



## **TEKNIikka JA LIIKENNE**

**Sähkötekniikka**

**Elektroniikka**

## **INSINÖÖRITYÖ**

### **INDUKTIOKUUMENTIMEN JATKOKEHITYS**

**Työn tekijä: Petteri Matilainen**  
**Työn ohjaaja: Pekka Huttunen**  
**Työn valvoja: Esa Häkkinen**

**Työ hyväksytty: 1. 12. 2008**

**Esa Häkkinen**  
yliopettaja

## INSINÖÖRITYÖN TIIVISTELMÄ

<b>Työn tekijä:</b> Petteri Matilainen	
<b>Työn nimi:</b> Induktiokuumentimen jatkokehitys	
<b>Päivämäärä:</b> 1.12.2008	<b>Sivumäärä:</b> 35 s. + 8 liitettä
<b>Koulutusohjelma:</b> Sähkötekniikka	<b>Ammatillinen suuntautuminen:</b> Elektroniikka ja EMC
<b>Työn ohjaaja:</b> tuotekehityspäällikkö Pekka Huttunen, Ellego Powertec Oy	
<b>Työn valvoja:</b> yliopettaja Esa Häkkinen	
<p>Tässä insinööriyössä jatkettiin Teppo Lindhin (2005) ja Urmas Jöksin (2008) opinnäytetoissään aloittamaa projektia, jossa Ellego Powertecin akkuvaraajakäyttöön suunnitellusta hakkuriteholähteestä muokattiin induktiivinen kuumennin. Työ tehtiin helsinkiläiselle Heatpoint Oy:lle ja halikkolaiselle Ellego Powertec Oy:lle. Kuumentimelle suunniteltiin tehtäväksi myös EMC-mittaukset ennen laitteen markkinoimista. Kuumennin olisi markkinoiden pienin ja kevyin teollisuuskäyttöön suunniteltu laite.</p> <p>Työ keskittyy mittauksiin, joilla selvitettiin kuumentimen käyttäytymistä etenkin ongelmatilanteissa. Työn onnistumiseksi mittaukset tuli tehdä luotettavasti. Siitä syystä mittausvälineisiin ja oikeisiin mittausmenetelmiin perehdyttiin hyvin. Työssä paneuduttiin myös Jöksin työssään kohtaamiin ongelmiin ja pyrittiin selvittämään, miksi tehotransistorit rikkoontuvat tietyissä tilanteissa. Lisäksi suunniteltiin tehonrajoituskytkentöjä, joiden tarkoitus on suojella käyttäjää ja ympäristöä sähkömagneettiselta säteilyltä sekä itse kuumenninta rikkoontumiselta. Myös joitain kuumentimen jo suunniteltuja osia paranneltiin käyttövarmuuden kasvattamiseksi. Eri keinoja liiallisen ottotehon rajoittamiseksi tutkittiin myös.</p> <p>Insinööriyön tavoite suunnitella toimiva tehonrajoituskytkentä saavutettiin. Mittausten tulkitseminen oli hankalaa ja vei paljon aikaa. Lisäksi tuli varmistaa, että mittaukset oli tehty oikein ja että mittaustulokset olivat järkeviä. Suunniteltu tehonrajoituspiiri suojaa todennäköisesti laitteen tehotransistoreita rikkoontumiselta. Niiden todellinen rikkoontumisyy tulisi kuitenkin selvittää, jotta kuumentimen luotettava toiminta voitaisiin varmistaa. Työssä tehtyjen havaintojen perusteella ohjauksen epävakaisuutta voidaan epäillä todennäköisimmäksi syyksi tehotransistorien rikkoontumiselle. Tästä syystä myös oskillaattorikytkentä ja tehotransistorien ohjauspiiri vaatii lisätutkimuksia.</p>	
<b>Avainsanat:</b> induktiokuumennus, pyörrevirta, resonanssi	

## ABSTRACT

<b>Name:</b> Petteri Matilainen	
<b>Title:</b> Induction Heater: Product Development	
<b>Date:</b> 1 December 2008	<b>Number of pages:</b> 35 + 8 attachments
<b>Department:</b> Electrical Engineering	<b>Study Programme:</b> Electronics and EMC
<b>Instructor:</b> Pekka Huttunen, Head of Product Development, Ellego Powertec Oy	
<b>Supervisor:</b> Esa Häkkinen (M. Sc.), Lic.Sc. (Tech.), Principal Lecturer	
<p>This final project continues the product development studies started by Teppo Lindh (2005) and Urmas Jöksi (2008), in which a switching mode power supply, manufactured by Ellego Powertec, was modified to be used as an induction heater. The project was commissioned by Heatpoint Oy based in Helsinki and Ellego Powertec Oy based in Halikko. Also, a series of EMC measurements were planned to ensure the compliance of standards prior to the heater entering the market. The heater in question would be the smallest and lightest portable device on the market.</p> <p>This project focuses on performing systematic measurements in order to find out how the heater behaves in different situations and especially when the MOSFETs break down. The measuring equipment and measuring methods were studied thoroughly to ensure reliable measurements and correct results. The problematic behaviour of the heater was studied to find out why the MOSFETs keep breaking down in various situations. Also, a number of power limiting circuits were designed to prevent the heater from breaking down and to protect the user and environment from electromagnetic radiation. Some parts of the heater were improved to ensure reliable operation. In addition, different methods to limit the input power were studied.</p> <p>The goal of this final project was achieved. An effective power limiting and protection circuit was designed. The important EMC measurements were not, however, carried out as both making the measurements and analysing the results turned out to be extremely time consuming. The designed power limiting and protection circuit protects the heater efficiently from breaking down. Still, the reason why the MOSFETs break down should be examined more closely. The results indicate that the most likely reason to break the MOSFETs is the instability of the gate driver circuit. Hence it requires more research.</p>	
<b>Keywords:</b> induction heating, eddy current, resonance	

## SISÄLLYS

## TIIVISTELMÄ

## ABSTRACT

## SISÄLLYS

## TÄRKEIMMÄT LYHENTEET JA SYMBOLIT

<b>1</b>	<b>JOHDANTO</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>INDUKTIIVINEN KUUMENNUS</b>	<b>2</b>
2.1	Kuumennuksen periaate	2
2.2	Kuumennuksen käyttökohteet	3
2.3	Kuumennuksen edut ja haitat	4
<b>3</b>	<b>KÄYTETYT MITTAUSLAITTEET JA MITTAUSMENETELMÄT</b>	<b>4</b>
3.1	Oskilloskoopit ja mittapäät	4
3.2	Yleismittarit ja LCR-mittari	7
3.3	Mittausmenetelmät	8
<b>4</b>	<b>HAKKURITEHOLÄHDE</b>	<b>11</b>
4.1	Tehokertoimen korjaus	11
4.2	PWM-piiri ja pulssimuuntaja	12
4.3	Päämuuntaja	13
<b>5</b>	<b>KEHITYSTYÖN KULKU</b>	<b>14</b>
<b>5.1</b>	<b>Oskillaattori</b>	<b>14</b>
5.1.1	<i>7555-piiriin perustuva sakara-aaltogeneraattori</i>	<i>14</i>
5.1.2	<i>Kokosiltaohjain IRS2453D</i>	<i>14</i>
5.1.3	<i>Jänniteohjattu oskillaattori 4046B</i>	<i>17</i>
<b>5.2</b>	<b>Päätetransistorien ohjaustapoja</b>	<b>17</b>
5.2.1	<i>Pulssimuuntaja</i>	<i>18</i>
5.2.2	<i>Optoerotettu hilaohjainpiiri FOD3180</i>	<i>22</i>
<b>5.3</b>	<b>Päämuuntaja</b>	<b>24</b>
<b>5.4</b>	<b>Resonanssiipiiri</b>	<b>24</b>

<b>5.5</b>	<b>Kuumennuspäät resonanssipiirin osana</b>	<b>25</b>
5.5.1	<i>C-pää</i>	26
5.5.2	<i>X-pää</i>	27
5.5.3	<i>L-pää</i>	27
<b>5.6</b>	<b>Suojapiirit</b>	<b>29</b>
5.6.1	<i>Väljännitteen säätö tehokertoimen korjaajan avulla</i>	29
5.6.2	<i>Oskillaattorin sammutus</i>	32
<b>6</b>	<b>MITTAUSTULOKSET JA HAVAINNOT</b>	<b>32</b>
<b>7</b>	<b>POHDINTA JA YHTEENVETO</b>	<b>33</b>
	<b>LÄHTEET</b>	<b>35</b>
	<b>LIITTEET</b>	
	<b>LIITE 1</b>	<b>IRFPS37N50A:n datalehti</b>
	<b>LIITE 2</b>	<b>L4981A:n datalehti</b>
	<b>LIITE 3</b>	<b>TS924:n datalehti</b>
	<b>LIITE 4</b>	<b>IRS2453D:n datalehti</b>
	<b>LIITE 5</b>	<b>FOD3180:n datalehti</b>
	<b>LIITE 6</b>	<b>Designing A High Power Factor Switching Preregulator with the L4981 Continuous Mode</b>
	<b>LIITE 7</b>	<b>4046B:n datalehti</b>
	<b>LIITE 8</b>	<b>Gain Confidence In Network Designs By Simulating The LAN Magnetics</b>

## TÄRKEIMMÄT LYHENTEET JA SYMBOLIT

### *Lyhenteet*

AC	vaihto-, vaihtojännite, vaihtovirta
AC <sub>peak</sub>	vaihtojännitteen huippuarvo [V]
CAT xx	ylijännitekategoria; xx = I - IV; ko. kategorian laitteen tulee kestää määrätty ylijännite riippuen laitteen nimellisjännitteestä
CMRR	Common Mode Rejection Ratio [dB]; yhteismuotoisen jännitteen vaimennussuhde
DC	tasa-, tasajännite, tasavirta
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor; kanava-transistori
PFC	Power Factor Correction; tehokertoimen korjaus
PLL	Phase Locked Loop; vaihelukittu silmukka
PWM	Pulse Width Modulation; pulssinleveysmodulaatio
RMS	Root Mean Square; tehollisarvo
TVS	Transient Voltage Suppressor; leikkuridiodi, transienttijännitteen rajoitin, ylijänniterajoitin
VCO	Voltage Controlled Oscillator; jänniteohjattu oskillaattori

### *Symbolit*

$A_L$	ferritiivakio [nH]; induktanssi $L = N^2 A_L$
$C$	kapasitanssi [F]
$E_L$	lähdejännitteen itseisarvo [V]
$f$	taajuus [Hz]
$f_0$	resonanssitaajuus [Hz]
$L$	induktanssi [H]
$N$	kierrosluku
$R$	resistanssi [ $\Omega$ ]
$U$	jännite [V]
$\mu$	magneettinen permeabiliteetti [H/m]
$\delta$	tunkeutumissyvyys [m]
$\Phi$	magneettivuo [Vs]

## 1 JOHDANTO

Tämä insinööri työ käsittelee induktiivisen kuumentimen tuotekehitystä sekä aiempien tutkimusten valossa ilmenneitä ongelmia ja niiden ratkaisuja. Työssä käsitellään käytettyjä mittausrakenteita ja mittausten menetelmiä sekä kuumentimeen suunniteltuja lisäosia, jotka parantavat laitteen toimintavarmuutta, ja suojaosia käyttäjän ja käyttöympäristön suojelemiseksi. Työn pääpaino on jo olemassa olevan prototyypin käyttäytymistä tutkivissa mittauksissa, mutta myös uusia kytkentöjä suunnitellaan ja laitteen toimintaan perehdytään kattavasti.

Tässä insinööri työssä paneudutaan aiemmissä töissä kohdattuihin ongelmiin ja pyritään selvittämään mittauksin, miksi kanavatransistorit rikkoontuvat suojausyrityksistä huolimatta. Lisäksi perehdytään eri suojaustapoihin, joilla estetään kuumentimen rikkoontuminen ja vaaran aiheuttaminen käyttäjälle ja ympäristölle. Joitain kuumentimen osia parannellaan käyttövarmuuden kasvattamiseksi. Tavoitteena on myös tehdä alustavat EMC-mittaukset Metropolia ammattikorkeakoulun laboratoriossa, jotta nähtäisiin kuinka paljon laite tuottaa sähkömagneettista säteilyä ympäristöönsä.

Aluksi esitellään induktiivisen kuumennuksen fysikaaliset perusteet sekä menetelmän edut ja haitat. Sen jälkeen paneudutaan mittauksissa käytettyihin mittausrakenteisiin ja -menetelmiin sekä mittauksissa esiintyneisiin ongelmiin. Seuraavaksi esitellään lyhyesti Teppo Lindhin muunnettavaksi valitsema, alkuperäinen hakkuriteholähde. Sitten käsitellään mm. oskillaattori osia sekä kanavatransistorien eri ohjaustapoja ja mittausten perusteella tehtyjä havaintoja. Myös eri kuumennuspäiden parissa tehtyjä kokeita selostetaan. Ennen tuloksia keskitytään erilaisiin suojauskytkentöihin, joiden tarkoitus on suojata itse kuumenninta rikkoontumiselta sekä käyttäjää ja käyttöympäristöä sähkömagneettiselta säteilyltä. Lopuksi esitellään mittaustulokset ja aikaansaadut kytkennät sekä pohditaan työtä yleisesti.

## 2 INDUKTIIVINEN KUUMENNUS

### 2.1 Kuumennuksen periaate

Induktiivinen kuumennus perustuu magneettikentän synnyttämiin häviöihin kuumennettavassa materiaalissa. Tämä materiaali on useimmiten terästä, rautaa tai kobolttia. Myös ei-ferromagneettisia metalleja, kuten alumiinia ja kuparia, voidaan kuumentaa induktiivisesti. Ilmiö perustuu sähkömagneettiseen induktioon, jonka keksi Michael Faraday 1800-luvulla.

Kun sähköä johtava materiaali joutuu muuttuvaan magneettikenttään, siihen muodostuu pyörrevirtoja, jotka muuttuvat Joulen lain mukaan kappaleessa lämmöksi. Myös hystereesihäviöt kuumentavat muuttuvassa magneettikentässä olevaa ferromagneettista kappaletta. Hystereesihäviöiden osuus ferromagneettisissa materiaaleissa syntyvästä lämpöenergiasta on kuitenkin melko vähäinen, korkeintaan 10 %. Ei-ferromagneettisilla materiaaleilla pyörrevirrat ovat ainoa lämmönsyntymistapa. [1, s. 5 - 6.]

Muuttuvan magneettikentän johtavaan kappaleeseen indusoima lähdejännitteen itseisarvo  $E_L$  on

$$E_L = \frac{d\Phi}{dt}, \quad (1)$$

missä  $\frac{d\Phi}{dt}$  on magneettivuon muutosnopeus [2, s. 3]. Kappaletta lämmittävä sähköteho  $P$  on Joulen lain mukaan

$$P = I^2 R = \frac{E_L^2}{R}, \quad (2)$$

missä  $I$  on kappaleessa kulkevan pyörrevirran suuruus ja  $R$  riippuu materiaalin resistiivisyydestä, permeabiliteetista ja kuumentavan virran taajuudesta.

Kappaleessa syntyvän lämpöenergian suuruuteen vaikuttaa myös ns. *skin effect*, koska pyörrevirrat kulkevat kuumennettavassa kappaleessa sitä syvemmällä, mitä pienempi virran taajuus on. Koska induktiokuumentimessa käytetään suurehkoa taajuutta ja virtoja, tavanomainen käämilanka lämpenisi liikaa *skin effectin* vuoksi. Suurilla taajuuksilla virta kulkee yksittäisessä johtimessa aivan sen pinnassa. Tällöin yhdestä paksusta johtimesta ei ole

hyötyä, vaan käämilangaksi pitää valita litz-lanka. Se koostuu jopa sadoista rinnakkaisista, hyvin ohuista, toisistaan eristetyistä kuparijohtimista. Näin saadaan johdin, jolla on paljon tehollista pinta-alaa. Tunkeutumissyvyys  $\delta$  on kääntäen verrannollinen taajuuteen ja on

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\mu\pi f}}, \quad (3)$$

missä

$\delta$  = tunkeutumissyvyys [m]

$\rho$  = materiaalin resistiivisyys [ $\Omega\text{m}$ ]

$\mu$  = permeabiliteetti [H/m]

$f$  = taajuus [Hz]

Kuumennettavan metallin permeabiliteetti muuttuu sen lämmitessä Curie-pisteeseen. Tässä lämpötilassa ferromagneettinen materiaali menettää magneettisen ominaisuutensa ja siitä tulee paramagneettinen.

## 2.2 Kuumennuksen käyttökohteet

Koska induktiivinen kuumennus perustuu magneettikentän välittämään energiaan, ei siinä tarvita fyysistä kontaktia kappaleeseen. Tällä vältetään epätasainen kuumennus ja kuumennettavan kappaleen mahdolliset pinta-vauriot. Käytännön esimerkki induktiivisesta kuumennuksesta on induktioliyesi. Induktioliedessä suuritaajuinen, muuttuva magneettikenttä indusoi astian pohjaan pyörrevirtoja, jotka kuumentavat astian pohjaa ja astian pohja kuumentaa edelleen siinä olevaa ainetta.

Teollisuudessa induktiokuumennuksella on lukemattomasti sovelluksia. Esimerkiksi sulatoissa metalli sulatetaan järeillä induktiokuumentimilla, joiden teho on jopa megawatteja. Myös metallin pintakarkaisu tai kovajuottaminen onnistuu induktiokuumentimella helposti ja nopeasti. Lääketieteessä induktiivista kuumennusta käytetään mm. syvälämpöhoidossa (diatermia). Diatermiassa esimerkiksi olkapäälle voidaan antaa syvälämpöhoidoa suuritaajuisella (jopa 13 MHz) magneettikentällä.

### 2.3 Kuumennuksen edut ja haitat

Induktiokuumennuksella on monia etuja verrattuna muihin kuumennusmenetelmiin. Induktiivisessa kuumennuksessa ei tarvita fyysistä kontaktia kuumennettavaan kohteeseen ja sillä on hyvä hyötysuhde nykyaikaisen tehoelektronikan ansiosta. Se soveltuu myös vaikeiden kohteiden kuumentamiseen, koska magneettikenttä läpäisee hyvin esimerkiksi lasin ja muovin. Tämän kaltaisissa kohteissa ei voitaisi käyttää kuumennusmenetelmiä, joihin liittyy avotuli. Induktiokuumennin ei myöskään itsessään tuota haitallisia kaasuja eikä aiheuta räjähdysvaaraa. Kuumennin on myös kevyt ja pienikokoinen.

Haittana induktiivisessa kuumennuksessa voi olla ohjaavan elektronikan ja laitteen suunnittelun monimutkaisuus. Lisäksi laitteen käyttö vaatii tarkkaavaisuutta ja ammattitaitoa, sillä kuumennuspäästä säteilevä magneettikenttä ei saisi päästä muualle, kuin kuumennettavaan kohteeseen eikä siitä saa aiheutua vaaraa käyttäjälle. Ei ole olemassa yhdenlaista kuumennuspäätä kaikille kuumennuskohteille. Sen vuoksi kuumennuspäitä saattaa olla useita ja niiden valmistus hankalille kohteille voi olla hyvin hankalaa.

## 3 KÄYTETYT MITTAUSLAITTEET JA MITTAUSMENETELMÄT

Tämän työn mittauksissa on käytetty runsaasti erilaisia mittauslaitteita: oskilloskooppeja, yleismittareita, differentiaalisia mittapäitä ja LCR-mittaria. Mittauslaitteiden laatu, epätarkkuus ja soveltuvuus suurtaajuisia virtoja ja suuria jännitteitä sisältävään kytkentään oli ensiarvoisen tärkeää. Lisäksi mittausmenetelmien tuli olla oikeanlaisia, jotta minimoitaisiin mittaustekniset ongelmat ja estettäisiin mittauslaitteiden rikkoontumiset.

### 3.1 Oskilloskoopit ja mittapäät

Oskilloskooppimittauksissa käytettiin pääasiassa LeCroyn valmistamia, digitaalisia muistioskilloskooppeja. LeCroy WaveSurfer 422 -oskilloskooppi on 200 MHz, 1 GSa/s näytteenottonopeudella ja kahdella kanavalla varustettu värinäytöllinen oskilloskooppi. Mittauksissa käytettiin myös Ellego Powertecin LeCroyn oskilloskooppia WaveSurfer 44XS. Tämän oskilloskoopin kais-tanleveys on 400 MHz ja näytteenottonopeus 2,5 GSa/s.

Erityisen tärkeää mittauksissa oli, että oskilloskoopilla oli riittävän suuri kaistanleveys, jotta kaikki mahdolliset värähtelyt ja transientit saatiin näkyviin. Oskilloskoopien suojamaa tuli erottaa sähköverkosta, mikäli käytettiin tavallisia mittapäitä. Tällä estettiin mahdolliset mittausvirheistä johtuvat maavirrat, jotka olisivat voineet johtaa kalliin mittauslaitteen rikkoontumiseen.

