät toimimaan useiden ampeerien virroilla. Suuri osa regulaattoreista toimii muutamien satojen milliampeerien virroilla. Korkeatehoisiksikin mainostetut regulaattorit ovat usein vain muutaman ampeerin kestäviä. Yli kymmenen ampeeria kestäviä regulaattoreita ei hakuprosessin aikana tullut edes vastaan. Tämän takia ratkaisuksi alettiin etsiä regulaattoreita, jotka voisi kytkeä rinnakkain. Kahden regulaattorin rinnankytkennässä pitäisi tällöin yhden regulaattorin kestää 7,5 ampeerin virta.

Rinnankytkemiseen sopivia regulaattoreitakaan ei heti löytynyt, sillä monen regulaattorin datalehdessä ei ollut lainkaan mainintaa komponentin mahdollisesta rinnankytkennästä. Kytkentään sopivaksi regulaattoriksi löytyi lopulta Linear Technologyn valmistama LT1083CP-regulaattori. Tärkeimmät sivut LT1083CP-regulaattorin datalehdessä ovat liitteessä 1. Regulaattori oli ollut jo aluksi toisena opettaja Jorma Punjun ehdottamista regulaattorivaihtoehdoista, mutta se oli siinä vaiheessa kuitenkin virrankestoltaan liian

pieni. Myöskään rinnankytkennän mahdollisuus ei ollut aluksi tiedossa, koska LT1083CP-regulaattorille on olemassa kaksi hieman erilaista datalehteä. Toisessa datalehdistä on esitetty regulaattorin rinnankytkennästä kuva, jonka ansiosta regulaattorin sopivuutta voitiin alkaa tarkastella vielä tarkemmin. Regulaattorin virrankesto on juuri tarkoitukseen sopiva 7,5 A ja se on lineaarisesti säädettävä. Lisäksi regulaattori on niin sanottu *low drop out* -regulaattori (LDO), eli sen jännitehäviö on pieni, vain noin 1 V. Regulaattorista puuttui kuitenkin yhtenä lähtövaatimuksista ollut virranrajoitus, mutta se jätettiin huomiotta, koska regulaattori muuten täytti kriteerit riittävän hyvin.

5 MUIDEN OSIEN VALITSEMINEN JA MITOITUS

Ensimmäinen askel osien hankkimisessa oli selvittää tarvittavat komponentit ja sovittaa komponenttivalinnat siten, että mahdollisimman moni tarvittavista osista voitiin tilata samasta paikasta. Luonnollisesti tärkein osa työssä olivat LT1083CP-regulaattorit, joiden saatavuus Suomeen selvitettiin ensimmäiseksi. Samalla tarkasteltiin myös muiden esiregulaattorikytkennässä tarvittavien osien saatavuutta. Komponenteista suurin osa tilattiin Farnellilta, joka on maailmanlaajuinen elektroniikan komponenttien toimittaja. Regulaattorit olisivat olleet Farnellin tilausvalikoimassa, mutta saman valmistajan LT1011-komparaattoreita ei Farnellilta löytynyt. Komparaattorin datalehden tärkeimmät sivut ovat liitteessä 2. Työn ohjaajan ehdotuksesta regulaattoreiden ja komparaattorin saatavuutta tiedusteltiin Linear Technologyn tuotteita Suomeen tuovasta yrityksestä, Fintronic Oy:stä. Asia esitettiin puhelimitse opiskeluprojektina, jonka tarkoituksena on suunnitella ja valmistaa lineaarireguloitu tasajännitelähde yrityksen tarpeisiin. Fintronic Oy:ltä saatiinkin näytekappaleiksi regulaattorit ja komparaattori testausta varten.

Komponenttivalinnassa vaikeuksia tuottivat komponenttien puutteelliset datalehdet ja kytkennän suuresta virranannosta johtuvat komponenttien virrankesto-vaatimukset. Kytkennän suuren tehon takia oli selvää, että myös komponentit kuluttavat tehoa, joka muuttuu lämmöksi. Siitä syystä oli kiinnitettävä erityisesti huomiota komponenttien jäähdytyselementtien termisen resistanssin laskemiseen ja sitä kautta sopivan jäähdytyselementin valintaan. Terminen resistanssi laskettiin kaavan (1) avulla

$$P_D = \frac{T_j - T_a}{\theta_{jc} + \theta_{cs} + \theta_{sa}} \quad (1)$$

, jossa P_D on komponentissa kuluva teho (*power dissipation*), joka voidaan laskea, kun tiedetään komponentin ylitse jäävä jännite ja sen läpi menevä virta. T_j on komponentin korkein sallittavissa oleva ytimen (*junction*) lämpötila, jonka komponentin valmistaja ilmoittaa datalehdessä. T_a on ympäröivän ilman lämpötila, joka on lähinnä arvioitu

lämpötila. θ_{jc} on komponentin terminen resistanssi sen ytimestä runkoon (*junction to case*), ja sen komponentin valmistaja ilmoittaa datalehdessä. θ_{cs} on terminen resistanssi komponentin rungosta jäähdytyselementtiin (*case to sink*), joka riippuu komponentin ja jäähdytyselementin välissä käytettävästä eristeestä. θ_{sa} on terminen resistanssin maksimiarvo jäähdytyselementistä ilmaan (*sink to air*), mikä on siis jäähdytyselementin valinnassa tarvittava tieto. Kaavasta (1) saadaan johdettua θ_{sa} :n laskemiseen käytettävä kaava (2).

$$\theta_{sa} = \frac{T_j - T_a}{P_D} - (\theta_{jc} + \theta_{cs}) \quad (2)$$

Kaava on kuitenkin käytännössä vain suuntaa antava, joten aluksi pyrittiinkin testausta varten valitsemaan riittävän suuret jäähdytyselementit, joiden terminen resistanssi olisi riittävän pieni. Käytännössä se merkitsi sitä, että jäähdytyslevyjen fyysinen koko oli isompi, kuin laskennallisesti tarve olisi ollut. Tarkoituksena oli kytkennän testauksessa tutkia komponenttien kuumenemistä vielä tarkemmin ja sen jälkeen tarvittaessa hankkia optimaalisemmat jäähdytyselementit. Myös jäähdytystuulettimen käyttöä harkittiin, sillä se pienentäisi jäähdytyslevyltä vaadittavaa fyysistä kokoa.

5.1 Darlington-transistori

Esireguloinnin jännitehakkurin kytkiminä kytkennässä oli kaksi PNP-transistoria, joita ei datalehdessä ollut määritelty. Kahden transistorin kuvan mukaista kytkemistä kutsutaan darlingtoniksi ja sillä saadaan aikaiseksi todella suuri virtavahvistus. Tämän takia päätettiin etsiä tehokas darlington-transistori, jossa transistorit ovat kytkettynä kokonaisuudessaan yhteen komponenttiin. Tässä vaiheessa harkittiin vaihtoehtoina myös MOSFET- ja IGBT-transistoreita, mutta kytkentäkuvan mukaisesti päädyttiin edellä mainittuun ratkaisuun. Darlington-transistoriksi valittiin Multicompin valmistama MJ11015, jonka virtavahvistus oli datalehden mukaan vähintään tuhatkertainen.

5.2 Kela 1 mH

1 mH:n kela osoittautui hankalaksi hankkia suhteellisen suuren induktanssin ja virrankeston takia. Kela päätettiin sen vuoksi käämiä itse, jolloin myös sen induktanssia voitaisiin tarvittaessa helposti säätää käämilangan määrää muuttamalla. Suuren induktanssivaatimuksen vuoksi kela tarvitsi ehdottomasti ferriittisydämen, jonka ansiosta käämilangan määrä kelassa laskee murto-osaan. Ferriittisydän tilattiin myös Farnelliilta.

Ferriittisydämeiksi valittiin toroidin eli renkaan muotoinen malli, koska sillä saavutetaan tehokkain induktio suhteessa käämilangan kierroksiin. Valittu ferriitti oli varmuuden vuoksi hieman ylimitoitettu, mutta se ei kuitenkaan ole liian isokokoinen sijoitettavaksi piirilevyille. Ylimitoitettun ferriitin takia myös kelan induktanssia on helppo muuttaa tarvittaessa.

Ferriittitoroidin ylimitoituksesta kertoo myös käämilangan kierrosten lukumäärä valmiissa kelassa, sillä 1 mH:n kelaan ei tarvittu kuin 10 kierrosta käämilankaa. Käämilankana käytettiin eristettyä kuparilankaa, jonka halkaisija on 1,5 mm. Käämilangan paksuudella haluttiin varmistaa riittävä virrankesto. Kuvasta 3 on nähtävissä valmis kela, jossa ferriittitoroidiin on käämitty 10 kierrosta käämilankaa. Kuvassa on myös mittanauha helpottamassa kelan koon hahmottamista. Phillips PM6304 RCL -mittarilla varmistettiin kelan induktanssiksi 10 kHz:llä 1,1 mH. Halutun induktanssin lievä ylitys ei haittaa, sillä sen vaikutus käytännössä vain tehostaa hakkurin toimintaa. Kela myös päällystettiin kauttaaltaan epoksiliimalla värähtelystä johtuvan vinkuvan äänen eliminoimiseksi.

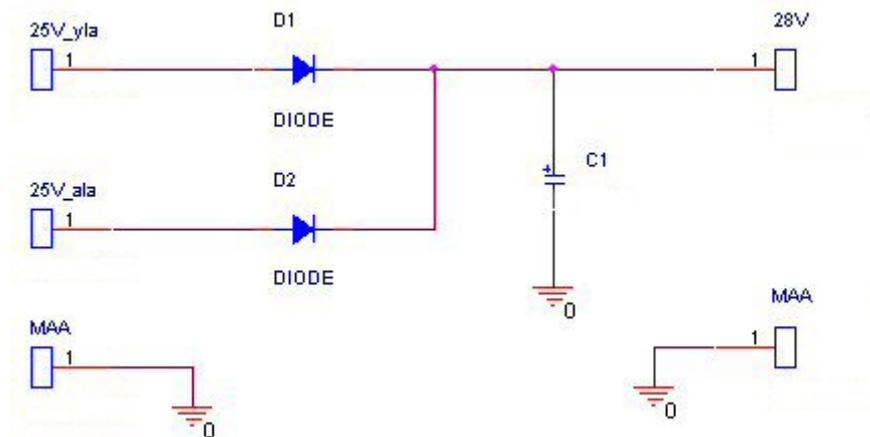


Kuva 3 1 mH:n kela valmiiksi käämittynä

5.3 Kytkennän tehollähteen valinta

Muuntajaksi kytkentään etsittiin 22 voltia antavaa noin 300 VA:n muuntajaa. Farnellin valikoimista ei kuitenkaan täysin haetun kaltaista muuntajaa löytynyt. Sen sijaan Farnelliilta tilattiin 2x25 V ja 300 VA antava rengassydänmuuntaja. Kahdella ulosannolla varustettu muuntaja pystyy antamaan tarvittavan tehon kytkentään, kun molemmat ulosannot otetaan käyttöön. Ulostulojen rinnankytkentää vältettiin mahdollisten pyörrevirtojen takia. Tästä syystä tasasuuntaus toteutettiin kahdella tehodiodilla kuvasta 4 nähtävällä kytkennällä. Kahden diodin kokoaaltotasasuuntauksen etuna on pieni jännitehäviö, koska virran ei

tarvitse kulkea kuin yhden diodin lävitse. Tasasuuntauksessa muuntajan kummaltakin ulosannolta otetaan vuoron perään positiivinen puolijakso, jolloin tasasuuntauksen ulosantona saadaan kokoalttotasasuunnattu jännite.



Kuva 4 Kahdella tehodiodilla toteutettu kokoalttotasasuuntain

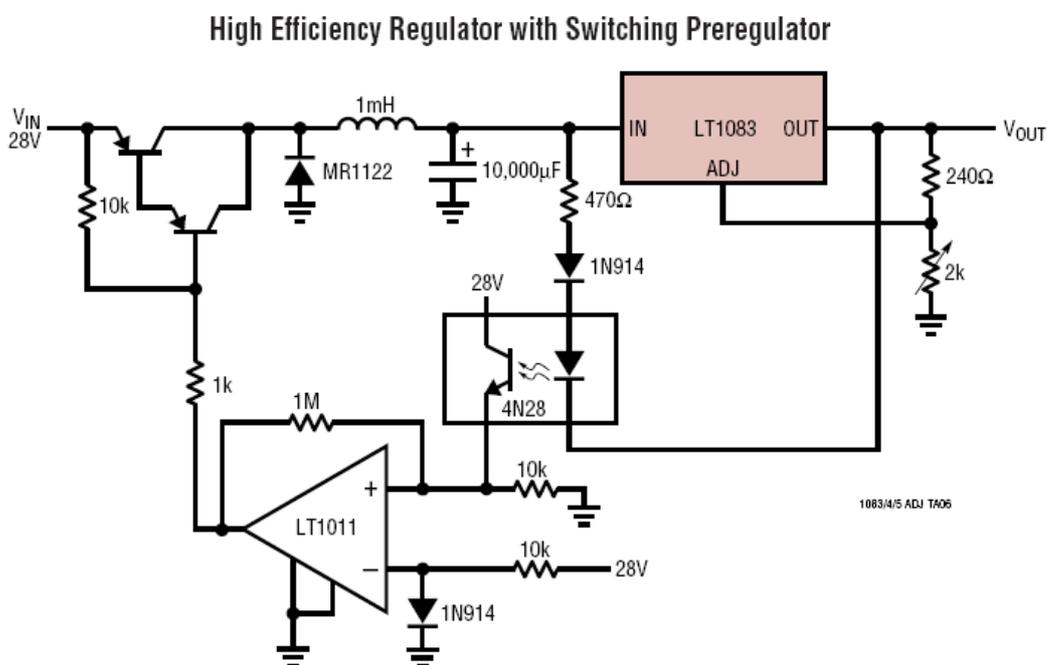
Kokoalttotasasuuntauksen ansiosta jännite nousee muuntajan nimellisestä 25 voltin jännitteestä $\sqrt{2}$ -kertaiseksi. Toisin sanoen kokoalttotasasuuntauksen jälkeen jännite on $25 \text{ V} * 1,41 = 35,35 \text{ V}$. Tämä jännite on isompi kuin regulaattorin datalehden kytkennässä osoitettu 28 V, mutta tavoitteena olikin saada kytkennästä mahdollisimman suuri teho ulos. Käytännössä ulos saatava jännite pienenee jännitehäviöiden vuoksi ja hurinajännitteen vaihtelu laskee jännitettä kuormituksen kasvaessa.

5.4 Diodien valinta

Kytkennässä hakkurin kytkintransistorien jälkeen käyttöjännitettä vasten oleva diodi osoittautui hankalaksi hankkia, sillä internetin lukuisista datalehtikokoelmista ei löytynyt sille datalehteä. Korvaavaa diodia alettiin etsiä vain yksinkertaisilla hakukriteereillä, jotka olivat riittävä virrankesto, pieni jännitehäviö ja nopea toiminta. Näillä hakukriteereillä päädyttiin diodiin STTA2006P, joka löytyi Farnellin valikoimista. Varalle tilattiin myös Schottky-diodit 30CPQ060 ja 20CTQ150PBF, joilla ensin mainittu voitaisiin tarvittaessa korvata. Tasasuuntausdiodeiksi valittiin kaksi 20ETS08-diodia.

6 KYTKENNÄN TOIMINTAPERIAATE

LT1083CP-regulaattorin datalehdeltä otettu kytkentäesimerkki on nähtävillä kuvassa 5. Kytkennän toimintaperiaate on melko yksinkertainen ja toimiessaan se on hyvin tehokas. Kytkentä muodostuu esiregulointina toimivasta hakkuriteholähteestä sekä itse lineaariregulaattorista jännitteensäätövastuksineen. Tätä kytkentää kutsutaan hybridiregulaattoriksi. Käytännössä kytkentää muokattiin esimerkkikytkentää tehokkaammaksi lisäämällä regulaattorin rinnalle toinen regulaattori. Tällöin kytkennästä voidaan ottaa kaksinkertainen virta eli 15 A. Kytkennän toimintaperiaatteeseen tällä ei kuitenkaan ole vaikutusta.



