

# AC-DC-TEHOLÄHTEEN TEHOKERROIN- KORJAUSOSAN SUUNNITTELU

Tuomas Perkkiö  
2011  
Oulun seudun ammattikorkeakoulu

# AC-DC-TEHOLÄHTEEN TEHOKERROIN- KORJAUSOSAN SUUNNITTELU

Tuomas Perkkiö  
Opinnäytetyö  
04.02.2011  
Tietotekniikan koulutusohjelma  
Oulun seudun ammattikorkeakoulu

Koulutusohjelma	Opinnäytetyö	Sivuja	+	Liitteitä
Tietotekniikan koulutusohjelma	Insinööri työ	72	+	8
Suuntautumisvaihtoehto	Aika			
Elektroniikkasuunnittelu ja -testaus	2011			
Työn tilaaja	Työn tekijä			
PKC Electronics OY	Tuomas Perkkiö			
Työn nimi				
AC-DC-teholähteen tehokerroinkorjausosan suunnittelu				
Avainsanat				
PCF, tehokerroin, tehokerroinkorjaus, EMC-suodatin, tasasuuntaus, AC-DC-teholähde, boost-hakkuri, ohjainpiiri, CCM, BCM, evaluointilevy				

Työn tavoitteena oli suunnitella referenssinomainen, verkkojännitteeseen kytkettävä 500 W:n AC-DC-teholähde, joka käyttää tehokerroinkorjaukseen ja jännitteen nostoon jatkuvalla käämivirralla toimivaa boost-hakkuria. Myös vertailua toiseen mahdolliseen toteutustapaan, kahdella boost-hakkurilla toimivaan BCM-topologiaan, tehtiin. Työ toimii etuasteena varsinaiselle DC-DC-osalle, joka muuntaa jännitteen haluttuun arvoon. Työn tavoitteena oli kartuttaa tekijän osaamista teholähteen suunnittelusta ja tuoda PKC Electronicsille uusia ratkaisuja ja ohjeita teholähdesuunnitteluun. Valmista tuotetta ei pyritty tekemään, eikä työssä kiinnitetty huomiota mekaanisiin asioihin eikä käyttökohteisiin.

Aluksi kartoitettiin paras mahdollinen ohjainpiiri tehokerroinkorjaimelle, jolle tilattiin valmistajalta valmis pohjaratkaisu, evaluointilevy, jota muutettiin omiin vaatimuksiin sopivaksi. Evaluointilevy oli alun perin 350 W:lle mitoitettu. Olenaiset, kriittisiin arvoihin vaikuttavat komponentit mitoitettiin, tilattiin ja juotettiin kiinni levyyn. Paljon lämpeneville komponenteille tehtiin jäähdytysmitoituksia ja tasasuuntaussillalle myös kiinnitettiin jäähdytysripa.

Tehoa saatiin teholähteestä ulos noin 480 W, mutta hyötysuhde saatiin noin 97 %:iin ja tehokerroin jopa 0,99:een. Muutkin mitatut arvot, kuten lähdön jänniterippeli ja EMI, olivat hyvällä tasolla. Ohjainpiiri ja sen oheiskomponentit osoittautuivat hyviksi. Piikarbididiodia olisi hyvä käyttää boost-diodina häiriöiden ja häviöiden takia. Myös erilaisia, käynnistysvirtaa rajoittavia kytkentöjä voisi kokeilla NTC-termistorin tilalta. Tulevaisuudessa voisi ajatella mahdollisuutta käyttää kahta boost-hakkuria käyttävää BCM-topologiaa.

# SISÄLTÖ

TIIVISTELMÄ	
SISÄLTÖ.....	2
1 JOHDANTO .....	8
2 AC-DC-TEHOLÄHDE .....	10
2.1 Hakkuriregulaattorit .....	11
2.1.1 Jatkuva ja epäjatkuva käämivirta .....	12
2.1.2 Boost-topologia .....	13
2.2 EMI-suodatin .....	16
2.3 Tasasuuntaus.....	17
2.4 Tehokertoimen korjaus.....	18
3 KOMPONENTTIEN MITOITUS .....	23
3.1 Tulon suojaus.....	23
3.1.1 Käynnistysvirran rajoitus .....	23
3.1.2 Varistori.....	25
3.1.3 Sulake .....	29
3.1.4 EMC-suojaus.....	30
3.2 Tasasuuntaussilta .....	31
3.3 Tehokerroinkorjaus.....	31
3.3.1 Tehokerroinkorjaimen ohjain .....	31
3.3.2 Kela .....	35
3.3.3 MOSFET .....	36
3.3.4 Diodi .....	37
3.3.5 Lähtökondensaattori.....	39
3.3.6 Ohjainpiirin oheiskomponentit .....	40
3.4 Jäähdytysrivat .....	47
3.4.1 Tasasuuntausdiodi.....	48
3.4.2 Tehokerroinkorjaimen diodi.....	50
3.4.3 Tehokerroinkorjaimen MOSFET .....	52
4 EVALUOINTILEVYN VALINTA JA TESTAUS .....	54
4.1 Evaluointilevyn valinta .....	54
4.2 Toiminnallinen testaus.....	56
4.2.1 Käyttäytyminen käynnistyksessä.....	57
4.2.2 Tulo- ja lähtöjännitteet.....	58

4.2.3 Lähdön rippeli.....	59
4.2.4 Hyötysuhde, tehokerroin, teho ja kytkentätaajuus.....	60
4.2.5 Holdup-aika.....	61
4.2.6 Lämpökameramittaukset.....	61
4.2.7 EMC-mittaukset.....	64
5 YHTEENVETO .....	66
LÄHTEET.....	68
LIITTEET .....	72

## LYHENTEET

AC	Alternating Current, vaihtovirta
BCM, CRM	Boundary Conduction Mode, Critical Conduction Mode, hakkurin kriittinen toimintatila
Boost-hakkuri	lähtöjännitettä nostava hakkurityyppi, myös step-up-hakkuri
Buck-Boost-hakkuri	lähtöjännitettä nostava sekä laskeva hakkurityyppi
Buck-hakkuri	lähtöjännitettä laskeva hakkurityyppi, myös step-down-hakkuri
C	kapasitanssi [F]
CCM	Continuos Conduction Mode, hakkurin jatkuva toimintatila
CISPR	Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques, IEC:n radiohäiriöihin keskittynyt komitea
<i>D</i>	pulssisuhde tai diodi
DC	Direct Current, tasavirta
DCM	Discontinuous Conduction Mode, hakkurin epäjatkuva toimintatila
EMC	Electromagnetic Compatibility, sähkömagneettinen yhteensopivuus
EMI	Electromagnetic Interference, sähkömagneettinen häiriö
F	sulake
<i>f</i>	taajuus [Hz]
Flyback-hakkuri	lähtöjännitettä nostava sekä laskeva hakkurityyppi
G	vahvistus, transkonduktanssi [ $\mu$ mho tai S]
<i>I</i>	virta [A]
IEC	International Electrotechnical Commission, kansainvälinen sähköalan standardointiorganisaatio
<i>K</i>	maksimilähtötehon ja nominaalilähtötehon suhde
<i>L</i>	induktanssi [H]

MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor, kanavatransistori
NTC-termistori	Negative Temperature Coefficient, lämpötilariippuvainen vastus
$P$	teho [W]
$PF$	Power Factor, tehokerroin
PFC	Power Factor Correction, tehokerroinkorjaus
PWM	Pulse Width Modulation, vakiotaajuinen pulssinleveysmodulaatio, ohjainpiirin ohjausmetodi
$Q$	sähkövaraus [C]
$R$	resistanssi [ $\Omega$ ] tai lämpöresistanssi [ $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ tai $\text{K}/\text{W}$ ]
RMS	sähköisen suureen tehollisarvo
$S$	näennäisteho [W]
SI-järjestelmä	kansainvälinen yksikköjärjestelmä
SR-kiikku	SET-RESET-kiikku, sekvenssiipiiri
$T$	lämpötila [K tai $^{\circ}\text{C}$ ]
$t, T$	aika [s]
$U$	jännite [V]
$W$	energia [J]
$Z$	varistori
$\eta$	hyötysuhde

# 1 JOHDANTO

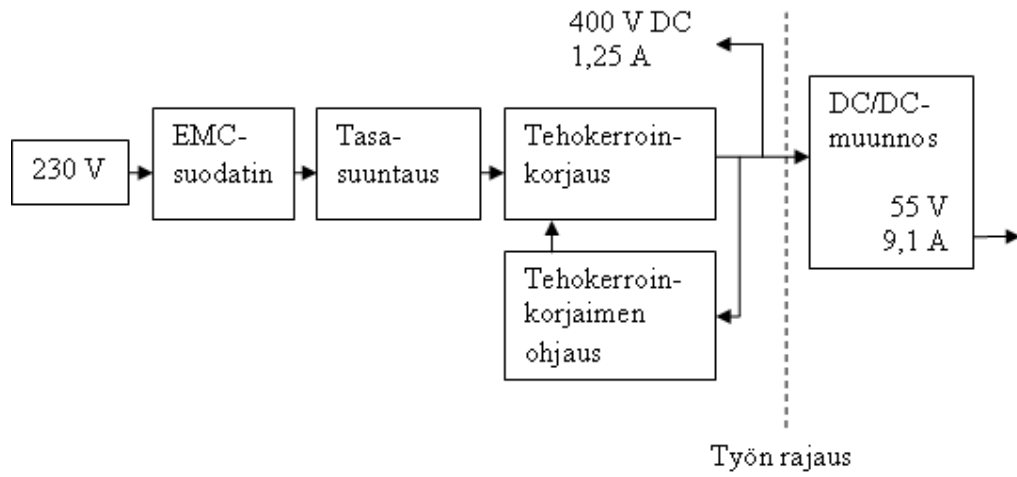
Työssä suunnitellaan 500 W:n AC-DC-teholähteen etuaste. Työn aiheen on antanut PKC Electronics, joka tarjoaa elektroniikan suunnittelu- ja sopimuspalveluita pääasiassa telekommunikaatio-, ajoneuvo- ja elektroniikkateollisuuteen (PKC Group. 2010). Työssä on tarkoitus kartuttaa tekijän osaamista teholähteiden suunnittelussa ja tuoda ratkaisuja ja ohjeita PKC Electronicsille verkkovirtaan kytkettävän, 500 W:n teholähteen tekemiseksi. Kokonaisen, vaatimukseen sopivan teholähteen suunnittelu on liian laaja yhdeksi opinnäytetyöksi, joten DC-DC-puolen suunnitteluun perehtyy omassa työssään Hannu Lapinkangas. Nämä työt yhdessä muodostavat vaatimusten mukaisen, isoloidun AC-DC-teholähteen.

Teholähteeseen sisääntuleva vaihtojännite on normaali verkkovirran jännite, 230 V, ja ulostuleva tasajännite on 55 V. Virta on 9,1 A. DC-osalle lähtevä jännite tulisi olla 400 V ja virta 1,25 A. Hyötysuhde pyritään saamaan suuremmaksi kuin 94 %. Työssä haasteita asettavat muun muassa suuri tehomäärä, standardien asettamat vaatimukset ja oikeiden komponenttien kartoitus ja mitoittaminen.

Tavoitteena työssä on suunnitella teholähde, joka pitää sisällään EMI-suodatuksen, tasasuuntauksen sekä tehokerroinkorjauksen eli PFC:n (Power Factor Correction) ja sen ohjausosan. Lisäksi mitoitetaan jäähdytys-elementit paljon lämpeneville komponenteille. Vaatimusten mukaisen teholähteen saamiseksi mitoitetaan oikeanlaiset komponentit ja tehdään vertailua eri komponenttien välillä. Testausta varten yritetään löytää mahdollisimman hyvin vaatimukseen sopiva evaluointilevy, jolla voidaan testata ja mitata kytkentää. Kyseistä levyä muutetaan tarpeen mukaan mitoitusten mukaisiksi.

Kuvassa 1 on esitetty työn rajaus eri lohkoihin. Katkoviivan vasemmalla puolella on tämän työn sisältö. Häiriöitä suodatetaan EMI-suodattimella, sitten suoritetaan tasasuuntaus, minkä jälkeen tehdään tehokerroinkorjaus ja jännitteen nosto boost-hakkurilla.