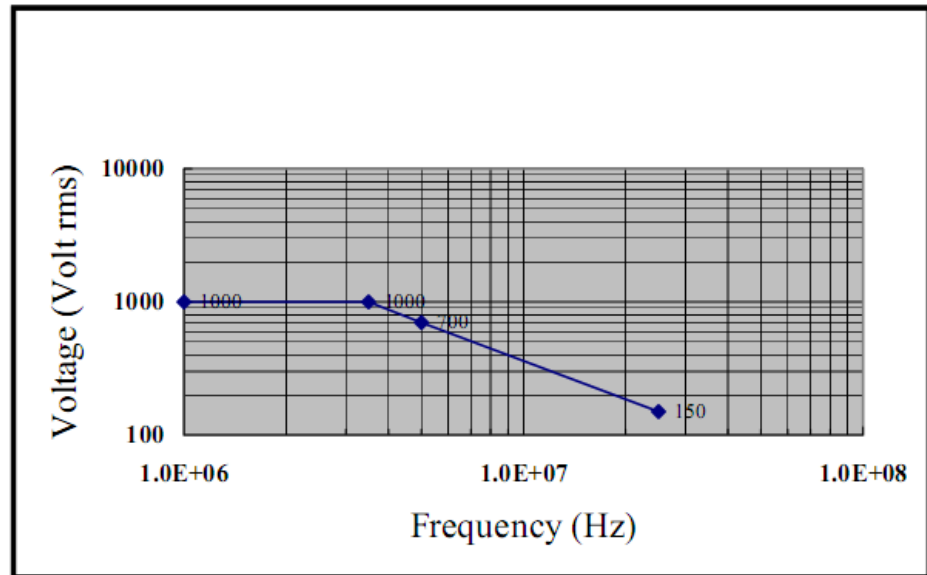
Koska induktiokuumentimen teholähde on hakkurityyppinen, sen virrat ja jännitteet ovat suuritaajuisia ja -amplitudisia ja mittauspaikasta riippuen eivät ole galvaanisesti erotettuja sähköverkosta. Tämä asetti erityisiä vaatimuksia mittapäille itse mittauslaitteen lisäksi. Tavanomainen oskilloskoopin mittapää kestää 600 V:n huippujännitteen ja on tarkoitettu suhteellisen pieniamplitudisille signaaleille. Itse oskilloskooppi kestää vain 400 V:n huippujännitteen sisääntuloonsa. Mitattavan signaalin taajuus pudottaa mittapään kestävämmää amplitudia huomattavasti.

Tavanomaisia mittapäitä käytettiin tässä työssä pulssimuuntajan ensiöpuolen pulssimuotojen tarkasteluun. Sähköverkosta erottamattomien signaalien tarkasteluun käytettiin Sapphire Instrumentsin valmistamia, galvaanisesti erotettuja differentiaalisia mittapäitä. Näitä aktiivisia mittapäitä käytettiin myös monissa resonanssiipiiriä koskevissa mittauksissa.

Käytetyt aktiiviset differentiaaliset mittapäät olivat tyypiltään SI-9002 ja niiden tärkeimmät ominaisuudet ovat

- galvaaninen erotus mitattavaan signaaliin
- paristokäyttöinen
- vaimennus 20:1 tai 200:1
- suuri kaistanleveys (25 MHz)
- suuri jännitteenkesto ( $DC + AC_{peak} \leq 1\,400\text{ V}$  tai  $1\,000\text{ V}_{RMS}$  CAT III 200:1 vaimennussuhteella)
- CMRR 60 dB @ 20 kHz
- suuri sisääntuloimpedanssi (4 M $\Omega$ ). [5.]

Mitattavan signaalin taajuus liittyy vahvasti SI-9002-mittapäiden jännitekesto-oon. Kuvan 1 mukaan mittapää kestää 1 kV<sub>RMS</sub> sisääntulojännitteen yhteis- muotoisena aina 3,5 MHz taajuuteen asti mutta enää 150 V<sub>RMS</sub> 25 MHz:llä.



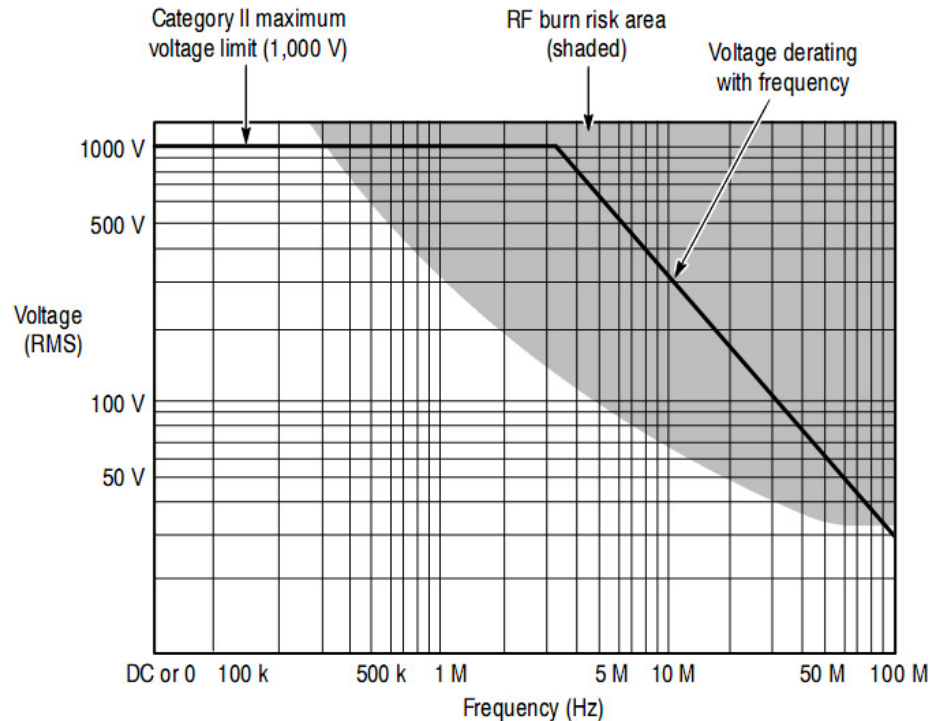
Kuva 1. SI-9002-differentiaalimittapään sisääntulon jännitekesto taajuuden funktiona yhteismuotoiselle signaalille [5].



Kuva 2. SI-9002 differentiaalimittapään vaimennussuhde on joko 20:1 tai 200:1. Suurin sallittu eromuotoinen sisääntulojännite on 1 400 V ja yhteismuotoinen 1 000 V<sub>RMS</sub> (CAT III).

Joissakin mittauksissa käytettiin yllämainittujen differentiaalimittapäiden sijasta Ellego Powertecin aktiivisia differentiaalimittapäitä. Ne olivat tyypiltään Tektronix P5200 ja niiden ominaisuuksia olivat mm.

- kaistanleveys 25 MHz
- vaimennus 50:1 tai 500:1
- suuri jännitteenkesto ( $AC_{peak} \leq 1\,300\text{ V}$  tai  $1\,000\text{ V}_{RMS}$  CAT II,  $600\text{ V}_{RMS}$  CAT III)
- CMRR 50 dB @ 1 MHz
- suuri sisääntuloimpedanssi (4 MΩ). [7.]



Kuva 3. Tektronix P5200 –differentiaalimittapään yhteismuotoisen jännitteen kesto taajuuden funktiona [8].

### 3.2 Yleismittarit ja LCR-mittari

Mittauksissa induktiokuumentimen teholähdettä syötettiin säädettävällä tasajännitelähteellä, jossa oli säädettävä virtarajoitus. Tämä teholähde toimi suoraan välijännitelähteenä, jättäen verkkojännitteen suodatuksen, tasasuuntauksen ja tehokertoimen korjauksen käyttämättä. Säädettävällä virranrajoituksella pienennettiin kanavatransistorien V5 ja V6 rikkoontumisriskiä vikatilanteessa. Teholähteen jännitealue on 0 - 260 V ja virranrajoitus 0 - 6,25 A. Suuri osa mittauksista tehtiin välijännitteen ollessa 50 - 100 V, jolloin rikkoontumisriski oli mitätön. Kuumentimen ottovirtaa sekä välijännitteen suuruutta mitattiin Fluke 75 III -yleismittareilla. Kokeellisesti havaittiin, että ns. halpamittarit eivät näytä edes tasajännitettä oikein tässä sovelluksessa. Tästä syystä laadukkaiden yleismittarien käyttö oli välttämätöntä.

Kuumennuspäiden sekä sarjakuristimen induktanssien mittaamiseen käytettiin Hewlett Packard 4263A -LCR-mittaria. Kyseisellä mittarilla voidaan mitata mm. sarja- ja rinnakkaisinduktanssi, hyvyysluku, konduktanssi sekä vastaavasti sarja- ja rinnakkaiskapasitanssi sekä resistanssi.

Mittarin tärkeimpiin ominaisuuksiin kuuluvat mm.

- induktanssin ja kapasitanssin mittaus jopa 100 kHz:n taajuudella
- 12 eri parametrin mittaus
- mittausrvirhe 0,1 %
- nopea mittaus ( $\geq 25ms$ ).

Edellä mainitulla mittarilla mitattiin kuumennuspäiden sekä sarjakuristimen induktanssit (kuva 4). Mittaustaajuus oli 100 kHz.



Kuva 4. C-kuumennuspään induktanssin mittaus HP 4263A -LCR-mittarilla.

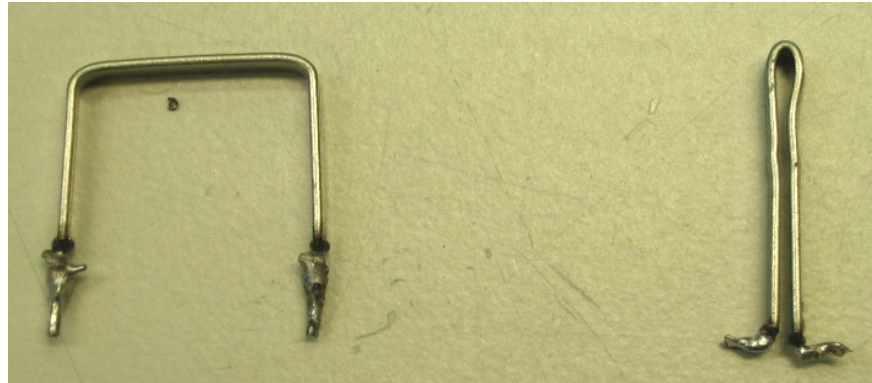
### 3.3 Mittausmenetelmät

Differentiaalimittapäillä mitattiin mm. kanavatransistorien V5 ja V6 hilojen ohjussignaaleja käytön aikana (ks. 3.2). Hiloja olisi voinut mitata myös tavallisilla oskilloskoopin mittapäillä, mutta tällöin tuli muistaa, että oskilloskooppi pitää olla erotettu sähköverkon suojamaasta. Muutoin mittajohtojen vaihat suojamaadoittuisivat oskilloskoopin rungon kautta.

Oskilloskoopin suojelemiseksi sen virransyöttö oli suojaerotusmuuntajan takana ja lisäksi käytettiin differentiaalimittapäitä. Resonanssiipiiri on kokonaisuudessaan kelluva, eli sen maapotentiaalia ei ole yhdistetty mihinkään. Suurien jännitteiden vuoksi resonanssiipiirin mittauksissa piti käyttää differentiaalimittapäitä niiden suuren jännitekeston takia.

Häiriöiden kytkeytymisen minimoimiseksi differentiaalimittapäiden sisääntulojen mittajohdot kierrettiin tiiviisti toistensa ympärille. Myös oskillaattoriin jännitesyötölle tehtiin näin. V5:n ja V6:n hiloille kytkettiin noin puolen metrin mittaiset, kierretystä parikaapelista tehdyt mittajohtimet. Mittajohtimet kytkettiin edelleen differentiaalimittapäille. Näin kasvatettiin häiriölähteen (hakkuri-teholähteen ja resonanssiin) etäisyyttä mittausrakenteeseen.

Induktiokuumentimen käyttäytymisen tutkimiseksi eri kohtiin lisättiin sarjavastuksia, jotta nähtäisiin virran aaltomuoto kyseisessä paikassa. Sarjavastuksia lisättiin mm. V5:n lähteen, kondensaattorin C20 sekä resonanssiin ja päämuuntajan toisiokäämin kanssa sarjaan. Aluksi kyseisiin kohteisiin lisättiin  $10\text{ m}\Omega$  :n sarjavastus (kuva 5), joka on tarkoitettu virran mittaukseen. Tämän vastuksen tehonkesto on  $5\text{ W}$ , joka vastaa noin 22 ampeeria.

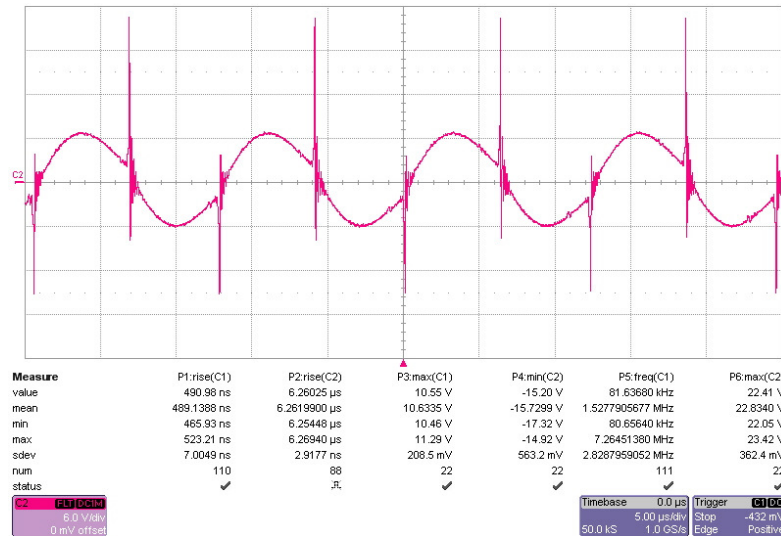


*Kuva 5. 10 milliohmin shunttivastus litistettiin sen induktanssin minimoimiseksi.*

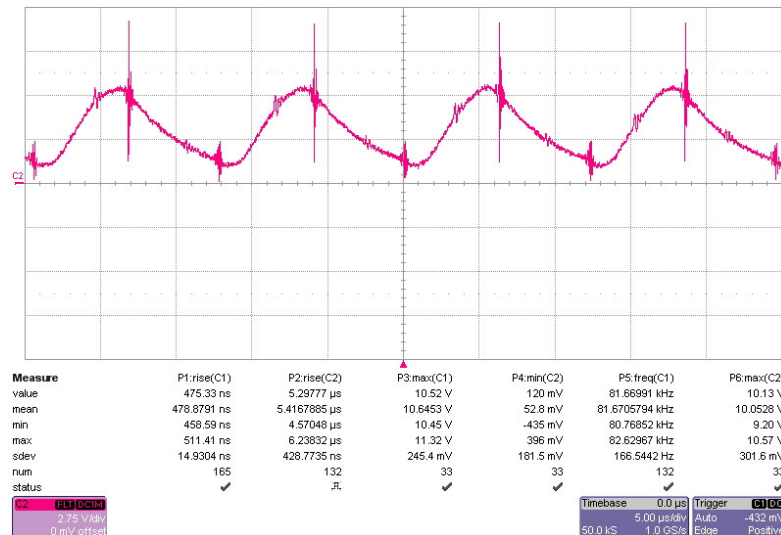
Vastusten rinnalle kytkettiin differentiaalimittapää, jotta saataisiin virran aaltomuoto näkyviin. Virran aaltomuotoa ei kuitenkaan saatu näkymään oikein, koska mittauksissa käytettiin vain muutaman ampeerin virtaa ja  $50 - 100\text{ V}$ :n tasajännitettä. Vastuksen läpi kulkeva virta on niin pieni, että shunttivastuksen yli muodostuu vain muutaman kymmenen millivoltin suuruinen jännite. Näin pientä jännitettä ei saatu näkymään oskilloskoopin ruudulla. Lisäksi differentiaalimittapään koaksiaalijohto keräsi huomattavasti häiriöitä, joka vähensi mittauksen luotettavuutta entisestään.

$10\text{ milliohmin}$  vastusten tilalle päätettiin laittaa huomattavasti suuremmat vastukset. Mittauksia tehtiin  $3,9\ \Omega$  :n ja  $1\ \Omega$  :n lankavastuksilla, joiden tehonkestit olivat  $4\text{ W}$ . Suurempi resistanssi tarkoittaa tietenkin pienempää virrankestoja, joten mittaukset tuli tehdä pienellä virralla ja  $50\text{ V}$ :n tasajännitteellä. Tällöin mittaustulos saatiin näkyviin ennen kuin vastukset kuumentuivat

liikaa. Mittauksissa havaittiin, että resonanssipiirin ottama virta on sinimuo-  
toista, mutta siniaallossa on hyvin nopeita piikkejä, jotka ovat hiloilla olevan  
sakara-aallon nousu- ja laskureunojen kohdalla. Kuvat 6 ja 7 havainnollista-  
vat mittaustuloksia.



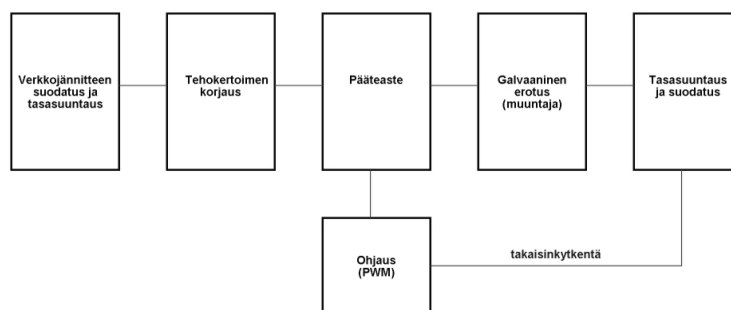
Kuva 6. Resonanssipiirin ja päämuuntajan toisiokäämin väliin kytketyn  $3,9 \Omega$  :n vas-  
tuksen yli mitattu jännite. Välijännite oli 50 VDC. Virta on sinimuo-  
toista, mutta lähellä  
siniaallon nollakohtaa esiintyy hyvin nopeita nousuja ja laskuja  $6 \mu\text{s}$ :n välein.



Kuva 7. Kanavatransistorin V5 lähteen kanssa sarjaan kytketyn  $3,9 \Omega$  :n vastuksen  
yli mitattu jännite. Välijännite oli 50 VDC. Jännitteen muoto on lähellä kolmioaaltoa ja  
tässäkin esiintyy jännitepiikkejä, jotka tarkoittavat suurta, mutta lyhytaikaista virta-  
pulsssia. Hilojen sakara-aallon laskuhetkillä pulssi on suurin.

## 4 HAKKURITEHOLÄHDE

Kuumementimen tehölähteeksi oli valittu Ellego Powertecin valmistama, akkuvaraajakäyttöön suunniteltu hakkuritehölähde. Kyseessä on yksivaiheinen, aktiivisella tehokerroinkorjauksella (PFC) varustettu tehölähde. Teholähdettä jouduttiin muokkaamaan, jotta se soveltuisi induktiokuumenninkäyttöön. Tässä kappaleessa käsitellään lyhyesti kuumenninsovelluksen kannalta olennaisia tehölähteen osia. Koko tehölähteen lohkokaavio on kuvassa 8.

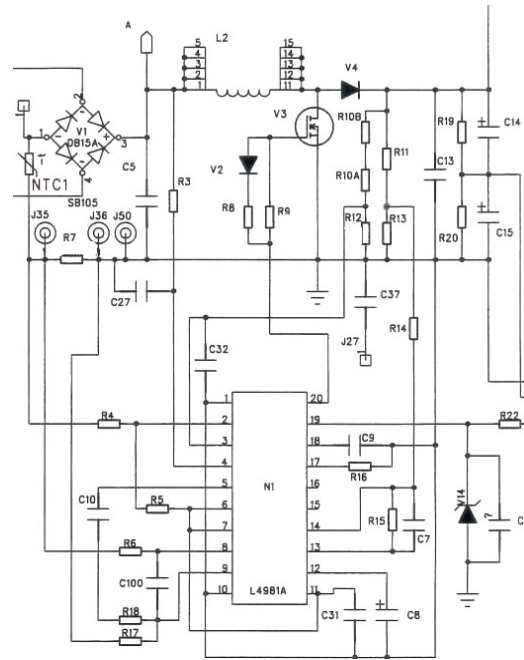


*Kuva 8. Alkuperäisen hakkuritehölähteen osat ovat verkkajännitteen suodatus ja tasasuuntaus, tehokertoimen korjaus, pääte- ja ohjausaste, muuntaja sekä käyttösihtien tasasuuntaus ja suodatus.*

### 4.1 Tehokertoimen korjaus

Hakkuritehölähteet ovat epälineaarisia kuormia, eli niiden sähköverkosta otama virta ei ole sinimuotoista. Epälineaarisista kuormista aiheutuu sähköverkkoon harmonisia taajuuksia. Lisäksi tehölähteen verkosta ottaman virran loiskikomponentti kasvaa.