Kuva 5 Regulaattorin LT1083CP datalehden kytkentä

Kytkentään syötetään 28 V:n käyttöjännite kuvan vasemmalla olevan transistorin emitterille. Sama käyttöjännite on kytketty myös 4N28-optoerottimelle ja LT1011-komparaattorille. Toisen transistorin kannalle tulee matalampi jännite 10 kΩ:n vastuksen kautta ja molemmat transistorit alkavat kantavirran ansiosta johtaa. Kantavirran kulun mahdollistaa LT1011-komparaattori, jonka ulostulo on nollatilassa. Huomion arvoista on, että transistorikytkennän läpi kulkee koko kytkennästä ulos saatava virta. Sen takia transistoreihin jäävä jännitehäviö pienentää koko kytkennän hyötysuhdetta. Transistoreiden jälkeen virta pääsee suoraan kulkemaan regulaattoreille ja siitä eteenpäin kytkennästä ulosotettavaksi. Näin kytkentä toimii silloin, kun sitä kuormitetaan pienellä teholla. Kuormitettaessa kytkentää enemmän regulaattoreiden ulostulojännite alkaa hieman laskea. Optoerotin 4N28 on kytketty valvomaan regulaattorin sisääntulon ja ulostulon eroa. Eron kasvaessa suuremmaksi kuin regulaattorin yli oleva jännitehäviö alkaa optoerottimen loistediodi johtaa ja emittoida valoa. Tällöin optoerottimen

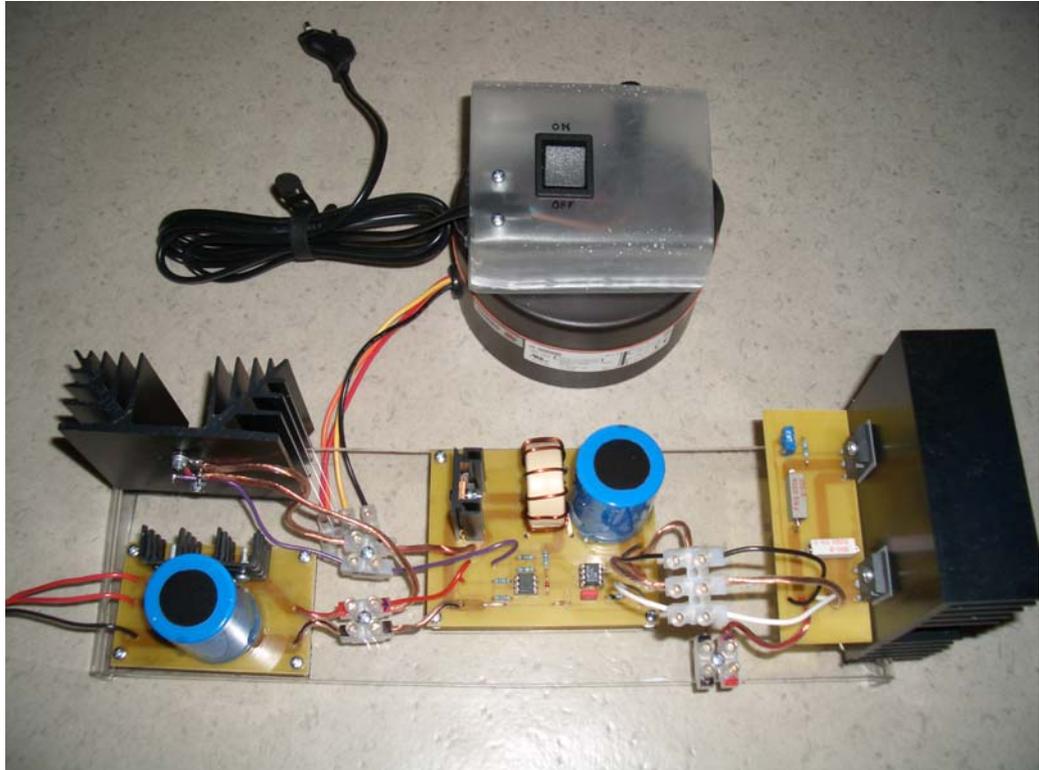
fototransistori alkaa myös johtaa ja virta kulkee komparaattorin (+)-sisääntuloon kytketyn vastuksen kautta maihin. Komparaattorin (-)-sisääntulo on kytketty vastuksen ja diodin avulla käyttöjännitteeseen niin, että siihen jää diodin kynnsjännitteen kokoinen jännite eli noin 0,6 V. Tämän jännitteen ansiosta komparaattorin ulostulo on ollut tähän asti nolatilassa eli maissa. Komparaattorin (+)-sisääntuloon kytkeytyneen käyttöjännitteen ansiosta komparaattorin ulostulo muuttaa tilansa käyttöjännitteen tasolle. Tällöin transistorin kannalle tulee sama käyttöjännite kuin sen emitterille, jolloin kantavirta lakkaa ja transistorit eivät enää johda. Transistoreiden sulkeutumisen jälkeen 1 mH:n kelaan varastoitunut energia pyrkii jatkamaan virran kulkua kelan läpi. Diodi MR1122 tarjoaa tällöin kelalle nollatason kautta reitin virrankululle kondensaattoria kohden. Jännitteen samalla laskiessa optoerottimen loistediodin kynnsjännite ei enää ylity, jolloin se katkaisee komparaattorin (+)-sisääntulolle kytketyn käyttöjännitteen. Silloin transistorit saavat taas kantavirran ja alkavat johtaa. Hakkurin toiminta jatkuu ja toistaa tätä sekvenssiä useita tuhansia kertoja sekunnissa, minkä ansiosta regulaattorin ulostulo pysyy vakaana.

Kytkenän toimintaperiaate ymmärtämällä nähdään, että hakkurin toimimattomuus ei estä virran kulkua regulaattorille ja niiden läpi ulostuloon. Voidaan sanoa, että hakkuri alkaa automaattisesti toimia silloin, kun kuormituksen kasvun takia siihen on tarvetta. Parhaimman hyödyn hakkurilla varustetusta regulaattorikytkennästä saa kuitenkin vain silloin, kun se on säädetty kuorman mukaisesti ja hakkuri on toiminnassa koko ajan. LT1083CP-regulaattorin tehokkuuden takia on selvää, että sen jännitehäviö pysyy pienenä vielä suhteellisen suurellakin virralla. Sen takia hakkuria ei välttämättä saada käynnistymään pienellä virralla, jollei kytkentään tehdä joitakin muutoksia. Tehokkaan Peltier-elementin syöttämiseen kytkentä on kuitenkin juuri sopiva, sillä silloin kytkennästä saadaan hakkurin ansiosta ulos maksimiteho.

7 TESTIKYTKENNÄN KOKOONPANO

Tasajännitelähteen testaamista varten rakennettiin testikytkentä, josta pystyttiin oskilloskoopilla ja yleismittareilla helposti mittaamaan jännitteitä ja virtoja eri kohdissa kytkentää. Testikytkentä on esitetty kuvassa 6. Testikytkentää varten suunniteltiin kolme erillistä piirilevyä OrCad PSpice 10.3:n Capture ja Layout -ohjelmilla. Piirilevyistä ensimmäinen oli heti muuntajan jälkeen kytketty tasasuuntauspiirilevy, jossa oli yksinkertainen kahden diodin kokoaaltotasasuuntaus ja suodatinkondensaattori. Toinen piirilevyistä oli eräänlainen pääpiirilevy, johon oli sijoitettuna suurin osa kytkennän komponenteista. Tähän pääpiirilevyille oli sijoitettuna koko hakkurikytkentä darlington-transistoria lukuun ottamatta. Kolmannella piirilevyillä olivat regulaattorit ja niiden

rinnankytkentään sekä jännitteen säätöön liittyvät vastukset. Regulaattorit oli kiinnitetty ruuvein yhteiseen jäähdytuselementtiin.



Kuva 6 Testausta varten rakennettu testikytkentä

Darlington-transistori oli käytännöllisintä ottaa omaksi kokonaisuudekseen yhdessä isokokoisen jäähdytuselementtinsä kanssa. Lisäksi oman kokonaisuutensa muodostavat myös suurikokoinen rengassydänmuuntaja ja sen ensiö- eli verkkojännitepuolelle tehty kytkin ja sulakekotelo. Kotelo tehtiin akryylimuovista ja sen tarkoituksena oli yksinkertaisesti suojata koskettamasta verkkojännitteellisiin osiin laitteen testauksen aikana.

Testikytkennässä piirilevyjen väliset johdotukset yhdistettiin toisiinsa riviliittimillä, eli niin sanotuilla sokerinpalaliittimillä. Riviliittimien ansiosta johdoista oli helppo tehdä mittauksia ja ne myös helpottivat huomattavasti komponenttien vaihdossa. Kaikki kolme piirilevyä ja jäähdytuselementit kiinnitettiin akryylimuovista tehtyyn testialustaan. Testialusta helpotti kokonaisen kytkennän liikuttelua sekä ehkäisi oikosulkuja piirilevyjen välillä.

8 TESTIKYTKENNÄN TESTAAMINEN JA HYÖTYSUHTEN PARANTAMINEN

Kytkentä testattiin koulun elektroniikkalaboratorion tiloissa. Muuntajan sähkönsyöttö otettiin säädettävän vaihtojännitelähteen kautta. Tällöin jännite voitiin hitaasti nostaa

verkkosähkön tasolle ja samalla tarkkailla tapahtumia kytkennässä. Kytkennästä otettavan suuren virran takia täytyi kiinnittää huomiota käytettävien kuormavastuksien virrankestoön. Kuormavastuksina käytettiin enimmäkseen kahta säädettävää 5 Ω :n vastusta, joiden tehonkesto oli 7,7 A. Kytkemällä vastukset rinnakkain saatiin riittävä virrankesto ja kytkentää pystyttiin kuormittamaan maksimivirralla. Kytkentä testattiin kuitenkin aluksi pienemmällä virralla, jotta pystyttiin toteamaan sen toimivuus.

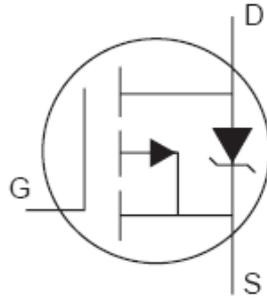
8.1 Testauksessa ilmenneet ongelmat

Kytkentä todettiin pian testauksen alussa toimivaksi, mutta samalla havaittiin vakavia puutteita. Tasasuuntausdioidien jäähdytyselementit kuumenivat liian paljon, joten kytkentää ei voitu kuormittaa kuin muutaman ampeerin virralla. Myös darlington-transistorin jäähdytyselementin lämpötilaa tarkkailtiin, sillä sekin lämpeni odotettua kuumemmaksi. Tasasuuntausdioidien jäähdytyselementtien vaihdon jälkeen voitiin kytkentää kuormittaa jo täydellä virralla. Tässä vaiheessa todettiin hakkurin toiminnassa selvää vajaatoimintaa, sillä hakkuri ei käynyt tasaisella taajuudella ja se oli riippuvainen hurinajännitteen vaihteluista. Tasasuuntauksen jälkeisen suodatinkondensaattorin todettiin olevan selvästi liian pieni. Kapasitanssin kolminkertaistaminen tasasi hakkurin toimintaa merkittävästi. Oli kuitenkin selvää, että todellisessa käytössä kapasitanssin määrää tulisi silti vielä lisätä.

Kytkennän käydessä täydellä teholla huomattiin sekä tasasuuntausdioiden että darlington-transistorin kuumenevan liian paljon. Tästä voitiin myös helposti päätellä, että liian suuri teho kuluu komponenttien jännitehäviöihin ja muuttuu lämmöksi. Tällöin myös koko kytkennän hyötysuhde ei voinut olla kovin hyvä. Käytännössä tässä vaiheessa kytkentään syötettiin tehoa noin 450 W ja siitä saatiin ulos vain noin 250 W, jolloin hyötysuhde oli vain noin 55 %. Suurin osa hukkaan kuluvaan tehosta muuttui darlingtonin jännitehäviön vuoksi lämmöksi ja jopa sen hieman ylimitoitettu jäähdytyselementti osoittautui liian pieneksi. Testikytkennässä tilannetta pahensi transistorin hitaus varsinkin katkaisutilanteessa. Tämä saattoi johtua siitä, että kytkentä ei välttämättä ollut muilta osin optimaalinen darlingtonin käyttöön. Käytännössä darlington-transistorin kollektorilta oskilloskoopilla mitattaessa nähtiin, että jännite ei muistuttanut lainkaan kanttiaaltoja, vaan se muistutti paremminkin kolmioaaltoa. Tämän takia hakkurin toiminta ei ollut mahdollisimman tehokasta ja darlingtonin hukkatheho oli odotettua suurempi.

8.2 Kytkennän hyötysuhteen parantaminen

Ensimmäisenä toimenpiteenä hyötysuhteen parantamiseksi darlington-transistorille alettiin etsiä korvaavaa komponenttia. Jo aiemmin oli mietitty tilalle MOSFET:ia, joten se oli luonnollisesti ensimmäinen vaihtoehto. MOSFET:ia puoltavia ominaisuuksia olivat nopea kytkeytyminen, lähes olematon ohjausvirta ja tärkeimpänä pieni jännitehäviö. Näiden ominaisuuksien vuoksi päädyttiin testaamaan kytkentää MOSFET-ohjauksella.



Kuva 7 P-kanavainen avaustyyppinen MOSFET

Tarkoitukseen sopivan MOSFET:in tuli olla p-kanavainen avaustyyppinen, jonka piirrosmerkki on esitetty kuvassa 7. P-kanavainen ja avaustyyppinen tarkoittavat sitä, että MOSFET johtaa vain silloin, kun sen gate-portin ja source-portin välinen jännite V_{GS} on negatiivinen ja riittävän korkea ohjaamaan MOSFET:ia. Käytännössä gate-portin jännitteen tulee olla tällöin tyypillisesti noin 6 V alempi kuin source-portilla. Tarvittavan V_{GS} -jännitteen suuruus määritellään komponentista läpi kulkevan virran perusteella komponentin datalehdessä esitetyn käyrästön avulla. Testauksessa selvisi välittömästi, että MOSFET alensi tehonkulutusta merkittävästi darlington-transistoriin verrattuna. Lisäksi MOSFET:n kytkentä ja katkaisu olivat huomattavasti nopeampia kuin darlingtonilla. MOSFET:n ansiosta hakkurijännite saatiin lähes kanttiaallon kaltaiseksi, jolloin hakkurin toiminta on entistä tehokkaampaa.

Seuraavaksi tasasuuntausdiodit vaihdettiin Schottky-diodeiksi, joilla on tavallista diodia pienempi kynnysjännite ja sen takia myös pienempi jännitehäviö. Uusi tasasuuntauskytkentä toteutettiin komponentilla 30CPQ060, joka sisältää kaksi schottky-diodia. Näin onnistuttiin samalla vähentämään myös tilantarvetta ja komponenttien määrää.

Pidempiaikaisissa testeissä huomattiin myös muuntajan lämpiävän huomattavasti. Muuntaja pystyi antamaan tarvittavan virran, mutta sen kuumentumisesta voitiin päätellä sen käyvän maksimiteholla. Käytännössä tämä merkitsisi muuntajan käyttöiän lyhenemistä ja kytkennän koteloinnissa ylimääräistä lämpöelementtiä. Lisäksi muuntajan ylikuormitus täydellä teholla heikentää hakkurin toimintakykyä ja sen takia myös ulos saatavan

jännitteen tasaisuutta. Prototyypin varten päätettiin hankkia vielä tehokkaampi muuntaja.

9 PROTOTYYPIN SUUNNITTELU

Jännitelähteen prototyypin suunnittelu aloitettiin etsimällä testikytkennän testauksen yhteydessä todetuille ongelmallisille komponenteille korvaavat osat. Näihin kuului esimerkiksi tasasuuntauksen jälkeinen suodatinkondensaattori, jonka tilalle hankittiin 47 000 μF :n kondensaattori. Sen ansiosta hurinajännite ei enää vaikuta hakkurin toimintaan. Myös hakkurin suurikapasitanssinen 10 000 μF :n kondensaattori korvattiin samankokoisella, mutta pienemmän sisäisen vastuksen omaavalla kondensaattorilla. Pienemmän sisäisen vastuksen ansiosta kondensaattorin toiminta on nopeampaa, joka on tärkeää hakkurisovelluksissa.

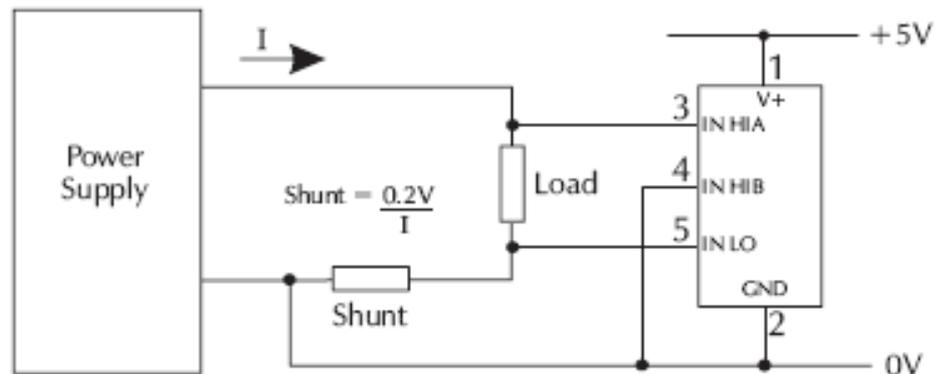
Kytkintransistoriksi prototyypin testaamiseen valittiin IRF5305 ja IRF4905 MOSFET:t, jotka riittävän suurien virrankestojensa ja pienten sisäisten resistanssiensa ansiosta olivat kytkentään sopivia. IRF5305:n datalehden tärkeimmät sivut ovat liitteessä 3 ja IRF4905:n datalehden tärkeimmät sivut liitteessä 4. MOSFET:en valintaan vaikutti myös niiden sisäinen kapasitanssi, sillä se hidastaa MOSFET:in toimintaa. Tasajännitelähteen riittävän tehonsyötön turvaamiseksi hankittiin myös tehokkaampi muuntaja. Uuden muuntajan ulosanto on 2x24 V ja 400 VA. Yhden voltin matalampi antojännite vanhaan muuntajaan verrattuna ei vaikuta kytkennän toimintaan.

Erilaisten komponenttimuutosten jälkeen kytkennän hyötysuhdetta saatiin parannettua, kun komponenttien jännitehäviöt pienenevät. Siitä huolimatta prototyypin varten päätettiin hankkia uudet isommat jäähdytys-elementit. Täysin sopivan mallista elementtiä ei löytynyt, joten tyydyttiin kahteen erilliseen elementtiin. Yhden elementin terminen resistanssi on 1.0 $^{\circ}\text{C}/\text{W}$. Molempiin elementteihin oli tarkoituksenaan kytkeä yksi LT1083CP-regulaattori yhdessä MOSFET:in tai tasasuuntausdiodin kanssa. Tällöin elementtien väliset lämpötilaerot ovat pienemmät. Jäähdytystä päätettiin lisäksi tehostaa tuulettimella.

9.1 Jännite- ja virtamittari

Jännitelähteelle hankittiin myös omat jännite/virtamittarinsa. Kyseessä on Lascarin valmistama digitaalinen DPM702S-tyyppinen mittari, jossa kahden erillisen kanavan mittaustulokset nähdään yhdeltä yhteiseltä LCD-näytöltä. Mittarin datalehti on liitteenä 5. Mittarissa on kaksi erillistä jännitemittaria, joiden mittausskaala on ± 200 mV DC. Jännitemittarista saadaan helposti virtamittari, kun se kytketään mitattavassa piirissä

sarjassa olevan pieniresistanssisen vastuksen yli mittaamaan sen jännitehäviötä. Mittausvastusta kutsutaan shunttivistukseksi. Myös yleismittareiden virranmittaus perustuu samanlaiseen pieniresistanssisen vastuksen yli jäävän jännitehäviön mittaukseen. Kuvassa 8 on nähtävissä DPM702S-mittarin datalehden kytkentäkaavio, jossa mitataan samanaikaisesti jännitettä sekä virtaa.