KUVA 1. AC-DC-teholähteen lohkokaavio ja työn rajaus

## 2 AC-DC-TEHOLÄHDE

Teholähdepiirilevy on tärkeä osa nykyajan elektroniikkaa. Sillä pyritään tuottamaan laitteelle mahdollisimman vakaata jännitettä, jotta laite pystyisi luotettavaan ja vakaaseen toimintaan. (Reiman 2002, 5.) Koska teholähdepiirilevyt tulevat usein laitteeseen sisälle, tulee niiden tila optimoida, jotta laitteen koko pysyy mahdollisimman pienenä. Teholähteelle on paljon standardeja, jotka täytyy ottaa suunnittelussa huomioon. Lisäksi hyötysuhde on tärkeää pystyä pitämään korkeana sekä energian kulutuksen vähentämisen että jäähdytystarpeiden minimoimisen takia. Tärkeä osa teholähteiden suunnittelua on toteutustekniikan eli topologian valinta. Topologian valintaan vaikuttavat asetetut vaatimukset, kuten teho, jännite, lähtöjännitteiden määrä, tarvittavien komponenttien määrä, häiriöt ja hyötysuhde. (Pressman 1998, 3.) Käytettäessä hakkuritopologiaa suunnitteluun tulee lisähaasteita. Komponenttien mitoituksen lisäksi piirilevy suunnittelulla on suuri merkitys. Suunnittelussa täytyy ottaa huomioon useita seikkoja, jotta EMC-vaatimukset täyttyvät eikä levy lämpene liikaa.

Teholähteitä on olemassa neljää eri tyyppiä: DC-DC-, AC-AC-, AC-DC- ja DC-AC-teholähteet. Tässä työssä perehdytään tarkemmin AC-DC-tyypin teholähteisiin. AC-DC-teholähde muuntaa saadun vaihtojännitteen halutuksi tasajännitteeksi. Työssä suunniteltava AC-DC-teholähteen etuaste antaa tehoa DC-teholähteelle. Ne toimivat siis omina yksiköinä.

AC-DC-teholähteitä on yksi- ja kaksivaiheisia. Yksivaiheisessa tehokerroin- korjaus ja DC-osa ovat samassa lohossa ja niillä on sama kytkin ja ohjain. Kaksivaiheisessa teholähteessä tehokerroin- korjaus ja DC-osa ovat erillään ja molemmilla on oma kytkin ja ohjausosa. Yksivaiheisella teholähteellä voidaan toteuttaa alle 200 W:n ratkaisuja, ja sillä päästään myös halvempaan toteutukseen. Kaksivaiheista käytetään suurempiin tehoihin muun muassa paremman hyötysuhteensa vuoksi. Kaksivaiheinen on yleinen ja käytetympi ratkaisu, jota myös tässä työssä käytetään. (Zhang - Jovanovic - Lee 1999.)

Kun verkkosähköön kytkettävästä AC-DC-teholähteestä halutaan isoitu, eli kun halutaan, että teholähteen lähdöstä ei voi saada verkkojännitteistä sähköiskua, täytyy erillisen DC-osan olla isoitu, koska tehokerroinkorjaukseen käytetään yleisesti isoimattomia topologioita. Jos isoointia ei tarvittaisi, voisi etuastetta käyttää yksinäänkin. Verkkosähkö on siis eristetty teholähteen lähdöstä. Kuvassa 1, sivulla 9 on esitetty AC-DC-teholähteen tärkeimmät osat.

## 2.1 Hakkuriregulaattorit

Regulaattorina voi toimia lineaarinen regulaattori, hakkuriregulaattori tai vaaruspumppu. Periaatteessa sarja vastuksia toimii myös teholähteenä alentaen jännitettä, mutta hyötysuhde jää huonoksi. Sama ongelma on lineaarisissa jänniteregulaattoreissa. Hyötysuhde jää lineaariregulaattoreissa verrattain huonoksi, koska teho muuttuu lämmöksi. Hyötysuhde jää noin 50 %:iin, kun hakkureilla päästään jopa 95 %:n hyötysuhteeseen riippuen muun muassa käytetyistä komponenteista. Suurin osa häviötehosta muodostuu teholähteen sisältämissä tehopuolijohteissa ja induktiivisissa komponenteissa. Hyötysuhde on tärkein erottava tekijä hakkureiden ja lineaaristen jänniteregulaattoreiden välillä. Hyötysuhde määritellään lähtevän tehon ja tulevan tehon suhteena kaavalla 1. (Reiman 2002, 6–9.)

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}}$$

KAAVA 1

$P_{OUT}$  = lähtöteho

$P_{IN}$  = tuloteho

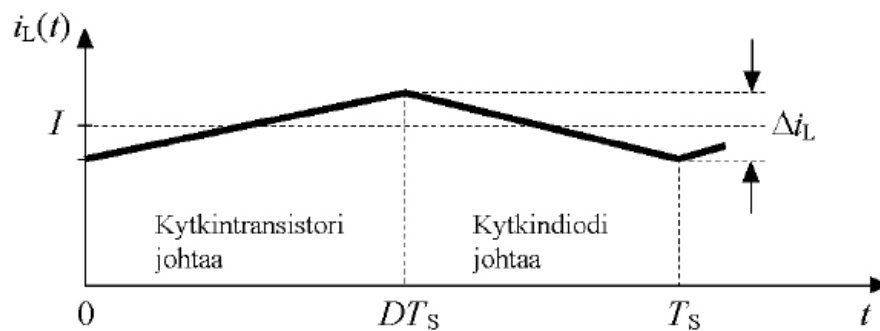
Hakkureiden huonona puolena on se, että ne aiheuttavat häiriöitä ympäristöön. Häiriöt voidaan minimoida hyvällä suunnittelulla. Yleensä kuitenkin tarvitaan EMC-suodatin. Lineaariregulointi ei aiheuttaisi lainkaan häiriöitä, mutta edut hakkuriregulaattoreissa menevät haittojen edelle. Hakkurilla pystytään nostamaan tai laskemaan jännitteen tasoa. Lineaariregulaattorit

pystyvät vain laskemaan jännitettä ja niillä on huono hyötysuhde. Varauspumpuilla on hyvin rajoittunut lähtöteho. Nämä ovat päällimmäisiä syitä, miksi hakkuriteholähteet ovat käytetyimpiä. Ne tuovat mukanaan kuitenkin suuremmat komponenttikustannukset, suuremman pinta-alan tarpeen ja suunnittelun haastavuuden. (Reiman 2002, 9.)

Hakkureiden kytkentöjen peruskomponentit ovat kela, kytkintransistori, diodi, lähtökondensaattori, tulokondensaattori ja ohjainpiiri. Erilaisia hakkurityyppejä voidaan muodostaa muuttamalla komponenttien paikkoja. (Reiman 2002, 9.) Kuvassa 4, sivulla 14 näkyy työssä käytettävän kytkennän tyyppi.

### 2.1.1 Jatkuva ja epäjatkuva käämivirta

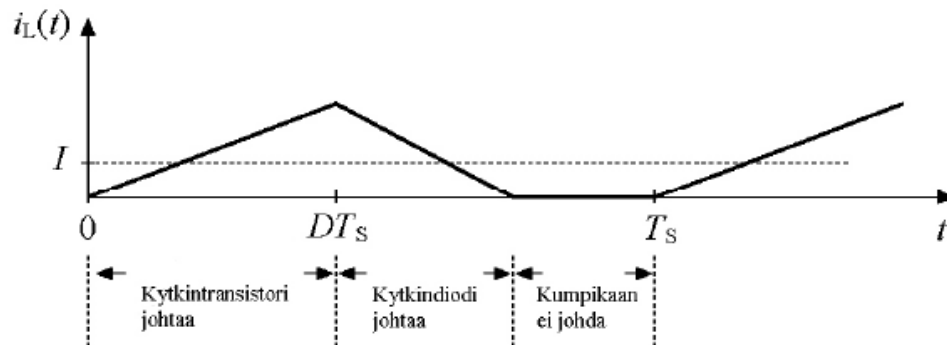
Hakkureiden toimintamoodit määritetään käämivirran avulla. Kun kelan virta ei laske koskaan noltaan, puhutaan jatkuvasta johtamistilasta eli CCM:stä (Continuous Conduction Mode). Kelan virta sisältää boost-hakkureissa tulovirtaan verrannollisen DC-komponentin ja värekomponentin. Värekomponentiksi kutsutaan virran huipusta huippuun arvoa eli  $\Delta i_L$ :llä. Kuvassa 2 näkyy jatkuva kelavirta,  $i_L$ . Kelan virran huippuarvo on kohdassa  $DT_S$ . Y-akselilla on kelavirran suuruus ja x-akselilla aika.



KUVA 2. Jatkuva kelavirta (Reiman 2002, 10)

Jos kelan virta ehtii laskea noltaan jokaisen kytkentäjakson aikana, puhutaan epäjatkuvasta johtamistilasta eli DCM:stä (Discontinuous Conduction Mode). Jos kelan virta ehtii juuri käydä nollassa ennen uutta kytkentää, kuten ku-

vassa 3, puhutaan kriittisestä toimintatilasta eli CRM:stä tai BCM:stä (Critical Conduction mode, Boundary Conduction mode).

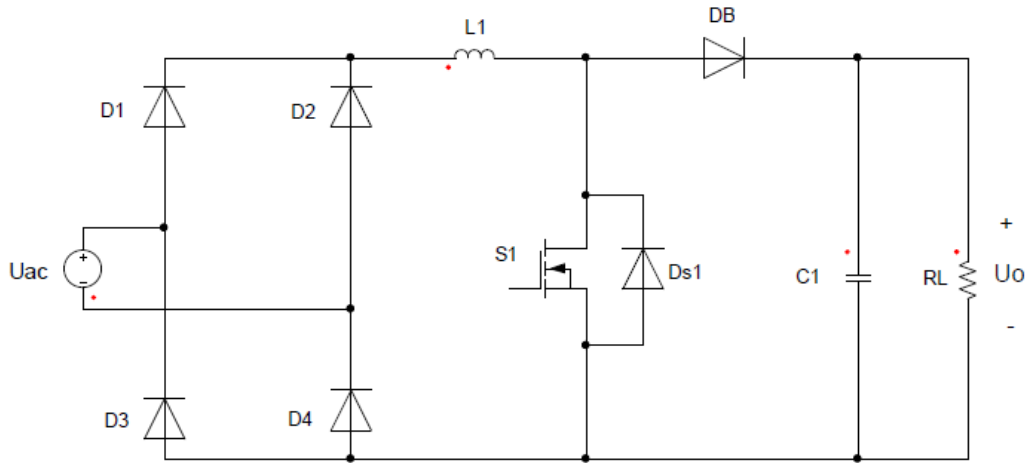


KUVA 3. Epäjatkuvu kelavirta (Reiman 2002, 10)

## 2.1.2 Boost-topologia

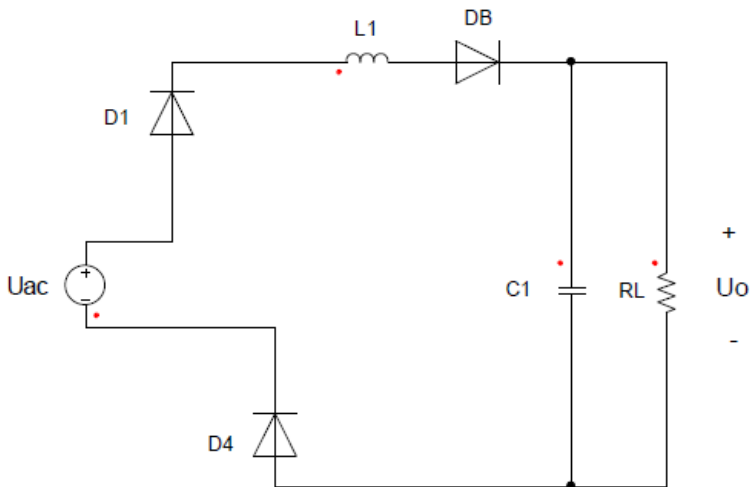
Boost- eli step-up-hakkurit nostavat lähtöjännitteen suuremmaksi kuin tulojännite. Muita mahdollisia tehokerroinkorjaukseen käytettäviä topologioita ovat buck ja buck-boost ja yksivaiheisissa teholähteissä myös flyback. Buck-topologia laskee jännitteen pienemmäksi kuin lähtöjännite ja buck-boost sekä flyback pystyy sekä nostamaan että laskemaan jännitettä. Kuitenkin lähes kaikki tehokerroinkorjaukset on tehty boost-hakkurilla. Kytkennän MOSFET-kytkintä ohjataan erillisellä ohjainpiirillä, joka säätelee kytkimen auki- ja kiinnioloaikoja hakkurin lähtöjännitteen perusteella. Ohjainpiireistä on kerrottu enemmän luvussa 3.3.1.