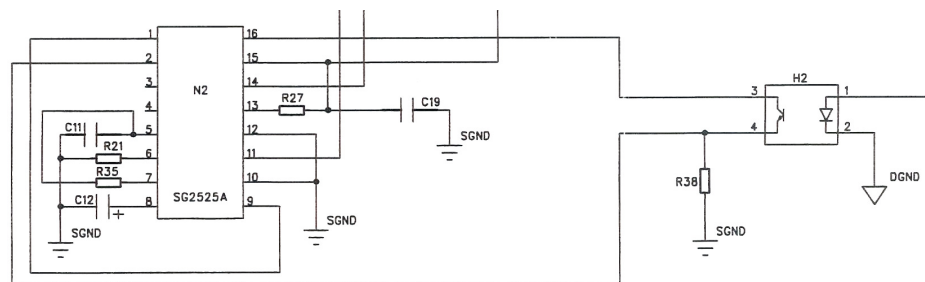
Induktiokuumentimessa käytetty tehölähde sisältää *boost*-tekniikalla toteutetun aktiivisen tehokertoimen korjauksen (kuva 9). Verkkajännitteen tasasuuntauksen ja suodatuksen jälkeen piirillä L4981 toteutettu kytkentä korjaa verkosta otetun virran muodon lähelle sinimuotoista. Kytkenällä päästään jopa 0,99 tehokertoimeen.



Kuva 9. Aktiivinen tehokertoimen (PFC) korjaaja koostuu mm. piiristä L4981A (LIITE 2), kelasta L2, kanavatransistorista V3 ja diodista V4.

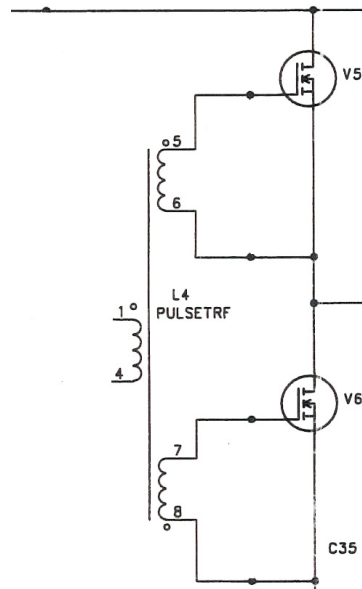
#### 4.2 PWM-piiri ja pulssimuuntaja

Alkuperäisessä teholähteessä pulssimuuntajan ohjaukseen on käytetty mikropiiriä SG3525A, joka säättää pulssisuhdettaan optoerottimelta H2 saatavan ohjausviestin mukaan (kuva 10).



Kuva 10. PWM-piiri SG3525A. Optoerottimelta H2 saatava takaisinkytkentätieto säättää N2:n pulssisuhdetta.

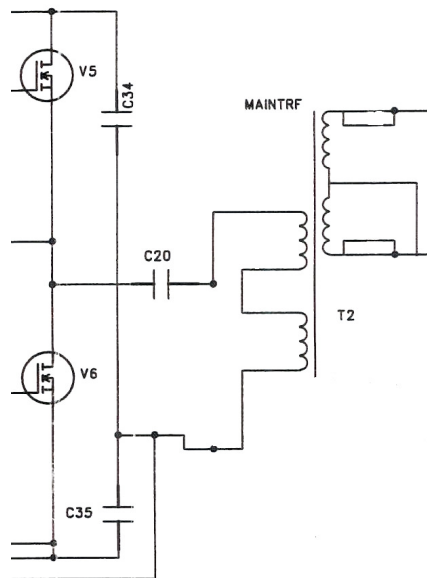
Pulssimuuntajan (kuva 11) ensiökäämi on kytketty PWM-piiriin SG3525A nastoihin 11 ja 14. Toisiokäämit on kytketty kanavatransistorien V5 ja V6 hiilloille siten, että transistorit johtavat vuorotellen. (Kuva 10.)



Kuva 11. Pulssimuuntaja ohjaa kanavatransistoreita V5 ja V6 vuorotellen johtavaksi. Toisen transistorin johtaessa toisen hilan potentiaali tulee negatiiviseksi.

#### 4.3 Päämuuntaja

Kanavatransistoreiden V5 ja V6 tuottama korkeataajuinen vaihtojännite johdetaan päämuuntajan ensiökäämiin kondensaattorin C20 kautta. Muuntosuhteen määräämän suuruinen vaihtojännite indusoituu muuntajan toisiokäämiin galvaanisesti erotettuna. (Kuva 12.)



Kuva 12. Päämuuntajalla saadaan aikaiseksi galvaaninen erotus sähköverkkoon.

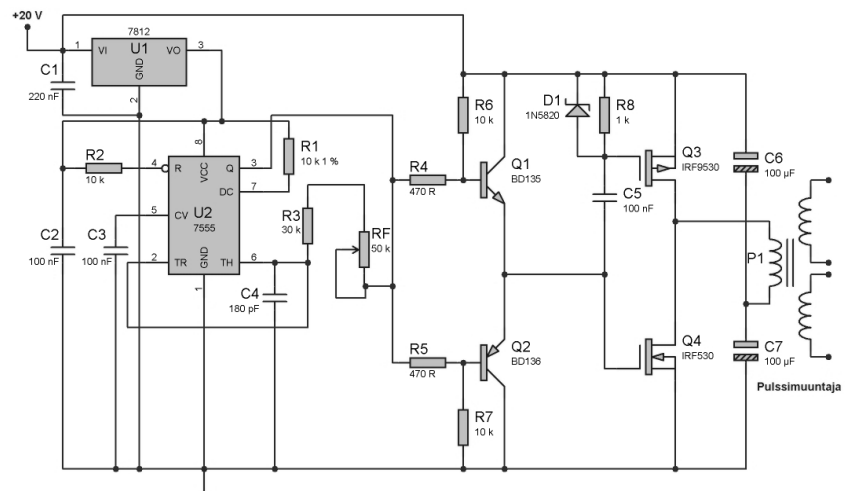
## 5 KEHITYSTYÖN KULKU

### 5.1 Oskillaattori

#### 5.1.1 7555-piiriin perustuva sakara-aaltogeneraattori

Seuraavassa esitellään ajastinpiiriin 7555 perustuva oskillaattori ja sitä seuraava vahvistinkytkenä. Tämän kytkennän on alun perin suunnitellut Urmas Jöksi insinööriyössään (2008). Kytkentä on todettu parhaaksi kokeilluista kytkennöistä ja sitä on käytetty myös tämän insinööriyön mittauksissa.

Kytkenä koostuu 7555-piirillä toteutetusta sakara-aaltogeneraattorista ja pulssimuuntajaa ohjaavasta puskuriasteesta (kuva 13). 7555 tuottaa sakara-aallon, jonka pulssisuhde on noin 50 % ja jonka taajuutta voidaan säätää sopivalla välillä (n. 50 kHz - 100 kHz). Oskillaattorin ulostulo on kytketty puskuriasteen sisääntuloon eli transistorien Q1 ja Q2 kannoille vastuksien R4 ja R5 kautta. Vahvistettu sakara-aalto kytketään pulssimuuntajan ensiökäämiin kanavatransistorien Q3 ja Q4 nielujen ja kondensaattorien C6 ja C7 keskipisteestä.

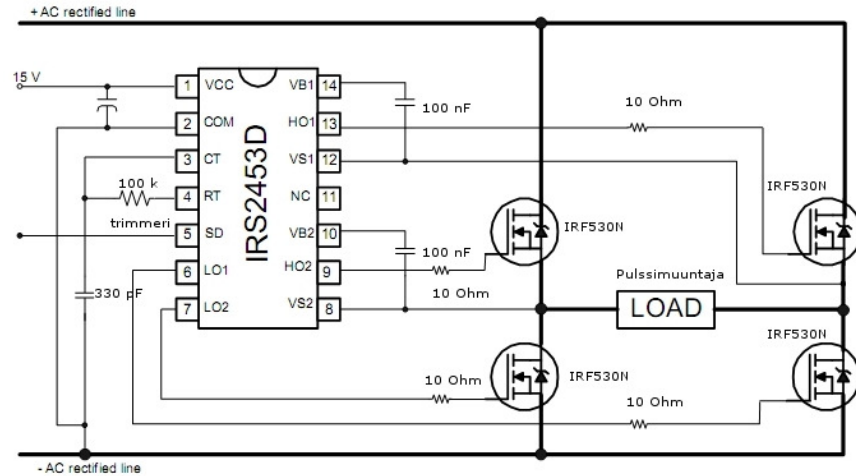


Kuva 13. Mikropiiri 7555 (U2) tuottaa sakara-aallon transistorien Q1 ja Q2 kannoille vastusten R4 ja R5 kautta. Vahvistettu sakara-aalto syötetään pulssimuuntajan ensiökäämille. Trimmerillä RF säädetään taajuus. Regulaattori U1 tuottaa U2:n käyttöjännitteen [2].

#### 5.1.2 Kokosiltaohjain IRS2453D

Yhtenä mahdollisuutena oskillaattori- ja ohjainkytkennäksi pulssimuuntajalle kokeiltiin mikropiiriä IRS2453D, joka on itsenäisen oskillaattorin sisältävä kokosiltaohjain. Oskillaattorin taajuus määrätään ulkoisella kondensaattorilla ja

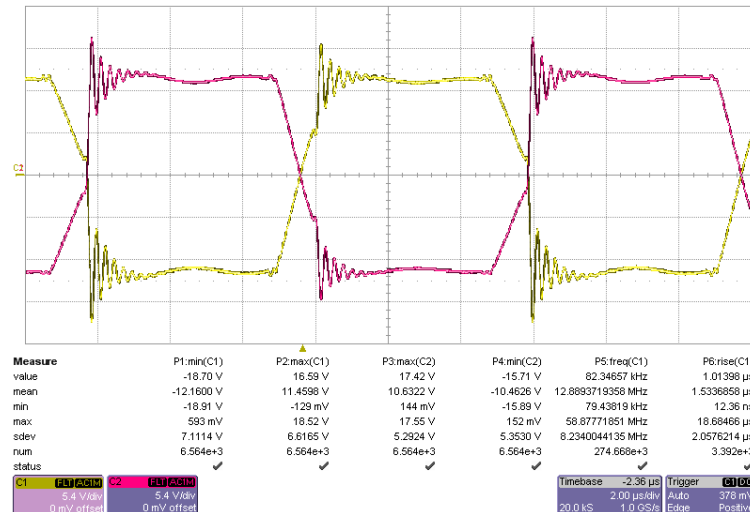
vastuksella, jotka kytketään piirin nastoihin 3 (CT) ja 4 (RT). Tässä sovelluksessa vastus RT on säädettävä, jotta taajuus voidaan asetella halutuksi. Ulostulot kytketään ulkoiseen kokosiltaan, joka koostuu neljästä kanavatransistorista. Näistä transistoreista johtaa kerrallaan kaksi, josta seuraa LOAD kohtaan korkeataajuinen vaihtojännite. (Kuva 14)



Kuva 14. Mikropiirin IRS2453D sovelluskytkentä. Piiri sisältää oskillaattorin, jonka taajuus määrätään ulkoisella RC-piirillä. Pulssimuuntajan ensiökäämi kytketään kohtaan LOAD. Nasta 5 (SD) tulee kytkeä maapotentiaaliin, jos sitä ei käytetä. (LIITE 4)

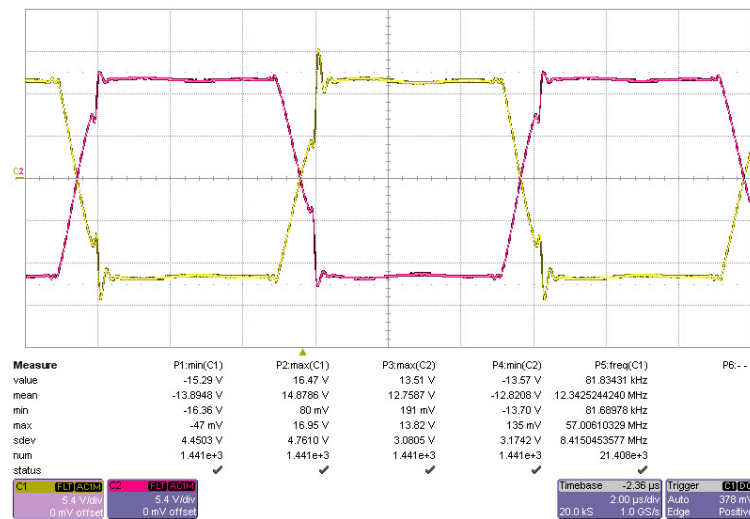
Piirin käyttöjännitteenastaan (VCC) kytkettiin noin 15 V tasajännite ja nasta 5 (SD, *Shutdown*) kytkettiin maapotentiaaliin. Kohtaan LOAD kytkettiin pulssimuuntajan ensiökäämi. Ensiökäämin rinnalle kytkettiin oskilloskoopin mittapäätä, jotta nähtiin, ovatko ohjauspulssit vakaita ja teräviä. Tämän jälkeen pulssimuuntajan toisiokäämit kytkettiin transistorien V5 ja V6 hiloille ja mitattiin kahdella oskilloskoopin mittapäällä hiloilla näkyvät ohjauspulssit.

Kuvasta 15 nähdään, että kytkennässä on melko paljon hajainduktansseja, joista seuraa soimista eli värähtelyä heti pulssien nousujen ja laskujen jälkeen. Myös pulssien nousuaika on melko hidas, noin 1  $\mu$ s. Tämä johtuu osittain piirin sisäisestä, kiinteästä kuolleesta ajasta (*dead time*) (n. 1  $\mu$ s). Kuolleen ajan aikana kumpikaan kanavatransistori ei johda. Tätä kuollutta aikaa ei voi poistaa mitenkään.



Kuva 15. Oskilloskoopin mittapää on kytketty transistorien V5 ja V6 hiloille, kun IRS2453D ohjaa pulssimuuntajaa. Pulssimuuntajan toisiokäämit ohjaavat suoraan transistorien hiloja.

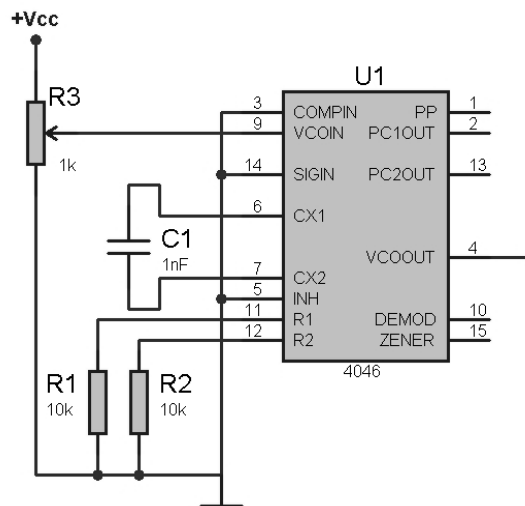
Soimisen hillitsemiseksi hilojen kanssa sarjaan lisättiin vastukset ja kelat. Kuvasta 16 nähdään, että soiminen pulssien nousun ja laskun jälkeen on vähentynyt lähes olemattomiin. Nousuaikaan ja pulssien epämääräisyyteen nämä toimenpiteet eivät kuitenkaan vaikuttaneet, joten näiden mittausten jälkeen todettiin, että tämä kytkentä ei sovellu transistorien ohjaamiseen pulssien epämääräisyyden vuoksi. Aiempien havaintojen ja mittausten mukaan kuollut aika aiheuttaa harmonisia taajuuksia kytkentään. Tästä syystä piti kehittää kytkentä, jossa tätä aikaa ei olisi tai se olisi hyvin lyhyt.



Kuva 16. Kanavatransistorien V5 ja V6 hiloilla näkyvät ohjauspulssit, kun hilojen kanssa sarjaan on kytketty vastukset sekä kelat.

### 5.1.3 Jänniteohjattu oskillaattori 4046B

7555-piirin sijasta kokeiltiin VCO/PLL-piiriä 4046B. Kyseinen piiri sisältää erillisen jänniteohjatun oskillaattorin ja vaihelukitun silmukan. Oskillaattoria voidaan käyttää myös ilman vaihelukkoa. Piirillä on kiinteä 50 % pulssisuhde, jolloin se soveltuu mainiosti tähän tarkoitukseen. Oskillaattorin taajuusalue määrätään yhdellä tai kahdella ulkoisella vastuksella sekä yhdellä kondensaattorilla. Taajuutta säädetään muuttamalla nastan VCOIN potentiaalia. Koska taajuuden vakaus riippuu säätöjännitteen arvosta, tulee säätöjännitteen olla melko vakaa. Erillisen tarkan referenssijännitelähteen käyttö saattaa siksi olla tarpeen. Sovelluskytkentä on esitetty kuvassa 17.



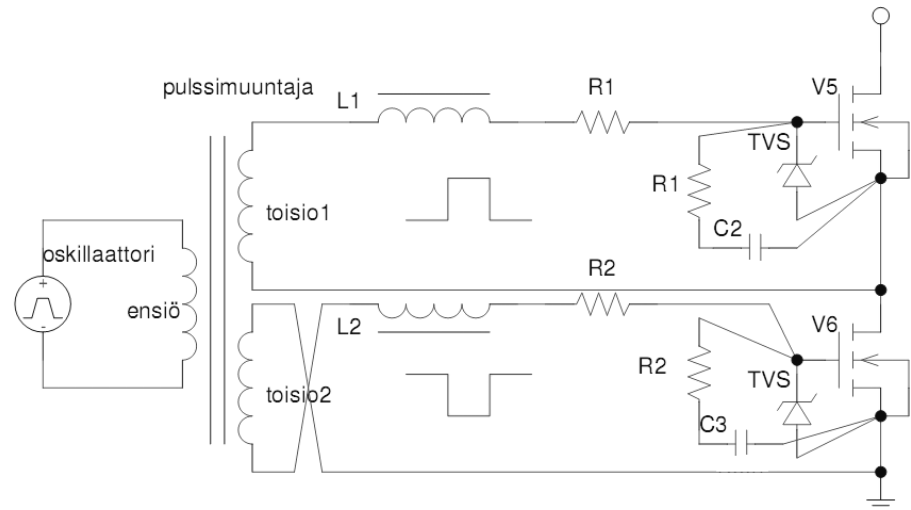
Kuva 17. Jänniteohjattu oskillaattori 4046B tarvitsee vain muutaman ulkoisen komponentin. Vastuksilla R1 ja R2 sekä kondensaattorilla C1 valitaan oskillaattorin taajuusalue ja taajuuden säätö tapahtuu vastuksella R3. (LIITE 7)

## 5.2 Päätetransistorien ohjaustapa

Päätetransistoreita voidaan ohjata useilla eri tavoilla. Kanavatransistorien ohjaamisessa olennaista on, että transistori saadaan johtavaan tai johtamattomaan tilaan mahdollisimman nopeasti. Tämän saavuttamiseksi kanavatransistorin hilalle pitää tuottaa nopea ja suurivirtainen pulssi. Suurta virtaa tarvitaan, koska kanavatransistorin hila on suhteellisen suuri kapasitanssi, joka pitää ladata salamannopeasti ennen kuin transistori muuttuu tilaansa. Perinteinen kanavatransistorien ohjaustapa on pulssimuuntaja. Puolijohdetekniikan kehittyessä optisesti erotetut hilaohjainpiirit korvaavat pulssimuuntajat. Seuraavassa käsitellään näitä kahta ohjaustapaa.

### 5.2.1 Pulssimuuntaja

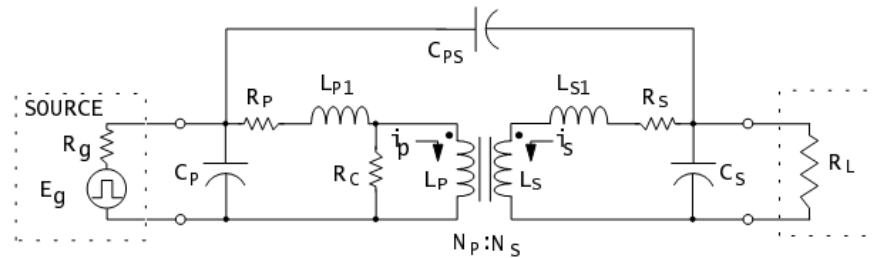
Pulssimuuntaja on helppo ja hyvin laajasti käytetty kanavatransistorien ohjaustapa. Sillä saadaan galvaaninen erotus ja tarvittaessa muuntosuhteella joko nostettua tai laskettua pulssin amplitudia. Tässä insinööriyössä käytetty pulssimuuntaja on muuntosuhteeltaan 1:1:1, eli ensiökäämin ja kahden toisiokäämin kierrosluvut ovat samat.



Kuva 18. Kanavatransistorien V5 ja V6 ohjauskytkentä. Hilojen ja lähteiden (source) välillä on TVS-diodit (Transient Voltage Suppressor) sekä RC-vaimennuspiirit (RC-snubber) suojelemassa transistoreita jännitepiikeiltä

Mittauksissa käytetyn kanavatransistorien ohjauskytkennän kytkentäkaavio on kuvassa 18. Oskillaattorikytkentä ohjaa pulssimuuntajan ensiökäämiä ja toisiokäämeistä saadaan kanavatransistorien hiloille toisiinsa nähden vastakkaisvaiheiset ohjauspulssit. Hilavastukset R1 ja R2 rajoittavat hiloille syötetyn pulssin virran, jottei kanavatransistorien hilojen eriste rikkoontuisi liian suuresta virtapulssista. Lisäksi vastukset hidastavat transistorien päälle- ja poiskytkentää. Transienttidiodit leikkaavat nopeat ja korkeat jännitepiikit suojeleen hiloja.