Kuva 8 Jännitteen ja virran samanaikaisen mittauksen kytkentä

Sopivaksi shunttivistukseksi valittiin 10 mΩ:n vastus. Tällöin mittari pystyy näyttämään maksimissaan 20 A virran. Jännitemittausta varten A-kanavalle täytyi tehdä kahdella vastuksella yksinkertainen jännitejako, jotta mittausalue saatiin sopivaksi. Kuvasta 8 puuttuvat nämä vastukset, mutta käytännössä ne tulevat sarjaan kuormavastuksen rinnalle. Jännitejako tehtiin 1 MΩ:n ja 1 kΩ:n vastuksilla, jolloin jälkimmäisen vastuksen jännitehäviötä mittaamalla mittarin mittausalue ylittää 200 volttiin asti. Mittarin maa kytketään tässä kytkennässä samaan potentiaaliin yhdessä IN HIB sisääntulon kanssa. Sen takia IN LO sisääntulo onkin korkeammassa potentiaalissa kuin IN HIB ja mittari näyttää virtamittauksen olevan negatiivinen. Mittarin B-kanavan polarisuuden saa kuitenkin tästä syystä vaihdettua kytkemällä POL-B sisääntulon käyttöjännitteeseen. Mittarin käyttöjännite 5 V muodostettiin MC78L05ACP -regulaattorin avulla.

9.2 Prototyypin piirilevyn suunnittelu

Prototyypin piirilevy suunniteltiin Cadence PSD 14.1 Capture ja Cadence PSD 14.1 Layout -ohjelmilla. Capture-ohjelmalla kytkennästä tehtiin kytkentäkuva, jossa on kaikki piirilevylle sijoitetut komponentit. Ohjelma sisältää suuren määrän komponenttikirjastoja, joista löytyi lähes kaikki kytkennässä käytettävät komponentit. Ainoa puuttuva komponentti oli STTA2006P-diodi, mutta se oli helppo korvata yleismallin diodilla. Komponentin korvaaminen toisella vastaavalla osalla ei piirilevysuunnittelussa ole vaikeaa, koska komponenttien elektronisia ominaisuuksia ei juurikaan huomioida. Peruskomponenttien

ominaisuuksien osalta piirilevysuunnittelussa Capture:lla riittää, että valitsee samankaltaisen osan ja kiinnittää huomiota komponenttien jalkajärjestykseen. Kytkennän simulointi Capture:lla vaatisi jo huomattavasti tarkempaa komponenttivalintaa. Capture:lla tehty kytkentäkuva on liitteessä 6.

Prototyypin piirilevyltä päätettiin jättää tilantarpeen takia pois tasasuuntausdiodit ja MOSFET. Lisäksi oli selvää, ettei tasasuuntauksen suodatinkondensaattoria ollut edes tarkoitettu piirilevylle asennettavaksi. Näiden osien liitännät johdotettiin juottamalla ja liittimiä käyttämällä.

9.2.1 Piirilevysuunnittelun kulku Cadence PSD 14.1 Layout -ohjelmalla

Kytkentäkuvassa kaikki komponenttien väliset loogiset kytkennän johdotetaan viivoilla. Valmis kytkentäkuva tallennetaan ja sen loogisista kytkennöistä tehdään niin sanottu *Netlist*, joka voidaan avata Layout-ohjelmalla. *Netlist* sisältää tiedot kaikista kytkennän komponenteista sekä niiden välisistä loogisista yhteyksistä. Layout-ohjelman avatessa *Netlist*:n se käy läpi kaikki nämä tiedot. Puuttuvat tai vajaan tiedot täytyy korjata ennen kuin ohjelma avaa varsinaisen *Design*-ikkunan komponenteista yhteyksineen. Usein komponenttien jalkakuviot puuttuvat tai se on ohjelman mielestä vääränlainen ja uusi kuvio täytyy etsiä ohjelman jalkakuviokirjastoista. Sekä jalkakuvioita että itse komponenttejäkin voi kuitenkin vielä vaihtaa *Design*-ikkunassa.

Design-ikkunassa määritetään piirilevyn fyysinen koko ja komponenttien sijainnit piirilevyllä. Layout-ohjelmassa määritetään kaikki piirilevyä koskevat ominaisuudet, kuten kerrosten lukumäärä, folioiden leveys ja komponenttien jalkakuviot. Komponenttien sijoittelun jälkeen ohjelma muodostaa komponenttien välisistä loogisista yhteyksistä *Autoroute*-toiminnolla piirilevyn johdotukset, eli piirilevyn pinnassa olevat kuparifoliojohteet. Usein ohjelma ei osaa johdottaa kaikkia osia heti ensiyrityksellä ja komponenttien sijoittelua täytyy muuttaa. Johdotuksia voi kuitenkin tehdä myös itse, mutta työskentely näin on erittäin hidasta. Tehokkainta on tehdä johdotukset *Autoroute*-toiminnolla ja korjata komponenttien sijoittelua mahdollisuuksien mukaan niissä paikoissa, jossa johdotus ei onnistu. Myös pelkkä *Autoroute*-toiminnon uudelleen ajaminen voi muuttaa johdotuksen aivan erilaiseksi johtuen ohjelman logiikasta. Pahimpien johdotusongelmien korjausten jälkeen kannattaa puuttuvia tai pieleen menneitä johdotuksia korjata itse *Track*-toiminnon avulla.

9.2.2 Piirilevysuunnittelun ongelmat

Piirilevylle jouduttiin tekemään neljä ylimääräistä hyppyjohtoa Layout-ohjelman puutteellisen suunnittelun takia. On myös mahdollista, että ohjelman oikealla käytöllä hyppyjohtoja ei olisi tarvittu, mutta ilman opastusta se ei onnistunut. Ohjelma kutsuu loogisia yhteyksiä komponenttien välillä verkoiksi. Yksi verkko omaa ohjelmassa tietyt ominaisuudet. Yksi ominaisuus on esimerkiksi folionleveys, joka koskee kunkin verkon kaikkia osia riippumatta siihen kytketyistä komponenteista tai niiden lukumäärästä. Käytännössä tämä tarkoittaa sitä, että esimerkiksi tasajännitelähteen kytkennässä olevat suurivirtaiset maafoliot ovat samaa verkkoa kuin muutkin. Suurivirtainen maajohdin tarvitsee normaalia leveämmän folion, mutta samalla myös kaikkialla muuallakin verkossa folion leveys muuttuu. Käytännössä tätä leveää foliota ei kuitenkaan tarvita muualla, eikä se edes mahdu esimerkiksi komparaattorin maanastaan ilman, että se joutuisi oikosulkuun muiden jalkojen kanssa. Sen takia kytkennän piirilevysuunnittelussa erotettiin suurivirtainen maajohdin hyppyjohtimella muusta maaverkosta. Lisäksi samalla tavalla toimittiin kolmessa muussakin verkossa.

Leveiden vahvavirtafolioiden vetämisen lisäksi suurikokoisten komponenttien sijoittelu piirilevylle vaikeutti piirilevysuunnittelua. Varsinkin 1 mH:n kela sekä 10000 μF :n kondensaattori vaativat suuren tilan piirilevyltä. Lisäksi niiden sijoittelussa oli tärkeää minimoida johtimien pituudet hakkurin toiminnan häiriöiden vähentämiseksi.

10 PROTOTYYPIN PIIRILEVYN VALMISTAMINEN

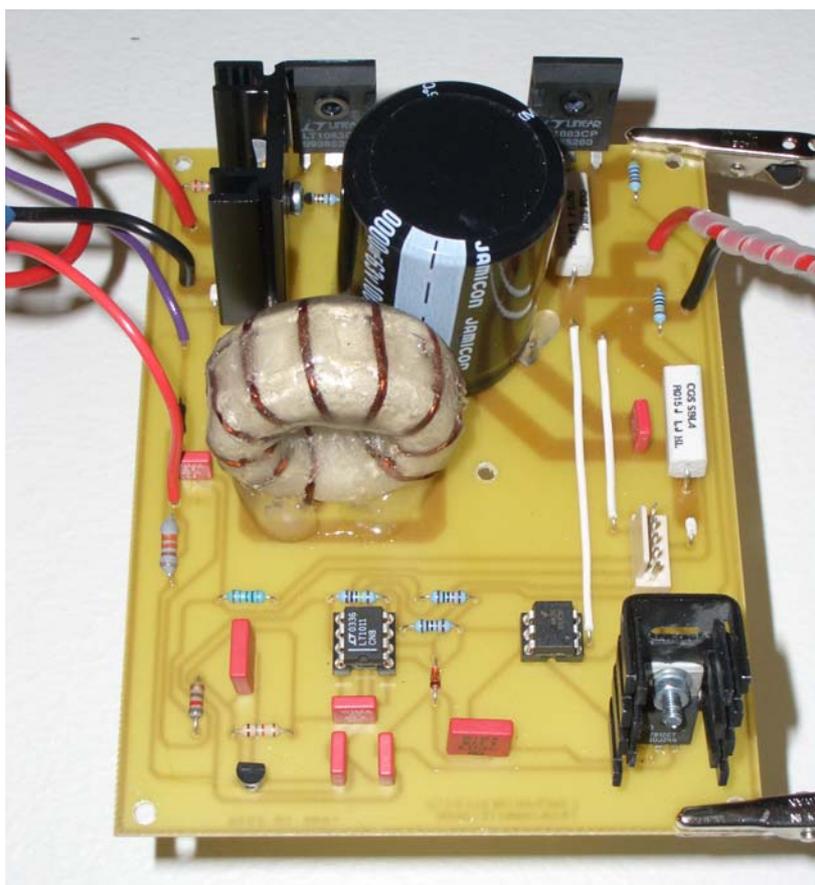
Piirilevysuunnittelun työnä aikaansaatu foliokuva tulostettiin läpinäkyvälle kalvolle. Tämä kuva on liitteessä 7. Sama kalvo tulostettiin kaksi kertaa, jotta kalvon folioita kuvaavat mustat alueet olivat mahdollisimman huonosti valoa läpäiseviä. Piirilevyn valmistus aloitettiin piirilevyn leikkaamisesta oikean kokoiseksi. Suunniteltu piirilevyn on kooltaan 102 x 135 mm. Sen jälkeen piirilevyn suojamuovi poistettiin ja piirilevy asetettiin tulostettu kalvo kuparipintaa vasten valotuslaitteeseen. Valotuslaitteessa piirilevyn kuparipinnan päällä oleva lakka reagoi laitteen ultravioletivaloon niiltä osin kuin valo läpäisi tulostetun kalvon. Tämän jälkeen piirilevy asetettiin minuutiksi kehitealtaaseen, joka sisältää vahvan emäksisen liuoksen. Kehitealtaassa irtosi piirilevyn kuparipinnasta valoon reagoanut lakka. Kalvon mustien alueiden osalta lakka oli yhä tallella ja suojaasi kuparia etsauksen aikana syöpymiseltä.



Kuva 9 Piirilevy syöpymässä etsausaltaassa

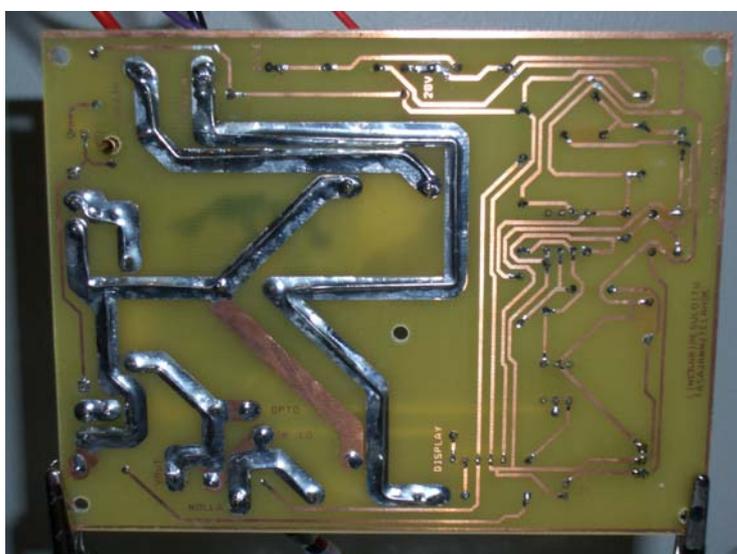
Etsauksessa ferrikloridiliuos syövytti piirilevyn kuparipinnan lakan suojaamia osia lukuun ottamatta. Kuvassa 9 on nähtävissä Ministar-merkinen piirilevyn valmistuslaitteisto, jossa piirilevy on syöpymässä etsausaltaassa. Tämän jälkeen piirilevyn pinnalta poistettiin jäljellä oleva lakka siihen tarkoitetulla liuottimella, jonka jälkeen levyyn voitiin porata komponenttien reiät. Reikien poraamisen jälkeen piirilevy oli valmis komponenttien juottamista varten. Kaikki kytkennässä käytetyt elektroniikkakomponentit on lueteltuna liitteessä 8. Kuvassa 10 on valmis kalustettu piirilevy, jossa komponentit ovat juotettuna piirilevylle. Komponenttien sijoittelukuva on liitteessä 9.

Prototyypin piirilevyn yläosaan on sijoitettuna LT1083CP-regulaattorit, sekä kaikki muut suurivirtaiset komponentit. Alaosaan on sijoitettuna hakkurin toiminnan ohjaukseen liittyvät osat. Myös jäähdytystuulettimen sekä jännite/virtamittarin käyttöjännitteiden tuottamiseen liittyvät osat ovat sijoitettuna piirilevyn alaosaan. Piirilevyn vasempaan reunaan on johdotettu kytkennän käyttöjännite, maa sekä hakkurin kytkintransistorina toimiva MOSFET. Piirilevyn oikeassa reunassa ovat tasajännitelähteen ulostulon johdot. Muut piirilevyn johdotukset tehtiin liittimillä. Liittimillä kytketään jännite/virtamittarin johdotukset, jäähdytystuulettimen käyttöjännite sekä ulostulojännitteen säädön potentiometrin johtimet. Aluksi prototyyppiin kytkintransistoriksi testausta varten valittiin IRF4905 MOSFET.



Kuva 10 Jännitelähteen prototyypin piirilevy

Piirilevyn suurivirtaisten osien folioiden kestävyttä päätettiin parantaa juottamalla niiden pintaan kuparilankaa. Tämä kasvattaa foliojohtimen poikkipinta-alaa riittävän virrankeston varmistamiseksi. Kuvassa 11 on valmiin piirilevyn foliopuoli, jossa suurivirtaiset foliojohtimet ovat vahvistettu. Piirilevyn foliopuoli myös lakattiin eristyksen parantamiseksi ja kuparin hapettumisen estämiseksi.



Kuva 11 Valmiin piirilevyn foliopuoli

11 PROTOTYYPIN KOTELOINTI

Koteloksi prototyypille tilattiin Elfalta valmis peltinen laitekotelo. Kotelo on *plug-in*-tyyppinen eli se muodostuu päälliskotelosta ja etupaneelin kiinnittyvästä sisäkehikosta. Sisäkehikon ansiosta kotelo sopii pienellä muokkaamisella moniin eri tarkoituksiin. Prototyypin varten sisäkehikkoon piti tehdä pohja ja uusi takaseinä. Nämä tehtiin koulun metallityöpajalla teräspellistä. Pohjan ja takaseinän ansiosta sisäkehikosta muodostui laatikon muotoinen sisäkotelo, josta puuttui vain kansi.

Päälliskotelon umpinaisen rakenteen takia täytyi isokokoiset jäähdytys-elementit sijoittaa kotelon sisälle. Saman syyn vuoksi oli selvää, että kotelon ilmankiertoa täytyi parantaa. Ilmankierron tehostaminen vaati tuulettimen asentamista koteloon, jonka vaatima 12 V käyttöjännite tuotetaan LM7812-regulaattorilla. Tuulettimen asennus päälliskoteloon todettiin hankalaksi toteuttaa, joten se asennettiin muiden osien ohella sisäkehikkoon.

Kaikkien komponenttien asentaminen sisäkoteloon osoittautui odotettua haastavammaksi tehtäväksi. Kotelon tila oli riittävän suuri kaikille komponenteille, mutta jäähdytys-elementtien ilmankierron varmistaminen rajoitti niiden sijaintia. Lisäksi fyysiseltäkin kooltaan suurikokoiset muuntaja ja suodatinkondensaattori yhdessä isojen jäähdytys-elementtien kanssa vaikeuttivat järjestelyä. Tehokkaimmaksi järjestykseksi todettiin lopulta kuvan 12 mukainen järjestys. Kotelon takaseinään ruuvein kiinnitetty tuuletin imee ilmaa suoraan sen eteen asennetuilta jäähdytys-elementeiltä. Vastaavasti päälliskoteloon tuulettimen kohdalle porattiin 2,5 mm ja 6 mm reikiä. Ilmankiertoa tehostettiin sisäkotelon pohjaan elementtien alle poratuilla viidellä 32 mm reiällä. Muuntajan sijoituspaikaksi jäi tällöin kotelon takana oleva oikeanpuoleinen alue. Muuntaja kiinnitettiin sisäkotelon pohjaan M8-ruuvilla. Vasemmalle reunalle on sijoitettuna suodatinkondensaattori, jonka oikealla puolella on kytkennän piirilevy. Kondensaattori on kiinnitetty kahdella nippusiteellä kotelon vasempaan laitaan. Takaseinään tuulettimen oikealle puolelle asennettiin EMI-suodattimella varustettu verkkoliitäntä, jossa on myös koko laitteen pääkytkin sekä sulakkeet. Tämän paikan määräsi jo ennalta ulkokotelon takaseinässä valmiiksi oleva korkeudeltaan sopivan kokoinen aukko.