Tarkastellaan boost-hakkurin kytkentää verkkojakson positiivisella puolijaksolla, kun kytkennässä on mukana tasasuuntaussillan neljä diodia. Perusideana on se, että kela ja kondensaattori syöttävät vuorotellen tehoa kuormaan ja lähtöjännite määräytyy kytkimen pulssisuhteen perusteella. Kuvassa 4 on boost-hakkuri, jossa on lisäksi tulopuolen diodisilta.



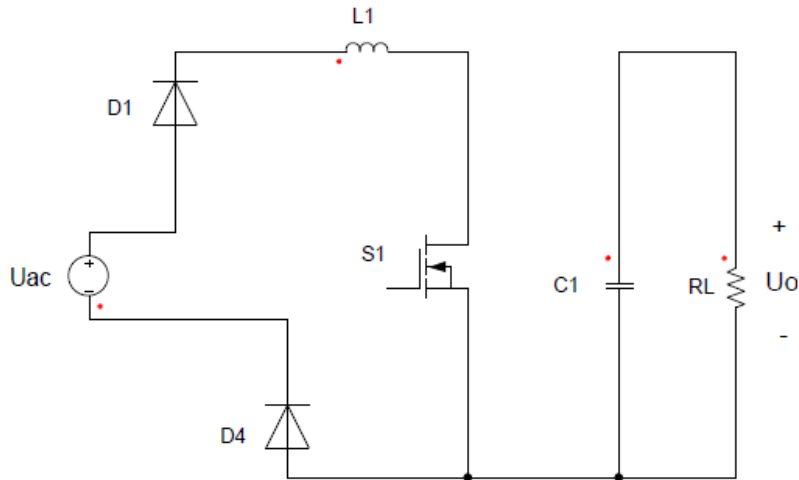
KUVA 4. Boost-hakkuri, jossa on diodisilta (Penttinen 2008, 9)

Kun kytkin ei johda, tilanne on kuvan 5 mukainen. Nyt kela syöttää virtaa kuormaan ja kondensaattori latautuu. Myös diodisillassa olevat diodit, D1 ja D4, johtavat.



KUVA 5. Kytkin johtamattomassa tilassa (Penttinen 2008, 10)

Kun kytkin johtaa, tilanne on kuvan 6 mukainen. Tällöin kondensaattori syöttää kuormaa ja kela latautuu.



KUVA 6. Kytkin johtavassa tilassa (Penttinen 2008, 10)

Diodit D2 ja D3 alkavat johtaa, kun mennään verkkojakson negatiiviselle puoliskolle. Toimintaperiaate on muuten sama kuin positiivisella puoliskolla.

Kytkintransistorin johtaessa alkaa virta kulkea kelan läpi maahan, jolloin virta kasvaa nopeasti. Kelan vastustaessa virranmuutoksia siihen syntyy magneettikenttä. Kun kytkin aukeaa johtamattomaksi, vastustaa kela jälleen virran muutosta, mutta nyt toiseen suuntaan kuin kytkimen ollessa kiinni. Tällöin kelan merkisyys vaihtuu, ja kytkindiodi-DB:n anodin jännite nousee katodia suuremmaksi. Nyt kytkindiodi alkaa johtamaan ja kelan magneettinen energia purkautuu lähtöpuolen kondensaattoriin ja kuormalle. (Erickson 1999, 26.) Ohjainpiiri tarkkailee tulo- ja lähtöjännitettä ja ohjaa kytkintä päälle ja pois. Pulssisuhde D eli suhteellinen aika, jonka kytkin on päällä suhteessa koko jaksonaikaan, riippuu kaavasta 2. Mitä pienempi tulojännite on, sitä pidemmän ajan kytkin on kiinni eli johtaa. Näin kelaan syntyy suurempi magneettikenttä. (Reiman 2002, 16.)

$$D = \frac{U_{out} - U_{in}}{U_{out}}$$

KAAVA 2

$U_{out}$  =boost-hakkurin lähtöjännite

$U_{in}$  =boost-hakkurin tulojännite

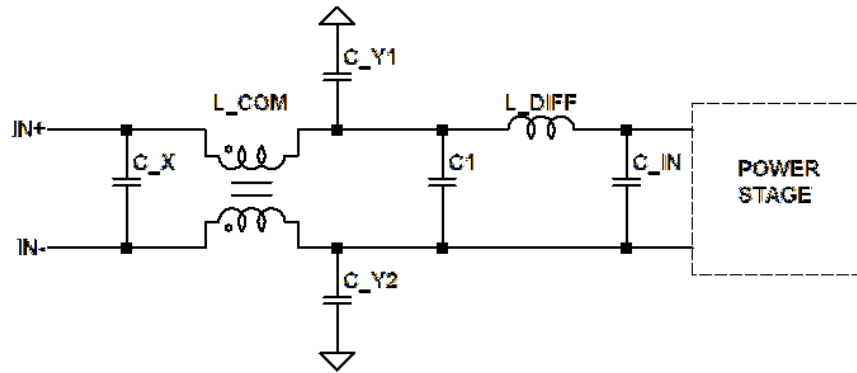
## 2.2 EMI-suodatin

Elektroniikkalaitteiden jännite- ja virtalataukset generoivat sähkömagneettisia kenttiä. Laitteiden EMI-päästöille (Electromagnetic Interference) on olemassa standardit, jotka määrittävät emission eli päästöjen ja immunitetin eli emissionsietokyvyn rajat. EMI on sähkömagneettista häiriötä. EMI-suodatinta käytetään suodattamaan johtuvia häiriöitä, joita ovat yhteismuotoiset häiriöt ja eromuotoiset häiriöt. Säteileviä häiriöitä ei voi suodattaa piirilevyllä. Yhteismuotoista häiriötä tulee parasiittisten kapasitanssien kautta ja eromuotoista häiriötä tulee hakkurin kytkimen takia (Power Supply Design Manual 2010, 17).

EMC-suunnittelu (Electromagnetic Compatibility), eli sähkömagneettisen yhteensopivuuden suunnittelu, on tärkeä osa elektroniikkasuunnittelua ja siihen tulee kiinnittää paljon huomiota tuoteprosessin alkuvaiheessa. EMC:llä tarkoitetaan sitä, että laite ei saa lähettää ympäristöönsä liikaa häiriöitä ja lisäksi sitä, että laitteen pitää kestää tietty määrä häiriötä. Yleisesti puhutaan joko EMC- tai EMI-suodattimista, mutta tarkoitetaan samaa asiaa. Usein tuoteprosessissa myöhemmin löytyneet EMI-pesäkkeet tulevat monin kerroin kalliimmaksi korjata kuin alkuvaiheessa löydetty ja korjatut ongelmat.

Kuvassa 7 on EMI-suodattimen perusrakenne hakkuriteholähteelle. C1, C\_X ja L\_DIFF-kuristin on eromuotoisen häiriön suodattamiseen ja C\_Y1, C\_Y2 ja L\_COM-kuristin on yhteismuotoisen häiriön suodattamiseen. C\_IN määrittää teholähdepuolen tulokapasitanssin ja sen arvolla voidaan säätää jännite-rippeliä teholähdepuolen tulossa. (Power Supply Design Manual 2010. 17–18.)

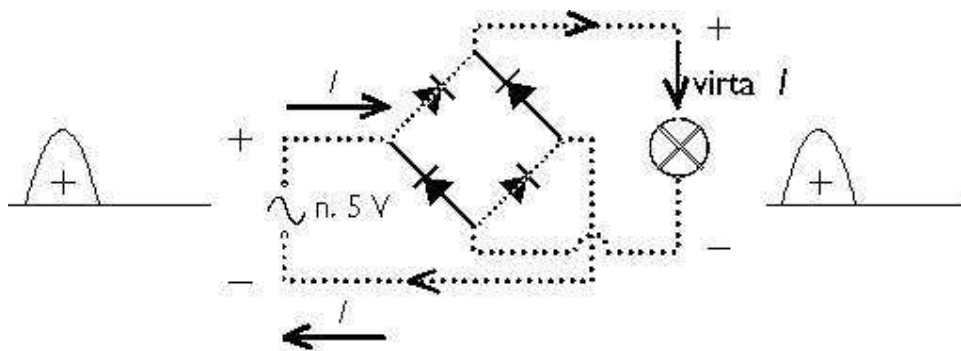




KUVA 7. Tyypillinen EMI-suodattimen piirikaavio (*Power Supply Design Manual 2010. 18*)

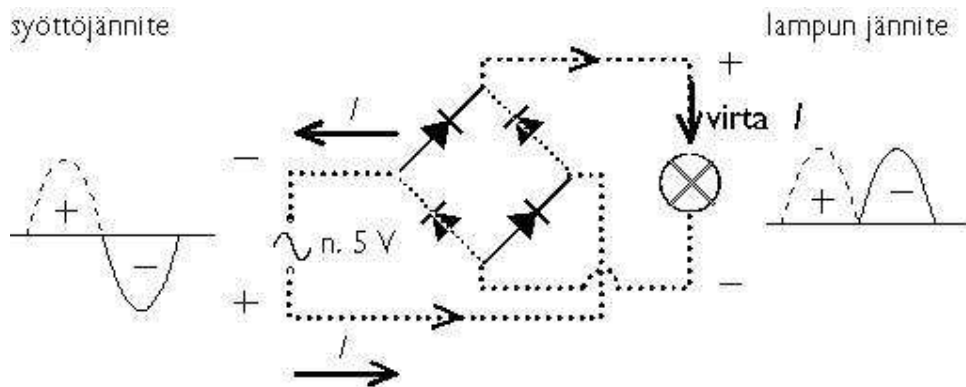
### 2.3 Tasasuuntaus

Tasasuuntaussilta, joka muodostuu neljästä diodista, muuttaa AC-signaalin sykkiväksi DC-signaaliksi, joka menee työn teholähteessä boost-hakkurille. Diodin läpi voi kulkea virtaa vain diodimerkinnän nuolen suuntaan eli anodilta katodille päin. Diodit on asetettu siltaan niin, että vain kaksi diodia johtaa kerrallaan. Kun tulojännite menee negatiiviselle puolelle, vaihtuvat johtavat diodit. Diodisillan toiminta käy ilmi AC-jännitelähteen ja lampun muodostamasta virtapiiristä kuvissa 8 ja 9. Katkoviivat ja nuolet osoittavat virran reitin, kun jännitelähde syöttää positiivista jännitettä kuvassa 8.



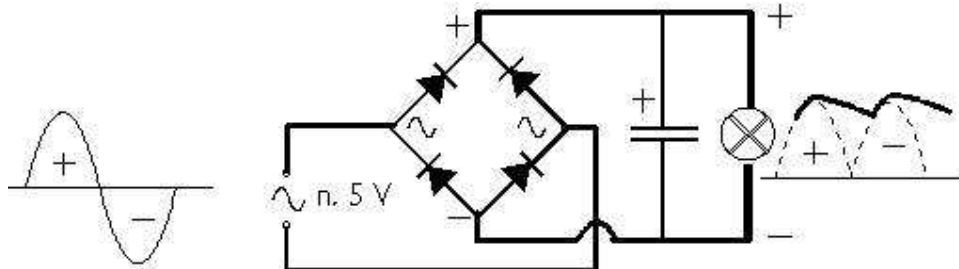
KUVA 8. Virran reitti diodisillassa jännitteen ollessa positiivinen (*Sähkö: Tasasuuntaus. 1995*)

Katkoviivat ja nuolet osoittavat virran reitin, kun jännitelähde syöttää negatiivista jännitettä kuvassa 9.