Pulssimuuntajan sijaiskytkentä ja häviösuureet



$R_G$  = oskillaattorin sisäinen resistanssi     $L_P$  = ensiökäämin induktanssi

$R_P$  = ensiökäämin tasavirtaresistanssi     $L_S$  = toisiökäämin induktanssi

$R_S$  = toisiökäämin tasavirtaresistanssi     $L_{P1}$  = ensiökäämin hajainduktanssi

$R_L$  = kuormavastuksen resistanssi     $L_{S1}$  = toisiökäämin hajainduktanssi

$R_C$  = ferriittisydämen häviöt     $N_P$  = ensiökäämin kierrosluku

$E_G$  = oskillaattorin lähdejännite     $N_S$  = toisiökäämin kierrosluku

$i_P$  = ensiökäämin virta

$C_P$  = ottonapoihin siirretty ensiökapa-  
sitaanssi (käämikierrosten välinen)

$i_S$  = toisiökäämin virta

$C_S$  = lähtönapoihin siirretty toisioka-  
sitaanssi (käämikierrosten välinen)

$C_{PS}$  = ensiö- ja toisiökäämin välinen kapasitaanssi

*Kuva 19. Pulssimuuntajan sijaiskytkentä ja häviösuureet. Tasavirtaresistanssien  $R_P$  ja  $R_S$  jälkeen ensiö- ja toisiökäämin kanssa sarjassa ovat vastaavat vaihtovirtaresistanssit. Nämä resistanssit riippuvat virran taajuudesta ja virranajoilmästä (skin effect). [4.]*

Pulssimuuntajan sijaiskytkentä ja häviösuureet ovat kuvassa 19. Ensiö- ja toisiopuolella vaikuttavat kapasitaanssit  $C_P$  ja  $C_S$  ovat vastaavasti ensiö- ja toisiökäämikierrosten väliset kapasitaanssit. Ideaalisen muuntajan (kytkentäkerroin  $k = 1$ ) impedanssikaavan mukaan

$$\frac{Z_S}{Z_P} = n^2, \quad (4)$$

missä

$Z_s$  = ensiöpuolelta toisiöpuolelle näkyvä impedanssi

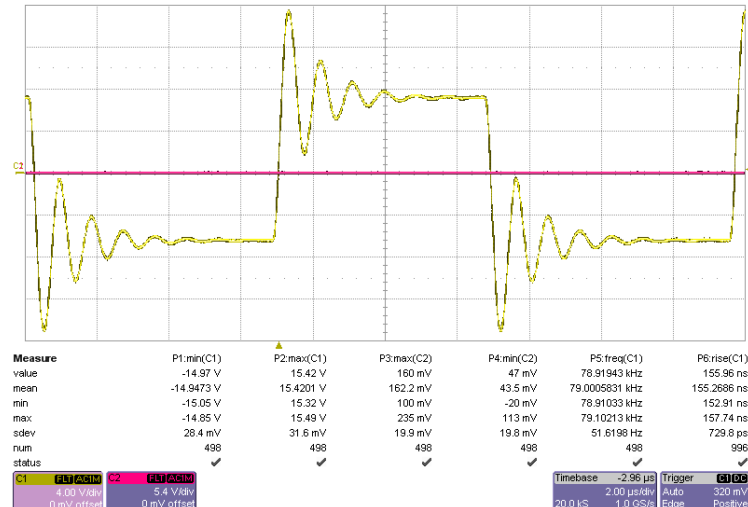
$Z_p$  = toisiöpuolelta ensiöpuolelle näkyvä impedanssi

$n$  = muuntosuhde

Kaavasta 4 voidaan päätellä edelleen, että ensiöpuolen kapasitanssi  $C_p$  on yhtä suuri kuin toisiöpuolen kapasitanssi  $C_s \frac{1}{n^2}$  -kertaisena [9] (LIITE 8).

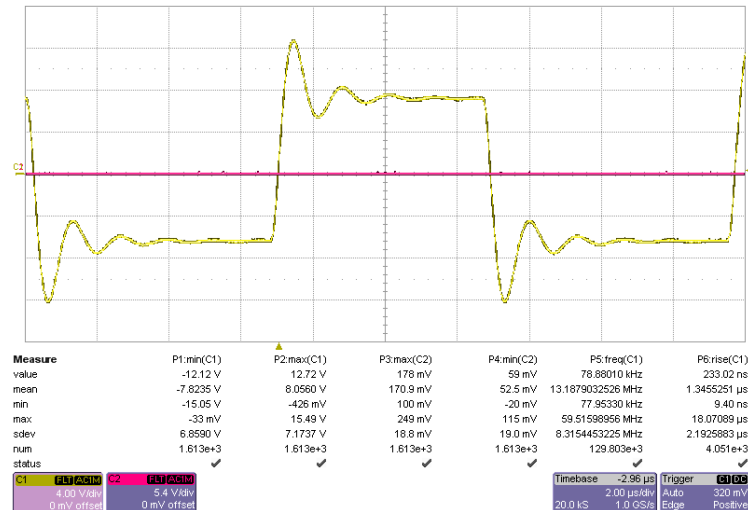
Mittaukset aloitettiin Jöksin suunnittelemalla pulssimuuntajalla, jonka muuntosuhde on 1:1:1. Muuntaja koostuu rengassydämeestä, jonka ympärille on käämitty ensiökäämi, ja kaksi toisiökäämiä. Käämilankana on tavallinen emaloitu kuparilanka. [1.]

Alkuperäisellä kytkennällä syntyvä sakara-aalto on kuvassa 19. Kuvasta nähdään, että värähtelyä esiintyy pulssin nousun ja laskun jälkeen mutta nousuaika, 156 ns, on huomattavasti lyhyempi, kuin IRS2453D-piirillä synnytetyn sakara-aallon (ks. 5.1.2; kuva 16). Aaltomuoto on muutenkin vakaampi ja terävämpi kuin kuvassa 16. Pulssimuuntajan sijaiskytkentä ja häviösuureet ovat kuvassa 19.



Kuva 20. Kanavatransistorin V6 hilalla näkyvä ohjauspulssi. Soimista esiintyy pulssin nousun ja laskun jälkeen, mutta nousuaika on huomattavasti lyhyempi, kuin IRS2453D-kytkennän, koska tässä kuollutta aikaa ei ole (kuva 16).

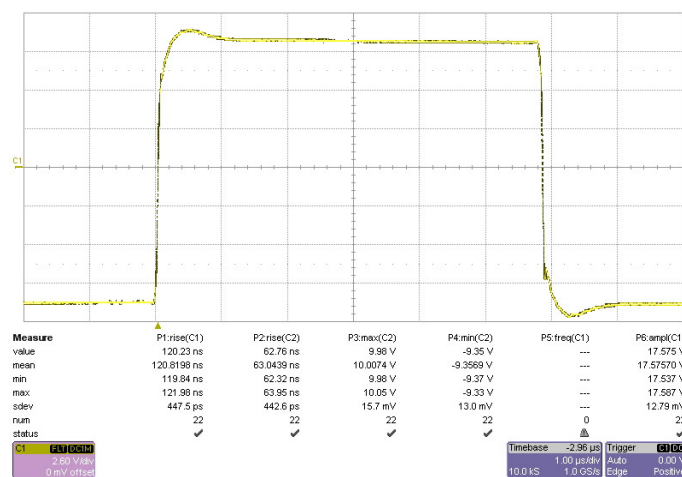
Soimisen hillitsemiseksi hilan kanssa sarjaan lisättiin vastukset ja kelat, kuten IRS2453D-piirin yhteydessä (ks. 5.1.2) tehtiin (kuva 21).



Kuva 21. Ohjauspulssi, kun V6:n hilan kanssa sarjaan on lisätty vastus ja kela. Soiminen on selvästi vähentynyt, vaikka nousuaika lähes kaksinkertaistui.

Kuvasta 21 nähdään, että verrattuna kuvaan 20, soiminen on vähentynyt selvästi. Nousuaika on lähes kaksinkertaistunut, mutta on silti selvästi pienempi kuin IRS2453D:llä.

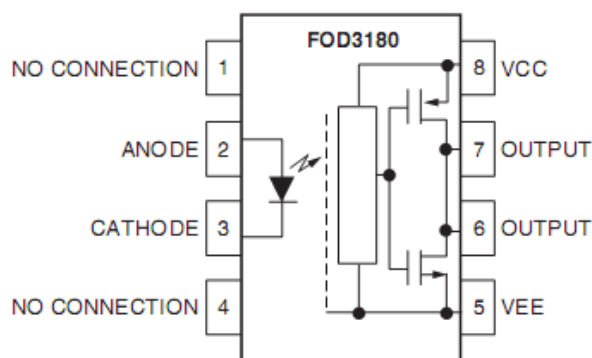
Kanavatransistorien V5 ja V6 rikkoontumisen estämiseksi värähtelyn pienentämistä jatkettiin edelleen. Seuraavaksi pulssimuuntajan rengassydämen tyyppiä muutettiin ja käämilangaksi valittiin litz-lanka. Litz-langan käyttö pienentää mm. virranahoitoliön vaikutusta eli vaihtovirtaresistanssia (ks. kuva 19). Tulokset olivat yllättäviä. Loisivärähtely pieneni edelleen ja kytkennästä tuli jäykempi (kuva 22).



Kuva 22. Kanavatransistorin V6 hilalla näkyvä ohjauspulssi, kun käämilankana on litz-lanka ja hilojen kanssa sarjassa on vastukset ja kelat (kuva 18). Pulssin nousu ja laskun jälkeiset värähtelyt ovat vaimentuneet lähes olemattomiin. Vain pieni ylitys on nähtävissä.

### 5.2.2 Optoerotettu hilaohjainpiiri FOD3180

Vaihtoehtoisena kanavatransistorien ohjaustapana pulssimuuntajalle kekeiltiin optisesti erotettuja hilaohjainpiirejä FOD3180. Yksi piiri kykenee ohjaamaan kanavatransistorin hilalle jopa 2 A virtapulssin. Ohjaus on galvaanisesti erotettu, joten muuntajaa ei tarvita. Koska kuumenninsovelluksessa on kaksi päätetransistoria, tarvittiin näitä piirejä yksi kullekin transistorille. Mittauksissa piirejä syötettiin funktiogeneraattorista saatavalla sakara-aallolla, jotta mittaukset olisivat mahdollisimman helppoja.



**Note:**

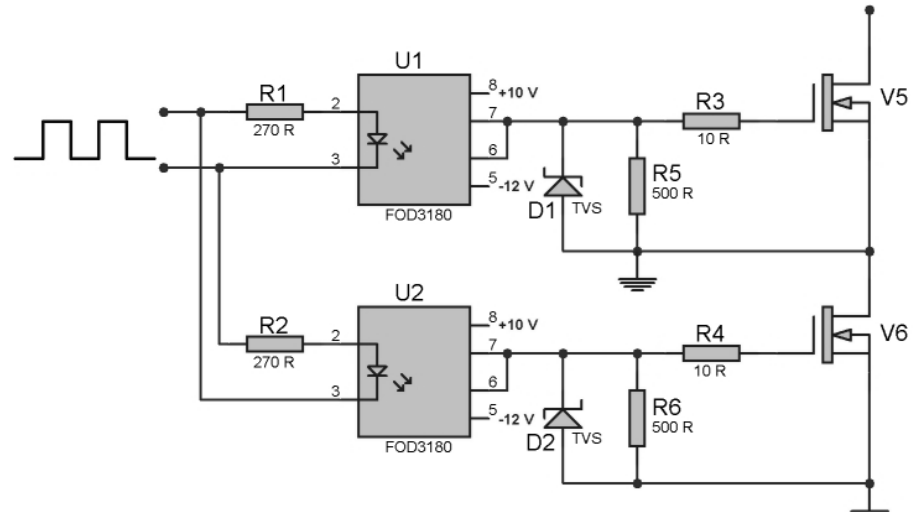
A 0.1 $\mu$ F bypass capacitor must be connected between pins 5 and 8.

*Kuva 24. Optisesti erotettu hilaohjainpiiri koostuu nastojen 2 ja 3 väliin kytketystä LEDistä, optoilmaisimesta ja MOSFET-ulostuloasteesta. Sakara-aalto syötetään nastojen 2 ja 3 väliin. Ohjattava hila kytketään nastoihin 6 ja 7. (LIITE 5)*

Kuvassa 24 on FOD3180-piireillä toteutettu ohjauskytkentä. Kahden kanavatransistorin ohjaaminen vaatii 2 piiriä, joiden sisääntulot on kytketty vastakaisvaiheeseen. Kummallekin piirille syötetään 2-puolinen käyttöjännite (+10 V/-12 V), jotta kanavatransistorit saadaan avautumaan ja sulkeutumaan nopeasti. Tämän ohjauskytkennän haittana on kaksipuolinen käyttöjännite kummallekin piirille erikseen, ja teholähteiden tulee olla galvaanisesti erotettu toisistaan.

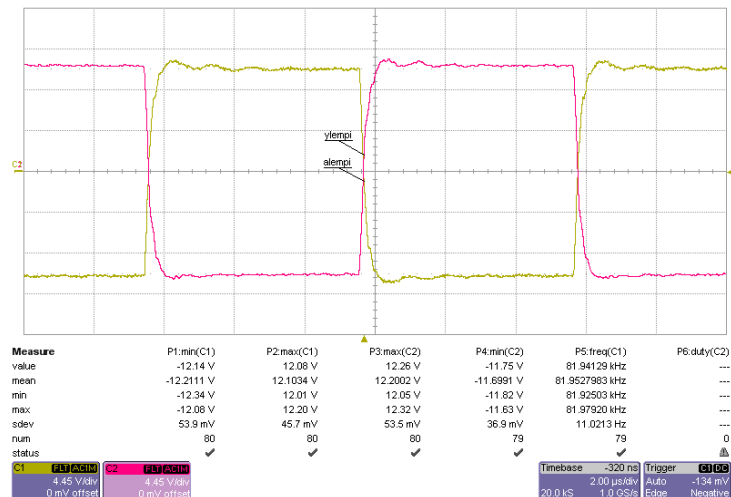
Optoerotetun hilaohjauksen käytöllä on monia hyviä puolia verrattuna pulssimuuntajan käyttöön. Näitä ovat mm.

- suuri eristysjännitekesto ohjauksen ja ulostulon välillä (5 kV)
- pienempi fyysinen koko
- ohjauksen helppous
- vain muutama ulkoinen komponentti.



Kuva 25. Kanavatransistorien V5 ja V6 ohjaaminen FOD3180-piireillä. Sakara-aalto syötetään piirien nastoihin 2 ja 3. TVS-diodit D1 ja D2 suojaavat kanavatransistorien hiloja transienteilta.

Kuvassa 26 on transistorien V5 ja V6 hiloilla näkyvät pulssit, kun niitä ohjataan kuvan 25 mukaisella kytkennällä. Verrattuna pulssimuuntajaan, ohjauspulssit ovat melko tasaisia, eikä loisivärähtelyä esiinny. Kytkennässä ei ole käytetty sarjakeloja ja ilman muuntajaa hajainduktanssit ja -kapasitanssit pysyvät pieninä.



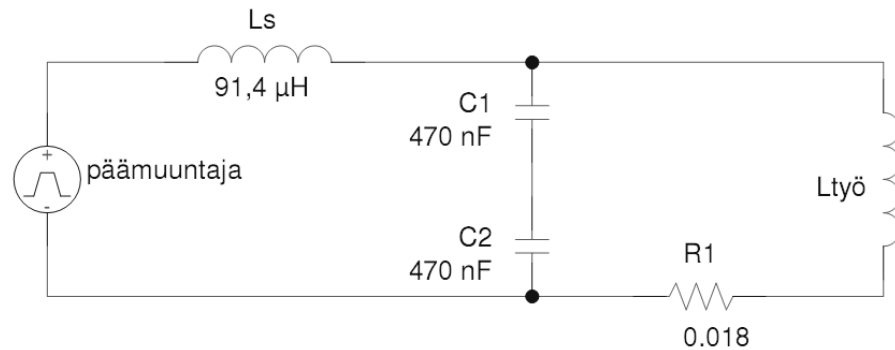
Kuva 26. Kanavatransistorien V5 ja V6 hiloilla näkyvät ohjauspulssit, kun ohjaamassa on kuvan 25 kytkentä.

### 5.3 Päämuuntaja

Muuntaja on kytkennässä välttämätön galvaanisen erotuksen aikaansaamiseksi. Koska kuumennettavaan kappaleeseen siirtyvä teho oli alkuperäisellä muuntajalla enemmän kuin riittävä, päätettiin kokeilla eri muuntosuhteisia muuntajia. Mittausten jälkeen todettiin, että tehoa siirtyy metalliin riittävästi, vaikka muuntajan muuntosuhde olisikin vain 1:1.

### 5.4 Resonanssipiiri

Resonanssipiiri suunniteltiin aiemmissa opinnäytetöissä toimivaksi kokonaisuudeksi, joten tässä työssä ei muokata itse resonanssipiiriä, lukuun ottamatta sarjakuristinta  $L_s$ . Aiemmissa tutkimuksissa on todettu, että erityyppisistä resonanssipiireistä kuvan 27 mukainen, niin sanottu L-LC-piiri soveltui parhaiten induktiiviseen kuumennukseen. Siinä yhdistyvät sarja- ja rinnakkaisresonanssipiirien hyvät puolet. Vastuksen  $R_1$  tehtävänä on leventää resonanssihuippua, jotta tehonsäätö olisi helppo toteuttaa. [1.][2.]



Kuva 27. Resonanssipiiri koostuu sarjakuristimesta  $L_s$ , kondensaattoreista  $C_1$  ja  $C_2$ , sarjavastuksesta  $R_1$  ja kuumennuspäästä  $L_{työ}$  (ks. 5.5).

Resonanssitaajuus  $f_0$  lasketaan kaavalla

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{TOT}C_{TOT}}}, \quad (5)$$

missä

$L_{TOT}$  = kytkennän kokonaisinduktanssi

$C_{TOT}$  = kytkennän kokonaiskapasitanssi

Kokonaisinduktanssi  $L_{TOT}$  lasketaan kaavalla

$$L_{TOT} = \frac{L_s \cdot L_{työ}}{L_s + L_{työ}}. \quad (6)$$

Koska kondensaattorit C1 ja C2 ovat sarjassa, kokonaiskapasitanssi  $C_{TOT}$  on puolet yksittäisen kondensaattorin kapasitanssista. Näin ollen  $C_{TOT} = 235nF$ .

### *Sarjakuristin*

Sarjakuristimelle mitoitettiin aiempien tutkimusten perusteella toimiva arvo [1]. Kääminnäessä käytettiin litz-lankaa ja ferriittisydäntä, jotta häviöt olisivat mahdollisimman pieniä. Koska ongelmana on edelleen päätetransistorien rikkoontuminen tietyissä tilanteissa, päätettiin kokeilla, saadaanko sarjakuristinta muokkaamalla siirtyvää tehoa pienennettyä niin, etteivät transistorit rikkoontuisi kuumenninpään ollessa irti metallista. Mittauksia varten käämittiin muutama sarjakuristin eri kierrosluvuilla ja mitattiin kullakin ottovirta resonanssitaajuuden molemmin puolin.

Mittauksissa havaittiin, että resonanssitaajuus muuttui, sillä piirin kokonaisinduktanssi muuttui sarjakuristimen induktanssin muutoksen takia. Kun sarjakuristimen induktanssia kasvatettiin, metalliin siirtyvä teho pieneni. Kun kuumennuspää nostettiin irti raudasta, saatiin virta nousemaan hallitsemattomasti, aivan kuten alkuperäisellä sarjakuristimelläkin.

Mittauksien perusteella voidaan päätellä, että sarjakuristimen kierroslukua muuttamalla tehoa ei voida rajoittaa niin, että kuumennuspään ollessa ilmassa virta ei nousisi hallitsemattomasti ja kanavatransistorit eivät rikkoontuisi. Tästä syystä alkuperäisen sarjakuristimen käyttöä jatkettiin ja suojaipiiri todettiin tarpeelliseksi.

## **5.5 Kuumennuspäät resonanssiipiirin osana**

Mittauksissa käytettiin kolmea erilaista, eri kuumennuskohteille tarkoitettua kuumennuspäätä. C-päällä metalliin saadaan siirtymään suurin teho ja se soveltuu käytettäväksi isojen kappaleiden kuumennukseen. C-päätä käytettiin monissa tämän insinöörityön mittauksissa. Kuumennettavana metallina oli pala teräspalkkia.

X-pää soveltuu esimerkiksi mutterien, pulttien ja särmien kuumentamiseen. Sillä metalliin siirtyvä käytetyistä kuumennuspäistä toiseksi suurin teho. L-pää on pienitehoisin, ja sitä voidaan käyttää suurehkon pinnan kuumentamiseen.

Kuumennuspäiden induktanssit mitattiin Hewlett Packard 4263A -mittarilla 100 kHz:n taajuudella. Resonanssitaajuuslaskuissa ei ole otettu huomioon kuumenninpään ja muun resonanssipiirin välistä siirtojohtoa eikä komponenttien toleransseja ja häviöitä. Tästä johtuen mitatut resonanssitaajuudet ovat hieman erisuuruisia, kuin lasketut tai simuloit. Induktanssin suhteellinen ero pysyy kuitenkin samana.