Kuva 12 Prototyypin sisäkotelon valmiiksi kalustettuna

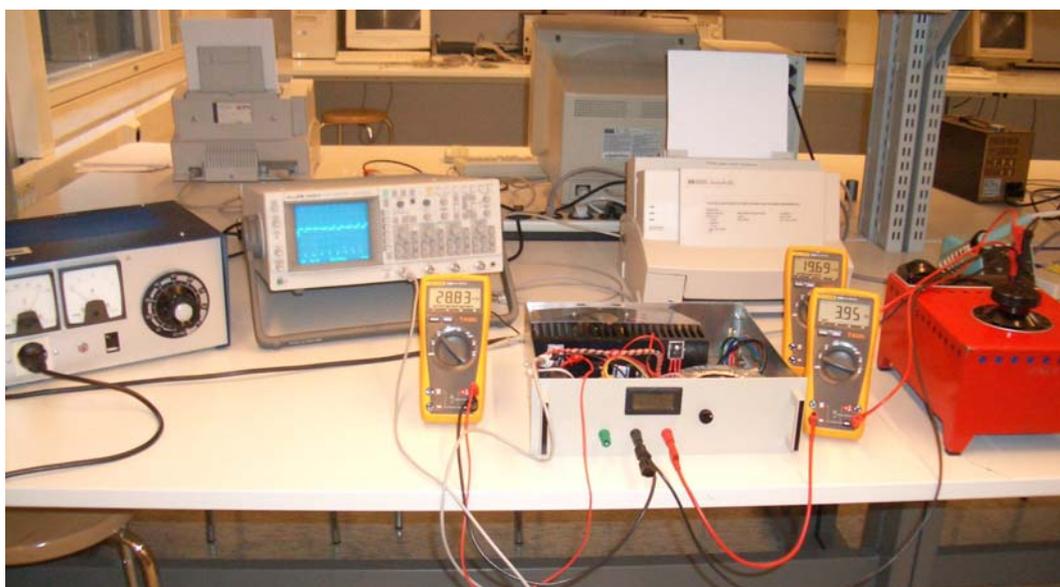
Piirilevy asennettiin M3-korotusruuvin avulla akryylimuovilevyyn, joka taas asennettiin sisäkotelon pohjaan ruuveilla. Muovilevy helpottaa piirilevyn kiinnittämistä sekä ehkäisee oikosulkuja piirilevyn ja pohjan väliltä. Piirilevyn oikealla puolella jäähdytyslementissä on kiinnitettynä tasasuuntausdioidit. Piirilevyn vasemmalla puolella on kiinnitettynä MOSFET. Kaikissa jäähdytyslementeissä kiinni olevissa komponenteissa kiinnitys tehtiin ruuveilla, koska komponenttikotelot mahdollistivat eristeholkin asentamisen ruuvien ja komponenttien väliin. Ruuvit kierrettiin jäähdytyslementteihin porattuihin reikiin, joihin oli aiemmin kierretapin avulla tehty M3-sisäkierre. Kaikissa näistä komponenteissa on lisäksi eristelevyt komponentin ja jäähdytyslementin välissä. Kaikkien jäähdytyslementeissä kiinni olevien komponenttien lämmön johtumista on myös parannettu piitahnalla.

Kotelon etulevyyn kiinnitettiin jännitelähteen ulostulonaparuuvit, jännite/virtamittari ja jännitteen säädön potentiometri. Vasemman puoleisin naparuuvi on verkkosähkön suojamaa, joka asennettiin varmuuden vuoksi jännitelähteen muita käyttötarkoituksia varten. Koko laitteen runko on kytkettynä tähän potentiaaliin. Laittekotelon etulevyn reunoissa on myös kahvat, jotka helpottavat laitteen liikuttelua.

12 PROTOTYYPIN TESTAAMINEN

Jännitelähteen prototyypin testaaminen suoritettiin koulun elektroniikkalaboratoriossa. Testikytkennässä tarkkailtiin jännitteitä, virtoja ja lämpötiloja kytkennän eri kohdissa

yleismittareiden, oskilloskoopin sekä lämpömittarin avulla. Kuvassa 13 on prototyypin testauskytkennät. Kuvassa vasemmalla oleva laite on säädettävä vaihtojännitelähde, josta saatiin tasajännitelähteen tarvitsema syöttöteho. Lisäksi kuvassa näkyvät mittalaitteina käytetyt yleismittarit sekä oskilloskooppi. Oikeassa reunassa oleva punainen laite on säädettävä kuormavastus, jota syötettiin jännitelähteellä.



Kuva 13 Prototyypin testauskytkentä

Jännitelähteen testaaminen aloitettiin kytkennän perustoiminnan tarkastelulla, jossa ulosottovirtaa ei nostettu yli viiden ampeerin. Ulostulojännitteen säätöalue prototyypissä on noin 3,5 – 28 V, mutta maksimiarvoon ei yllätä isolla kuormitusvirralla. Jännite/virtamittari näytti aluksi vääriä tuloksia, mutta pienten kytkennän korjausten jälkeen se saatiin toimimaan lähes oikein. Mittaria ei kuitenkaan onnistuttu saamaan näyttämään sekä jännitettä että virtaa samanaikaisesti oikein, vaan toinen mittareista tuntui aina näyttävän hieman liian korkeaa arvoa. Mittarin kalibrointitrimmereiden säätövara ei ollut riittävän laaja vian korjaamiseen.

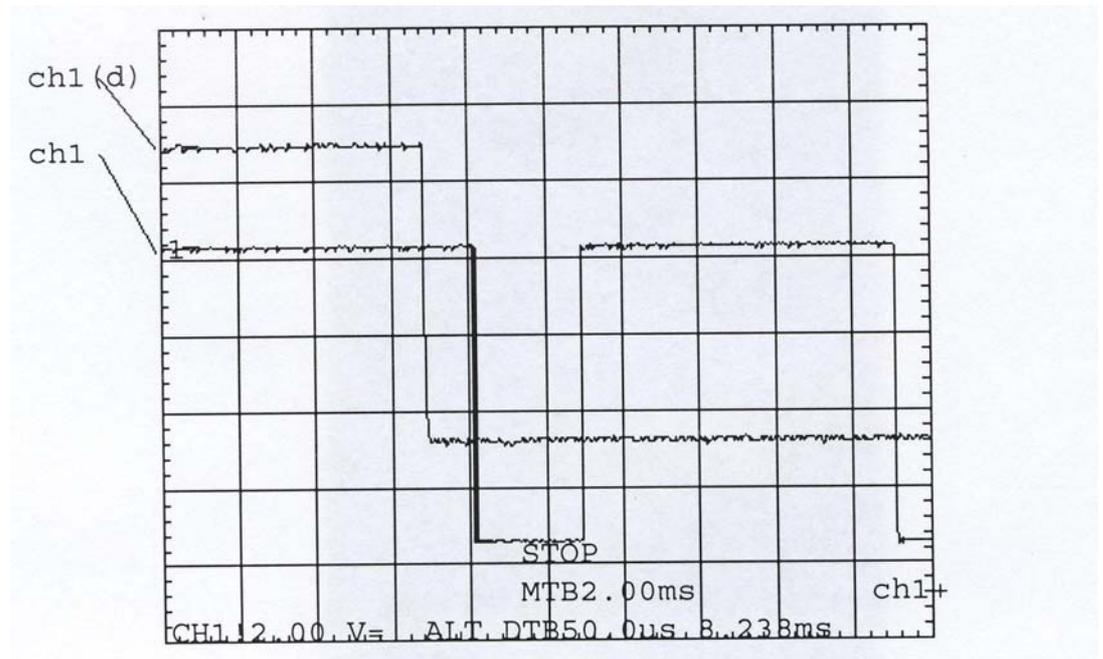
Hakkurin todettiin heti testauksen alussa toimivan, mutta MOSFET:in oskilloskooppimittauksista nähtiin, että sen kytkentä ja katkaisu olivat liian hitaita. Tämän takia V_{GS} -jännite ei näyttänyt lainkaan kanttiaalloilta vaan muistutti jälleen lähinnä kolmioaaltoa. Ulosottovirtaa hieman kasvatettaessa IRF4905 MOSFET kuumentui liikaa ja komponentti tuhoutui. Tuhoutumisen syyksi osoittautuivat komparaattorin ulostulon jännitteenjakovastukset MOSFET:n Gate- ja Source-porteille, koska niiden resistanssit olivat liian suuret. Jännitejaon tarkoituksena on ohjata Gate-portille noin 7,5 V alempi jännite Source-porttiin verrattuna, jolloin MOSFET on johtavassa tilassa. Näiden vastusten takia MOSFET:in sisäisen kapasitanssin lataaminen ja purkaminen olivat aivan liian hitaita, sillä ne sallivat vain noin 3 mA:n virran. Sen takia MOSFET kuumentui liikaa ja tuhoutui.

IRF4905 korvattiin IRF5305 MOSFET:lla ja jännitejakovastukset vaihdettiin pienemmän resistanssin omaaviin vastuksiin. Rajana vastusten resistanssia pienentäessä oli komparaattorin ulostulon maksimivirta, joka on datalehden mukaan 50 mA. Vastusten arvot sovitettiin siten, että niiden läpi kulki noin 22 mA:n virta. Tarvittaessa virtaa voidaan siis vielä kasvattaa. Jännitejako mitoitettiin jälleen siten, että V_{GS} oli noin 7,5 V. Uuden MOSFET:in toiminta oli uusien jännitejakovastusten ansiosta odotetusti huomattavasti tehokkaampaa kuin vanhalla MOSFET:lla. V_{GS} -jännitteen muoto oli lähes täydellistä kanttiaaltoa, jonka nousut ja laskut olivat lähestulkoon pystysuoria. Tässä vaiheessa havaittiin silti MOSFET:in kuumenevan huomattavasti muita komponentteja enemmän. Tämän aiheutti tietenkin myös MOSFET:in muista komponenteista eroava toimintatapa, sillä MOSFET:in johtavan tilan aikana virtapulssi voi olla moninkertainen kytkennän ulostulovirtaan verrattuna. Tämän lisäksi MOSFET:in täytyy pystyä hetkessä täysin sulkemaan tämä useiden ampeerien virtakanava ja jälleen avaamaan se. On selvää, että komponentissa tällöin syntyy ylimääräistä lämpöä.

13 PROTOTYYPIN TOIMINNAN MITTAUKSET

Jännitelähteen prototyypin toiminnan varmistamisen jälkeen aloitettiin varsinaiset mittaukset. Tärkeimpinä jännitelähteen toiminnan osoittajina katsottiin olevan MOSFET:in mahdollisemmin tarkka kytkeminen ja katkaisu, sekä jännitelähteen ulostulon tasajännitteen tasaisuus. MOSFET:in tehokas toiminta on oleellista, koska siitä on riippuvainen koko jännitehakkurin toiminta. MOSFET:in mahdollisimman tehokas toiminta parantaa myös jännitelähteen hyötysuhdetta. Jännitelähteen ulostulon tasaisuuden voidaan ajatella olevan hyvän tasajännitelähteen laadun mittari. Mahdollisimman tasainen ja häiriötön ulostulojännite poistaa jännitelähteellä syötettävän laitteen syöttöjännitteestä aiheutuvat häiriöt.

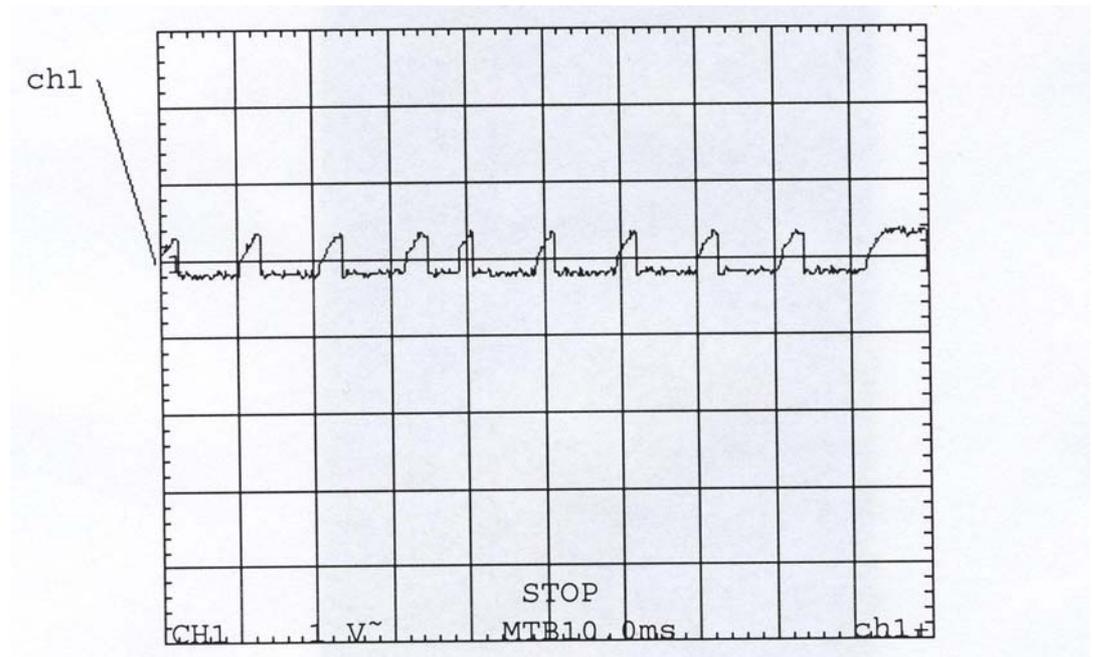
Aluksi jännitelähteen toimintaa mitattiin ulostulon ollessa säädettynä noin 24 volttiin ja viiteen ampeeriin. Laitteiston lämpenemisestä ja ulkopuolisista häiriöistä johtuneiden ulostulon pienten vaihteluiden takia arvot eivät ole aivan tarkat, mutta sillä ei ole merkitystä. Kuvassa 14 on esitettyä oskilloskoopilla mitattu V_{GS} . Kuvassa ch1-merkitty signaali on V_{GS} ja ch1 (d)-merkitty signaali on edellisestä nopeutetulla pyyhkäisyllä saatu tarkempi mittausta. Nopeutetusta signaalista nähdään selvästi V_{GS} :n laskunopeus ja signaalin tarkkuus.



Kuva 14 Jännitelähteen MOSFET:lta mitattu V_{GS} ulostulon ollessa noin 24 V ja 5 A

Kuvassa 14 esitetystä oskilloskoopin mittaustuloksessa yksi pystyruuu merkitsee kahta volttia, joten voidaan helposti todeta V_{GS} :n olevan melko tarkasti jännitteenjakovastuksilla mitoitettu 7,5 V. Jännitehakkurin toimintataajuus nähdään olevan näillä ulostulon arvoilla noin 90 Hz. Tästä voidaankin todeta, että hakkurin toiminta on tällä kuormituksella vasta alkanut ja taajuus alkaisi kasvaa kytkeä enemmän kuormitettaessa.

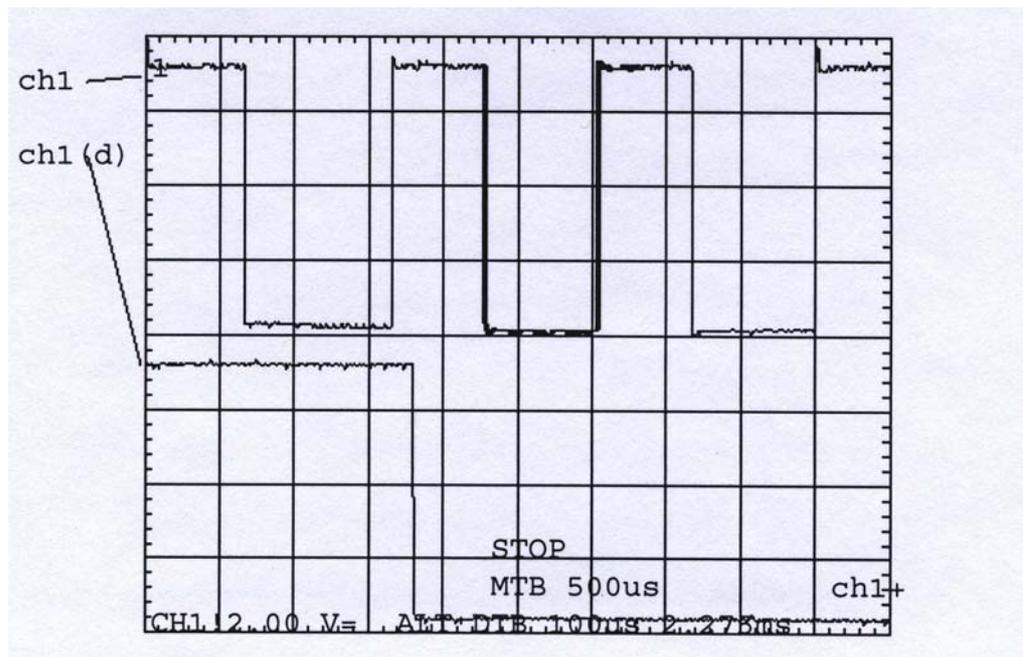
Kuvasta 15 on nähtävissä toinen oskilloskoopilla mitattu signaali eli jännitelähteen ulostulo V_{OUT} . Signaalista havaitaan välittömästi siinä olevat häiriöt. Häiriön korkeus on hieman alle yhden voltin, joten ulostulojännitteen ollessa 24 V häiriön osuus on noin 4 %. Häiriöiden epäiltiin aiheutuvan hurinajännitteen vaihtelusta, mutta kuormitettaessa jännitelähdettä hieman isommalla virralla häiriöpiikit kuitenkin pienenevät. Tämä viittaakin hakkurin aiheuttamaan häiriöön. Suhteellisen pienen häiriön takia asiaa ei alettu vielä tässä vaiheessa tutkia tarkemmin.



Kuva 15 Jännitelähteeltä oskilloskoopilla mitattu ulostulo V_{OUT}

Seuraavaksi mitattiin edellä mainitut jännitteet ulostulon arvoilla 22 V ja 12 A. Ulostulon jännitettä jouduttiin laskemaan kaksi volttia, koska hakkurin toiminta ei suuren kuormituksen takia pysynyt stabiilina ulostulojännitteellä 24 V. Samalla tarkkailtiin MOSFET:n jäähdytyslementin lämpötilaa. Noin viidentoista minuutin kuluttua mittauksen alkamisesta jäähdytyslementin lämpötila oli 48 °C kun IRF5305 MOSFET tuhoutui. Komponentin sisäinen lämpötila oli tällöin luultavasti moninkertainen, eikä lämpö johtunut riittävän tehokkaasti komponentin kotelosta jäähdytyslementtiin.