KUVA 9. Virran reitti diodisillassa jännitteen ollessa negatiivinen (Sähkö: Tasasuuntaus. 1995)

Lampun rinnalle on kytketty kuvassa 9 kondensaattori, joka tasaa jännitevaihteluita. Kondensaattori latautuu jännitehuippujen kohdalla ja purkautuu jännitteen ollessa pieni. Kondensaattorin kapasitanssiarvolla voidaan säätää lampun saaman jännitteen tasaisuutta. Lopullinen kytkennästä saatu signaali on siis kuvan 10 mukainen.



KUVA 10. Kuorman rinnalla jännitevaihteluita tasaava kondensaattori (Sähkö: Tasasuuntaus. 1995)

## 2.4 Tehokerroimen korjaus

Tehokerroin on tärkeä mittari teholähdesuunnittelussa. Se kertoo, kuinka tehokkaasti AC-lähteestä saatu energia käytetään hyväksi. Tehokerroin  $\cos \phi$  on pätötehon  $P$  ja näennäistehon  $S$  suhde ja se ilmoitetaan luvulla 0:sta

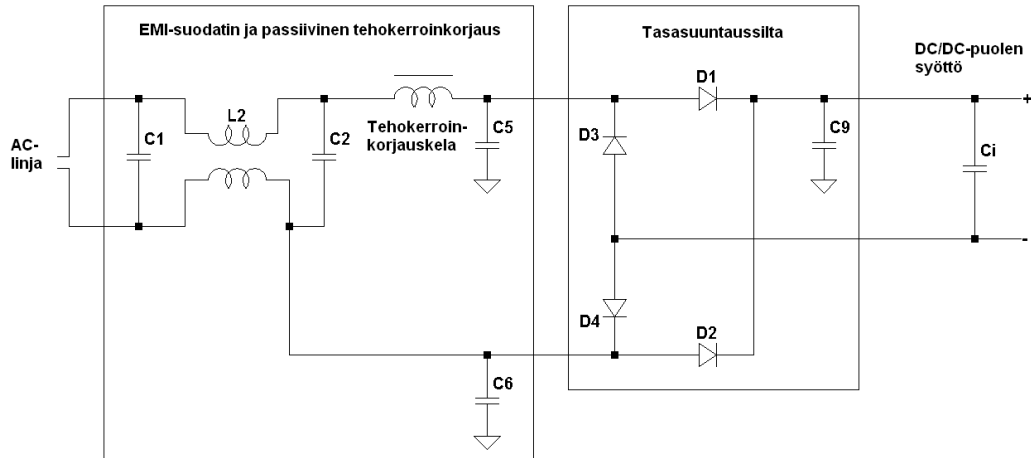
1:een. Se lasketaan kaavalla 3. Laskuissa käytetään tehokertoimesta  $\cos \varphi$  tunnusta  $PF$ , jotta suunnitteluohjeiden tunnuksat täsmäisivät laskujen kanssa.

$$\cos \varphi = \frac{P}{S}$$

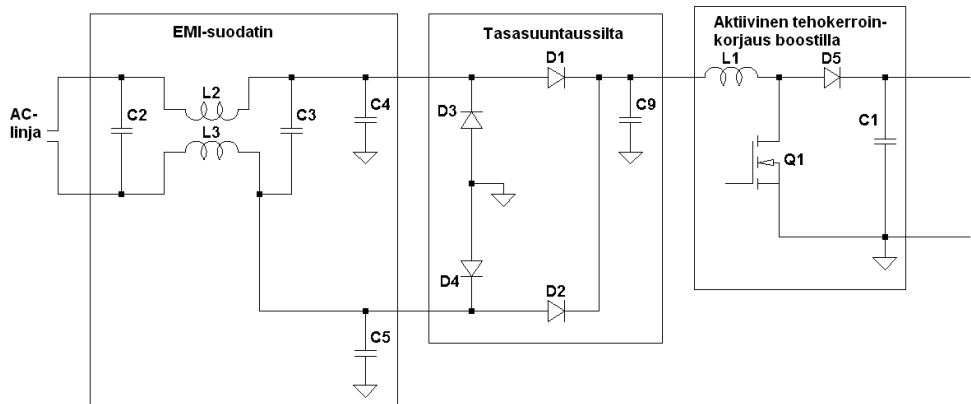
KAAVA 3

Pätöteho on todellisuudessa kulutettu teho ja näennäisteho on teoriassa kulutettu teho. Loisteho on pätötehon ja näennäistehon eroavuutta kuvaava teho. Täysin puhtaalla, resistiivisella kuormalla tehokerroin on 1. Tällöin tulojännite ja -virta ovat samanvaiheisia ja niillä on sama aaltomuoto. Kun kuormana on hakkuri, ei kuorman ottama virta ole enää lineaarista, vaan se on hyvin epälineaarista ja sisältää harmonisia taajuuksia. On olemassa induktiivista loistehoa ja kapasitiivista loistehoa. Kun virta kulkee jännitettä edellä, on loisteho kapasitiivista, ja kun virta on jännitettä jäljessä, on loisteho induktiivista. Kondensaattorit aiheuttavat kapasitiivista reaktanssia ja kelat induktiivista reaktanssia. Reaktanssi on vaihtovirtapiirin imaginaarinen osa. Kun induktiivinen- ja kapasitiivinen reaktanssi ovat yhtä suuret, on tehokerroin tällöin 1 eli ne kumoavat toisensa. Verkkohäiriöiden lisäksi loistehon siirtäminen aiheuttaa turhaa kuormitusta sähköverkkoon. Virtayliaalloille on olemassa standardit, jotka tekevät tehokertoimen korjauksen välttämättömäksi. Hyvällä tehokerroinkorjauksella saadaan tehokerroin lähenemään 1:stä. (Penttinen 2008, 4–5.)

Tehokerroinkorjaus voidaan toteuttaa aktiivisella- tai passiivisella korjauksella. Aktiivinen tehokerroinkorjaus tarjoaa paremman, jopa 0,99:ään pääsevän tehokertoimen, kun passiivinen jää noin 0,75:een. Passiivista käytetään alhaisilla tehoilla, tai kun kuormana on lineaarinen kuorma. Passiivisessa on kytkennässä iso kela EMI-suodattimen yhteydessä, kuten kuvassa 11, kun taas aktiivinen tehokerroinkorjaus hoidetaan diodisillan jälkeen tulevalla hakkurilla, kuten kuvassa 12.

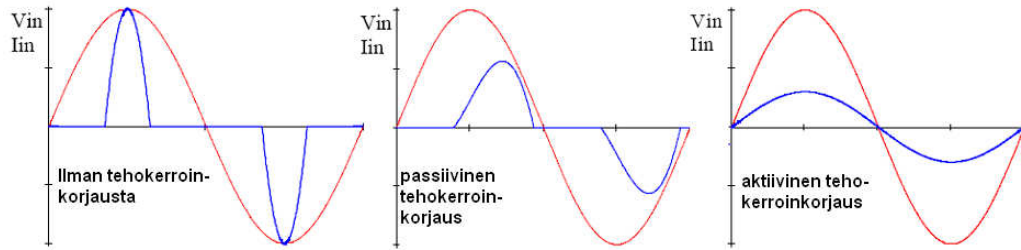


KUVA 11. Passiivinen tehokerroinkorjaus



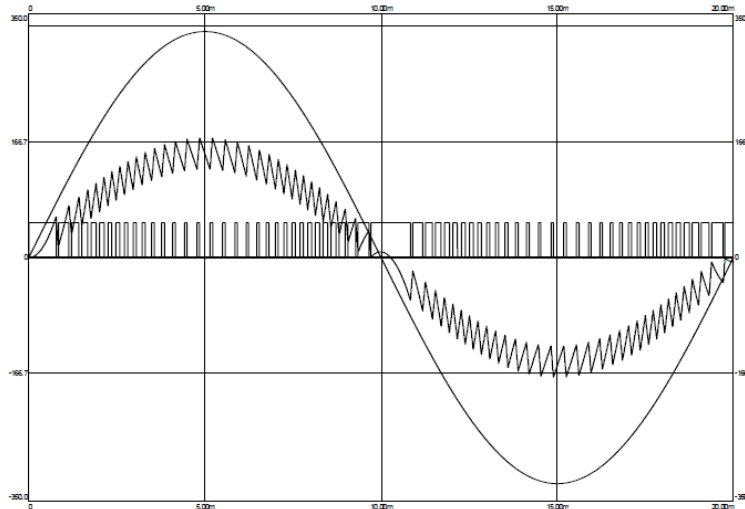
KUVA 12. Aktiivinen tehokerroinkorjaus

Kuvassa 13 on punaisella merkitty tulojännite ja sinisellä tulovirta. Alempi käyrä on virta ja ylempi jännite. Kuvassa näkyvät tilanteet, kun on käytetty passiivista- tai aktiivista tehokerroinkorjausta tai kun ei ole käytetty tehokerroinkorjausta ollenkaan.



KUVA 13. Tulojännitteen ja tulovirran käyrät aktiivisessa ja passiivisessa tehokerroin-korjauksessa ja ilman tehokerroin-korjausta

Aktiivisessa tehokerroin-korjauksessa hakkuri pakottaa tulovirran seuraamaan tulojännitettä. Hakkurin kytkin katkoo virtaa palasiin ja näiden palasten keskiarvo näkyy verkkoon päin siniaaltona. Kun kytkin johtaa, virta kasvaa, ja kun kytkin ei johda, virta pienenee. Hakkurin toimintaperiaate näkyy kuvassa 14, jossa on tulojännite (suurempi amplitudi), tulovirta (pienempi amplitudi) ja kytkimen ohjaussignaali. Suurella kytkentätaajuudella saadaan virran rippeli suodatettua pois. (Penttinen 2008, 5.)



KUVA 14. Tehokerroin-korjaushakkurin tulojännite, tulovirta ja kytkimen ohjaussignaali (Penttinen 2008, 5)

Työssä tarvittava tehokerroin-korjaus toteutetaan boost-topologialla, jota käytetään eniten tehokertoimen korjauksessa. Muihin topologioihin verrattuna boostilla toimivan tehokerroin-korjaukseen tarvitaan vähemmän komponent-

teja ja sillä päästää matalampiin EMI-tasoihin. Se on myös helppo toteuttaa ja on ratkaisuna halpa. Myös kahta hakkuria rinnakkain käyttäviä tehokorroinkorjaimia voidaan toteuttaa.

## 3 KOMPONENTTIEN MITOITUS

Komponenttien mitoitusta helpottamaan on monilla valmistajilla omille ohjainpiireille sopivia suunnitteluohjeita, simulaatiomalleja ja excel-pohjia, joita voi käyttää oman suunnittelunsa pohjana. Varsinkin hakkurin osien mitoitukseen saa hyvin apua suunnitteluohjeista. Työssä ohjainpiirin excel-pohjaa käytetään vain loppuarvojen tarkistukseen ja pohja on liitteenä (liite 6).

Seuraavaksi laskettavissa komponenteissa käytetään kaavoja, jotka ovat peräisin laskujen alussa mainitusta suunnitteluohjeista. Kaavojen perusmuodoista ja niistä muodostuneista kaavajohdannaisista on kerrottu suunnitteluohjeissa tarkemmin, eikä kaavojen syvempään tarkasteluun työn laajuuden takia mennä. Kaikkia mitoitettuja komponentteja ei vaihdettu, vaan ainoastaan sellaiset, jotka vaikuttavat oleellisesti teholähteen kriittisiin arvoihin, kuten hyötysuhteeseen tai lähtöjännitteeseen. Laskuihin sijoitettavat komponenttiarvot ovat todellisia arvoja niissä tapauksissa, joissa evaluointilevyyn on oikeasti tehty muutoksia ja teoreettisia niissä tapauksissa, joissa komponentteja ei ole vaihdettu.