### 5.5.1 C-pää

C-kuumennuspää (kuva 28) koostuu ferriittisydäimestä ja sen ympärille käämitystä litz-langasta. C-päällä saadaan siirrettyä metalliin suurin teho kokeiluista kuumennuspäistä. C-pään induktanssi on kiinni raudassa 17,6  $\mu\text{H}$  ja ilmassa 19,5  $\mu\text{H}$ .



Kuva 28. C-kuumennuspää koostuu ferriittisydäimestä ja sen ympärille käämitystä litz-langasta.

C-pään induktanssin muutos raudassa ja irti raudasta aiheuttaa resonanssitaajuuden muutoksen. Kaavan 6 mukaan kuumennuspään ollessa kiinni raudassa  $L_{TOT}$  on

$$L_{TOT} = \frac{91,4\mu\text{H} \cdot 17,6\mu\text{H}}{91,4\mu\text{H} + 17,6\mu\text{H}} = 14,76\mu\text{H}$$

ja edelleen resonanssitaajuus  $f_0$  kaavan 5 mukaan

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{14,76\mu H \cdot 235nF}} = 85,5kHz.$$

Kuumennuspään ollessa irti raudasta resonanssitaajuus on vastaavasti

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{16,07\mu H \cdot 235nF}} = 81,9kHz.$$

Edellä todettiin, että C-kuumennuspään ollessa kiinni raudassa resonanssitaajuus on 85,5 kHz ja irti raudasta 81,9 kHz. Tässä resonanssitaajuuden muutos on 3,6 kHz.

### 5.5.2 X-pää

X-pää on kuvassa 29. X-pään ferriittisydän koostuu paloista, jotka on liimattu yhteen halutun muodon aikaansaamiseksi. X-pään induktanssi kiinni raudassa on 15,5  $\mu H$  ja irti raudasta 18,3  $\mu H$ .



Kuva 29. X-pää soveltuu esimerkiksi pulttien ja mutterien kuumentamiseen.

X-kuumennuspäällä tehtiin vastaavat mittaukset, kuin C-kuumennuspäällä edellisessä luvussa.

### 5.5.3 L-pää

Tämä kuumennuspää poikkeaa edellisistä kahdesta, koska L-pää on ilmasydäminen. Se on litteä ja koostuu spiraalin muotoon käämitystä litz-langasta.



Kuva 30. L-päällä saadaan kuumennettua suurehko alue metallia tasaisesti.

L-päällä tehtiin vastaavat mittaukset, kuin C- ja X-päillä. Kuumennuspään induktanssi kiinni raudassa on  $15,3 \mu\text{H}$  ja irti raudasta  $20,3 \mu\text{H}$ . Induktanssien eroista voidaan päätellä, että resonanssitaajuuden ero on suurempi, kuin C- tai X-päillä. Kaavojen 5 ja 6 mukaan resonanssitaajuudet ovat vastavasti kiinni raudassa

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{13,11\mu\text{H} \cdot 235\text{nF}}} = 90,1\text{kHz}$$

ja irti raudasta

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{16,61\mu\text{H} \cdot 235\text{nF}}} = 80,6\text{kHz}.$$

Tuloksista havaitaan, että resonanssitaajuuksien ero on jopa  $9,5 \text{ kHz}$ . Ero on yli kaksinkertainen verrattuna C- tai X-päillä saatuun eroon. Tulos johtuu siitä, että L-kuumennuspäällä ei ole ferriittisydäntä, toisin kuin muilla kuumennuspäillä. L-kuumennuspään kanssa kokeiltiin myös ferriittisegmenteistä koostuvaa, litteää sydänmateriaalia. Kokeilut eivät vakuuttaneet, sillä tuloksena induktanssien ero pieneni muiden kuumennuspäiden tasolle eikä siirtyvä tehokaan kasvanut. Tästä syystä L-päähän ei lisätty kiinteästi ferriittisydäntä.

## 5.6 Suojapiirit

Suojapiirit ovat tärkeässä roolissa induktiokuumentimessa. Niiden tehtävänä on suojella sekä käyttäjää että itse kuumenninta. Koska kuumennusteho on käyttäjän säädettävissä, tulee kuumennin suojata siten, että käyttäjän asettaessa liian suuren tehon ei kuumennin rikkoonnu. Käyttäjälle tai ympäristölle ei saa myöskään aiheutua vaaraa suuritaajuisesta magneettikentästä. Säättöpiiri on suunniteltu niin, ettei käyttäjä saa asetetuksi kuumentimeen rikkovaa tehoa.

Tehon kasvaessa liian suureksi suojapiiri sammuttaa kuumentimen ja ilmoittaa siitä ääni- ja valomerkillä käyttäjälle. Näin tapahtuessa käyttäjän tulee nollata suojapiiri itse, eikä kuumennin kytkeydy päälle itsestään. Näin suojellaan käyttäjää ja ympäristöä.

Suojapiireistä huolimatta kuumentimen käyttöön pitää olla hyvät ohjeet ja laite onkin tarkoitettu ammattilaisten käyttöön. Seuraavassa käsitellään erilaisia suojapiirejä kuumentimen ja käyttäjän suojelemiseksi.

### 5.6.1 Välijännitteen säätö tehokertoimen korjaajan avulla

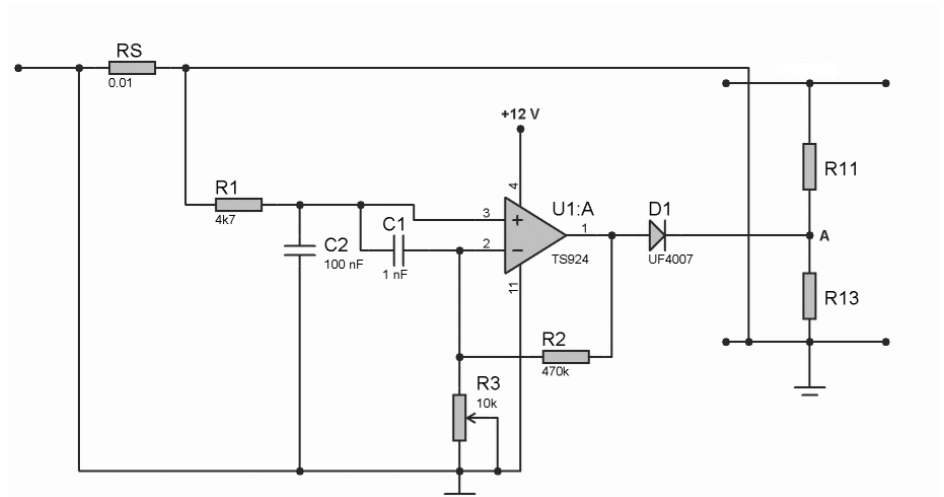
Eräänä mahdollisuutena liiallisen ottotehon rajoittamiseksi tutkittiin välijännitteen säätöä teholähteen sähköverkosta ottaman virran funktiona. Hakkuriteholähteen välijännitteen suuruuden määrää tehokertoimen korjaaja L4981A (kuva 9). Välijännitteen suuruus on normaaliolosuhteissa noin 400 - 430 V. Tämä jännite määräytyy välijännitteestä saatavalla jännitteenjaolla, jonka muodostavat vastukset R11 ja R13. Vastusten keskipisteestä saatava takaisinkytkentäjännite viedään L4981A:n nastaan 14 vastuksen R14 kautta. Välijännitteen  $V_o$  suuruus määrätään kaavalla (LIITE 6)

$$V_o = 5,1V \cdot \left(1 + \frac{R11}{R13}\right). \quad (7)$$

Välijännitteen säätöpiiri on kuvassa 31. Se koostuu mm. operaatiovahvistimesta U1A ja virranmittausvastuksesta RS. Diodi D1 estää virran kulun säätöpiiriin päin. Kun välijännitettä ei tarvitse muuttaa, on pisteessä A 5,1 V. Kun ottovirta kasvaa riittävän suureksi, alkaa operaatiovahvistin U1A pakottaa virtaa pisteeseen A ja näin muuttamaan keinotekoisesti jännitteenjaon R11/R13 pisteeseen A skaalaamaa jännitettä. Sen seurauksena PFC-piiri L4981A alkaa laskea välijännitteen suuruutta.

Suurimmaksi ottovirraksi verkosta on sovittu noin 7 A, jolloin ottoteho on noin 1 600 W. Tällöin virranmittausvastuksen  $R_S$  yli on noin 70 mV:n jännite. Kuvan 31 kytkennän operaatiovahvistimen vahvistus säädetään vastuksella  $R_3$  niin, että halutulla maksimivirralla välijännite laskee halutulle tasolle. Tällöin myös ottoteho putoaa ja tehonrajoitus on saavutettu.

Väljännitettä ei kuitenkaan voi laskea liikaa, koska tehokerroin pienenee väljännitteen pudotessa. Jos ottovirta jatkaa kasvuaan, tulisi kanavatransistorien  $V_5$  ja  $V_6$  ohjaus katkaista kokonaan. Tällä estettäisiin transistorien rikoontuminen. Oskillaattorin sammutusta käsitellään tarkemmin seuraavassa kappaleessa.



Kuva 31. Väljännitteen  $V_o$  säätökytkentä vastuksen  $R_S$  läpi kulkevan virran funktiona. Virranmittausvastuksen  $R_S$  yli oleva jännite vahvistetaan operaatiovahvistimella  $U1A$  ja syötetään pisteen  $A$  kautta PFC-piirille L4981A (kuva 9).

Väljännitteen säätökytkentää testattiin samanlaisella hakkuripäätteesteellä, kuin kuumentimessa on, paitsi että kokeiltu teholähde antoi enintään 130 V tasajännitettä ulos ja sitä kuormitettiin resistiivisesti keinokuormalla. Ensin virtalähdettä kuormitettiin erisuuruisilla resistiivisillä kuormilla ilman säätökytkentää. Sitten lisättiin säätökytkentä ja mitattiin samoilla kuormituksilla saadut teho- ja väljännitelukemat. Mittaustulokset ovat taulukoissa 1 ja 2.

Taulukko 1. Ilman kuvan 31 säätökytkentää kuormitetun hakkuriteholähteen välijännite ei muutu merkittävästi kuormituksen kasvaessa.

Kuorma ( $\Omega$ )	Välijännite $V_o$ (V)	Kuormitus		Tehokerroin
		(A)	(W)	
$\infty$	429	0	0	0,30
34	421	2,5	561	0,98
17	404	4,8	1 062	0,98
11,3	406	7,25	1 565	0,98

Välijännitteen säätöpiiri ei ole kovinkaan jyrkkä (taulukko 2), eli välijännite laskee jo pienemmillä virroilla, kuin suurin sallittu 7 A. Enimmäiskuormituksella ilman säätöpiiriä ottovirta ylitti 7 A, mutta säätöpiirin kanssa enimmäisvirta jäi alle 6 ampeeriin.

Taulukko 2. Säätökytkennällä kuormituksen kasvaessa välijännite putoaa. Samalla tehokerroin laskee, mutta on alimmillaankin 0,95. Täydellä kuormalla ottoteho on enää 1 231 W.

Kuorma ( $\Omega$ )	Välijännite $V_o$ (V)	Kuormitus		Tehokerroin
		(A)	(W)	
$\infty$	429	0	0	0,30
34	420	2,83	635	0,98
17	389	5,24	1 141	0,97
11,3	340	5,79	1 231	0,95

### 5.6.2 Oskillaattorin sammutus

Pelkkä välijännitteen säätö ei riitä suojelemaan kanavatransistoreita V5 ja V6 rikkoontumiselta. Jos ottovirta jatkaa kasvuaan välijännitteen laskusta huolimatta, tulisi transistorien ohjaus katkaista kokonaan. Kytkenän tulisi toimia niin, että ohjaus ei kytkeydy itsestään takaisin, vaan käyttäjä joutuisi nollaamaan vian ennen oskillaattorin käynnistämistä. Tämä olisi hyvä myös käyttäjäturvallisuuden kannalta. (Ks. 5.6.1.)

Resonanssipiirin mittauksissa todettiin, että resonanssitaajuudella, kuumennuspään ollessa irti raudasta kuumennuspään ja sarjakuristimen yli vaikuttaa jopa kilovolttien huipusta huippuun oleva sinijännite. Mittauksissa saatiin myös selville, että kanavatransistorit rikkoontuvat kuumennuspään ollessa irti raudasta, vaikka ottovirta olisi vain muutamia ampeereja. Tässä tilanteessa luvussa 5.6.1 mainittu välijännitteen säätöpiiri ei toimisi lainkaan.

## 6 MITTAUSTULOKSET JA HAVAINNOT

Kanavatransistorien hilaohjainkytkennän mittauksissa havaittiin, että käyttämällä pulssimuuntajan käämintään litz-lankaa ja kasvattamalla hilavastusten arvoa hajainduktansseista johtuva värähtely sakara-aallon nousun ja laskun jälkeen saadaan poistettua. Värähtelyn poistuminen parantaa kuumentimen toimintavarmuutta, koska hiloilla ei ole enää korkeita jännitepiikkejä. Tämä lisää myös nousuaikaa, mutta ei liikaa.

Valmiit hilaohjainpiirit eivät vakuuttaneet, lukuun ottamatta optoerotettua hilaohjainta FOD3180. Tämän piirin käyttöä tulisi harkita ja sen soveltuvuutta kokeilla mittauksin. Optisesti erotettu ohjaus olisi häiriösietoisempi, eikä tarvitsisi läheskään niin montaa ulkoista komponenttia, kuin pulssimuuntajaa käytettäessä. Lisäksi kapasitiiviset ja induktiiviset kytkeytymiset pienenisivät merkittävästi.

Liiallisen ottotehon rajoittamiseen luvussa 5.6.1 esitetty välijännitteen säätöpiiri päätettiin hylätä lopullisessa kuumentimessa. Vaikka kytkennällä saavutetaan jonkin asteinen tehonsäätö, niin ottotehon kasvaessa yli kytkennän säätöalueen pitää kanavatransistorien ohjaus katkaista lopulta kokonaan. Välijännitteen säätö on tässä tapauksessa turhaa.

## 7 POHDINTA JA YHTEENVETO

Tässä insinööriyössä paneuduttiin kanavatransistorien rikkoontumisen syy selvittämiseen, suojapiirien kehittämiseen ja hilaohjauksen parantamiseen. Työn mittauspainotteisuuden vuoksi mittauslaitteisiin ja mittausmenetelmiin tutustuttiin hyvin mittausteknisten virheiden minimoimiseksi. Mittauslaitteiden laatu ja mittausmenetelmien oikeellisuus korostui työn edetessä ja mittaus-ten lisääntyessä. Oikeat mittausmenetelmät olivat tärkeitä, sillä kuumennin tuottaa erittäin voimakkaita häiriöitä ympäristöönsä. Mittauslaitteiden laatu puolestaan vaikutti mittaustulosten oikeellisuuteen ja tarkkuuteen.

Kanavatransistorit saatiin rikkoontumaan useasti mittausten aikana, mutta selvää kaavaa tai varmaa tietoa rikkoontumisen syystä ei saatu selville. Aiempien opinnäytetöiden mittauksissa havaittiin, että ohjattaessa pulssimuun- taja signaaligeneraattorilla ja tehovahvistimella kanavatransistorit eivät rik- koontuneet. Tämä saa epäilemään rikkoontumisen syyksi epävakaa ohja- usta.

Lopullisessa kuumentimessa oskillaattori- ja ohjauspiiri saattaa olla tarpeen suojata metallikoteloon häiriöherkkyyden minimoimiseksi. Kanavatransistori- en ohjauskytkentään tehtiin lukuisia parannuksia. Hilavastusten arvon kas- vattaminen poisti värähtelyn lopulta kokonaan ja kasvatti nousuaikaa. Nou- suajan kasvaminen lisää transistorien tehohäviötä, mutta ei liikaa.

Itse kuumentimen ja kuumennuspään välinen kaapeli lämpeni mittauksissa selvästi, varsinkin jos kuumennuspää oli irti raudasta. Tällöin myös reso- nanssi- ja kondensaattorit ja sarjakuristin kuumentivat reilusti. Kaapeli voisi olla hyvä valmistaa tulevaisuudessa litz-langasta, jos ko. kaapelia on saata- villa. Tämä vähentäisi häviöitä kaapelissa. EMC:n kannalta kaapelin olisi hy- vä olla suojattua. Mittausten puuttuessa suojatun kaapelin vaikutusta sätei- llyyn ei voitu todeta käytännössä.

Myös resonanssi- ja kondensaattorit tulisi pitää mahdolli- simman lyhyinä ja yhdistykset tehdä litz-langalla häviöiden minimoimiseksi. Mittauksissa tavallinen sinkitty pultti kuumentui satoihin asteisiin, kun sitä käy- tettiin virran kulkutienä.

Myös piirilevyn käyttöä kytkentäalustana tulisi harkita ja kuumennuspäiden ympärille saattaa olla tarvetta rakentaa metallisuoja, jotta minimoitaisiin

suuritaajuisen magneettikentän pääsy muualle kuin kuumennettavaan kohteeseen.

**LÄHTEET**

- [1] Jöksi, Urmas. *Induktiokuumennin*. Insinööriyö. Helsingin ammattikorkeakoulu. Sähkötekniikan koulutusohjelma. Helsinki. 2008.
- [2] Lindh, Teppo. *Hakkuriteholähteen muuntaminen induktiokuumentimeksi*. Insinööriyö. Helsingin ammattikorkeakoulu. Sähkötekniikan koulutusohjelma. Helsinki. 2005.
- [3] Burnett, Richard. *Induction heating* [verkkodokumentti], päivitetty 17.1.2008 [viitattu 28.11.2008]. Saatavissa: <http://www.richieburnett.co.uk/indheat.html>.
- [4] Rhombus Industries Inc. *Pulse Transformers*. Saatavissa: <http://www.rhombus-ind.com/app-note/circuit.pdf>.
- [5] Sapphire Instruments Co., Ltd. *SI-9002 differential probe user manual*. Saatavissa: <http://www.sapphire.com.tw/manual/9002um.pdf>.
- [6] Sapphire Instruments Co., Ltd. *SI-9002 differential probe calibration procedures*. Saatavissa: <http://www.sapphire.com.tw/manual/9002cp.pdf>.
- [7] Tequipment.NET. *P5200 High Voltage Differential Probe*. Saatavissa: [http://www.tequipment.net/pdf/tektronix/P5200\\_datasheet.pdf](http://www.tequipment.net/pdf/tektronix/P5200_datasheet.pdf).
- [8] Tequipment.NET. *P5200 Instruction Manual*. Saatavissa: [http://www.tequipment.net/pdf/tektronix/P5200\\_Instructions.pdf](http://www.tequipment.net/pdf/tektronix/P5200_Instructions.pdf).
- [9] Dean, Dallas. *Gain Confidence In Network Design By Simulating The LAN Magnetics*, [verkkodokumentti]. Julkaistu 20.3.2000. Saatavissa: <http://electronicdesign.com/Articles/ArticleID/1314/1314.html>.