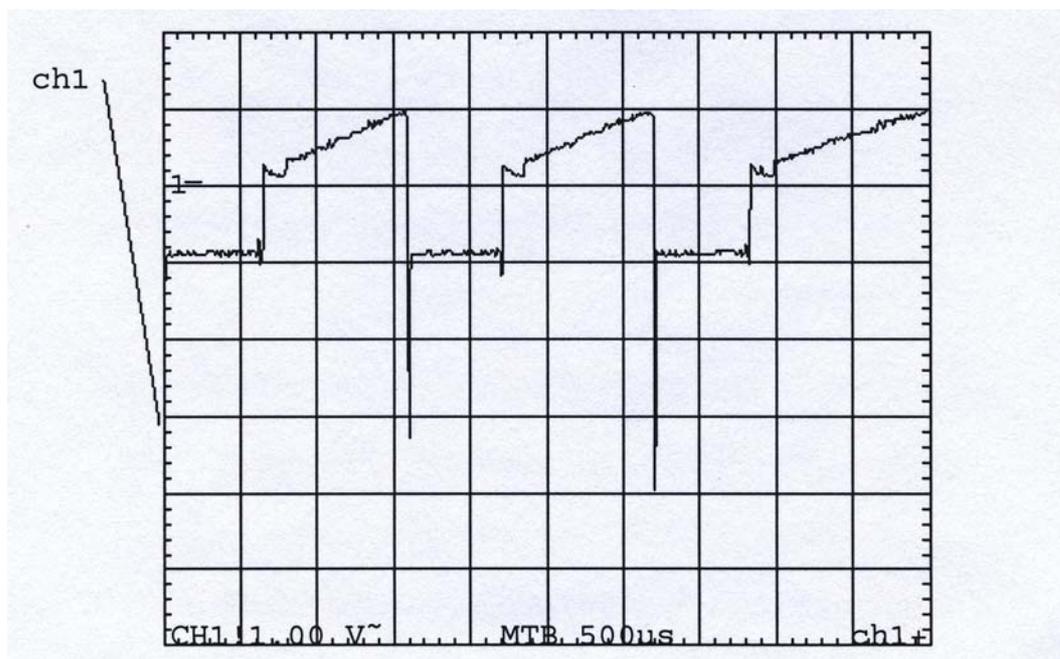
Tuhoutunut MOSFET vaihdettiin uuteen. Tämän jälkeen jännitelähteestä ei enää otettu ulos yli 10 ampeerin virtaa eikä jäähdytyslementin lämpötilan annettu nousta yli 45 °C. Sen takia jäljellä olevien mittausten maksimiulostuloarvoiksi valittiin 22 V ja 10 A. Kuvasta 16 on nähtävillä oskilloskoopin V_{GS} -jännitteen mittausta näillä ulostuloarvoilla. Kuvassa ch1 (d)-merkitty signaali on jälleen nopeutuksella saatu tarkempi mittausta ch1-signaalista. Kuvasta voidaan todeta V_{GS} -jännitteen olevan tällä kertaa jo hieman epästabiili, sillä sen taajuus ei ole vakio. Jännitelähdettä kuormitettaessa enemmän olisi signaali muuttunut vielä epävakaammaksi. Signaalin nousut ja laskut pysyvät tälläkin ulostulolla lähes pystysuorina, joten hakkurin toiminta pysyi siltä osin tehokkaana.



Kuva 16 Jännitelähteen maksimiulostulolla mitattu V_{GS} -jännite

Hakkuritoiminnan ylijäähä oli selvästi lähestymässä näillä ulostulon arvoilla. Hakkurin taajuus kuvassa 16 ei ole enää vakaa, mutta sen voidaan laskea olevan noin 700 Hz. Tehokkaasti toimiakseen hakkurin taajuuden tulisi olla huomattavasti korkeampi. Jännitelähteen ulostulojännitettä laskettaessa hakkuritaajuus nousikin selvästi. Tästä voitiin päätellä, että jännitelähteen tehokas toiminta ei yllä aivan näin isolle ulostulojännitteelle. Näillä ulostuloarvoilla koko kytkennän sisääntulojännite laski noin 31 voltista 28 volttiin, joten muuntajakaan ei pystynyt pitämään jännitettä riittävän korkeana.

V_{OUT} -jännitteen mittaaminen on nähtävissä kuvassa 17, josta nähdään, että ulostulojännite oli todella huonolaatuista. Kuvassa on nähtävissä selviä hakkurista peräisin olevia värähtelyjä, joiden vaihtelut ovat noin kaksi volttia. Lisäksi jännitteessä on yli kahden voltin korkuisia piikkejä. Ulostulojännitteen häiriön suuruus olisi ilman piikkejä noin 10 %, mutta piikit kaksinkertaistavat sen. Ulostulojännitettä tai kuormitusta pienentämällä häiriöt selvästi pienenevät. Kytkennästä mittaamalla todettiin, että hakkurin suodatinkondensaattori ei toimi riittävän tehokkaasti ja häiriöt pääsevät LT1083CP-regulaattoreille ja niiden kautta ulostuloon.



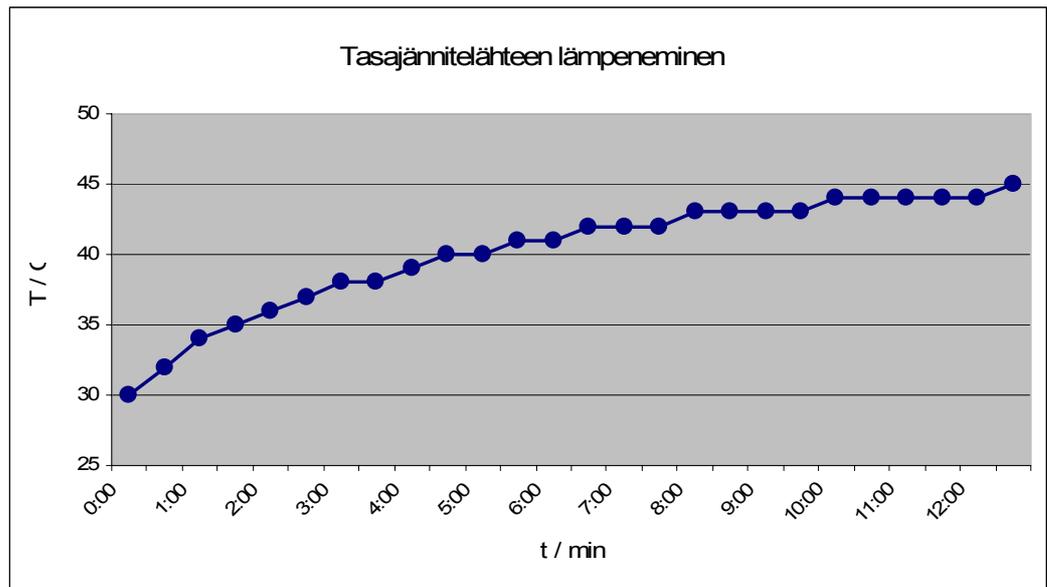
Kuva 17 Jännitelähteen ulostulojännite V_{OUT}

Ulostuloarvoilla 22 V ja 10 A jännitelähteestä ulos saatiin 220 W. Jännitelähteen syöttöön käytetyn säädettävän vaihtojännitelähteen mittareista nähtiin kytkennän sisääntulojännitteeksi 230 V ja virraksi noin 1,9 A. Jännitelähteen ottoteho oli siis noin 437 W. Jännitelähteen hyötysuhde oli tällöin vain noin 50 % eli puolet syötetystä tehosta meni hukkaan.

13.1 Prototyypin lämpömittaukset

Tähän mennessä oli käynyt selväksi, että jännitelähteen prototyypin lämpeneminen on yksi laitteen heikkouksista. Tarkemmin sanottuna kriittisiä osia olivat MOSFET ja tuulettimen käyttöjännitteen regulaattori. Kaikissa testeissä tähän asti oli prototyyppiä testattu avattuna eli ilman päälliskotelo. Suljetussa kotelossa ilma pääsee kulkemaan vain päälliskotelon pohjan etureunan kautta sisään ja takaseinästä tuulettimen puhaltamana ulos.

Lämpenemistä mitattiin TES 1300 lämpömittarilla, jonka mittapää tuettiin vaahtomuovin avulla jäähdytyslementin ritilän väliin mahdollisimman lähelle MOSFET:ia. Jännitelähteen päälliskotelo asennettiin paikoilleen ja mittapään johto tuotiin kotelon tuuletusaukosta ulos lämpömittarille. Lämpötestaus päätettiin tehdä ulostuloarvoilla 20 V ja 5 A. Edellisten testauksen jäljiltä jäähdytyslementin lämpötila oli testin alkaessa 30 °C. Ennen testauksen alkamista päätettiin jäähdytyslementin lämpötilan ylärajaksi testin aikana 45 °C, jonka saavutettuaan testi keskeytettäisiin. Testaustulokset ovat nähtävissä kuvasta 18.



Kuva 18 Tasajännitelähteen lämpötestauksen tulokset

Kuvan 18 käyrästä nähdään, että jo suhteellisen pienillä ulostuloarvoilla MOSFET kuumenee vaarallisen paljon. Ensimmäisten seitsemän minuutin aikana jäähdytyselementin lämpötila nousi kaksi astetta minuutissa, jonka jälkeen lämpötilan nousu alkoi hidastua. Rajalämpötilaksi päätetyn 45 °C jäähdytyselementti saavutti 12,5 minuutin kuluttua testin alkamisesta, jolloin testaus keskeytettiin. Testin aloitus huoneenlämpöisestä jäähdytyselementistä ei olisi tähän kulunut aikaa merkittävästi lyhentänyt. Käyrän muodosta nähdään kuitenkin lämpötilan nousun hidastumisen perusteella, että lämpötila alkoi tasaantua ja olisi todennäköisesti noussut testiä jatkettaessa enää vain muutaman asteen.

Lämpötestauksesta nähdään, että MOSFET kuumenee liian paljon myös suhteellisen pienellä teholla. Testiä jatkettaessa pidemmälle olisi MOSFET:in tuhoutuminen ollut hyvin todennäköistä. Tuulettimen regulaattorin lämpötilaa ei testissä tarkkailtu.

14 PROTOTYYPIN LISÄTUTKIMUSTA VAATIVAT OMINAISUUDET

Prototyypin heikoin lenkki virtaketjussa on IRF5305 MOSFET, jonka takia jännitelähdettä ei voida kuormittaa täydellä teholla. Ensimmäiseksi tuhoutuneen IRF4905 MOSFET:in toimintaa ei ehditty testata toimivalla jännitteenjaolla. Se voisi kuitenkin olla sopiva korvaamaan IRF5305:n, jolloin kytkentää todennäköisesti pystyttäisiin kuormittamaan myös täydellä teholla. Tällöin kuitenkin jännitejakovastusten resistanssien lisää pienentämisen tarpeellisuutta kannattaisi tutkia ennen maksimikuormittamista.

Mittauksissa havaittiin hakkurin toiminnan rajautuvan kuormituksen mukaan. Syötettäessä pientä kuormaa, joka ottaa alle neljä ampeeria jännitehakkuri ei vielä ala toimintaansa. Tällöin MOSFET:in Gate-portti on ohjautunut komparaattorin ulostulon kautta maihin ja V_{GS} -jännitteen ansiosta MOSFET on johtavassa tilassa. Kuormituksen kasvaessa hakkurin toiminta alkaa noin 90 Hz:n taajuudella ja nousee kuormituksen kasvaessa ulostulojännitteen ollessa 24 V maksimissaan noin 2 kHz:n asti. Pienemmällä ulostulojännitteellä voidaan saavuttaa vielä korkeampiakin taajuuksia. Hakkurin toiminnan tarkempi määrittely vaatisi enemmän aikaa ja prototyypille uuden paremmin mitoitettua MOSFET:in tai jonkun muun tehoa kestävän komponentin kytkimeksi.

Prototyypin jännite/virtamittarin epätarkkuuden aiheuttajaa ei ehditty perinpohjaisesti tutkia. Yksinkertaisilla johdotusten lyhentämisillä ja ylijäärien liittimien poistamisella saataisiin tarkkuutta paremmaksi. Lisäksi mittaus voisi olla tarkentua jos komponentit olisivat lähempänä jännitelähteen ulostulon naparuuveja. Mittausvirheen todennäköisin aiheuttaja on kuitenkin jännitelähteen ulostulojännitteen häiriöt. Tätä oletusta tukee myös se, että mittarin lukemat pitivät paremmin paikkaansa jännitelähteen pienemmillä kuormituksilla. Kuormituksen kasvaessa etenkin mittarin jännitelukema virhe nousi selvästi suuremmaksi.

Prototyypin jäähdystuulettimen käyttöjännite tuotetaan LM7812 regulaattorilla. Tuulettimen virtaa rajoitettiin 22Ω :n sarjavastuksella regulaattorin liiallisen kuumentumisen välttämiseksi. Suljetussa kotelossa regulaattori saattaa kuumentua silti liikaa, jolloin sen sisäinen suojaipiiri katkaisee toiminnan. Tämä kuitenkin tarkoittaa sitä, että tuuletin lakkaa samalla kierrättämästä kotelon sisäilmaa. Se saattaa siksi vaarantaa muidenkin komponenttien jäähdytyksen. Testauksen aikana regulaattori kuitenkin toimi jatkuvasti, mutta pidempiaikaisessa käytössä tästä voi syntyä vaaratilanne muille komponenteille. Yksinkertaisin korjauskeino olisi korvata regulaattorin jäähdytyselementti isommalla. Tuulettimen toimintaa saattaa heikentää myös prototyypin päälliskotelon takaseinän ilmankiertoreiät. Tällöin koteloon täytyy vain porata lisäreikiä ilmankulun parantamiseksi.

15 ARVIO TYÖN TAVOITTEIDEN TOTEUTUMISESTA

Jännitelähteen prototyypin kaikkia ongelmia ei ehditty ajan puutteen vuoksi korjata. Voidaan kuitenkin todeta, että korjausta vaativat ongelmat ja niiden aiheuttajat ovat melko hyvin tiedossa. Myöskään kaikkia tarvittavia testejä ja mittauksia ei osin samasta syystä tehty. Näistä voidaan mainita EMC-mittaukset ja pidempiaikaiset testit.

Tärkeimmiksi tavoitteiksi työtä tehdessä muodostui jännitelähteen maksimiulostulojännitteen ja virran saavuttaminen, sekä hakkurin toimivuus. Näihin ei kuitenkaan prototyypin tämän hetkiselällä kokoonpanolla päästä. Huonon hyötysuhteen

vuoksi voidaan todeta, että työn tavoitteena ollut hyvä hyötysuhde jäi prototyypillä selvästi tavoittamatta. Tässä vaiheessa prototyypin yksinkertaisesti todettiin toimivan puutteellisesti.



Kuva 19 Valmis jännitelähteen prototyyppi

Prototyypin fyysinen toteutus on melko hyvin onnistunut. Valmis prototyyppi on esitetty kuvassa 19. Kotelo on hyvälaatuinen ja etupaneelin liitännät selkeät, joten prototyyppi on ulkoisesti lähes ostetun laitteen näköinen. Sisäkotelon järjestely ei ole välttämättä paras mahdollinen, mutta kuitenkin toimiva ja selkeä. Piirilevyn suunnittelussa isojen komponenttien sijoittelu epäonnistui kotelon tilan rajoitusten takia. Piirilevystä jouduttiin tekemään liian ahdas isoille komponenteille, joka myös vaikeuttaa piirilevyn irrottamisessa kotelosta.

16 YHTEENVETO

Työn tavoitteena oli suunnitella ja valmistaa hybridireguloitu tasajännitelähde. Jännitelähteen toimintaa testattiin testikytkennällä, jonka avulla voitiin paikantaa kytkennän ongelmakohtia ja tehostaa sen toimintaa paremmilla komponenttivalinnoilla. Testikytkennän avulla todettiin myös hakkurikytkennän toimivuus ja päätettiin prototyypin rakentamisesta.

Prototyypin suunnittelussa käytettiin hyödyksi testauskytkennästä saatua tietoa, jonka perusteella prototyypin toimintaa pyrittiin tehostamaan. Prototyyppiä varten suunniteltiin ja valmistettiin yksi kompakti piirilevy. Prototyypille hankittiin teräspeltinen kotelo, johon asennettiin kaikki kytkennän tarvitsemat komponentit.

Jännitelähteen prototyypin testauksessa hakkurin toiminnassa ilmeni vielä ongelmia, mutta mittaukset suoritettiin loppuun sovittamalla jännitelähteen ulostuloarvot matalammalle tasolle. Hakkurin toimintaongelmien syyt tiedostettiin, mutta niitä ei tämän työn puitteissa enää korjattu. Testauksen mittaustulokset osoittivat, että jännitelähteen prototyyppi ei saavuta sille asetettuja tavoitteita tällä kokoonpanolla. Laitteen kotelon ollessa suljettuna se ei myöskään kuumenemisen takia kestä kovin pitkään toimintakuntoisena ilman komponenttimuutoksia.

Prototyyppi vaatii siis vielä korjauksia, jotta sille asetetut tavoitteet täyttyisivät. Nämä korjauksia vaativat asiat ovat kuitenkin tiedossa, joten muutosten ja uusien mittausten tekeminen jätettiin ajanpuutteen vuoksi tämän työn ulkopuolelle. Korjausten jälkeen jännitelähde tulisi todennäköisesti täyttämään tavoitteena olleet tehonsyöttöarvot.

SÄHKÖISET LÄHTEET

- /1/ <http://www.peltier-info.com/info.html> [viitattu 20.11.06]
- /2/ <http://fi.wikipedia.org/wiki/Regulaattori> [viitattu 14.11.06]

LIITTEET

- Liite 1 LT1083CP-regulaattorin datalehden sivut 1-3,12,13.
- Liite 2 LT1011-komparaattorin datalehden sivut 1-3
- Liite 3 IRF5305-MOSFET:n datalehden sivut 1-4
- Liite 4 IRF4905-MOSFET:n datalehden sivut 1-4
- Liite 5 Lascar DPM702 – mittarin datalehti
- Liite 6 Capture-ohjelmalla tehty kytkentäkuva
- Liite 7 Prototyypin piirilevyn foliokuva
- Liite 8 Prototyypin komponenttiluettelo
- Liite 9 Piirilevyn komponenttien sijoittelukuva



LT1083/LT1084/LT1085

7.5A, 5A, 3A Low Dropout Positive Adjustable Regulators

FEATURES

- Three-Terminal Adjustable
- Output Current of 3A, 5A or 7.5A
- Operates Down to 1V Dropout
- Guaranteed Dropout Voltage at Multiple Current Levels
- Line Regulation: 0.015%
- Load Regulation: 0.1%
- 100% Thermal Limit Functional Test
- Fixed Versions Available
- Available in 3-Lead Plastic TO-220, TO-3P and DD Packages

APPLICATIONS

- High Efficiency Linear Regulators
- Post Regulators for Switching Supplies
- Constant Current Regulators
- Battery Chargers

DEVICE	OUTPUT CURRENT*
LT1083	7.5A
LT1084	5.0A
LT1085	3.0A

*For a 1.5A low dropout regulator see the LT1086 data sheet.

DESCRIPTION

The LT[®]1083 series of positive adjustable regulators are designed to provide 7.5A, 5A and 3A with higher efficiency than currently available devices. All internal circuitry is designed to operate down to 1V input-to-output differential and the dropout voltage is fully specified as a function of load current. Dropout is guaranteed at a maximum of 1.5V at maximum output current, decreasing at lower load currents. On-chip trimming adjusts the reference voltage to 1%. Current limit is also trimmed, minimizing the stress on both the regulator and power source circuitry under overload conditions.