Komponenttien merkinnät laskuissa eivät vastaa evaluointilevyssä olevia komponenttien merkintöjä, joten jotta komponentteja voitaisiin vertailla helpommin keskenään ja nähdä, mitä komponentteja on vaihdettu, tehdään vastaavista komponenteista taulukko (liite 3). Taulukossa on esitetty mitoituserkinnät, evaluointilevyn piirikaavion merkinnät ja työhön valittujen komponenttien todelliset arvot. Evaluointilevyn alkuperäinen piirikaavio ja työn piirikaavio ovat liitteinä. (Liitteet 5 ja 6.)

### 3.1 Tulon suojaus

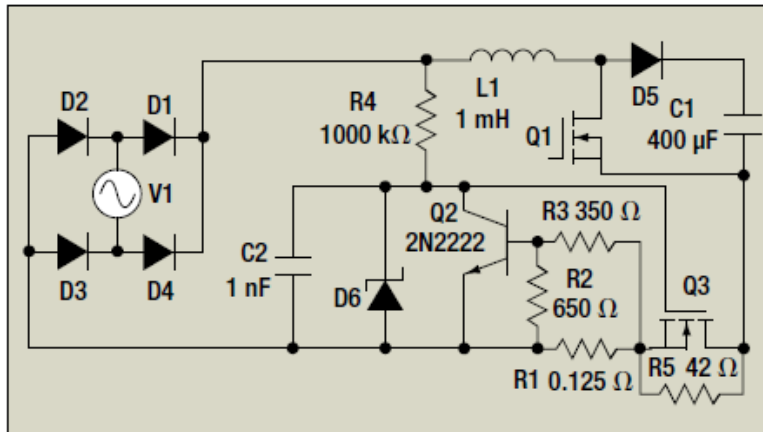
#### 3.1.1 Käynnistysvirran rajoitus

Työn teholähteen käynnistyksessä ottama, hetkellinen virta voi olla jopa 100 A, kun se kytketään Suomen 230 V:n sähköverkkoon. Tätä käynnistysvirtaa

rajoittamaan voidaan käyttää eri ratkaisuja. Tyypillisin ratkaisu on laittaa NTC-termistori sulakkeen kanssa sarjaan. NTC-termistorin resistanssi muuttuu lämpötilan mukaan, jolloin sen ollessa kylmänä, se johtaa huonosti sähköä. Lämmitessään läpi kulkevan virran vaikutuksesta, NTC-termistori alkaa johtaa sähköä paremmin ja laitteen virta nousee vähitellen. Evaluointilevyssä käytetään tätä ratkaisua, eikä sitä päätetä muuttaa. NTC-termistorin (Negative Temperature Coefficient) toiminta riippuu kuitenkin myös ympäristön lämmöstä, mikä voi haitata virran rajoitusta. Kylmällä ilmalla se ei ehkä lämpene koskaan tarpeeksi, jotta käyttövirta saavutettaisiin ja liian lämpimällä ilmalla ei rajoitusta ole välttämättä tarpeeksi. NTC-termistorin huonoihin puoliin lukeutuu myös se, että jos systeemi laitetaan ensin pois päältä ja sitten kytketään takaisin päälle, ei NTC-termistori rajoita tällöin virtaa, koska se on yhä lämmin. Todella pienitehoisissa tehollähteissä voidaan käyttää myös vastusta rajoittamaan käynnistysvirtaa, jolloin tulevat myös suuret häviöt. Häviöiden takia ratkaisua ei voi käyttää suurempi tehoisissa tehollähteissä. (Allen 2006.)

On olemassa erityyppisiä kytkentäratkaisuja rajoittamaan käynnistysvirtaa. Yksi mahdollinen ratkaisu olisi kuvan 15 mukainen kytkentä, joka rajoittaa virran niin, että kytkennälle mitoitettu maksimitoimintavirta ylittyy enintään 10 %:lla. Kytkennän komponenttien arvot eivät vastaa työn tehollähteen tapusta. Kytkennästä seuraa kuitenkin suurempi pinta-alan tarve, komponenttien määrän kasvaminen ja kytkennän monimutkaistuminen. Kytkentä on vain esimerkki vaihtoehtoisesta virranrajoitustavasta, eikä kytkennän tarkempaa toimintatapaa esitellä. (Bottrill 2008.)

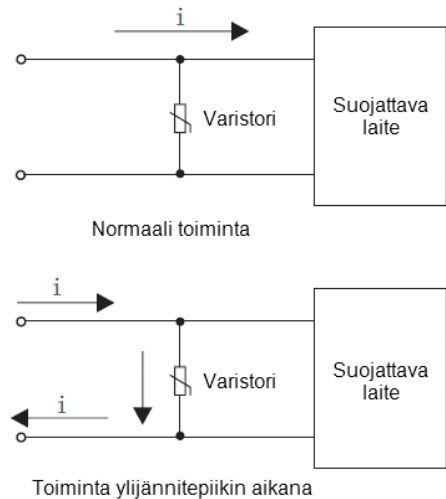




KUVA 15. Käynnistysvirran rajoittava kytkentäesimerkki (Bottrill 2008)

### 3.1.2 Varistori

Varistori on vastus, jonka resistanssi muuttuu siihen vaikuttavan jännitteen muuttuessa. Kun jännite ylittää tason, joka komponentille on määritetty, pienenee varistorin resistanssi ja varistori päästää virran kulkemaan lävitseen. Oikein mitoitettuna varistorin läpi ei kulje virtaa normaalilla syöttöjännitteellä. Yleinen varistorin käyttökohde on suojaaminen laitetta ylijännitepiikeiltä. Se laitetaan vaihejohtimen ja nollajohtimen väliin verkkojännitteeseen liitettävän laitteen suojaksi, kuten kuvassa 16. Kun tulee ylijännitepiikki, varistorin resistanssi pienenee ja varistori oikosulkee häiriövirran takaisin paluujohtimeen. (Järvinen 2010, 13–14.)



*KUVA 16. Varistorin toiminta normaalissa tilassa ja ylijännitepiikin aikana (Järvinen 2010, 14)*

Varistori on yksinkertainen ja halpa suoja ylijännitepiikkejä vastaan. Se kestää kuitenkin vain rajallisen energiamäärän, ja sen takia suojaa vain hetkellisiltä ylijännitepiikeiltä. Sen ominaisuudet myös heikkenevät toistuvien ylijännitepiikkien myötä. (Järvinen 2010, 14.)

Varistorit kestävät piikkeinä suuria tehomääriä, mutta ajallisesti pidemmät ylijännitteet saattavat rikkoa varistorin. Usein kytkennässä on mukana myös sulake, joka estää varistorin hajotessa ylijännitteen pääsyn muualle piiriin. Varistori hajoaa, koska se kuumenee ylijännitteestä liian paljon. (Järvinen 2010, 14.)

Varistorin mitoituksessa apuna käytetään Epcosin varistoridatavirjaa. Seuraavassa mitoitetaan ja valitaan sopiva varistori standardin IEC 61000-4-5 mukaan, mikä varmistaa sen, että laite on EMC-ominaisuuksiltaan standardin mukainen ja syöksyaallon kestävä. Syöksyaaltoa syöttää standardin määrittämässä testitilanteessa generaattori. Ensin valitaan alkuarvoja laskutoimituksiin. Suojeltavan laitteen jännitekestävyydeksi valitaan 1000 V. Verkkojännitteeseen lisätään 10 %:n toleranssi standardin IEC 60038 mukaan, jolloin jännitteeksi saadaan 253 V. Kaavojen 4-6 tulisi täytyä, jotta varistori voidaan valita. (SIOV Metal Oxide Varistors Databook. 2008, 79.)

$$i^* \leq i_{\max}$$

KAAVA 4

$i^*$  = syöksyvirran suuruus

$i_{\max}$  = suositeltu varistorin maksimivirta (derating)

$$W^* \leq W_{\max}$$

KAAVA 5

$W^*$  = varistorin ottama energia eli hukkaenergia

$W_{\max}$  = varistorin suositeltu maksimienergianottomäärä (derating)

$$P^* \leq P_{\max}$$

KAAVA 6

$P^*$  = pulssin keskimääräinen hukcateho

$P_{\max}$  = suositeltu arvo hukcatehosta (derating)

Varistoritaulukosta (SIOV Metal Oxide Varistors Databook. 2008, 134) valitaan sopiva jännitetaso, joka voi olla sama tai hieman suurempi kuin 253 V. K275 valitaan, jossa 275 on varistorin jänniteluokka voltteina. Jäljelle jää viisi vaihtoehtoa, joista kokeillaan ensin mallia S10K275, jota Epcos suosittelee (SIOV Metal Oxide Varistors Databook. 2008, 61). Testitasoksi valitaan 3-taso, jolloin syöksyaaltogeneraattorin jännite  $V_s$  on 2,0 kV, kuormapulssien määrä on 10, aika on 20  $\mu$ s ja impedanssiarvo  $Z_{\text{lähde}}$  on 2  $\Omega$  (IEC 2001, 21). Testitilanne on IEC:n määrittämä. Generaattorin oikosulkuvirta lasketaan jännitteen ja resistanssin suhteena kaavalla 7.

$$I = \frac{U}{R} = \frac{2kV}{2\Omega} = 1kA$$

KAAVA 7

S10:n jännite-virta-ominaisuustaulukosta saadaan 1 kA:n kohdalta jännite noin 1050 V (SIOV Metal Oxide Varistors Databook. 2008, 120). Tähän lisätään 10 %:n toleranssi. Suojaustasomarginaali lasketaan kaavalla 8 (SIOV Metal Oxide Varistors Databook. 2008, 78).

$$V_{SIOV} = 1050 V \cdot \frac{0,9}{1,1} = 860 V \quad \text{KAAVA 8}$$

Syöksyvirran suuruus lasketaan kaavalla 9 (SIOV Metal Oxide Varistors Databook. 2008, 78).

$$i^* = \frac{V_S - V_{SIOV}}{Z_{\text{lähde}}} \quad \text{KAAVA 9}$$

$$i^* = \frac{2000 V - 860 V}{2 \Omega} = 570 A$$

Derating-taulukosta katsotaan 10 pulssin ja 20  $\mu$ s kestävä pulssin keston kohdalta  $i_{\text{max}}$ -arvo, joka on 590 A (SIOV Metal Oxide Varistors Databook. 2008, 125 ja 61). Näin ollen kaava  $i^* \leq i_{\text{max}}$  toteutuu.

Tämän jälkeen varistorin ottama energia syöksyvirran hetkellä lasketaan kaavalla 10 (SIOV Metal Oxide Varistors Databook. 2008, 79).

$$W^* = v^* \cdot i^* \cdot t_r^* \quad \text{KAAVA 10}$$

$v^*$  = varistorin jännite

$t_r^*$  = pulssin kestoaika

$$W^* = 860 V \cdot 570 A \cdot 20 \cdot 10^{-6} s = 10 J$$

$W_{\text{max}} = 55 J$  (SIOV Metal Oxide Varistors Databook. 2008, 134), joten kaava

$$W^* \leq W_{\text{max}} \text{ toteutuu}$$

Keskimääräinen hukcateho sekunnissa määritellään kaavalla 11. Standardi IEC 61000-4-5 määrittelee yhden pulssin maksimitehon sekunnissa niin, että  $T^*$ :n paikalle laitetaan 60 s. (SIOV Metal Oxide Varistors Databook. 2008, 79)

$$P^* = \frac{W^*}{T^*} = \frac{10 J}{60 s} = 0,17 W$$

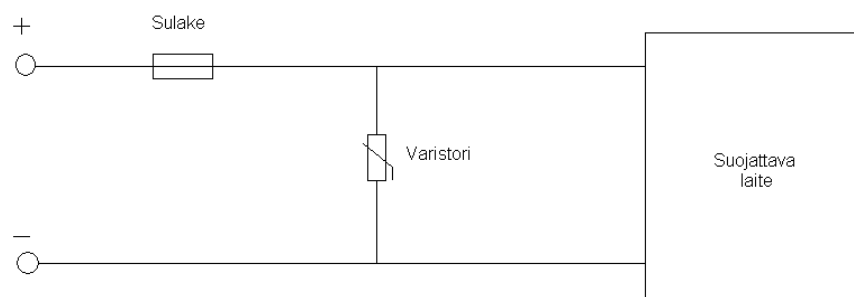
KAAVA 11

$P_{\max}$  on 0,4 W (SIOV Metal Oxide Varistors Databook. 2008, 134), joten kaava  $P^* \leq P_{\max}$  toteutuu.