International  
**IRF** Rectifier

SMPS MOSFET

PD-91822C  
**IRFPS37N50A**

HEXFET® Power MOSFET

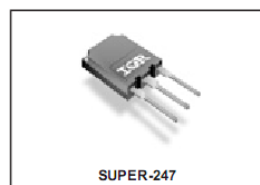
#### Applications

- Switch Mode Power Supply (SMPS)
- Uninterruptable Power Supply
- High Speed Power Switching

$V_{DSS}$	$R_{DS(on)}$ max	$I_D$
500V	0.13 $\Omega$	36A

#### Benefits

- Low Gate Charge  $Q_g$  results in Simple Drive Requirement
- Improved Gate, Avalanche and Dynamic  $dv/dt$  Ruggedness
- Fully Characterized Capacitance and Avalanche Voltage and Current
- Effective  $C_{oss}$  Specified (See AN 1001)



#### Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D$ @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS}$ @ 10V	36	A
$I_D$ @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS}$ @ 10V	23	
$I_{DM}$	Pulsed Drain Current ①	144	
$P_D$ @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Power Dissipation	446	W
	Linear Derating Factor	3.6	W/ $^\circ\text{C}$
$V_{GS}$	Gate-to-Source Voltage	$\pm 30$	V
$dv/dt$	Peak Diode Recovery $dv/dt$ ②	3.5	V/ns
$T_J$	Operating Junction and	-55 to + 150	$^\circ\text{C}$
$T_{STG}$	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	

#### Typical SMPS Topologies

- Full Bridge Converters
- Power Factor Correction Boost

Notes ① through ③ are on page 8  
www.irf.com

1

12/14/99

# IRFPS37N50A

International  
IR Rectifier

Static @ T<sub>J</sub> = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
V <sub>(BR)DSS</sub>	Drain-to-Source Breakdown Voltage	500	—	—	V	V <sub>GS</sub> = 0V, I <sub>D</sub> = 250μA
R <sub>DS(on)</sub>	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.13	Ω	V <sub>GS</sub> = 10V, I <sub>D</sub> = 22A Ⓞ
V <sub>GS(th)</sub>	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	V <sub>DS</sub> = V <sub>GS</sub> , I <sub>D</sub> = 250μA
I <sub>DSS</sub>	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	V <sub>DS</sub> = 500V, V <sub>GS</sub> = 0V
		—	—	250		V <sub>DS</sub> = 400V, V <sub>GS</sub> = 0V, T <sub>J</sub> = 150°C
I <sub>DSS</sub>	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	V <sub>GS</sub> = 30V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		V <sub>GS</sub> = -30V

Dynamic @ T<sub>J</sub> = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
g <sub>fs</sub>	Forward Transconductance	20	—	—	S	V <sub>DS</sub> = 50V, I <sub>D</sub> = 22A
Q <sub>g</sub>	Total Gate Charge	—	—	180	nC	I <sub>D</sub> = 36A
Q <sub>gs</sub>	Gate-to-Source Charge	—	—	46		V <sub>DS</sub> = 400V
Q <sub>gd</sub>	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	71		V <sub>GS</sub> = 10V, See Fig. 6 and 13 Ⓞ
t <sub>d(on)</sub>	Turn-On Delay Time	—	23	—	ns	V <sub>DD</sub> = 250V
t <sub>r</sub>	Rise Time	—	98	—		I <sub>D</sub> = 36A
t <sub>d(off)</sub>	Turn-Off Delay Time	—	52	—		R <sub>G</sub> = 2.15Ω
t <sub>f</sub>	Fall Time	—	80	—		R <sub>D</sub> = 7.0Ω, See Fig. 10 Ⓞ
C <sub>iss</sub>	Input Capacitance	—	5579	—		V <sub>DS</sub> = 0V
C <sub>oss</sub>	Output Capacitance	—	810	—		V <sub>DS</sub> = 25V
C <sub>rss</sub>	Reverse Transfer Capacitance	—	36	—	pF	f = 1.0MHz, See Fig. 5
C <sub>oss</sub>	Output Capacitance	—	7905	—		V <sub>GS</sub> = 0V, V <sub>DS</sub> = 1.0V, f = 1.0MHz
C <sub>oss</sub>	Output Capacitance	—	221	—		V <sub>GS</sub> = 0V, V <sub>DS</sub> = 400V, f = 1.0MHz
C <sub>oss eff.</sub>	Effective Output Capacitance	—	400	—		V <sub>GS</sub> = 0V, V <sub>DS</sub> = 0V to 400V Ⓞ


## Avalanche Characteristics

	Parameter	Typ.	Max.	Units
E <sub>AS</sub>	Single Pulse Avalanche EnergyⓄ	—	1260	mJ
I <sub>AR</sub>	Avalanche CurrentⓄ	—	36	A
E <sub>AR</sub>	Repetitive Avalanche EnergyⓄ	—	44	mJ

## Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
R <sub>θJC</sub>	Junction-to-Case	—	0.28	°C/W
R <sub>θCS</sub>	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.24	—	
R <sub>θJA</sub>	Junction-to-Ambient	—	40	

## Diode Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I <sub>S</sub>	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	36	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
I <sub>SM</sub>	Pulsed Source Current (Body Diode) Ⓞ	—	—	144		
V <sub>SD</sub>	Diode Forward Voltage	—	—	1.5	V	T <sub>J</sub> = 25°C, I <sub>S</sub> = 36A, V <sub>GS</sub> = 0V Ⓞ
t <sub>rr</sub>	Reverse Recovery Time	—	570	860	ns	T <sub>J</sub> = 25°C, I <sub>F</sub> = 36A
Q <sub>rr</sub>	Reverse Recovery Charge	—	8.6	13	μC	di/dt = 100A/μs Ⓞ
t <sub>on</sub>	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L <sub>S</sub> +L <sub>D</sub> )				

International  
IR Rectifier

IRFPS37N50A

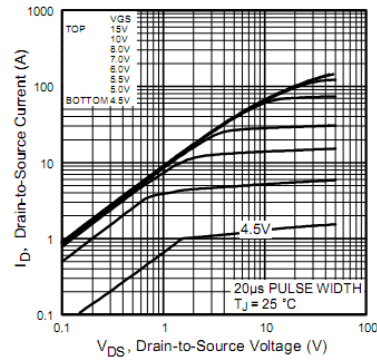


Fig 1. Typical Output Characteristics

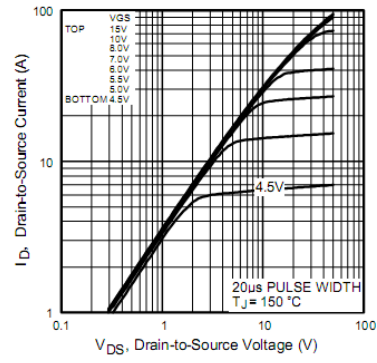


Fig 2. Typical Output Characteristics

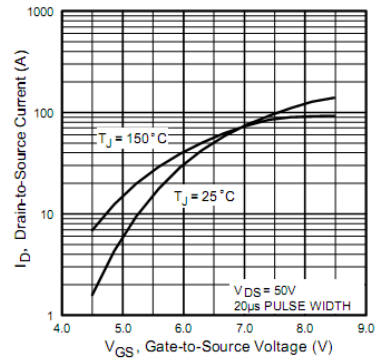


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

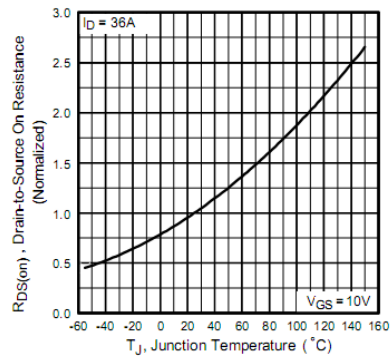


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

# IRFPS37N50A

International  
IR Rectifier

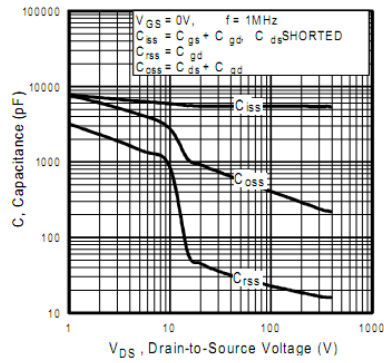


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

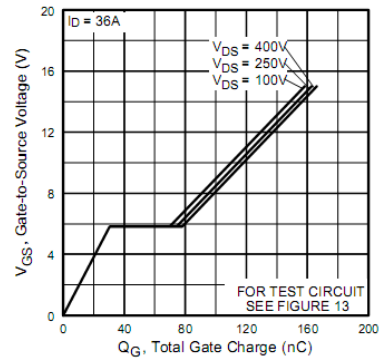


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

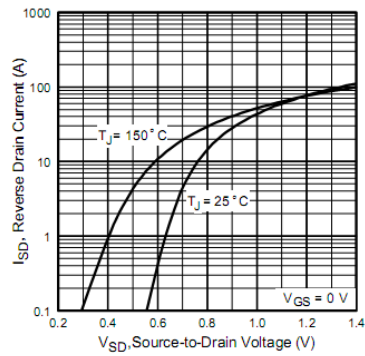


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

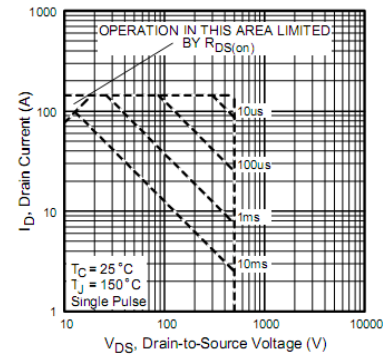


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

International  
IR Rectifier

IRFPS37N50A

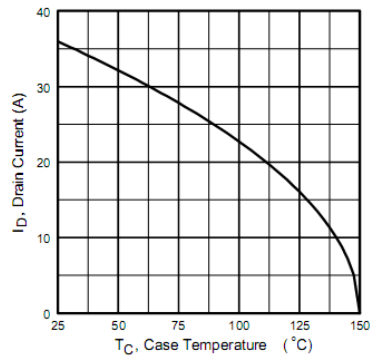


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

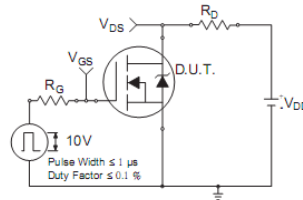


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

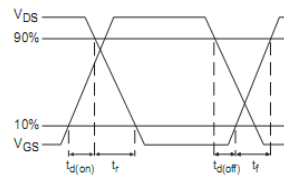


Fig 10b. Switching Time Waveforms

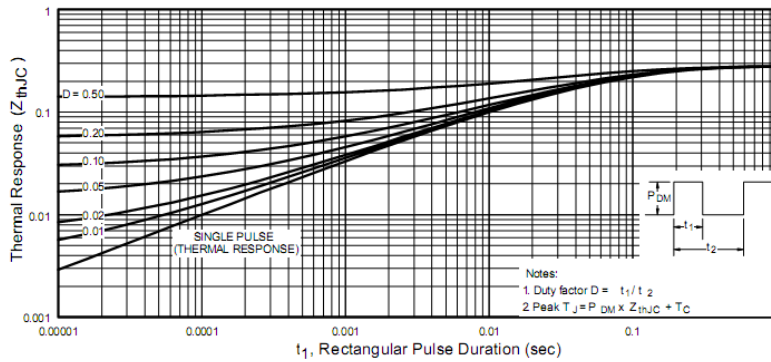
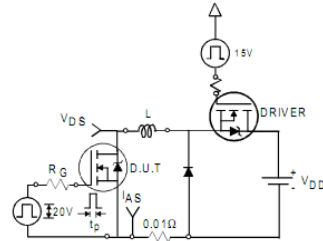


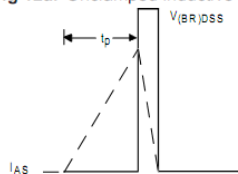
Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

# IRFPS37N50A

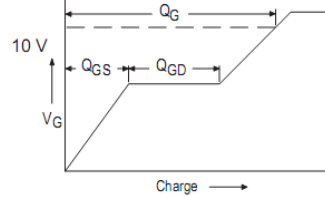
International  
IR Rectifier



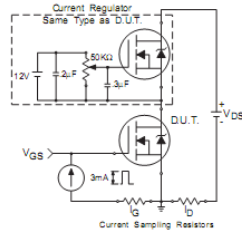
**Fig 12a.** Unclamped Inductive Test Circuit



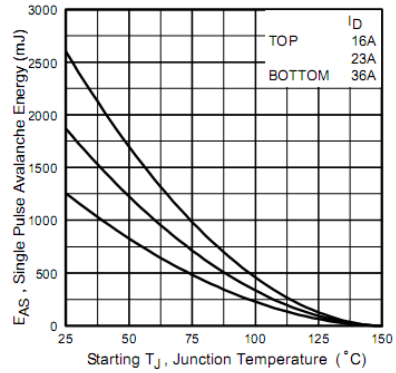
**Fig 12b.** Unclamped Inductive Waveforms



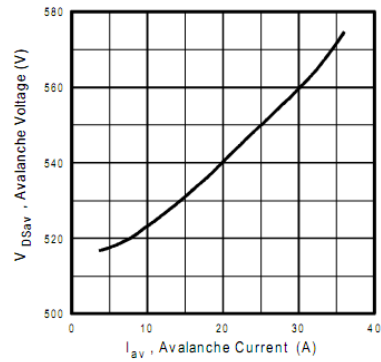
**Fig 13a.** Basic Gate Charge Waveform



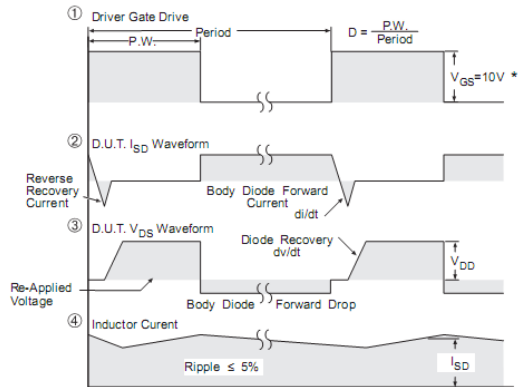
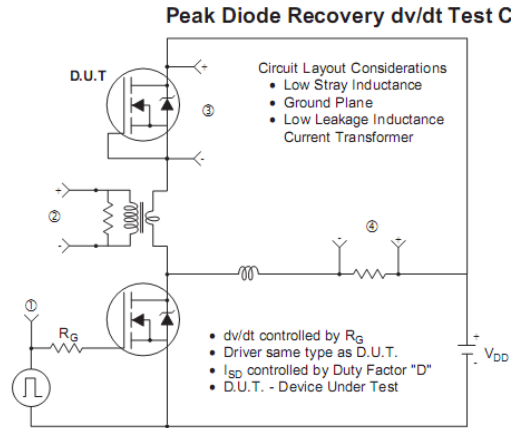
**Fig 13b.** Gate Charge Test Circuit



**Fig 12c.** Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current



**Fig 12d.** Typical Drain-to-Source Voltage Vs. Avalanche Current



\*  $V_{GS} = 5V$  for Logic Level Devices

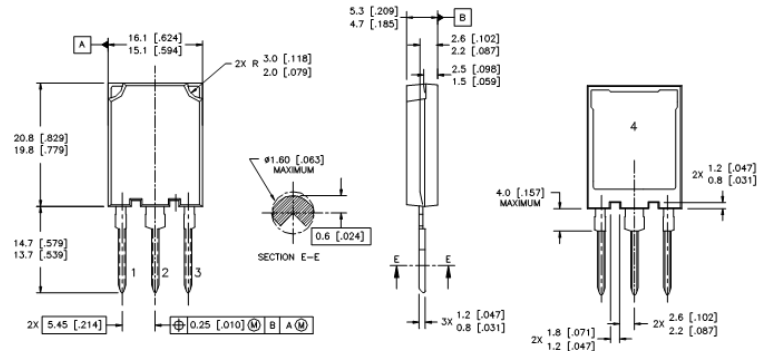
**Fig 14.** For N-channel HEXFET® Power MOSFETs

# IRFPS37N50A

International  
**IR** Rectifier

## Case Outline and Dimensions — Super-247

Dimensions are shown in millimeters



- NOTES:
1. DIMENSIONS & TOLERANCING PER ASME Y14.5M-1994
  2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER
  3. DIMENSIONS ARE SHOWN IN MILLIMETRES [INCHES]

LEAD ASSIGNMENTS	
MOSFET	IGBT
1 - GATE	1 - GATE
2 - DRAIN	2 - COLLECTOR
3 - SOURCE	3 - EMITTER
4 - DRAIN	4 - COLLECTOR

**Notes:**

- ① Repetitive rating: pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 11)
  - ② Starting  $T_J = 25^\circ\text{C}$ ,  $L = 1.94\text{mH}$ ,  $R_G = 25\Omega$ ,  $I_{AS} = 36\text{A}$ . (See Figure 12)
  - ③  $I_{SD} \leq 36\text{A}$ ,  $di/dt \leq 145\text{A}/\mu\text{s}$ ,  $V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}$ ,  $T_J \leq 150^\circ\text{C}$
  - ④ Pulse width  $\leq 300\mu\text{s}$ ; duty cycle  $\leq 2\%$ .
  - ⑤  $C_{oss\text{ eff.}}$  is a fixed capacitance that gives the same charging time as  $C_{oss}$  while  $V_{DS}$  is rising from 0 to 80%  $V_{DSS}$
- \*\* When mounted on 1" square PCB (FR-4 or G-10 Material).  
For recommended footprint and soldering techniques refer to application note #AN-994

International  
**IR** Rectifier

**WORLD HEADQUARTERS:** 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, Tel: (310) 252-7105  
**IR GREAT BRITAIN:** Hurst Green, Oxted, Surrey RH8 9BB, UK Tel: ++ 44 1883 732020  
**IR CANADA:** 15 Lincoln Court, Brampton, Ontario L6T3Z2, Tel: (905) 453 2200  
**IR GERMANY:** Saalburgstrasse 157, 61350 Bad Homburg Tel: ++ 49 6172 966590  
**IR ITALY:** Via Liguria 49, 10071 Borgaro, Torino Tel: ++ 39 11 451 0111  
**IR JAPAN:** K&H Bldg., 2F, 30-4 Nishi-Ikebukuro 3-Chome, Toshima-Ku, Tokyo Japan 171 Tel: 81 3 3983 0086  
**IR SOUTHEAST ASIA:** 1 Km Seng Promenade, Great World City West Tower, 13-11, Singapore 237994 Tel: ++ 65 838 4630  
**IR TAIWAN:** 16 Fl. Suite D. 207, Sec. 2, Tun Haw South Road, Taipei, 10673, Taiwan Tel: 886-2-2377-9936  
*Data and specifications subject to change without notice. 12/99*

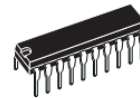


**L4981A**  
**L4981B**

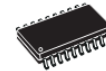
**POWER FACTOR CORRECTOR**

- CONTROL BOOST PWM UP TO 0.99P.F.
- LIMIT LINE CURRENT DISTORTION TO < 5%
- UNIVERSAL INPUT MAINS
- FEED FORWARD LINE AND LOAD REGULATION
- AVERAGE CURRENT MODE PWM FOR MINIMUM NOISE SENSITIVITY
- HIGH CURRENT BIPOLAR AND DMOS TOTEM POLE OUTPUT
- LOW START-UP CURRENT (0.3mA TYP.)
- UNDER VOLTAGE LOCKOUT WITH HYSTERESIS AND PROGRAMMABLE TURN ON THRESHOLD
- OVERVOLTAGE, OVERCURRENT PROTECTION
- PRECISE 2% ON CHIP REFERENCE EXTERNALLY AVAILABLE
- SOFT START

**MULTIPOWER BCD TECHNOLOGY**



DIP20



SO20

**ORDERING NUMBERS:** L4981X (DIP20)  
L4981XD (SO20)

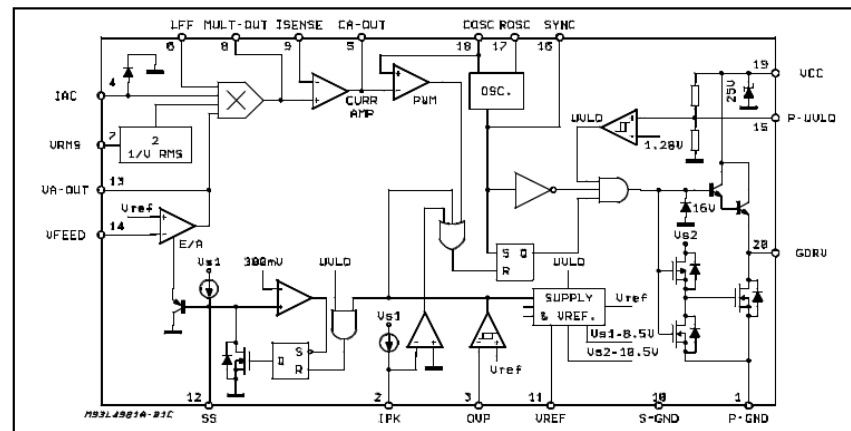
**DESCRIPTION**

The L4981 I.C. provides the necessary features to achieve a very high power factor up to 0.99. Realized in BCD 60II technology this power factor corrector (PFC) pre-regulator contains all the con-

rol functions for designing a high efficiency-mode power supply with sinusoidal line current consumption.

The L4981 can be easily used in systems with mains voltages between 85V to 265V without any line switch. This new PFC offers the possibility to work at fixed frequency (L4981A) or modulated frequency (L4981B) optimizing the size of the in-

**BLOCK DIAGRAM**



**L4981A - L4981B**

put filter; both the operating frequency modes working with an average current mode PWM controller, maintaining sinusoidal line current without slope compensation.  
 Besides power MOSFET gate driver, precise voltage reference (externally available), error amplifier, undervoltage lockout, current sense and the

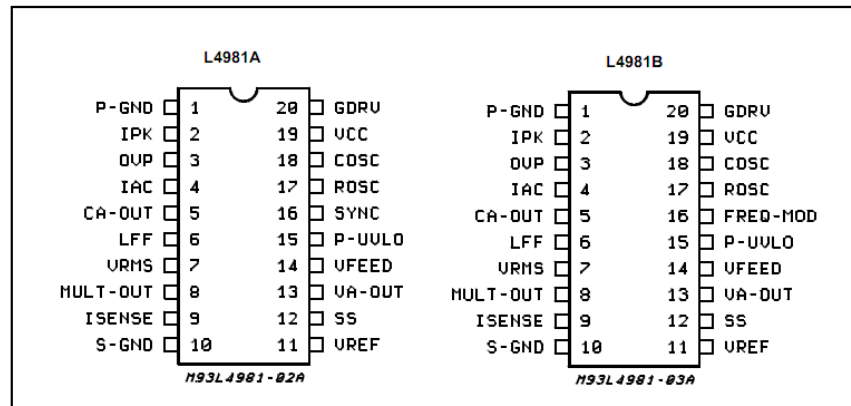
soft start are included. To limit the number of the external components, the device integrates protections as overvoltage and overcurrent. The overcurrent level can be programmed using a simple resistor for L4981A. For a better precision and for L4981B an external divider must be used.