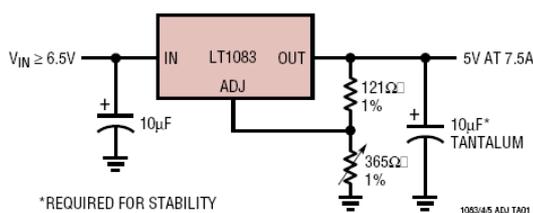
The LT1083/LT1084/LT1085 devices are pin compatible with older three-terminal regulators. A 10 μ F output capacitor is required on these new devices. However, this is included in most regulator designs.

Unlike PNP regulators, where up to 10% of the output current is wasted as quiescent current, the LT1083 quiescent current flows into the load, increasing efficiency.

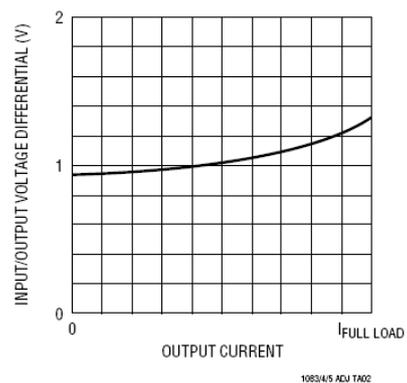
 LTC and LT are registered trademarks of Linear Technology Corporation. All other trademarks are the property of their respective owners.

TYPICAL APPLICATION

5V, 7.5A Regulator



Dropout Voltage vs Output Current



1083451e

LT1083/LT1084/LT1085

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Power Dissipation	Internally Limited
Input-to-Output Voltage Differential	
“C” Grades	30V
“I” Grades	30V
“M” Grades (OBSOLETE)	35V
Operating Junction Temperature Range	
“C” Grades: Control Section	0°C to 125°C
Power Transistor	0°C to 150°C
“I” Grades: Control Section	-40°C to 125°C
Power Transistor	-40°C to 150°C

“M” Grades: (**OBSOLETE**)

Control Section	-55°C to 150°C
Power Transistor	-55°C to 200°C
Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	300°C

PRECONDITIONING

100% thermal shutdown functional test.

PACKAGE/ORDER INFORMATION

<p>FRONT VIEW</p> <p>T PACKAGE 3-LEAD PLASTIC TO-220 $\theta_{JA} = 50^\circ\text{C/W}$</p>	<p>ORDER PART NUMBER</p> <p>LT1084CT LT1084IT LT1085CT LT1085IT</p>	<p>FRONT VIEW</p> <p>P PACKAGE 3-LEAD PLASTIC TO-3P $\theta_{JA} = 35^\circ\text{C/W}$</p>	<p>ORDER PART NUMBER</p> <p>LT1083CP LT1084CP</p>
<p>BOTTOM VIEW</p> <p>K PACKAGE 2-LEAD TO-3 METAL CAN $\theta_{JA} = 35^\circ\text{C/W}$</p> <p>OBSOLETE PACKAGE</p>	<p>LT1083CK LT1083MK LT1084CK LT1084MK LT1085CK LT1085MK</p>	<p>FRONT VIEW</p> <p>M PACKAGE 3-LEAD PLASTIC DD $\theta_{JA} = 30^\circ\text{C/W}^*$</p> <p><small>*WITH PACKAGE SOLDERED TO 0.5IN² COPPER AREA OVER BACKSIDE GROUND PLANE OR INTERNAL POWER PLANE. θ_{JA} CAN VARY FROM 20°C/W TO > 40°C/W DEPENDING ON MOUNTING TECHNIQUE.</small></p>	<p>LT1085CM</p>

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

The ● denotes the specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Reference Voltage	$I_{OUT} = 10\text{mA}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$, $(V_{IN} - V_{OUT}) = 3\text{V}$ $10\text{mA} \leq I_{OUT} \leq I_{FULL\ LOAD}$	1.238	1.250	1.262	V
	$1.5\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 25\text{V}$ (Notes 4, 6, 7)	● 1.225	1.250	1.270	V
Line Regulation	$I_{LOAD} = 10\text{mA}$, $1.5\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 15\text{V}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ (Notes 2, 3)		0.015	0.2	%
		●	0.035	0.2	%
	M Grade: $15\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 35\text{V}$ (Notes 2, 3)	●	0.05	0.5	%
	C, I Grades: $15\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 30\text{V}$ (Notes 2, 3)	●	0.05	0.5	%

108345fe

LT1083/LT1084/LT1085

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

The ● denotes the specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Load Regulation	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 3\text{V}$ $10\text{mA} \leq I_{OUT} \leq I_{FULL\ LOAD}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (Notes 2, 3, 4, 6)	●	0.1 0.2	0.3 0.4	%
Dropout Voltage	$\Delta V_{REF} = 1\%$, $I_{OUT} = I_{FULLLOAD}$ (Notes 5, 6, 8)	●	1.3	1.5	V
Current Limit					
LT1083	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 5\text{V}$	●	8.0	9.5	A
	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 25\text{V}$	●	0.4	1.0	A
LT1084	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 5\text{V}$	●	5.5	6.5	A
	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 25\text{V}$	●	0.3	0.6	A
LT1085	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 5\text{V}$	●	3.2	4.0	A
	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 25\text{V}$	●	0.2	0.5	A
Minimum Load Current	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 25\text{V}$	●	5	10	mA
Thermal Regulation	$T_A = 25^\circ\text{C}$, 30ms Pulse				
LT1083			0.002	0.010	%/W
LT1084			0.003	0.015	%/W
LT1085			0.004	0.020	%/W
Ripple Rejection	$f = 120\text{Hz}$, $C_{ADJ} = 25\mu\text{F}$, $C_{OUT} = 25\mu\text{F}$ Tantalum $I_{OUT} = I_{FULL\ LOAD}$, $(V_{IN} - V_{OUT}) = 3\text{V}$ (Notes 6, 7, 8)	●	60	75	dB
Adjust Pin Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$	●	55	120	μA
Adjust Pin Current Change	$10\text{mA} \leq I_{OUT} \leq I_{FULL\ LOAD}$ $1.5\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 25\text{V}$ (Note 6)	●	0.2	5	μA
Temperature Stability		●	0.5		%
Long Term Stability	$T_A = 125^\circ\text{C}$, 1000 Hrs		0.3	1	%
RMS Output Noise (% of V_{OUT})	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $10\text{Hz} \leq f \leq 10\text{kHz}$		0.003		%
Thermal Resistance Junction-to-Case	Control Circuitry/Power Transistor				
LT1083	K Package			0.6/1.6	$^\circ\text{C}/\text{W}$
	P Package			0.5/1.6	$^\circ\text{C}/\text{W}$
LT1084	K Package			0.75/2.3	$^\circ\text{C}/\text{W}$
	P Package			0.65/2.3	$^\circ\text{C}/\text{W}$
	T Package			0.65/2.7	$^\circ\text{C}/\text{W}$
LT1085	K Package			0.9/3.0	$^\circ\text{C}/\text{W}$
	M, T Packages			0.7/3.0	$^\circ\text{C}/\text{W}$

Note 1: Absolute Maximum Ratings are those values beyond which the life of a device may be impaired.

Note 2: See thermal regulation specifications for changes in output voltage due to heating effects. Load and line regulation are measured at a constant junction temperature by low duty cycle pulse testing.

Note 3: Line and load regulation are guaranteed up to the maximum power dissipation (60W for the LT1083, 45W for the LT1084 (K, P), 30W for the LT1084 (T) and 30W for the LT1085). Power dissipation is determined by the input/output differential and the output current. Guaranteed maximum power dissipation will not be available over the full input/output voltage range.

Note 4: $I_{FULL\ LOAD}$ is defined in the current limit curves. The $I_{FULLLOAD}$ curve is defined as the minimum value of current limit as a function of input-to-output voltage. Note that the 60W power dissipation for the LT1083 (45W for the LT1084 (K, P), 30W for the LT1084 (T), 30W for the LT1085) is only achievable over a limited range of input-to-output voltage.

Note 5: Dropout voltage is specified over the full output current range of the device. Test points and limits are shown on the Dropout Voltage curve.

Note 6: For LT1083 $I_{FULL\ LOAD}$ is 5A for $-55^\circ\text{C} \leq T_J < -40^\circ\text{C}$ and 7.5A for $T_J \geq -40^\circ\text{C}$.

Note 7: $1.7\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 25\text{V}$ for LT1084 at $-55^\circ\text{C} \leq T_J \leq -40^\circ\text{C}$.

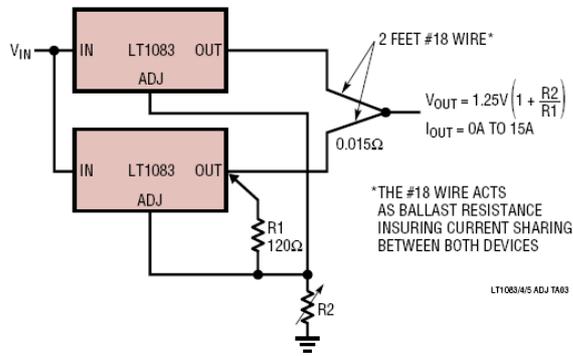
Note 8: Dropout is 1.7V maximum for LT1084 at $-55^\circ\text{C} \leq T_J \leq -40^\circ\text{C}$.

108345fe

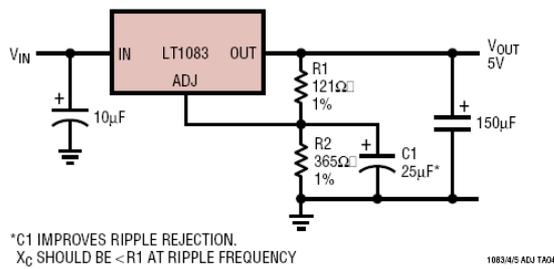
LT1083/LT1084/LT1085

TYPICAL APPLICATIONS

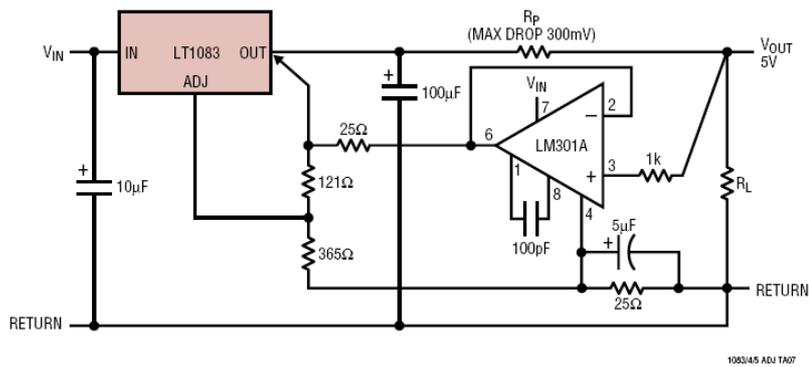
Paralleling Regulators



Improving Ripple Rejection



Remote Sensing

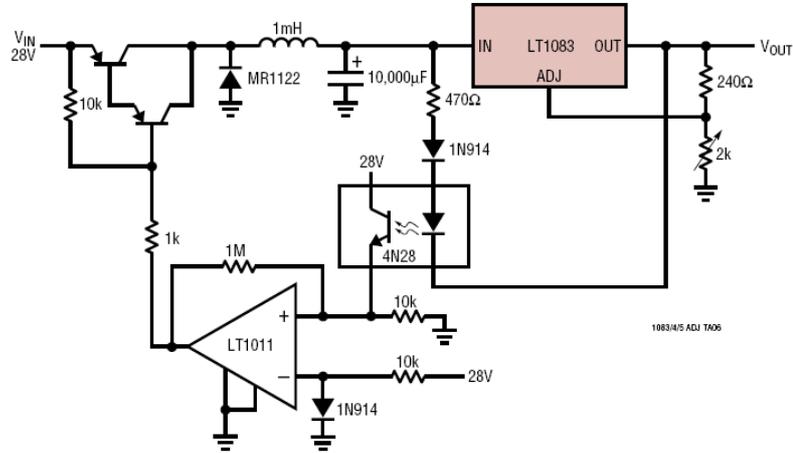


1083451e

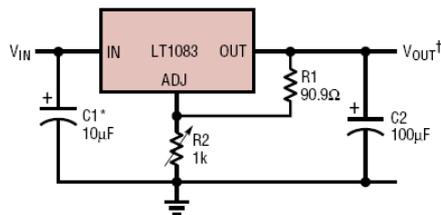
LT1083/LT1084/LT1085

TYPICAL APPLICATIONS

High Efficiency Regulator with Switching Preregulator



1.2V to 15V Adjustable Regulator

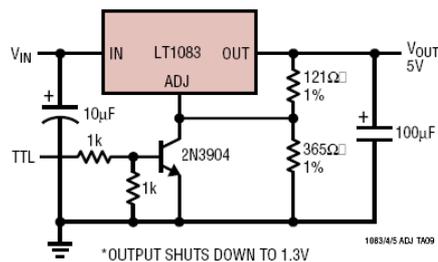


*NEEDED IF DEVICE IS FAR FROM FILTER CAPACITORS

$$V_{OUT} = 1.25V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

1083/4/5 ADJ TA08

5V Regulator with Shutdown*



* OUTPUT SHUTS DOWN TO 1.3V

1083/4/5 ADJ TA09



LT1011/LT1011A

Voltage Comparator

FEATURES

- Pin Compatible with LM111 Series Devices
- *Guaranteed* Max 0.5mV Input Offset Voltage
- *Guaranteed* Max 25nA Input Bias Current
- *Guaranteed* Max 3nA Input Offset Current
- *Guaranteed* Max 250ns Response Time
- *Guaranteed* Min 200,000 Voltage Gain
- 50mA Output Current Source or Sink
- $\pm 30V$ Differential Input Voltage
- Fully Specified for Single 5V Operation

APPLICATIONS

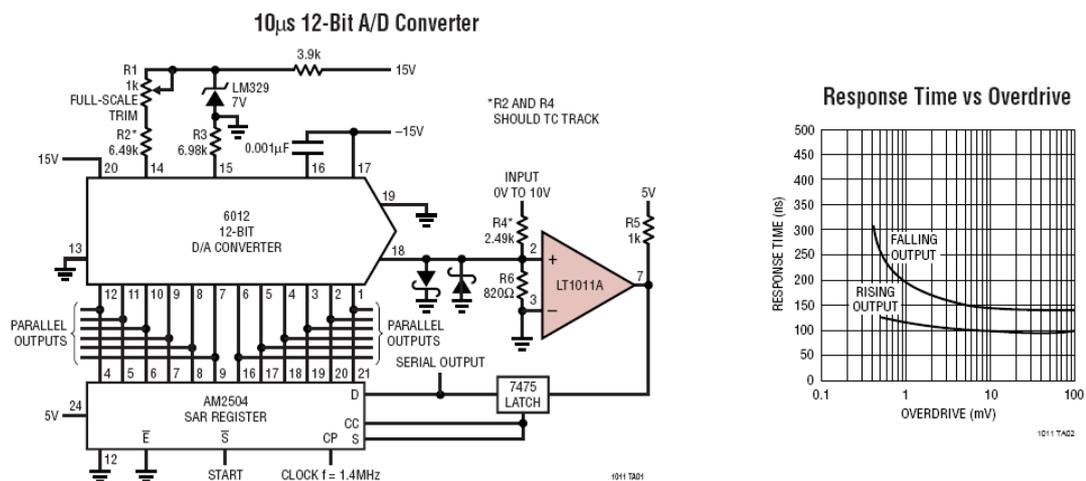
- SAR A/D Converters
- Voltage-to-Frequency Converters
- Precision RC Oscillator
- Peak Detector
- Motor Speed Control
- Pulse Generator
- Relay/Lamp Driver

LT, LTC and LT are registered trademarks of Linear Technology Corporation.

DESCRIPTION

The LT[®]1011 is a general purpose comparator with significantly better input characteristics than the LM111. Although pin compatible with the LM111, it offers four times lower bias current, six times lower offset voltage and five times higher voltage gain. Offset voltage drift, a previously unspecified parameter, is guaranteed at $15\mu V/^\circ C$. Additionally, the supply current is lower by a factor of two with no loss in speed. The LT1011 is several times faster than the LM111 when subjected to large overdrive conditions. It is also fully specified for DC parameters and response time when operating on a single 5V supply. These parametric improvements allow the LT1011 to be used in high accuracy (≥ 12 -bit) systems without trimming. In a 12-bit A/D application, for instance, using a 2mA DAC, the offset error introduced by the LT1011 is less than 0.5LSB. The LT1011 retains all the versatile features of the LM111, including single 3V to $\pm 18V$ supply operation, and a floating transistor output with 50mA source/sink capability. It can drive loads referenced to ground, negative supply or positive supply, and is specified up to 50V between V^- and the collector output. A differential input voltage up to the full supply voltage is allowed, even with $\pm 18V$ supplies, enabling the inputs to be clamped to the supplies with simple diode clamps.