Viimeinen kriteeri valinnalle on, että suojaustaso on alhaisempi kuin suojattavan laitteen kestävä jännite, joka on 1000 V. Jännite-virta-taulukosta (SIOV Metal Oxide Varistors Databook. 2008, 120) nähdään, että 570 A:n virta antaa suojaustasoksi noin 920 V. Näin viimeinen kriteeri varistorin valinnalle täyttyy ja varistorityyppi, johon päädytään on S10K275E2. Tämä poikkeaa kuitenkin evaluointilevyn varistorista, josta ei saada tarkkoja tietoja, mutta koska evaluointilevyn virrat ja jännitteet ovat lähellä työn mitoitusarvoja, komponenttia ei vaihdeta.

### 3.1.3 Sulake

Sulake suojaa laitetta ylikuormitustilanteissa ja sille on määritelty tietty nimellivirta-arvo, jonka ylitys alkaa lämmittää sulakkeen sisällä olevaa vastuslankaa ja se palaa lopulta poikki ja estää virrankulun laitteeseen. Työn teholähteessä sulake asetetaan vaihejohtimeen ennen varistoria, kuten kuvassa 17. Sulake estää varistorin hajotessa ylijännitteen pääsyn muualle piiriin.



KUVA 17. Sulakkeen paikka

Sulakkeen mitoittaminen aloitetaan laskemalla maksimi sisääntuleva RMS-virta kaavalla 12 (UCC28019-datalehti. 2007, 26).

$$I_{IN\_RMS(max)} = \frac{P_{OUT(max)}}{\eta V_{IN(min)} PF}$$

KAAVA 12

$P_{OUT(max)}$  = ulostulevan tehon maksimi

$V_{IN(min)}$  = sisääntuleva minimijännite

Ohjainpiirin valmistajan datalehdessä (FAN6982-datalehti. 2010) katsotaan arvioidut arvot hyötysuhteelle  $\eta$  ja tehokertoimelle  $PF$ .

$$I_{IN\_RMS(max)} = \frac{500 W}{0,94 \cdot 200 V \cdot 0,99} = 2,686 A \approx 2,69 A$$

Maksimi tulevalle huippuvirralle saadusta  $I_{IN\_RMS(max)}$ -arvosta lasketaan kaavalla 13.

$$I_{IN\_PEAK(max)} = \sqrt{2} I_{IN\_RMS(max)}$$

KAAVA 13

$$I_{IN\_PEAK(max)} = \sqrt{2} \cdot 2,686 A \approx 3,8 A$$

Saatuun huippuvirran arvoon lisätään pieni, noin 6 %:n toleranssi, jolloin sulakkeen nimellisvirran arvoksi saadaan 4 A. Valitussa evaluointilevyssä sulakkeen nimellisvirta on 7 A, mikä on hieman suurempi kuin laskettu arvo, koska levyn minimitulojännite on 90 V ja työn spesifikaatiossa se on 200 V.

### 3.1.4 EMC-suojaus

Koska mitoitettu virrankesto on evaluointilevyn tapauksessa isompi kuin työn tehollähteen tapauksessa, kestävät evaluointilevyn EMC-suotimen komponentit myös työn tapauksessa. EMC-suotimen mitoittamiseen ei suoria ohjeita ole eikä EMIn määrää voi kokonaan tietääkään ennen mittauksia, joten kytkentään jätetään evaluointilevyn suodin ja mittaukset tehdään sillä kytkennällä. Evaluointilevyssä oleva EMC-suodin on tyypillinen, luvussa 2.2 esitetyn kytkennän mukainen suodin.

## 3.2 Tasasuuntaussilta

Koska aiemmin laskettu huippuvirran arvo  $I_{IN\_PEAK(max)}$  on 3,8 A, täytyy diodisillan keskimääräisen virrankestävyyden olla 4 A tai enemmän. Evaluointilevyssä oleva Fairchildin GBU8J:n virrankestävyys on 8 A ja läpilyöntijännite 600 V, mikä täyttää kriteerit (GBU8J-datalehti. 2010). Kyseinen silta päätetään pitää kytkennässä ja sillalle tarvittava jäähdytystarve lasketaan kohdassa 3.4.1. Jäähdytyslaskuissa huomataan, että muuttamalla komponenttia ei saada kovin paljon muutosta aikaan, joten komponenttia ei siksi vaihdeta.

## 3.3 Tehokerroinkorjaus

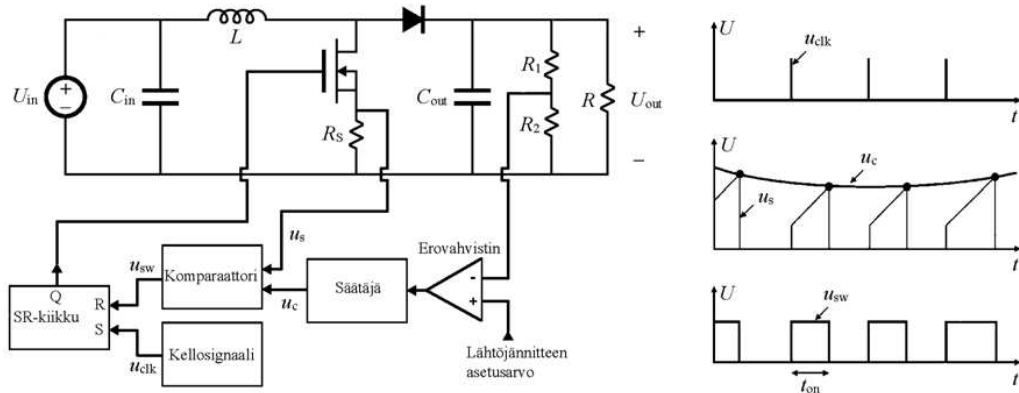
### 3.3.1 Tehokerroinkorjaimen ohjain

Ohjainpiiri, jota työssä tarvitaan, käyttää vakiotaajuista pulssinleveysmodulaatiota eli PWM:ää ohjausmetodina. Ohjainpiiri ohjaa tehokerroinkorjaimen MOSFET-kytkintä päälle ja pois. Kytkeäntaajuus pysyy vakiona, mutta aika, jonka MOSFET johtaa, vaihtelee tulojännitteen mukaan. Pienemmällä tulojännitteellä on johtamisaika isompi. Ohjainpiiri määrittää paitsi sopivan kytkentätaajuuden myös kytkennän oheiskomponentit. Ohjainpiirien valmistajat tarjoavat usein ohjainpiirilleen sopivia suunnitteluohjeita komponenttien mitoittamiseksi.

Ohjainpiirit voivat käyttää joko virta- tai jännitemuotoista ohjausta. Jännitemuotoisessa ohjauksessa pulssisuhdetta muutetaan lähtöjännitteen perusteella, ja virtamuotoisessa ohjauksessa sekä lähtöjännitettä että kytkinvirtaa käytetään ohjaukseen. Virtamuotoinen ohjaus on käytetympi uusissa PWM-ohjaukseen perustuvissa ohjainpiireissä muun muassa parempien transienttivasteiden takia. (Reiman 2002, 20–21.)

Kuvassa 18 on esitetty virtamuotoisen PWM-ohjauksen perustoimintaperiaate. Kytkennät ovat usein kuvan kaltaisia tai johdannaisia siitä. Lähtöjännitettä verrataan erovahvistimessa johonkin asetusarvoon ja erosuure vahvistimesta menee säätäjälle, josta saadaan ohjausjännite. Tämän jälkeen ohjausjännite

nitettä verrataan kelavirran mittausvastuksen  $R_S$  yli olevaan jännitteeseen komparaattorin avulla. Kun vastuksen yli oleva jännite nousee ohjausjännitteen tasolle, SR-kiikku kytkee kytkimen johtamattomaksi. (Erickson 1999, 409.)



KUVA 18. Virtamuotoisen PWM-ohjauksen toimintaperiaate (Reiman 2002, 21)

Ohjainpiirejä on saatavilla markkinoilla runsaasti ja vertailua on syytä tehdä niin datojen kuin oheisdokumenttien laadun perusteella. Jotkut valmistajat tarjoavat suunnitteluohjeiden lisäksi excel-pohjia tai jopa simulointityökaluja ohjainpiirin komponenttien määrittämiseksi ja simuloimiseksi. Kun ohjainpiirin valinnan kriteereinä ovat boost-hakkurin käyttö, CCM, hyvä tehokerroin, hyvä hyötysuhde, PWM, virtamuotoinen ohjaus ja mahdollinen evaluointilevy, jää jäljelle tarkasteluun muutama ohjainpiiri. Tarkastalussa ovat lopulta Texas Instrumentsin UCC28019, Infineonin ICE1PCS01, Fairchildin FAN6982 ja Fairchildin FAN4810. Lisäksi kriteereistä poiketen tarkastellaan myös BCM-piirejä, kuten Fairchildin FAN9612:a. Fairchild suosittelee periaatteessa molempia tekniikoita käytettävän 500 W:n ratkaisuisissa.

Interleaved Dual BCM -tekniikalla toteutetussa teholähteessä on kaksi boost-hakkuria, joita ohjataan eri vaiheessa. Tekniikassa on monia hyötyjä ja myös heikkouksia verrattuna CCM:llä toteutettuun tekniikkaan. Taulukossa 1 on esitetty keskeisimpiä eroja näiden kahden eri tekniikan välillä. Dual BCM tulee hieman yllättäen tarkasteluun, kun aiemmin oli kriteerinä CCM. Kuiten-



kin lopulta päädytään CCM:ään muun muassa pienemmän tilatarpeen ja yleisyyden takia. Tämä sulkee BCM-piirit pois tarkastelusta.

TAULUKKO 1. Dual BCM:n ja CCM:n eroja (Fairchild, Stand-Alone PFC Solutions Selection Guide)

tekniikka	Interleaved Dual BCM	CCM
edut	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Komponenttien kuormitus pienempää</li> <li>• Hyötysuhde korkea</li> <li>• Pienempi kela ja halvempi diodi</li> <li>• Helppo lämmönhallinta</li> <li>• Vaatii isomman EMI-suodattimen</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Vakiokytkentätaajuus</li> <li>• Tehokerroin korkea</li> <li>• Käytettävissä kaikilla teho-tasoilla</li> <li>• Hyvä hyötysuhde isoilla tehoilla</li> <li>• Pienempi EMI-suodatin</li> </ul>
haitat	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Paljon komponentteja</li> <li>• Vaihteleva kytkentätaajuus</li> <li>• Virtojen ajoitus tehtävä tarkasti</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Vaatii nopean ja kalliin diodin sekä isomman kelan</li> <li>• MOSFETin kytkentähäviöt</li> <li>• Pienellä kuormalla huono hyötysuhde</li> </ul>

CCM-piirejä jää jäljelle 4 erilaista. Ensin kartoitetaan mahdollisten evaluointilevyjen saatavuus valmistajilta. Infineonin ICE1PCS01 ja Fairchildin FAN4810 eivät tule kysymykseen, koska niiden evaluointilevyjä ei enää valmisteta ja Fairchild ilmoittaa myös, että FAN4810:aa ei suositella nykylaitteisiin. Jäljelle jää Texas Instrumentsin UCC28019 ja Fairchildin FAN6982. UCC28019 on vuonna 2007 julkaistu 8-pinninen piiri, johon on myös evalu-

ointilevy saatavilla. FAN6982 on vuonna 2010 julkaistu, 14-pinninen piiri, johon on myös evaluointilevy saatavilla, vaikka valmistajan katalogista ei selaista löydykään. UCC28019 tarvitsee tuulettimen, mitä ei laitteeseen haluta. Lisäksi useissa verkkojulkaisuissa uutisoidaan FAN6982:n hyvistä puolista, kuten hyvästä tehokertoimesta, hyvästä hyötysuhteesta pienelläkin kuormala, komponenttien määrän minimoitumisesta ja matalasta säröstä (Fairchild's CCM PFC Controller Cuts Power Losses in Multi-Stage Power Supplies. 2010). Uutuuden ja medioiden hypen innoittamana päätetään tilata FAN6982 evaluointilevyineen. (UCC28019EVM 350-W PFC Converter User's Guide. 2007.); (FAN6982 350 W Evaluation Board User Guide. 2010.)