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

Symbol	Pin	Parameter	Value	Unit	
V <sub>CC</sub>	19	Supply Voltage (I <sub>CC</sub> ≤ 50mA) (*)	selflimit	V	
I <sub>GDRV</sub>	20	Gate driv. output peak current (t = 1μs)	SINK	2	A
			SOURCE	1.5	A
V <sub>GDRV</sub>		Gate driv. output voltage t = 0.1μs	-1	V	
		Voltages at pins 3, 14, 7, 6, 12, 15	-0.3 to 9	V	
V <sub>VA-OUT</sub>	13	Error Amplifier Voltage	-0.3 to 8.5	V	
I <sub>AC</sub>	4	AC Input Current	5	mA	
			Voltages at pin 8, 9	-0.5 to 7	V
V <sub>CA-OUT</sub>	5	Current Amplifier Volt. (I <sub>source</sub> = -20mA; I <sub>sink</sub> = 20mA)	-0.3 to 8.5	V	
V <sub>ROSC</sub>	17	Voltage at pin 17	-0.3 to 3	V	
	11, 18	Voltage at pin 11, 18	-0.3 to 7	V	
I <sub>COOSC</sub>	18	Input Sink Current	15	mA	
I <sub>FREQ-MOD</sub>	16	Frequency Modulation Sink Current (L4981B)	5	mA	
V <sub>SYNC</sub>	16	Sync. Voltage (L4981A)	-0.3 to 7	V	
V <sub>IPK</sub>	2	Voltage at pin 2	-0.3 to 5.5	V	
			Voltage at Pin 2 t = 1μs	-2	V
P <sub>tot</sub>		Power Dissipation at T <sub>amb</sub> = 70°C (DIP20)	1	W	
		Power Dissipation at T <sub>amb</sub> = 70°C (SO20)	0.6	W	
T <sub>op</sub>		Operating Ambient Temperature	-40 to 125	°C	
T <sub>stg</sub>		Storage Temperature	-55 to 150	°C	

(\*) Maximum package power dissipation limits must be observed.

**PIN CONNECTIONS (Top views)**



## L4981A - L4981B

## THERMAL DATA

Symbol	Parameter	DIP 20	SO 20	Unit
$R_{th\ j-amb}$	Thermal Resistance Junction-ambient	80	120	°C/W

## PIN FUNCTIONS

N.	Name	Description
1	P-GND	Power ground.
2	IPK	<b>L4981A</b> peak current limiting. A current limitation is obtained using a single resistor connected between Pin 2 and the sense resistor. To have a better precision another resistor between Pin 2 and a reference voltage (Pin 11) must be added.  <b>L4981B</b> peak current limiting. A precise current limitation is obtained using two external resistor only. These resistors must be connected between the sense resistor, Pin 2 and the reference voltage.
3	OVP	Overvoltage protection. At this input are compared an internal precise 5.1V (typ) voltage reference with a sample of the boost output voltage obtained via a resistive voltage divider in order to limit the maximum output peak voltage.
4	IAC	Input for the AC current. An input current proportional to the rectified mains voltage generates, via a multiplier, the current reference for the current amplifier.
5	CA-OUT	Current amplifier output. An external RC network determinates the loop gain.
6	LFF	Load feedforward; this voltage input pin allows to modify the multiplier output current proportionally to the load, in order to give a faster response versus load transient. The best control is obtained working between 1.5V and 5.3V. If this function is not used, connect this pin to the voltage reference (pin = 11).
7	VRMS	Input for proportional RMS line voltage. the VRMS input compesates the line voltage changes. Connecting a low pass filter between the rectified line and the pin 7, a DC voltage proportional to the input line RMS voltage is obtained. The best control is reached using input voltage between 1.5V and 5.5V. If this function is not used connect this pin to the voltage reference (pin = 11).
8	MULT-OUT	Multiplier output. This pin common to the multiplier output and the current amplifier N.I. input is an high impedance input like I <sub>SENSE</sub> . The MULT-OUT pin must be taken not below -0.5V.
9	I <sub>SENSE</sub>	Current amplifier inverting input. Care must be taken to avoid this pin goes down -0.5V.
10	S-GND	Signal ground.
11	V <sub>REF</sub>	Output reference voltage (typ = 5.1V). Voltage refence at ± 2% of accuracy externally available, it's internally current limited and can deliver an output current up to 10mA.
12	SS	A capacitor connected to ground defines the soft start time. An internal current generator delivering 100µA (typ) charges the external capacitor defining the soft start time constant. An internal MOS discharge, the external soft start capacitor both in overvoltage and UVLO conditions.
13	VA-OUT	Error amplifier output, an RC network fixes the voltage loop gain characteristics.
14	V <sub>FEED</sub>	Voltage error amplifier inverting input. This feedback input is connected via a voltage divider to the boost output voltage.
15	P-UVLO	Programmable under voltage lock out threshold input. A voltage divider between supply voltage and GND can be connected in order to program the turn on threshold.
16	SYNC (L4981A)	This synchronization input/output pin is CMOS logic compatible. Operating as SYNC in, a rectangular wave must be applied at this pin. Opearting as SYNC out, a rectangular clock pulse train is available to synchronize other devices.
	FREQ-MOD (L4981B)	Frequency modulation current input. An external resistor must be connected between pin 16 and the rectified line voltage in order to modulate the oscillator frequency. Connecting pin 16 to ground a fixed frequency imposed by R <sub>OSC</sub> and C <sub>OSC</sub> is obtained.
17	R <sub>OSC</sub>	An external resistor connected to ground fixes the constant charging current of C <sub>OSC</sub> .
18	C <sub>OSC</sub>	An external capacitor connected to GND fixes the switching frequency.
19	V <sub>CC</sub>	Supply input voltage.
20	GDRV	Output gate driver. Bipolar and DMOS transistors totem pole output stage can deliver peak current in excess 1A useful to drive MOSFET or IGBT power stages.


**TS924**

## Rail-to-rail high output current quad operational amplifier

### Features

- Rail-to-rail input and output
- Low noise:  $9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- Low distortion
- High output current: 80 mA (able to drive  $32 \Omega$  loads)
- High-speed: 4 MHz,  $1.3 \text{ V}/\mu\text{s}$
- Operating range from 2.7 V to 12 V
- Low input offset voltage:  $900 \mu\text{V}$  max (TS924A)
- ESD internal protection: 3 kV
- Latch-up immunity
- Macromodel included in this specification

### Applications

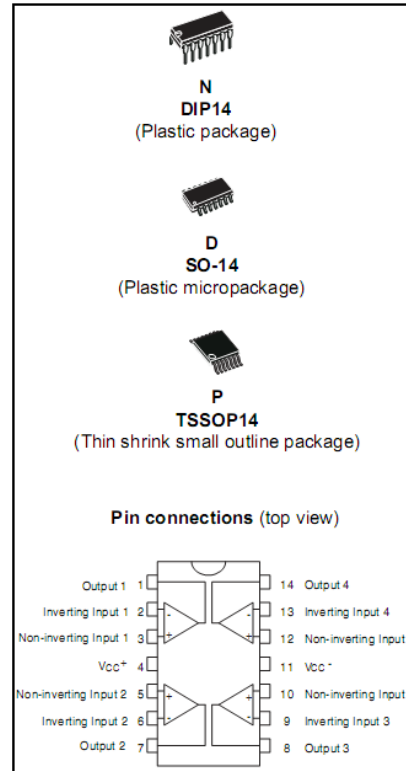
- Headphone amplifier
- Piezoelectric speaker driver
- Sound cards
- MPEG boards, multimedia systems
- Line driver, buffer
- Cordless telephones and portable communication equipment
- Instrumentation with low noise as key factor

### Description

The TS924 is a rail-to-rail quad BiCMOS operational amplifier optimized and fully specified for 3 V and 5 V operation.

High output current allows low load impedances to be driven.

The TS924 exhibits a very low noise, low distortion, low offset and high output current capability making this device an excellent choice for high quality, low voltage or battery operated audio systems.



The device is stable for capacitive loads up to 500 pF.

## 1 Absolute maximum ratings and operating conditions

**Table 1. Absolute maximum ratings**

Symbol	Parameter	Value	Unit
$V_{CC}$	Supply voltage <sup>(1)</sup>	14	V
$V_{id}$	Differential input voltage <sup>(2)</sup>	$\pm 1$	V
$V_{in}$	Input voltage <sup>(3)</sup>	$V_{DD} - 0.3$ to $V_{CC} + 0.3$	V
$T_{stg}$	Storage temperature	-65 to +150	°C
$T_j$	Maximum junction temperature	150	°C
$R_{thja}$	Thermal resistance junction to ambient <sup>(4)</sup>		
	DIP14	103	°C/W
	SO-14	66	
TSSOP14	100		
ESD	HBM: human body model <sup>(5)</sup>	3	kV
	MM: machine model <sup>(6)</sup>	100	V
	CDM: charged device model <sup>(7)</sup>	1	kV
	Output short-circuit duration	see note <sup>(8)</sup>	
	Latch-up immunity	200	mA
	Soldering temperature (10 sec), leaded version	250	°C
	Soldering temperature (10 sec), unleaded version	260	°C

- All voltage values, except differential voltage are with respect to network ground terminal.
- Differential voltages are the non-inverting input terminal with respect to the inverting input terminal. If  $V_{id} > \pm 1$  V, the maximum input current must not exceed  $\pm 1$  mA. In this case ( $V_{id} > \pm 1$  V), an input series resistor must be added to limit input current.
- Do not exceed 14 V.
- Short-circuits can cause excessive heating and destructive dissipation.  $R_{th}$  are typical values.
- Human body model: A 100 pF capacitor is charged to the specified voltage, then discharged through a 1.5 k $\Omega$  resistor between two pins of the device. This is done for all couples of connected pin combinations while the other pins are floating.
- Machine model: A 200 pF capacitor is charged to the specified voltage, then discharged directly between two pins of the device with no external series resistor (internal resistor < 5  $\Omega$ ). This is done for all couples of connected pin combinations while the other pins are floating.
- Charged device model: all pins and the package are charged together to the specified voltage and then discharged directly to the ground through only one pin. This is done for all pins.
- There is no short-circuit protection inside the device: short-circuits from the output to  $V_{CC}$  can cause excessive heating. The maximum output current is approximately 80 mA, independent of the magnitude of  $V_{CC}$ . Destructive dissipation can result from simultaneous short-circuits on all amplifiers.

**Table 2. Operating conditions**

Symbol	Parameter	Value	Unit
$V_{CC}$	Supply voltage	2.7 to 12	V
$V_{icm}$	Common mode input voltage range	$V_{DD} - 0.2$ to $V_{CC} + 0.2$	V
$T_{oper}$	Operating free air temperature range	-40 to +125	°C

**SELF-OSCILLATING FULL-BRIDGE DRIVER IC**

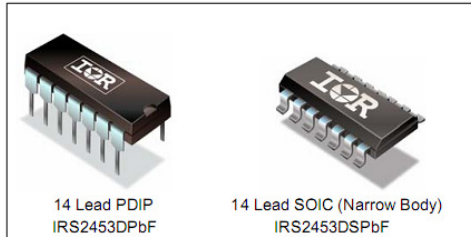
**Features**

- Integrated 600 V full-bridge gate driver
- CT, RT programmable oscillator
- 15.6V Zener clamp on V<sub>CC</sub>
- Micropower startup
- Logic level latched shutdown pin
- Non-latched shutdown on CT pin (1/6th V<sub>CC</sub>)
- Internal bootstrap FETs
- Excellent latch immunity on all inputs & outputs
- ESD protection on all pins
- 14-lead SOIC or PDIP package
- 1.0 μs (typ.) internal deadtime

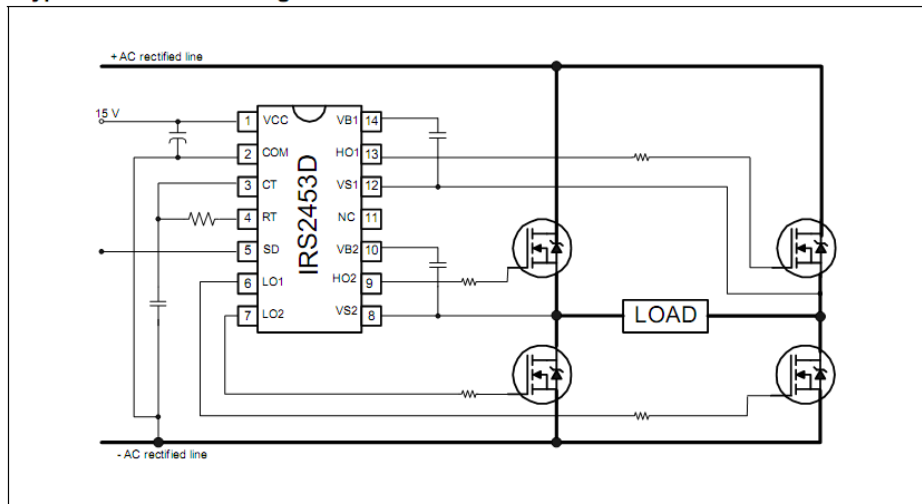
**Description**

The IRS2453D is based on the popular IR2153 self-oscillating half-bridge gate driver IC, and incorporates a high voltage full-bridge gate driver with a front end oscillator similar to the industry standard CMOS 555 timer. HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. The output driver features a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Noise immunity is achieved with low di/dt peak of the gate drivers, and with a undervoltage lockout hysteresis greater than 1.5 V. The IRS2453D also includes latched and non-latched shutdown pins.

**Packages**



**Typical Connection Diagram**



### Absolute Maximum Ratings

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM, all currents are defined positive into any lead. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions.

Parameter		Min.	Max.	Units
Symbol	Definition			
$V_{B1}, V_{B2}$	High side floating supply voltage	-0.3	625	V
$V_{S1}, V_{S2}$	High side floating supply offset voltage	$V_B - 25$	$V_B + 0.3$	
$V_{O1}, V_{O2}$	High side floating output voltage	$V_S - 0.3$	$V_B + 0.3$	
$V_{O1}, V_{O2}$	Low side output voltage	-0.3	$V_{CC} + 0.3$	
$V_{RT}$	$R_T$ pin voltage	-0.3	$V_{CC} + 0.3$	
$V_{CT}$	$C_T$ pin voltage	-0.3	$V_{CC} + 0.3$	
$V_{SD}$	SD pin voltage	-0.3	$V_{CC} + 0.3$	
$I_{RT}$	$R_T$ pin current	-5	5	mA
$I_{CC}$	Supply current (Note 1)	---	25	
$dV_S/dt$	Allowable offset voltage slew rate	-50	50	V/ns
$P_D$	Maximum power dissipation @ $T_A \leq +25^\circ\text{C}$ , 8-Pin DIP	---	1.0	W
$P_D$	Maximum power dissipation @ $T_A \leq +25^\circ\text{C}$ , 8-Pin SOIC	---	0.625	
$R_{\theta,JA}$	Thermal resistance, junction to ambient, 8-Pin DIP	---	125	$^\circ\text{C}/\text{W}$
$R_{\theta,JA}$	Thermal resistance, junction to ambient, 8-Pin SOIC	---	200	
$T_J$	Junction temperature	-55	150	$^\circ\text{C}$
$T_S$	Storage temperature	-55	150	
$T_L$	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	---	300	

**Note 1:** This IC contains a zener clamp structure between the chip  $V_{CC}$  and COM which has a nominal breakdown voltage of 15.6 V. Please note that this supply pin should not be driven by a DC, low impedance power source greater than the  $V_{CLAMP}$  specified in the Electrical Characteristics section.

**Recommended Operating Conditions**

For proper operation the device should be used within the recommended conditions.

Parameter		Min.	Max.	Units
Symbol	Definition			
V <sub>BS1</sub> , V <sub>BS2</sub>	High side floating supply voltage	V <sub>CC</sub> - 0.7	V <sub>CLAMP</sub>	V
V <sub>S1</sub> , V <sub>S2</sub>	Steady state high side floating supply offset voltage	-3.0 (Note 2)	600	
V <sub>CC</sub>	Supply voltage	V <sub>CCUV+</sub>	V <sub>CLAMP</sub>	mA
I <sub>CC</sub>	Supply current	(Note 3)	5	
T <sub>J</sub>	Junction temperature	-25	125	°C

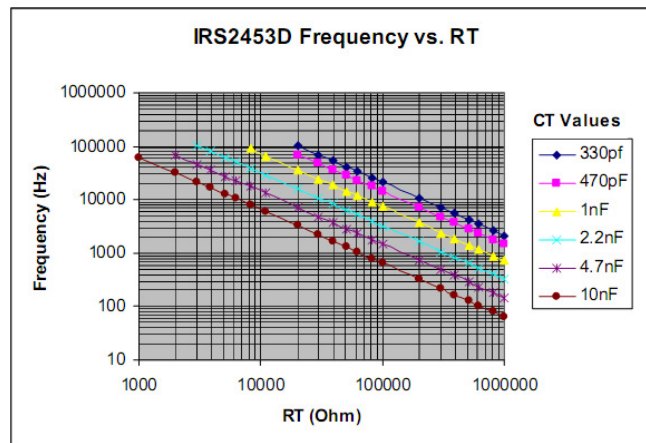
**Note 2:** Care should be taken to avoid output switching conditions where the V<sub>S</sub> node flies inductively below ground by more than 5 V.

**Note 3:** Enough current should be supplied to the V<sub>CC</sub> pin of the IC to keep the internal 15.6 V zener diode clamping the voltage at this pin.

**Recommended Component Values**

Parameter		Min.	Max.	Units
Symbol	Component			
R <sub>T</sub>	Timing resistor value	1	---	kΩ
C <sub>T</sub>	C <sub>T</sub> pin capacitor value	330	---	pF

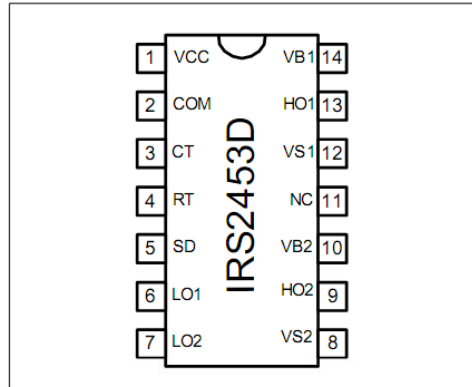
V<sub>BIAS</sub> (V<sub>CC</sub>, V<sub>BS</sub>) = 14 V, V<sub>S</sub>=0 V and T<sub>A</sub> = 25 °C, C<sub>LO1</sub>=C<sub>LO2</sub> = C<sub>HO1</sub>=C<sub>HO2</sub> = 1 nF.



International  
**IR** Rectifier

## IRS2453DPbF

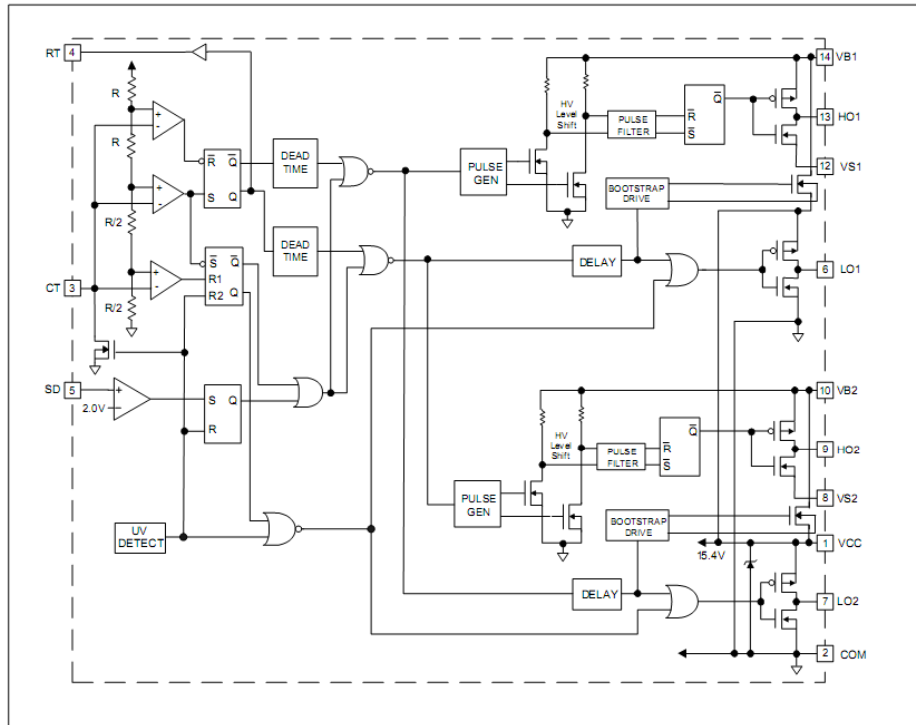
### Lead Assignment



### Lead Definitions

Lead		
Pin	Symbol	Description
1	VCC	Logic and internal gate drive supply voltage
2	COM	IC power and signal ground
3	CT	Oscillator timing capacitor input
4	RT	Oscillator timing resistor input
5	SD	Shutdown input
6	LO1	Low side gate driver output
7	LO2	Low side gate driver output
8	VS2	High voltage floating supply return
9	HO2	High side gate driver output
10	VB1	High side gate driver floating supply
11	NC	No connect
12	VS1	High voltage floating supply return
13	HO1	High side gate driver output
14	VB1	High side gate driver floating supply

**Functional Block Diagram**



All values are typical.