TYPICAL APPLICATION



LT1011/LT1011A

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Supply Voltage (Pin 8 to Pin 4)	36V	Input Voltage (Note 2)	Equal to Supplies
Output to Negative Supply (Pin 7 to Pin 4)		Output Short-Circuit Duration	10 sec
LT1011AC, LT1011C	40V	Operating Temperature Range (Note 3)	
LT1011AI, LT1011I	40V	LT1011AC, LT1011C	0°C to 70°C
LT1011AM, LT1011M (OBSOLETE)	50V	LT1011AI, LT1011I	-40°C to 85°C
Ground to Negative Supply (Pin 1 to Pin 4)	30V	LT1011AM, LT1011M (OBSOLETE)	-55°C to 125°C
Differential Input Voltage	±36V	Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Voltage at STROBE Pin (Pin 6 to Pin 8)	5V	Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	300°C

PACKAGE/ORDER INFORMATION

<p>TOP VIEW</p> <p>H PACKAGE 8-LEAD TO-5 METAL CAN T_{JMAX} = 150°C, θ_{JA} = 150°C/W, θ_{JC} = 45°C/W</p>	ORDER PART NUMBER	<p>TOP VIEW</p> <p>N8 PACKAGE 8-LEAD PDIP S8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC SO T_{JMAX} = 150°C, θ_{JA} = 130°C/W(N8) T_{JMAX} = 150°C, θ_{JA} = 150°C/W(S8)</p>	ORDER PART NUMBER
	LT1011ACH LT1011CH LT1011AMH LT1011MH		LT1011ACN8 LT1011CN8 LT1011CS8 LT1011AIS8 LT1011IS8
			S8 PART MARKING
			1011 1011AI 1011I
		J8 PACKAGE 8-LEAD CERDIP T _{JMAX} = 150°C, θ _{JA} = 100°C/W(J8)	ORDER PART NUMBER
			LT1011ACJ8 LT1011AMJ8 LT1011CJ8 LT1011MJ8

OBSOLETE PACKAGES
Consider the N8 or S8 Packages for Alternate Source

Consult LTC Marketing for parts specified with wider operating temperature ranges.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

The ● denotes the specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at T_A = 25°C. V_S = ±15V, V_{CM} = 0V, R_S = 0Ω, V_I = -15V, output at pin 7 unless otherwise noted.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	LT1011AC/AI/AM			LT1011C/I/M			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V _{OS}	Input Offset Voltage	(Note 4)		0.3	0.5	0.6	1.5	mV	
			●		1.0		3.0	mV	
*Input Offset Voltage		R _S ≤ 50k (Note 5)			0.75		2.0	mV	
			●		1.50		3.0	mV	
I _{OS}	*Input Offset Current	(Note 5)		0.2	3	0.2	4	nA	
			●		5		6	nA	
I _B	Input Bias Current	(Note 4)		15	25	20	50	nA	
	*Input Bias Current	(Note 5)		20	35	25	65	nA	
			●		50		80	nA	

*Indicates parameters which are guaranteed for all supply voltages, including a single 5V supply. See Note 5.

LT1011/LT1011A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

The ● denotes the specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at $T_A = 25^\circ\text{C}$. $V_S = \pm 15\text{V}$, $V_{CM} = 0\text{V}$, $R_S = 0\Omega$, $V_I = -15\text{V}$, output at pin 7 unless otherwise noted.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	LT1011AC/AI/AM			LT1011C/I/M			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
$\frac{\Delta V_{OS}}{\Delta T}$	Input Offset Voltage Drift (Note 6)	$T_{MIN} \leq T \leq T_{MAX}$	●	4	15		4	25	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
A_{VOL}	*Large-Signal Voltage Gain	$R_L = 1\text{k to }15\text{V}$, $-10\text{V} \leq V_{OUT} \leq 14.5\text{V}$		200	500		200	500	V/mV
		$R_L = 500\Omega$ to 5V, $0.5\text{V} \leq V_{OUT} \leq 4.5\text{V}$		50	300		50	300	V/mV
CMRR	Common Mode Rejection Ratio			94	115		90	115	dB
	*Input Voltage Range (Note 9)	$V_S = \pm 15\text{V}$ $V_S = \text{Single } 5\text{V}$	● ●	-14.5 0.5	13 3		-14.5 0.5	13 3	V V
t_D	*Response Time	(Note 7)		150	250		150	250	ns
V_{OL}	*Output Saturation Voltage, $V_I = 0$	$V_{IN} = 5\text{mV}$, $I_{SINK} = 8\text{mA}$, $T_J \leq 100^\circ\text{C}$	●	0.25	0.40		0.25	0.40	V
		$V_{IN} = 5\text{mV}$, $I_{SINK} = 8\text{mA}$	●	0.25	0.45		0.25	0.45	V
		$V_{IN} = 5\text{mV}$, $I_{SINK} = 50\text{mA}$	●	0.70	1.50		0.70	1.50	V
	*Output Leakage Current	$V_{IN} = 5\text{mV}$, $V_I = -15\text{V}$, $V_{OUT} = 35\text{V}$ (25V for LT1011C/I)	●	0.2	10 500		0.2	10 500	nA nA
	*Positive Supply Current			3.2	4.0		3.2	4.0	mA
	*Negative Supply Current			1.7	2.5		1.7	2.5	mA
	*Strobe Current (Note 8)	Minimum to Ensure Output Transistor is Off		500			500		μA
	Input Capacitance			6			6		pF

* Indicates parameters which are guaranteed for all supply voltages, including a single 5V supply. See Note 5.

Note 1: Absolute Maximum Ratings are those values beyond which the life of a device may be impaired.

Note 2: Inputs may be clamped to supplies with diodes so that maximum input voltage actually exceeds supply voltage by one diode drop. See Input Protection in the Applications Information section.

Note 3: $T_{JMAX} = 150^\circ\text{C}$.

Note 4: Output is sinking 1.5mA with $V_{OUT} = 0\text{V}$.

Note 5: These specifications apply for all supply voltages from a single 5V to $\pm 15\text{V}$, the entire input voltage range, and for both high and low output states. The high state is $I_{SINK} \geq 100\mu\text{A}$, $V_{OUT} \geq (V^+ - 1\text{V})$ and the low state is $I_{SINK} \leq 8\text{mA}$, $V_{OUT} \leq 0.8\text{V}$. Therefore, this specification defines a worst-case error band that includes effects due to common mode signals, voltage gain and output load.

Note 6: Drift is calculated by dividing the offset voltage difference measured at min and max temperatures by the temperature difference.

Note 7: Response time is measured with a 100mV step and 5mV overdrive. The output load is a 500 Ω resistor tied to 5V. Time measurement is taken when the output crosses 1.4V.

Note 8: Do not short the STROBE pin to ground. It should be current driven at 3mA to 5mA for the shortest strobe time. Currents as low as 500 μA will strobe the LT1011A if speed is not important. External leakage on the STROBE pin in excess of 0.2 μA when the strobe is "off" can cause offset voltage shifts.

Note 9: See graph "Input Offset Voltage vs Common Mode Voltage."

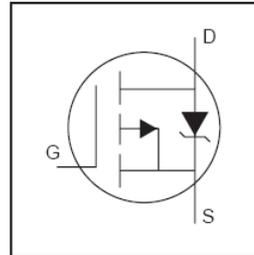
International
IR Rectifier

PD - 91385B

IRF5305

HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- P-Channel
- Fully Avalanche Rated



$$V_{DSS} = -55V$$

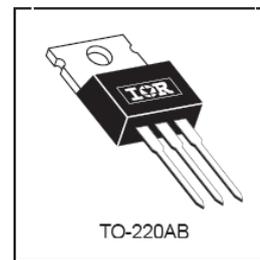
$$R_{DS(on)} = 0.06\Omega$$

$$I_D = -31A$$

Description

Fifth Generation HEXFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET Power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ -10V$	-31	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ -10V$	-22	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	-110	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	110	W
	Linear Derating Factor	0.71	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy②	280	mJ
I_{AR}	Avalanche Current①	-16	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy①	11	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	-5.0	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to + 175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds		
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	1.4	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	

IRF5305

International
IR RectifierElectrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	-55	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = -250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	-0.034	—	V/ $^\circ\text{C}$	Reference to 25°C , $I_D = -1mA$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.06	Ω	$V_{GS} = -10V, I_D = -16A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	-2.0	—	-4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = -250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	8.0	—	—	S	$V_{DS} = -25V, I_D = -16A$
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	-25	μA	$V_{DS} = -55V, V_{GS} = 0V$ $V_{DS} = -44V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS} = -20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	63	nC	$I_D = -16A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	13		$V_{DS} = -44V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	29		$V_{GS} = -10V$, See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	14	—	ns	$V_{DD} = -28V$
t_r	Rise Time	—	66	—		$I_D = -16A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	39	—		$R_G = 6.8\Omega$
t_f	Fall Time	—	63	—		$R_D = 1.6\Omega$, See Fig. 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C_{ISS}	Input Capacitance	—	1200	—	pF	$V_{GS} = 0V$
C_{OSS}	Output Capacitance	—	520	—		$V_{DS} = -25V$
C_{RSS}	Reverse Transfer Capacitance	—	250	—		$f = 1.0MHz$, See Fig. 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	-31	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	-110		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	-1.3	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = -16A, V_{GS} = 0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	71	110	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = -16A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	170	250	nC	$di/dt = -100A/\mu s$ ④

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 11)
- ② $V_{DD} = -25V$, starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 2.1mH$
 $R_G = 25\Omega, I_{AS} = -16A$. (See Figure 12)
- ③ $I_{SD} \leq -16A, di/dt \leq -280A/\mu s, V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}, T_J \leq 175^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width $\leq 300\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.

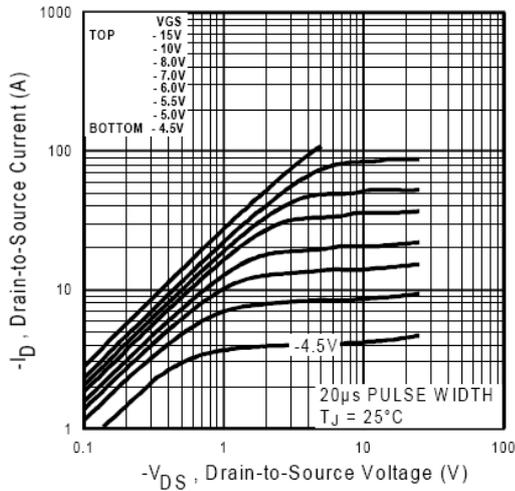


Fig 1. Typical Output Characteristics

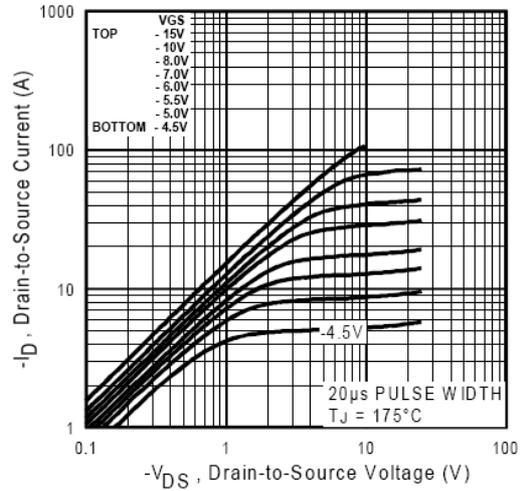


Fig 2. Typical Output Characteristics

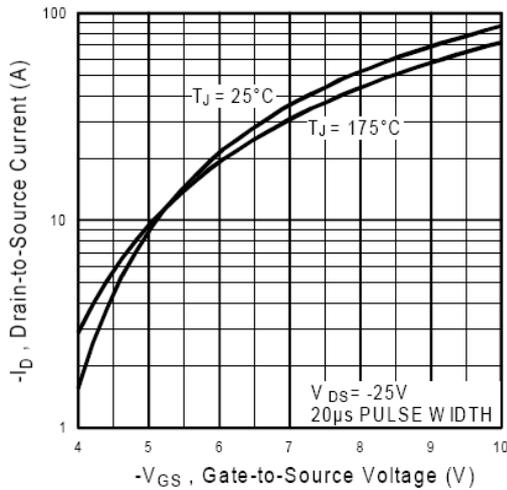


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

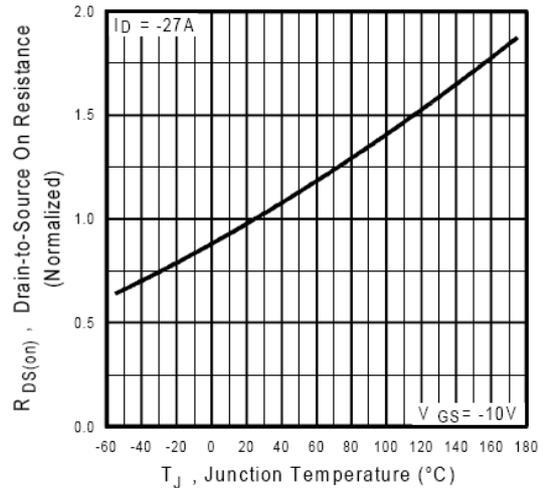


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

IRF5305

International
IR Rectifier

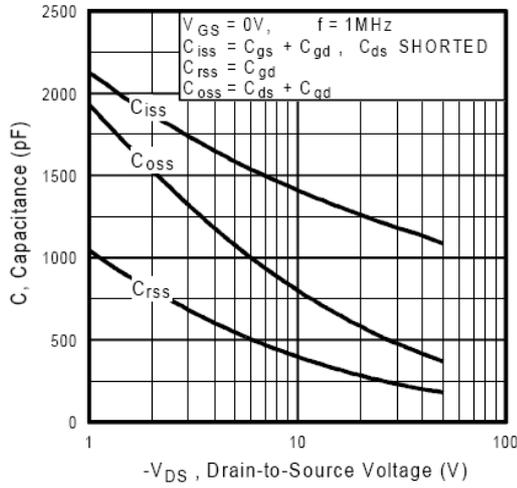


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

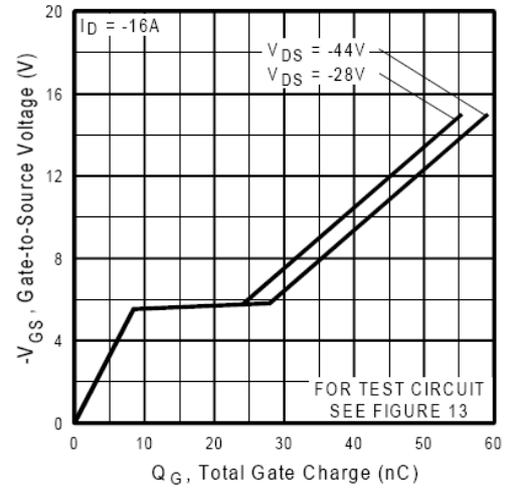


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

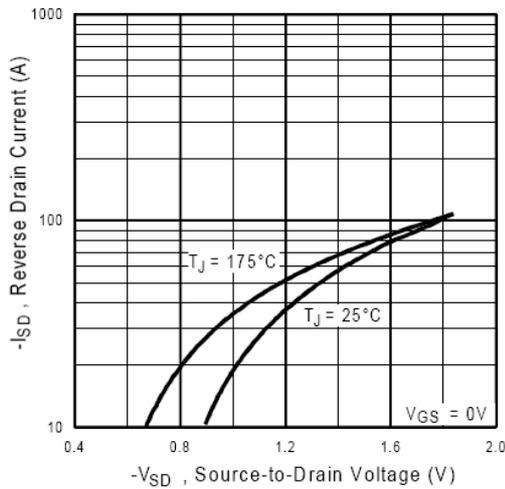


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

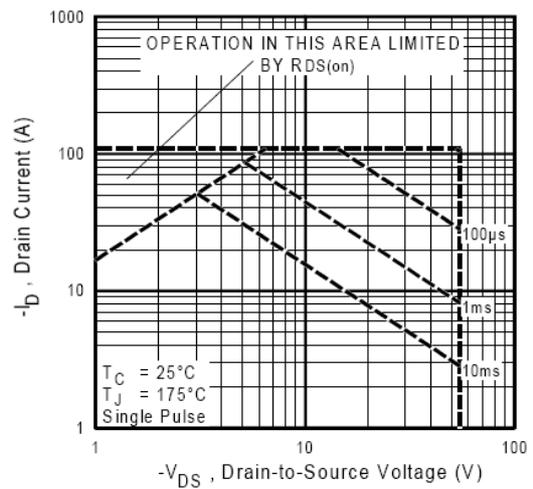


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

HEXFET[®] Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Ultra Low On-Resistance
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- P-Channel
- Fully Avalanche Rated

Description

Fifth Generation HEXFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET Power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

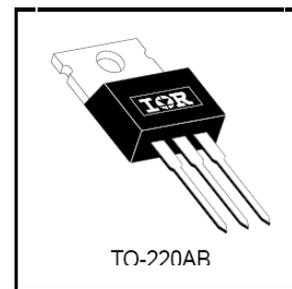
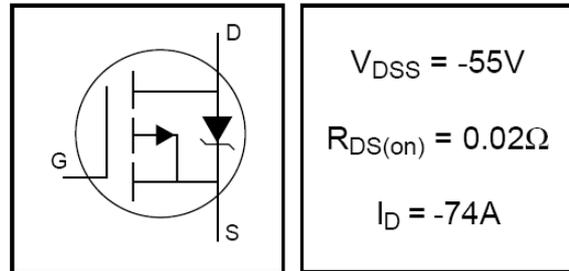
The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ -10\text{V}$	-74	A
$I_D @ T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ -10\text{V}$	-52	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	-260	
$P_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Power Dissipation	200	W
	Linear Derating Factor	1.3	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	930	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	-38	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	20	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	-5.0	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to + 175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1N•m)	

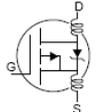
Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	---	0.75	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	---	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	---	62	

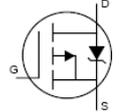


IRF4905

International
IR RectifierElectrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	-55	----	----	V	$V_{GS} = 0V, I_D = -250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	----	-0.05	----	V/ $^\circ\text{C}$	Reference to 25°C , $I_D = -1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	----	----	0.02	Ω	$V_{GS} = -10V, I_D = -38A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	-2.0	----	-4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = -250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	21	----	----	S	$V_{DS} = -25V, I_D = -38A$
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	----	----	-25	μA	$V_{DS} = -55V, V_{GS} = 0V$
		----	----	-250		$V_{DS} = -44V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	----	----	100	nA	$V_{GS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	----	----	-100		$V_{GS} = -20V$
Q_g	Total Gate Charge	----	----	180	nC	$I_D = -38A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	----	----	32		$V_{DS} = -44V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	----	----	86		$V_{GS} = -10V$, See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	----	18	----	ns	$V_{DD} = -28V$
t_r	Rise Time	----	99	----		$I_D = -38A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	----	61	----		$R_G = 2.5\Omega$
t_f	Fall Time	----	96	----		$R_D = 0.72\Omega$, See Fig. 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	----	4.5	----	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	----	7.5	----		
C_{iss}	Input Capacitance	----	3400	----	pF	$V_{GS} = 0V$
C_{oss}	Output Capacitance	----	1400	----		$V_{DS} = -25V$
C_{riss}	Reverse Transfer Capacitance	----	640	----		$f = 1.0\text{MHz}$, See Fig. 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	----	----	-74	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	----	----	-260		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	----	----	-1.6	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = -38A, V_{GS} = 0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	----	89	130	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = -38A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	----	230	350	μC	$di/dt = -100A/\mu s$ ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by $L_S + L_D$)				

Notes:

① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 11)

② Starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 1.3\text{mH}$
 $R_G = 25\Omega$, $I_{AS} = -38A$. (See Figure 12)③ $I_{SD} \leq -38A$, $di/dt \leq -270A/\mu s$, $V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}$,
 $T_J \leq 175^\circ\text{C}$ ④ Pulse width $\leq 300\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.