FAN6982-ohjainpiiri tutkii hakkurin tulojännitettä VRMS- ja IAC-pinneillä ja tulovirtaa ISENSE-pinnillä. Kytkeään kuuluu kaksi ohjaussilmukkaa tehokertoimen korjaukseen; Virtaohjaussilmukka, jossa on pinnit IEA ja VREF, muokkaa kelavirtaa ja jänniteohjaussilmukka, jossa on pinni VEA, reguloi tehokerroinkorjauksen lähtöjännitettä. OPFC-pinni ohjaa MOSFETia päälle ja pois. RT/CT-pinniä käytetään kytkentätaajuuden säätämiseen. EN-pinniä käytetään kytkemään range-funktio päälle tai pois. Range-toimintoa käytetään tehokkuuden parantamiseksi, kun kuorma on pieni. Työssä ei tarvita pienen kuorman tapausta, joten EN-pinni kytketään maahan. Evaluointilevyssä on jumpperi valinnan tekemiseksi. VDD-pinniin kytketään ohjainpiirin käyttöjännite.

Käyttöjännite voidaan toteuttaa piirille eri tavoin. FAN6982:n evaluointilevyssä on erillinen flyback-hakkuri, joka syöttää käyttöjännitteen FAN6982:lle. Käyttöjännite voidaan ottaa myös erillisen DC-DC-osan puolelta tai muuttamalla tehokerroinkorjaimen kela muuntajaksi, josta saadaan sopiva jännite. FBPFC-pinni yhdistetään hakkurin lähtöön ja pinni syöttää jännitesilmukkaan tietoa hakkurin lähtöjännitteestä. Kuvassa 19 on FAN6982-ohjainpiirin pinnijärjestys.

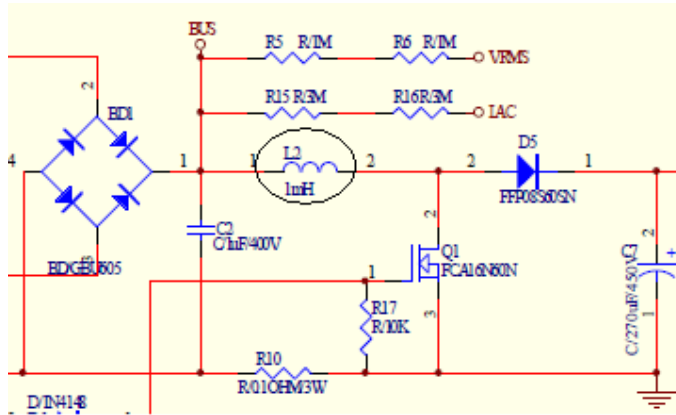
1	IEA	VEA	14
2	IAC	FBPFC	13
3	ISENSE	VREF	12
4	VRMS	VDD	11
5	RDY	OPFC	10
6	EN	PGND	9
7	RT/CT	SGND	8

KUVA 19. FAN6982-ohjainpiirin pinnit (FAN6982-datalehti. 2010)

FAN6982 sisältää monia hyödyllisiä toimintoja. Brownout-suoja katkaisee hakkurin toiminnan suojatakseen systeemiä rikkoontumiselta suuria virtoja vastaan, kun hakkurin tulojännite laskee liian alas. Trifault Detect -toiminto vähentää koko systeemin komponenttimäärää ja se on ohjainpiirin täysin sisäinen toiminto, joka ei vaadi ohjauskomponentteja. Toiminto suojaa takaisinkytkentöjä virhetiloilta. RDY-toimintoa voidaan käyttää DC-DC-osan käynnistyksen ja sulkemisen ohjaukseen. DC-DC-osan käynnistyminen tapahtuu siis vasta AC-DC-osan tavoitelähtöjännitteen ollessa oikea. Soft-start-toiminto käynnistää laitteen toiminnan hitaasti lähtöjännitettä asteittain nostaen. Tämä suojaa komponentteja käynnistyksestä johtuvista virtapiikkeiltä ja lähtöjännitteen jännitepiikeiltä. Tärkeimmät toiminnot soft-start-toiminnoille ovat MOSFETin kokeman virran pienentäminen ja lähtöjännitepiikkien tasaaminen. Tehon pitämiseksi vakiona ohjainpiirissä on tulojännitteen vaihtelut eliminoiva ominaisuus. Ohjainpiiri sisältää myös virtapiikkien rajoituksen.

### 3.3.2 Kela

Kuvassa 20 näkyy uudelleen mitoitettavan kelan paikka kytkennässä.



KUVA 20. Kelan paikka kytkennässä

Kelan arvo lasketaan kaavalla 14 (AN-6982, Power Factor Correction Converter Design with FAN6982. 2010, 8).

$$L_{BOOST} = \frac{2V_{BOUT}^2 \eta}{K_{RF} P_{OUT}} \cdot \frac{1}{27f_{SW}} \quad \text{KAAVA 14}$$

$K_{RF}$  = rippelikerroin eli kelan ripplivirran ja kelan keskimääräisen virran suhde verkkojännitteen ollessa korkeimmillaan. Valitaan arvoksi 0,5.

$f_{SW}$  = kytkentätaajuus

$V_{BOUT}$  = lähtöjännite

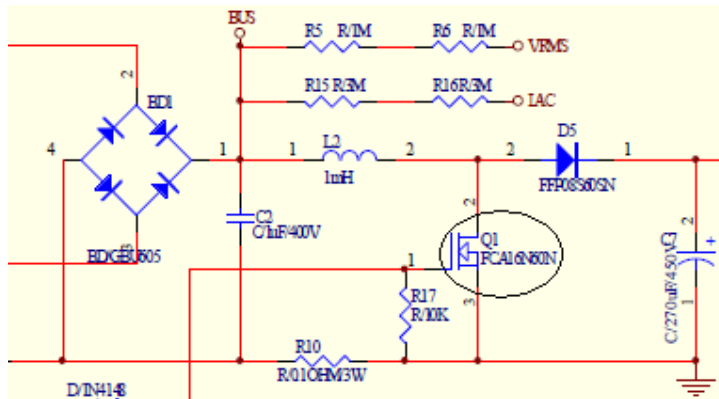
$$L_{BOOST} = \frac{2 \cdot (400V)^2 \cdot 0.94}{0,5 \cdot 500W} \cdot \frac{1}{27 \cdot 65kHz} \approx 686\mu H$$

Lopputuloksesta huolimatta päätetään käyttää evaluointilevyssä valmiina olevaa 1 mH:n kela ja mitoittaa muut komponentit sen mukaan. Tämän ei pitäisi vaikuttaa levyn kriittisiin arvoihin.

### 3.3.3 MOSFET

Kuvassa 21 on ympyröitynä MOSFETin paikka kytkennässä. MOSFET-transistoreja käytetään kytkintransistoreina mieluummin kuin bipolaaritransistoreja pienen johtavan tilan resistanssiarvon takia. Tästä johtuen myös huk-

kateho pienenee. Boost-hakkureissa käytetään N-kanavaista MOSFET-transistoria. (Reiman 2002, 35.)



KUVA 21. MOSFETin paikka kytkennässä

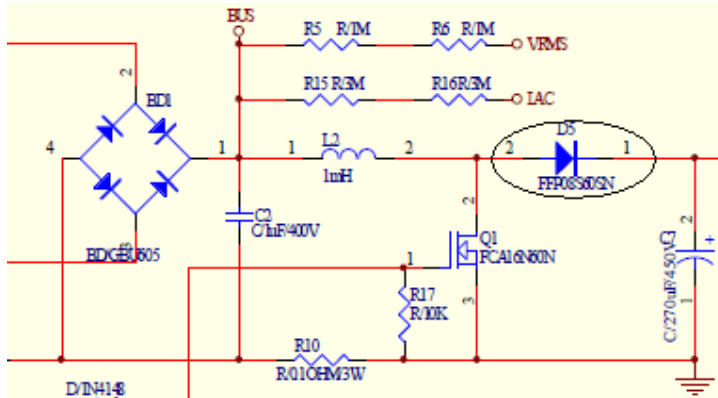
MOSFETin valinnan helpottamiseksi valitaan muutamia komponentteja vertailuun taulukkoon (liite 2). MOSFETin valintaan vaikuttava tehohäviön laskeminen ja mahdollisen jäähdytstarpeen arvioiminen on esitetty luvussa 3.4.3. MOSFETin häviöiden arvioimisen tärkeimmät arvot ovat resistanssi nielulta lähteelle eli  $R_{DSon}$ , joka vaikuttaa johtumishäviöihin, ja lähtökapasitanssi eli  $C_{OSS}$ , joka vaikuttaa kytkentähäviöihin. (UCC28019-datalehti. 2007, 29).

Evaluointilevyssä oleva FCA16N60N näyttää taulukon mukaan olevan paras vaihtoehto, mutta koska kyseessä on kriittinen komponentti, päätetään tilata kuitenkin kaksi vaihtoehtoa vertailun vuoksi.  $R_{thHS\_MOSFET}$ -arvoa, eli vaadittavan jäähdytysrivin lämpöresistanssia vertailemalla päätetään MOSFETit, joita yritetään saada. Päädytään Infineonin IPW60R041C6:een ja Fairchildin FCA76N60N:ään. Infineonin MOSFET on vaikeasti saatavilla, joten päätetään vaihtaa se STMicroelectronicsin STW42N65M5:een.

### 3.3.4 Diodi

Kuvassa 22 näkyy diodin paikka kytkennässä. Diodin valinta tehdään hakurin kuormavirran huippuarvon perusteella, jota verrataan diodin datalehden

myötäsuuntaiseen virrankestoon. Toinen parametri diodin valinnassa on es-tosuuntainen läpilyöntijännite, jonka pitää olla hakkurin lähtöjännitettä suu-rempi. Kolmas huomioon otettava seikka on myötäsuuntainen jännitehäviö, joka olisi hyvä olla mahdollisimman pieni, jotta hyötysuhde saataisiin mah-dollisimman suureksi. (Reiman 2002, 37.)



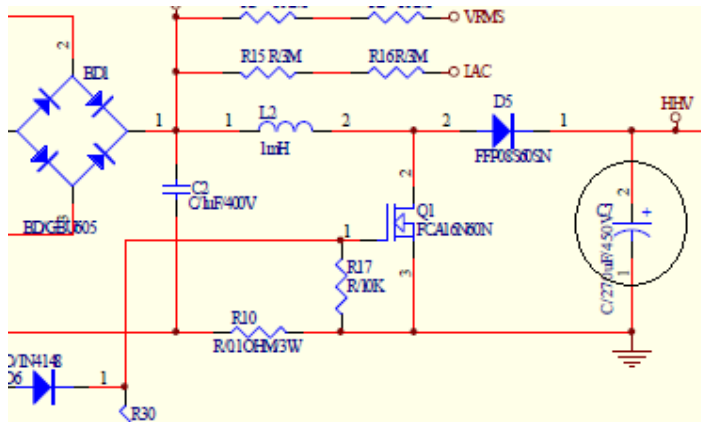
KUVA 22. Diodin paikka kytkennässä

Diodin valinnan helpottamiseksi, edellä mainittuja kriteerejä silmällä pitäen, valitaan muutamia komponentteja vertailuun taulukkoon, jossa on kaavoilla määritetty kokonaishukkateho ja jäähdytyksen tarve (liite 1). Diodin valin-taan vaikuttava tehohäviön laskeminen ja mahdollisen jäähdytystarpeen ar-voiminen on esitetty luvussa 3.4.2.