## FOD3180 2A Output Current, High Speed MOSFET Gate Driver Optocoupler

### Features

- Guaranteed operating temperature range of -40°C to +100°C
- 2A minimum peak output current
- High speed response: 200ns max propagation delay over temperature range
- 250kHz maximum switching speed
- 30ns typ pulse width distortion
- Wide  $V_{CC}$  operating range: 10V to 20V
- 5000Vrms, 1 minute isolation
- Under voltage lockout protection (UVLO) with hysteresis
- Minimum creepage distance of 7.0mm
- Minimum clearance distance of 7.0mm
- C-UL, UL and VDE\* approved
- $R_{DS(ON)}$  of 1.5Ω (typ.) offers lower power dissipation
- 15kV/μs minimum common mode rejection

### Applications

- Plasma Display Panel
- High performance DC/DC converter
- High performance switch mode power supply
- High performance uninterruptible power supply
- Isolated Power MOSFET gate drive

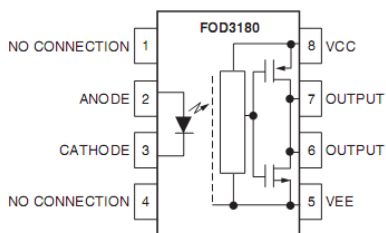
\*Requires 'V' ordering option

### Description

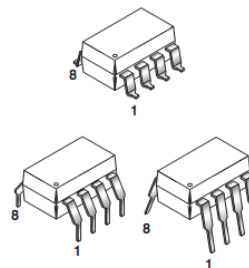
The FOD3180 is a 2A Output Current, High Speed MOSFET Gate Drive Optocoupler. It consists of a aluminium gallium arsenide (AlGaAs) light emitting diode optically coupled to a CMOS detector with PMOS and NMOS output power transistors integrated circuit power stage. It is ideally suited for high frequency driving of power MOSFETs used in Plasma Display Panels (PDPs), motor control inverter applications and high performance DC/DC converters.

The device is packaged in an 8-pin dual in-line housing compatible with 260°C reflow processes for lead free solder compliance.

### Functional Block Diagram



**Note:**  
A 0.1μF bypass capacitor must be connected between pins 5 and 8.





## APPLICATION NOTE

## THE L4981 PFC CONTROLLER IC

The L4981 integrated circuit is a continuous mode average current controller with several specific functions for active power factor correction. It can operate in high quality, medium/high power conversion range and provides all the necessary features to achieve a very high power factor, up to 0.99. Thanks to the BCD technology used, operative switching frequency higher than 200kHz can be used.

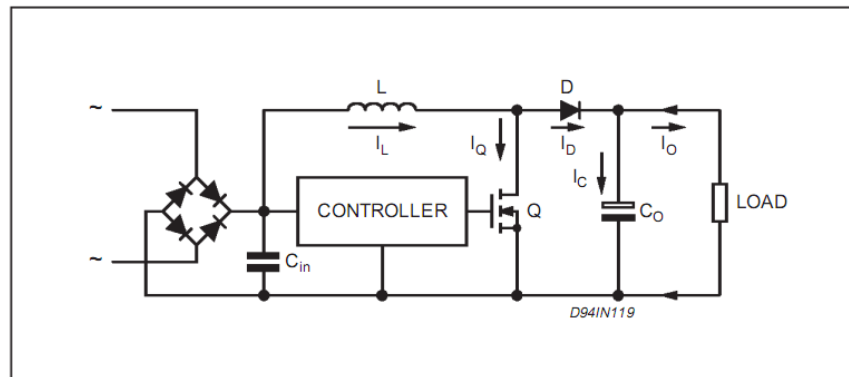
The L4981 can be used in systems with universal input mains voltage without any line switch.

This new PFC offers the alternative of synchronization working at fixed frequency (L4981A), or working in modulated frequency (L4981B) to optimize the size of the input filter. Both devices control the conversion in average current mode PWM to maintain a sinusoidal line current without slope compensation.

## MAIN FEATURES:

- Switching frequency higher than 200 kHz.
- Under Voltage Lockout with hysteresis and programmable turn-on threshold.
- Overvoltage and Overcurrent Protection.
- Precise (2%) on chip Reference externally available.
- Input/Output Synchronization (only for L4981A).
- Feed Forward Line and Load regulation.
- Universal input mains.
- Average current mode PWM.
- High Output Current totem pole driver.
- Low Start-up supply current.
- Soft Start.

Figure 2.



## P.F.C. BOOST TOPOLOGY OPERATION

The operation of the P.F.C. boost converter (see fig. 2) can be summarized in the following description.

The A.C. line voltage is rectified by a diode bridge and the rectified voltage delivered to the boost converter. The boost converter section, using a PWM switching technique, boosts the rectified input voltage to a D.C. controlled output voltage ( $V_O$ ). The section consists of a boost inductor (L), a controlled power switch (Q), a boost diode (D), an output capacitor ( $C_O$ ) and, obviously, a control circuitry.

Referring to the time-variable mains voltage (sine waveform), the converter produces a boost inductor average current like the rectified input voltage, changing continuously the duty-cycle of the active switch (Q).

The boosted D.C. voltage is controlled to a programmed value, higher than the maximum input instantaneous voltage ( $V_{Ipk}$ ).

Referring to the main currents shown in fig.2 schematic, the simplified formulae are (assuming: power efficiency = 1; output ripple voltage = 0; high frequency inductor ripple current = 0):

- 1) Peak inductor (L), switch (Q) and diode (D) currents

$$I_{Lpk} = I_{Qpk} = I_{Dpk} = 2 \cdot \frac{P_O}{V_{Ipk}}$$

- 2) RMS inductor current

$$I_{Lrms} = \sqrt{2} \cdot \frac{P_O}{V_{Ipk}}$$

APPLICATION NOTE

feedback resistor ( $R_f$ ), the 5.1V reference and the output DC voltage ( $V_O$ ) define the ratio between  $R_1$  and  $R_2$ :

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{V_O}{5.1V} - 1$$

To be considered that the  $R_1$ , together with the feedback network (see pin 13 description) define the E/A gain. The  $R_1/R_f$  ratio affects the load regulation (lower output current increases the output voltage) with the following relation:

$$\Delta V_{Omax} = \frac{\Delta V_{ea} \cdot R_1}{R_f}$$

where:  $V_{Omax}$  is the maximum output voltage variation due to the E/A gain reduction and load variation.

The  $R_1$  and  $R_2$  will be chosen in the high precision class:

**Pin 15. P-UVLO** (Programmable supply undervoltage threshold). An internal divider (between pin 19, pin 15 and ground) and an internal comparator with a threshold voltage of 1.28V fixes the default turn-on and turn-off 15.5V and 10V levels of the supply section (see fig. 17). Using an external divider ( $R_H$  and  $R_L$ ) it's possible to change the supply thresholds:  $R_H$  fixes the hysteresis,  $R_L$  fixes the turn-on threshold. To design a divider for a given supply threshold, is useful know (see fig. 17), the typical resistor value, useful to design the external divider, are:  $R_1 = 394k$ ,  $R_2 = 88k$  and  $R_3 = 58k$ . Anyway, in fig. 17a/b a diagram with threshold values and a table, useful for a fast choice of  $R_H$  and  $R_L$  are shown.

For DISABLE function see Appendix B.

**Pin 16. SYNC** (In/Out synchronization). Only for L4981A, this function allows the device to be synchronized with other circuits of a system (see Figure 18a).

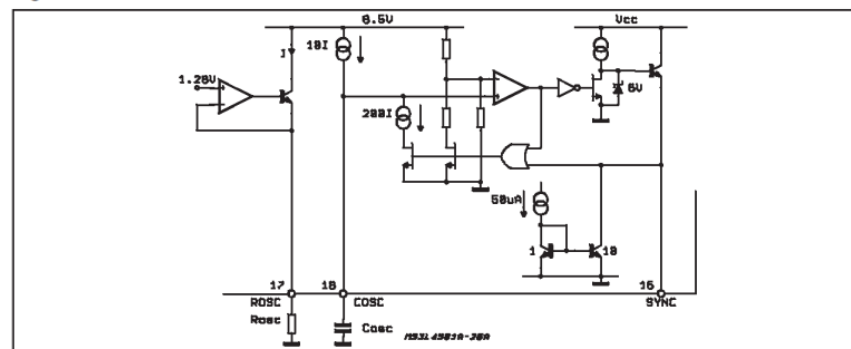


Figure 17: Programmable Under Voltage Lockout Thresholds

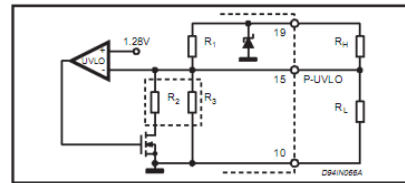


Figure 17a:  $V_{CCON}$  and  $V_{CCOFF}$  vs.  $R_L$

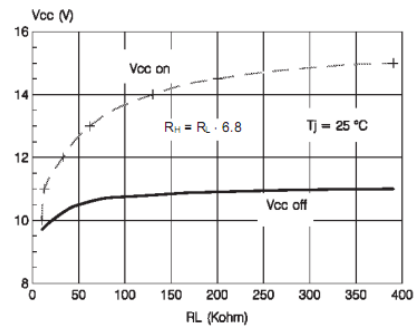


Figure 17b:

$V_{CC ON}$	$V_{CC OFF}$	$R_H$	$R_L$
11V	10V	82k $\Omega$	12k $\Omega$
12V	10.1V	220k $\Omega$	33k $\Omega$
13V	10.5V	430k $\Omega$	62k $\Omega$
14V	10.8V	909k $\Omega$	133k $\Omega$
14.5V	10.9V	1.36M $\Omega$	200k $\Omega$
15V	11V	2.7M $\Omega$	390k $\Omega$



October 1987  
Revised March 2002

## CD4046BC Micropower Phase-Locked Loop

### General Description

The CD4046BC micropower phase-locked loop (PLL) consists of a low power, linear, voltage-controlled oscillator (VCO), a source follower, a zener diode, and two phase comparators. The two phase comparators have a common signal input and a common comparator input. The signal input can be directly coupled for a large voltage signal, or capacitively coupled to the self-biasing amplifier at the signal input for a small voltage signal.

Phase comparator I, an exclusive OR gate, provides a digital error signal (phase comp. I Out) and maintains 90° phase shifts at the VCO center frequency. Between signal input and comparator input (both at 50% duty cycle), it may lock onto the signal input frequencies that are close to harmonics of the VCO center frequency.

Phase comparator II is an edge-controlled digital memory network. It provides a digital error signal (phase comp. II Out) and lock-in signal (phase pulses) to indicate a locked condition and maintains a 0° phase shift between signal input and comparator input.

The linear voltage-controlled oscillator (VCO) produces an output signal (VCO Out) whose frequency is determined by the voltage at the VCO<sub>N</sub> input, and the capacitor and resistors connected to pin C<sub>1A</sub>, C<sub>1B</sub>, R1 and R2.

The source follower output of the VCO<sub>N</sub> (demodulator Out) is used with an external resistor of 10 kΩ or more.

The INHIBIT input, when high, disables the VCO and source follower to minimize standby power consumption. The zener diode is provided for power supply regulation, if necessary.

### Features

- Wide supply voltage range: 3.0V to 18V
- Low dynamic power consumption: 70 μW (typ.) at f<sub>0</sub> = 10 kHz, V<sub>DD</sub> = 5V
- VCO frequency: 1.3 MHz (typ.) at V<sub>DD</sub> = 10V
- Low frequency drift: 0.06%/°C at V<sub>DD</sub> = 10V with temperature
- High VCO linearity: 1% (typ.)

### Applications

- FM demodulator and modulator
- Frequency synthesis and multiplication
- Frequency discrimination
- Data synchronization and conditioning
- Voltage-to-frequency conversion
- Tone decoding
- FSK modulation
- Motor speed control

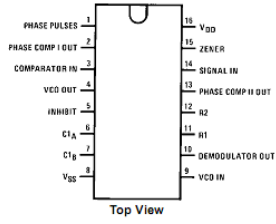
### Ordering Code:

Order Number	Package Number	Package Description
CD4046BCM	M16A	16-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-012, 0.150" Narrow
CD4046BCN	N16E	16-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300" Wide

Devices also available in Tape and Reel. Specify by appending the suffix letter "X" to the ordering code.

CD4046BC

Connection Diagram



Block Diagram

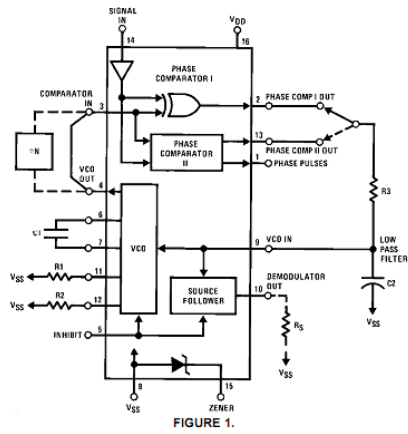


FIGURE 1.

CD4046BC

Absolute Maximum Ratings (Note 1)		Recommended Operating Conditions (Note 2)	
(Note 2)		(Note 2)	
DC Supply Voltage ( $V_{DD}$ )	-0.5 to +18 $V_{DC}$	DC Supply Voltage ( $V_{DD}$ )	3 to 15 $V_{DC}$
Input Voltage ( $V_{IN}$ )	-0.5 to $V_{DD}$ +0.5 $V_{DC}$	Input Voltage ( $V_{IN}$ )	0 to $V_{DD}$ $V_{DC}$
Storage Temperature Range ( $T_s$ )	-65°C to +150°C	Operating Temperature Range ( $T_A$ )	-55°C to +125°C
Power Dissipation ( $P_D$ )		Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. They are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Recommended Operating Conditions" and "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.	
Dual-In-Line	700 mW	Note 2: $V_{SS}$ = 0V unless otherwise specified.	
Small Outline	500 mW		
Lead Temperature ( $T_L$ )			
(Soldering, 10 seconds)	260°C		

DC Electrical Characteristics (Note 2)											
Symbol	Parameter	Conditions	-55°C		-25°C			+125°C		Units	
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max		
$I_{DD}$	Quiescent Device Current	Pin 5 = $V_{DD}$ , Pin 14 = $V_{DD}$ , Pin 3, 9 = $V_{SS}$ $V_{DD}$ = 5V $V_{DD}$ = 10V $V_{DD}$ = 15V		5 10 20		0.005 0.01 0.015		5 10 20		150 300 600	$\mu$ A
		Pin 5 = $V_{DD}$ , Pin 14 = Open, Pin 3, 9 = $V_{SS}$ $V_{DD}$ = 5V $V_{DD}$ = 10V $V_{DD}$ = 15V		4.5 450 1200		5 20 50		35 350 900		185 650 1500	$\mu$ A
$V_{OL}$	LOW Level Output Voltage	$V_{DD}$ = 5V $V_{DD}$ = 10V $V_{DD}$ = 15V		0.05 0.05 0.05		0 0 0		0.05 0.05 0.05		0.05 0.05 0.05	V
$V_{OH}$	HIGH Level Output Voltage	$V_{DD}$ = 5V $V_{DD}$ = 10V $V_{DD}$ = 15V	4.95 9.95 14.95		4.95 9.95 14.95	5 10 15		4.95 9.95 14.95			V
$V_{IL}$	LOW Level Input Voltage Comparator and Signal In	$V_{DD}$ = 5V, $V_O$ = 0.5V or 4.5V $V_{DD}$ = 10V, $V_O$ = 1V or 9V $V_{DD}$ = 15V, $V_O$ = 1.5V or 13.5V		1.5 3.0 4.0		2.25 4.5 6.25	1.5 3.0 4.0		1.5 3.0 4.0		V
$V_{IH}$	HIGH Level Input Voltage Comparator and Signal In	$V_{DD}$ = 5V, $V_O$ = 0.5V or 4.5V $V_{DD}$ = 10V, $V_O$ = 1V or 9V $V_{DD}$ = 15V, $V_O$ = 1.5V or 13.5V	3.5 7.0 11.0		3.5 7.0 11.0	2.75 5.5 8.25		3.5 7.0 11.0			V
$I_{OL}$	LOW Level Output Current (Note 4)	$V_{DD}$ = 5V, $V_O$ = 0.4V $V_{DD}$ = 10V, $V_O$ = 0.5V $V_{DD}$ = 15V, $V_O$ = 1.5V	0.64 1.6 4.2		0.51 1.3 3.4	0.88 2.25 8.8		0.38 0.9 2.4			mA
$I_{OH}$	HIGH Level Output Current (Note 4)	$V_{DD}$ = 5V, $V_O$ = 4.6V $V_{DD}$ = 10V, $V_O$ = 9.5V $V_{DD}$ = 15V, $V_O$ = 13.5V	-0.64 -1.6 -4.2		-0.51 -1.3 -3.4	-0.88 -2.25 -8.8		-0.38 -0.9 -2.4			mA
$I_{IN}$	Input Current	All Inputs Except Signal Input $V_{DD}$ = 15V, $V_{IN}$ = 0V $V_{DD}$ = 15V, $V_{IN}$ = 15V		-0.1 0.1		-10 <sup>-8</sup> 10 <sup>-8</sup>		-0.1 0.1		-1.0 1.0	$\mu$ A
$C_{IN}$	Input Capacitance	Any Input (Note 3)								7.5	pF
$P_T$	Total Power Dissipation	$f_s$ = 10 kHz, $R1$ = 1 M $\Omega$ , $R2$ = $\infty$ , $V_{COIN}$ = $V_{DD}/2$ $V_{DD}$ = 5V $V_{DD}$ = 10V $V_{DD}$ = 15V				0.07 0.6 2.4					mW

Note 3: Capacitance is guaranteed by periodic testing.  
 Note 4:  $I_{OH}$  and  $I_{OL}$  are tested one output at a time.

## Gain Confidence In Network Designs By Simulating The LAN Magnetics

Model transformer and/or choke modules to optimize driver-chip and other circuitry in 10/100Base-T applications.

Dallas Dean | ED Online ID #1314 | March 20, 2000

Designers of networking equipment often request a model of the transformer and common-mode-choke module used in 10-/100Base-T applications. With that model, they can simulate the module's performance with the associated driver IC and other related components. Before building physical prototypes, the circuit can then be optimized. This guarantees that the final design will comply with the requirements of the chosen networking protocol.

In some cases, simulation results lead to changes in the design of the driver IC. But more often, they request that the magnetics designer modify the transformer and/or choke module to achieve the desired performance.

A typical model, which can be used for PSpice analysis, consists of two sections (Fig. 1). When Pulse customers request this model, it's supplied with parameters based on measured values, rather than the specified limits of the device. The values shown in the diagram are for a typical transformer module.

To properly apply this model, designers should understand how its various parts are derived. They also need to know how those parts affect the output waveform and the EMI noise entering the transformer. Although the model treats the transformer and common-mode choke separately, those two sections do interact. When they're combined, the parasitic elements of the common-mode choke enhance the transformer's performance.

The source impedances ( $R_A$  and  $R_B$ ) represent the input impedance from the driver device. They're equal for each half of the differential-circuit operation. To be a critically damped circuit, the sum of  $R_A$  and  $R_B$  must equal the reflected load impedance. If they aren't equal, the return loss of the transformer will be affected.

The primary winding resistances (RP1 and RP2) are calculated by: wire resistance per inch  $\times$  number of turns  $\times$  winding length per turn around the core. This parameter is minimal. It affects the amount of insertion loss within the passband frequencies.

The leakage inductances of the primary (LLP1 and LLP2) and secondary (LLS1 and LLS2) are the winding-wire inductances for each half of both windings. For the best common-mode rejection and EMI, every winding half must be balanced with its other half.

When designing 10/100Base-T transformer and common-mode-choke magnetics, the ultimate goal is to minimize leakage. This parameter drastically affects return loss at the higher frequencies (Fig. 2).

Low leakage inductance produces a return loss with a resonant dip. This dip allows the return loss to be greater at the higher frequencies. As the leakage inductance increases, that return loss becomes the rounded curve. It then has less return loss at the same frequency.

A shunt resistance (RCX) stands for the parallel-equivalent core loss across the transformer's primary side. This resistance, which represents the eddy-current losses in the core, increases with frequency. It has the greatest effect on the midband insertion loss and the pulse-backswing-voltage amplitude, better known as the flyback voltage. This voltage varies by the square of the number of turns on the core.

The distributed capacitances (CDP and CDS) are the turn-to-turn capacitances between wires of the same winding. When the secondary one, CDS, is reflected back to the primary side, that side multiplies its value by the inverse square of the turns ratio. CDS then becomes parallel with the primary distributed capacitance, CDP. This total capacitance is seen as a shunt capacitance by the driver chip.

Increasing distributed capacitance can improve the return loss of the transformer up to a point of diminishing returns. Exceeding this value will produce a deterioration of that loss.

Lying between the primary and secondary windings of the transformer is the interwinding or coupling capacitance (CWX1 and CWX2). Such coupling capacitance impacts the high-frequency roll-off of the transformer. The higher the capacitance is, the lower the cutoff frequency will become. This parameter will affect return loss as well.