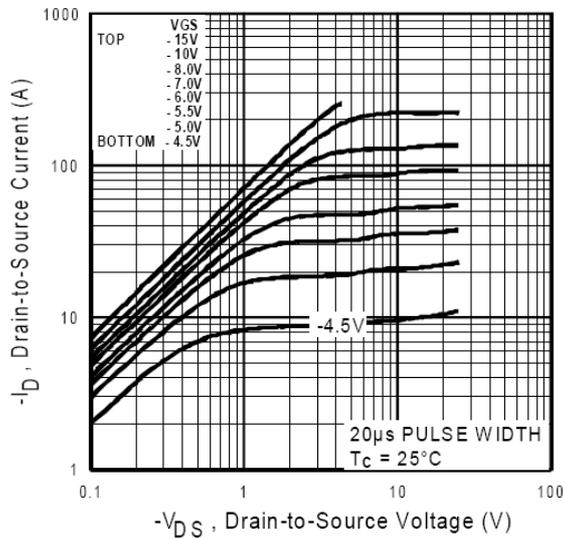


Fig 1. Typical Output Characteristics

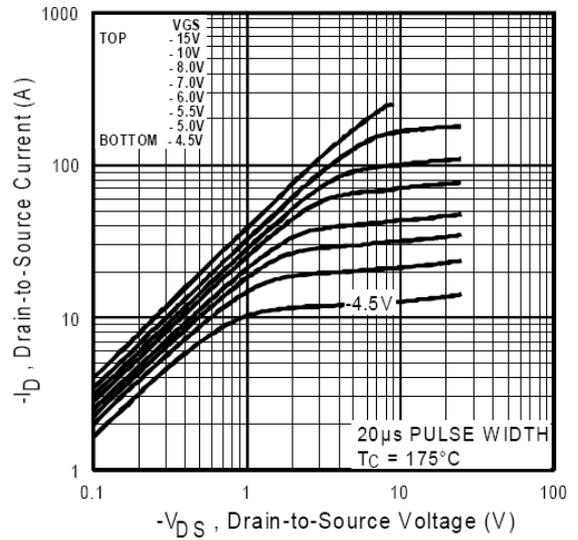


Fig 2. Typical Output Characteristics

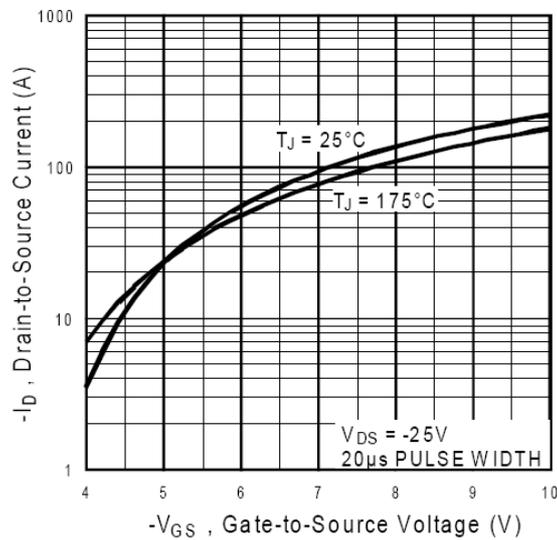


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

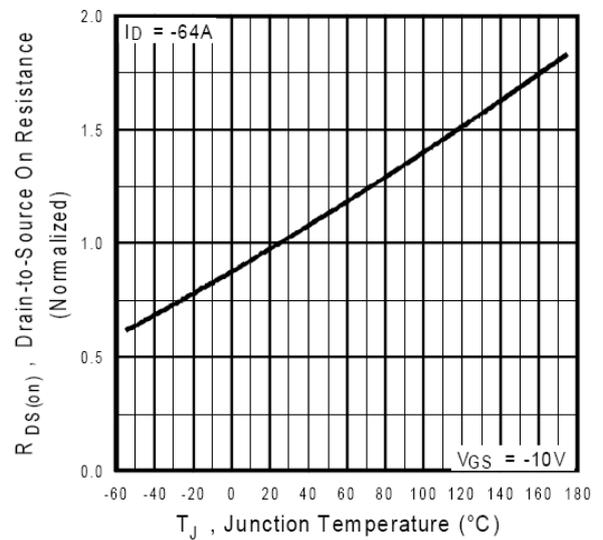


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

IRF4905

International
IR Rectifier

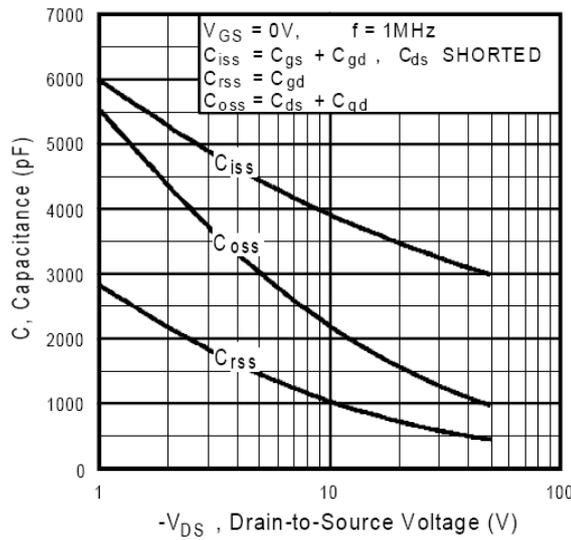


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

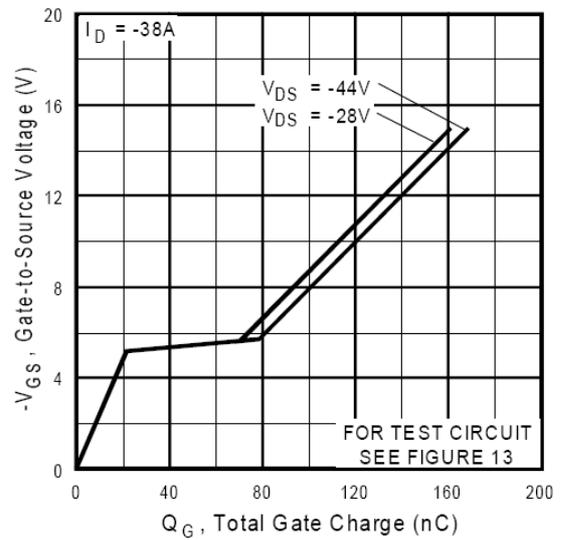


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

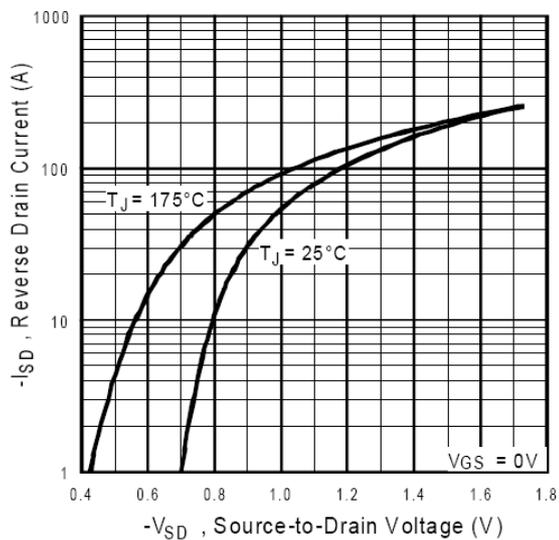


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

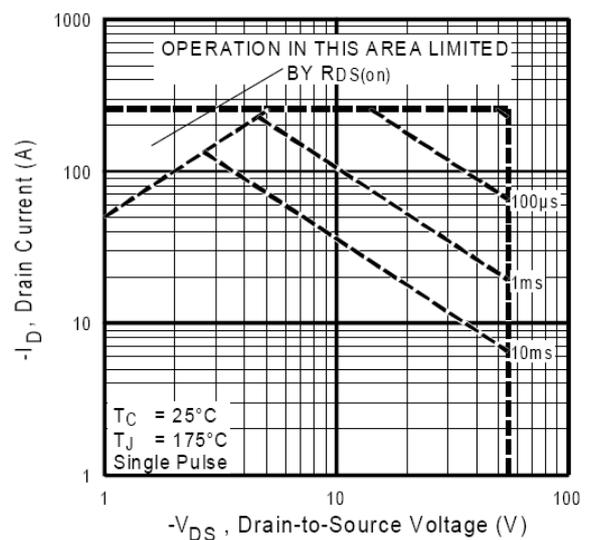


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

DPM 702S

3½ Digit Dual Channel LCD Module

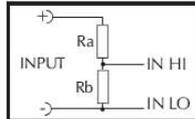
An ultra-low profile LCD meter using advanced components and construction techniques to provide an unrivaled combination of dual channel voltage measurements and low cost. This product is ideal for those applications where "matched" readings are required, e.g.: voltage and current, temperature and humidity, etc. Both measurement inputs share a common ground line, thereby reducing the number of connections to a minimum. The very low current consumption results in a long battery life and makes it especially suitable for portable equipment. A low battery warning circuit is fitted as standard. The 10-way pin header can be replaced by screw terminal blocks on request. Contact your nearest Lascar Sales Office for further details.

- 6.4mm (0.25") Digit Height
- Dual Channel
- 200mV d.c. Full Scale Reading (F.S.R.)
- Selectable Decimal Points
- Auto-zero, Auto-polarity
- Common Signal Ground
- Annunciators



SCALING

The full scale reading (F.S.R.) of each measurement channel may be altered by the addition of two resistors Ra and Rb per channel- see table. Each measurement channel will require re-calibration by adjusting CAL A and CAL B.

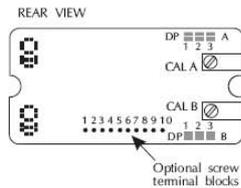
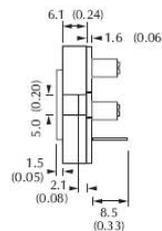
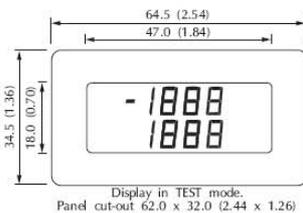
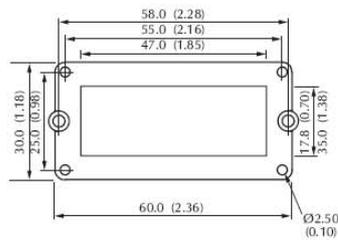


Required F.S.R.	Ra	Rb
2V	910k	100k
20V	1M	10k
200V	1M	1k
2kV	1M	100R
200µA	0R	1k
2mA	0R	100R
20mA	0R	10R
200mA	0R	1R

Dual Channel Meter				Stock Number
Specification (channel A or B)	Min.	Typ.	Max.	DPM 702S
Accuracy (overall error)*		0.05	0.1	% (±1 count)
Linearity			±1	count
Full scale reading	-199.9		199.9	mV d.c.
Resolution		100		µV d.c.
Sample rate		3		samples/sec
Operating temperature range	0		50	°C
Temperature stability		100		ppm/°C
Supply voltage	3.5	5	7	V d.c.
Supply current		700		µA
Input leakage current (Vin= 0V)		1	10	pA

* To ensure maximum accuracy, re-calibrate periodically.

DIMENSIONS All dimensions in mm (inches)



Pin Functions

- 1 V_{CC}
- 2 GND
- 3 IN/HA
- 4 IN/LO
- 5 PCLB
- 6 TESTA
- 7 TESTB
- 8 N/C
- 9 N/C
- 10 N/C

PANEL FITTING

Fit the bezel to the front of the panel, then locate the meter to the bezel from behind the panel. Using the screws provided, secure the two plastic spring clips to the rear of the meter. The meter is designed to fit directly onto OKW Type M, P and Veronex size 3 enclosures.

WEBSITE: <http://www.lascarelectronics.com/>



LASCAR ELECTRONICS LTD.
 MODULE HOUSE, WHITEPARISH,
 WILTSHIRE. SP5 2SJ UK
 TEL: ++44 (1794) 884567 FAX: ++44 (1794) 884616

LASCAR ELECTRONICS INC.
 PO BOX 8204, SAVANNAH,
 GA 31412 USA
 TEL: ++1 (912) 234 2048 FAX: ++1 (912) 234 2049

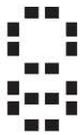
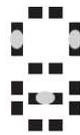
PIN FUNCTIONS

- 1. V+ Positive power supply connection.
- 2. GND 0V supply connection.
- 3. IN HIA Positive measuring differential input.
- 4. IN HIB Positive measuring differential input.
- 5. IN LO Negative measuring differential input.
- 6. POL-B Drive pin for channel B polarity sign. } Analogue inputs must be no closer than 1V to the positive supply.
- 7. TEST-A Connect to V+ to invert polarity sign when measuring Voltage and Current simultaneously.
- 8. TEST-B Connect to V+ to display all Channel B segments, except annunciators.
- 9. N/C Not connected.
- 10. N/C Not connected.

SAFETY

To comply with the Low Voltage Directive (LVD 93/68/EEC), input voltages to the module's pins must not exceed 60Vdc. If voltages to the measuring inputs do exceed 60Vdc, then fit scaling resistors externally to the module. The user must ensure that the incorporation of the DPM into the user's equipment conforms to the relevant sections of BS EN 61010 (Safety Requirements for Electrical Equipment for Measuring, Control and Laboratory Use).

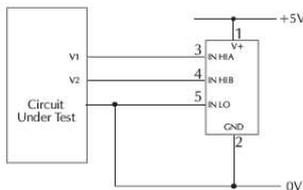
DISPLAYING ANNUNCIATORS
 Annunciators are displayed by making the required solder links. See below for examples.

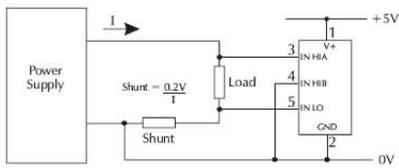



Blank V A

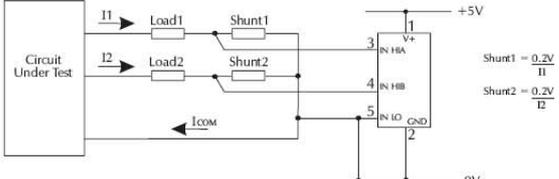
VARIOUS OPERATING MODES



Measuring Two d.c. Voltages

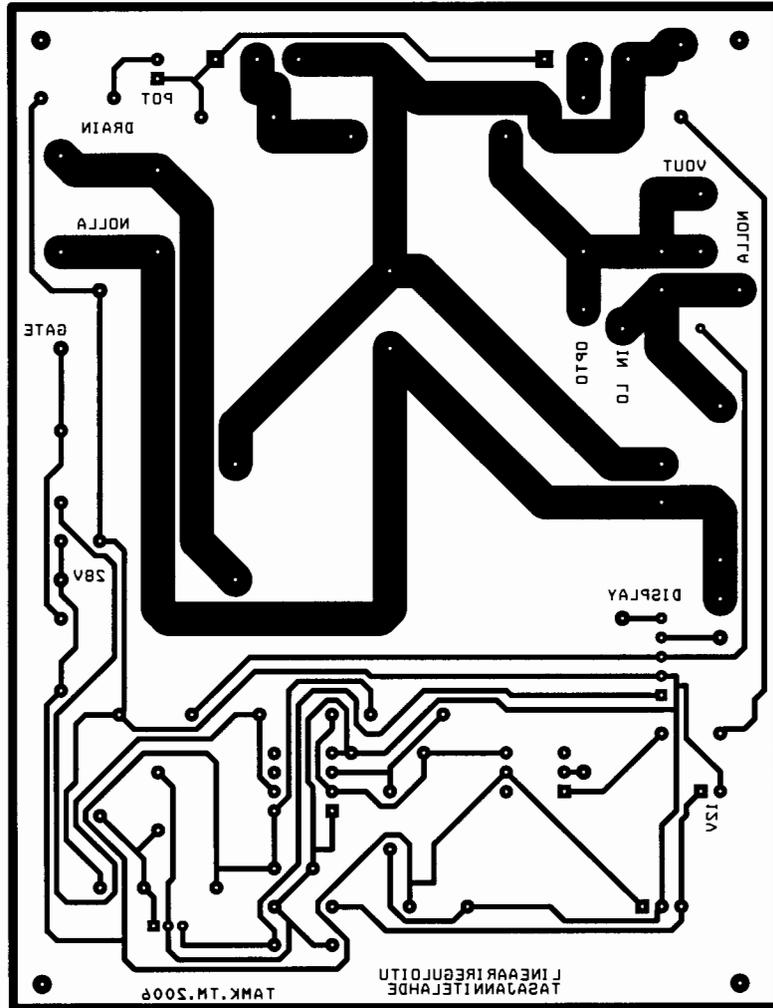


Simultaneous d.c. Voltage and Current Measurement.
 Invert the polarity sign of channel B by connection pin 6 to pin 1.



Measuring Two d.c. Currents.

$Shunt1 = \frac{0.2V}{I1}$
 $Shunt2 = \frac{0.2V}{I2}$



Lineaarireguloidun tasajännitelähteen prototyypin komponentit		
Kondensaattorit		
C1	10 000	μF
C2, C3, C5, C7, C8, C9	100	nF
C4, C6	330	nF
C10	47 000	μF
Diodit		
D1, D2	D1N914	
D3	STTA2006P	
D4	30CPQ060	
Kela		
L1	1	mH
Vastukset		
R1	470	Ω
R2, R3	10	kΩ
R4, R12	1	MΩ
R5, R13	1	kΩ
R6	330	Ω
R7, R8	0,015	Ω
R9	120	Ω
R10	270	Ω
R11	0,01	Ω
R14	1,8	kΩ
R15	820	Ω
R16	22	Ω
Potentiometri	2,2	kΩ
IC		
U1	LT1011	
U2	4N28	
U3	MC78L05ACP	
U4	LM7812	
U5, U6	LT1083CP	
U7	IRF5305	
Muut		
Jännite/virtamittari	Lascar DPM702S	
Tuuletin	12	V
IEC Inlet	Corcom PE0SSDS3A	
Muuntaja	2x24 V, 400 VA	
Naparuuvit	Punainen, musta, vihreä	
Jäähdytyelementit	KS112.1-75E, 1.0°C/W	
Laitetekotelo	SKA MO2L300P, 320x300x100mm	