Liitteessä 1 olevan taulukon perusteella päätetään diodit, joita yritetään saa-da tilattua.  $R_{thHS\_BR}$ -arvoa, eli vaadittavan jäähdytysrivin lämpöresistanssia, vertailemalla päädytään Fairchildin FFP08H60-diodiin ja STMicroelectronic-sin STPSC606:een. ST:n malli on uudenlainen piikarbidiodi ja Fairchildin malli on perinteinen piidiodi. Vertailuun tilattiin kyseiset diodit niiden erilaisten ominaisuuksien, joita on esitetty luvussa 3.4.2, vuoksi. Piikarbidiodin eri-laisten ominaisuuksien takia päätetään laittaa levyyn kiinni STPSC606.

### 3.3.5 Lähtökondensaattori

Kuvassa 23 on mitoitetavan kondensaattorin paikka kytkennässä. Evaluointiteilyssä oleva 270 µF:n kondensaattori korvataan mitoitetun kondensaattorin arvolla.



KUVA 23. Kondensaattorin paikka kytkennässä

Kondensaattorin mitoitus rippelijännitteen mukaan toteuttaa kaavaa 15 (AN-6982, Power Factor Correction Converter Design with FAN6982. 2010, 9).

$$C_{BOUT} > \frac{I_{BOUT}}{2\pi f_{line} V_{BOUT, RIPPLE}} \quad \text{KAAVA 15}$$

$I_{BOUT}$  = lähtövirta

$f_{line}$  = tulojännitteen taajuus

$V_{BOUT, RIPPLE}$  = lähtöjännitteen rippli, jonka arvoksi valitaan 10 V

$$C_{BOUT} > \frac{1,25 \text{ A}}{2\pi \cdot 50 \text{ Hz} \cdot 10 \text{ V}} \approx 398 \mu\text{F}$$

Toisen kriteerin kapasitanssin määrälle rajaa holdup-aika eli aika, jonka teholähde pystyy pitämään lähtöjännitteensä annetuissa rajoissa tulojännitteen tipahtaessa. Lähtöjännitealarajaksi valittiin 360 V ja holdup-ajaksi 20 ms, joka on suoraan tulojännitetaajuuden, 50 Hz:n, käänteisarvo. Kondensaattorin

arvo lasketaan kaavalla 16. (AN-6982, Power Factor Correction Converter Design with FAN6982. 2010, 9.)

$$C_{BOUT} > \frac{2P_{BOUT}t_{HOLD}}{V_{OUT}^2 - V_{OUT,MIN}^2} \quad \text{KAAVA 16}$$

$P_{BOUT}$  = lähtöteho

$t_{HOLD}$  = holdup-aika

$V_{OUT}$  = lähtöjännite

$V_{OUT,MIN}$  = minimilähtöjännite

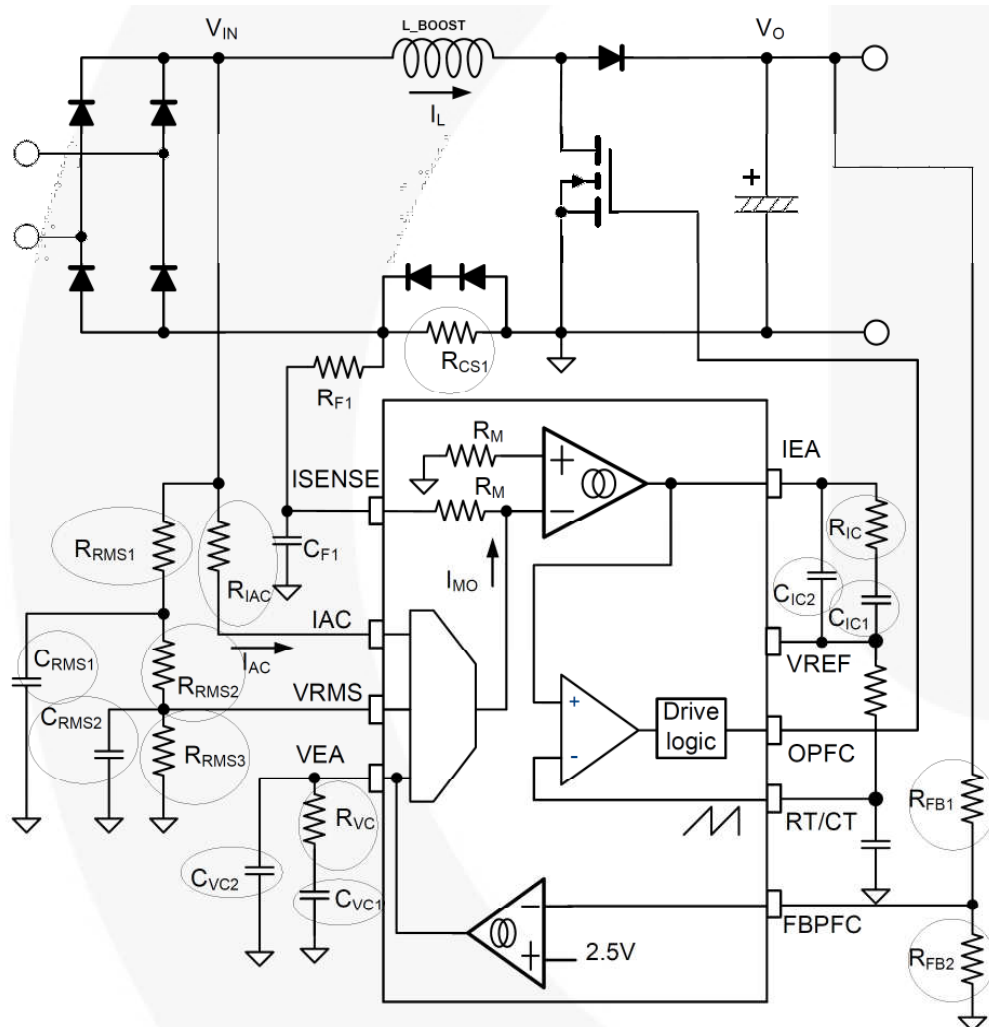
$$C_{BOUT} > \frac{2 \cdot 500 \text{ W} \cdot 20 \cdot 10^{-3} \text{ s}}{(400 \text{ V})^2 - (360 \text{ V})^2} \approx 658 \mu\text{F}$$

Kaavojen 15 ja 16 mukaan on  $C_{BOUT}$ :n oltava vähintään noin 660  $\mu\text{F}$ . Evaluointilevyssä olevan 270  $\mu\text{F}$ :n kondensaattorin rinnalle tilataan 470  $\mu\text{F}$ :n kondensaattori, jolloin yhteiskapasitanssiksi saadaan 740  $\mu\text{F}$ , jonka mukaan muut komponentit mitoitetaan. Kondensaattoreiden jännitekesto on 450 V ja kondensaattorit ovat varsin kookkaita fyysisiltä mitoiltaan.

### 3.3.6 Ohjainpiirin oheiskomponentit

Mitoitetaan kuvassa 24 ympyröidyt komponentit AN-6982, Power Factor Correction Converter Design with FAN6982 -suunnitteluohjeen avulla sivuilta 7–12.





KUVA 24. Mitoitettavat komponentit kytkennässä

Ohjainpiiri tutkii tulojännitettä VRMS- ja IAC-pinneillä ja tulovirtaa ISENSE-pinnillä. Skaalauskerroin jännitejolle lasketaan kaavalla 17 (AN-6982, Power Factor Correction Converter Design with FAN6982. 2010, 7).

$$\frac{R_{RMS3}}{R_{RMS1} + R_{RMS2} + R_{RMS3}} = \frac{V_{RMS-UVL}}{V_{LINE.BO}} \cdot \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \quad \text{KAAVA 17}$$

$V_{LINE.BO}$  = brownout-suojan jännitteen kynnsarvo. Valitaan arvoksi 170 V.

$V_{RMS-UVL}$  = 1,05 V, joka on brownout-suojan kynnsjännitteen alaraja-arvo (FAN6982-datalehti. 2010, 6). Se on jännite, joka on pinnissä VRMS.

$$\frac{1,05 \text{ V}}{170 \text{ V}} \cdot \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \approx 6,86 \cdot 10^{-3}$$

Vastuksille valitaan arvot, jotka toteuttavat kaavan 17. Tyypillisesti vastukset mitoitetaan niin, että  $R_{RMS2}$  on 10 %  $R_{RMS1}$ :stä. Vastusten arvot valitaan seuraavasti:  $R_{RMS1} = 4700 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{RMS2} = 500 \text{ k}\Omega$ , ja  $R_{RMS3} = 36 \text{ k}\Omega$ .

Alipäästösuotimien kondensaattoreiden arvot lasketaan kaavoilla 18 ja 19. Hyvä suodatus saavutetaan asettamalla suotimien navat  $f_{p1}$  ja  $f_{p2}$  taajuuksiin 15 ja 22 Hz (AN-6982, Power Factor Correction Converter Design with FAN6982. 2010, 7).

$$C_{RMS1} = \frac{1}{2\pi f_{p1} R_{RMS2}} = \frac{1}{2\pi \cdot 15 \cdot 500 \text{ k}\Omega} \approx 21 \text{ nF} \quad \text{KAAVA 18}$$

$$C_{RMS2} = \frac{1}{2\pi f_{p2} R_{RMS3}} = \frac{1}{2\pi \cdot 22 \cdot 36 \text{ k}\Omega} \approx 201 \text{ nF} \quad \text{KAAVA 19}$$

Seuraavaksi  $R_{IAC}$ :n arvo lasketaan kaavalla 20. Fairchildin antama maksimivirta, joka voi tulla IAC-pinnille, on  $159 \mu\text{A}$  (AN-6982, Power Factor Correction Converter Design with FAN6982. 2010, 7).

$$R_{IAC} > \frac{\sqrt{2} \cdot V_{LINE.BO}}{159 \cdot 10^{-6} \text{ A}} \cdot G^{MAX} \quad \text{KAAVA 20}$$

$G^{MAX}$  = ohjainpiirin vahvistusmoduulin vahvistusarvo, joka on 9. Se katsotaan datalehdessä  $V_{VRMS}$ :n pinnijännitteen ollessa 1,08 V (FAN6982-datalehti. 2010, 8).

$$R_{IAC} > \frac{\sqrt{2} \cdot 170 \text{ V}}{159 \cdot 10^{-6} \text{ A}} \cdot 9 \approx 13,61$$

$R_{IAC}$ :n arvo täytyy olla siis vähintään 13,61 M $\Omega$ .

$R_{CS}$ :n arvo lasketaan kaavalla 21 (AN-6982, Power Factor Correction Converter Design with FAN6982. 2010, 10).

$$R_{CS} = \frac{V_{LINE.BO}^2 G^{MAX} R_M}{R_{IAC} P_{OUT}^{MAX}} \quad \text{KAAVA 21}$$

$R_M$  = ohjainpiirin sisäinen vastus, jonka arvo on 5,7 k $\Omega$ .

$P_{OUT}^{MAX}$  = maksimitehoraja, joka arvioidaan 500 W:n normaalitasosta 30 % suuremmaksi eli 650 W:ksi.

$$R_{CS} = \frac{(170 V)^2 \cdot 9 \cdot 5,7 k\Omega}{13,6 M\Omega \cdot 650 W} \approx 0,17 \Omega$$

$R_{CS}$ :n rinnalla olevat diodit  $D_1$  ja  $D_2$  estävät ylijännitteen pääsyn ISENSE pinnille. Virtapiikit voisivat muutoin rikkoa ohjainpiirin.

Kytkenässä on kaksi ohjaussilmukkaa tehokertoimen korjaukseen: Virtaohjaussilmukka muokkaa kelavirtaa ja jänniteohjaussilmukka reguloi tehokerroinkorjauksen lähtöjännitettä. Lasketaan virtasilmukan komponenttien arvot. Ensinnä määritetään siirtofunktio kaavalla 22. (AN-6982, Power Factor Correction Converter Design with FAN6982. 2010, 10-11.)

$$\left| \frac{\hat{V}_{CSI}}{\hat{V}_{IEA}} \right|_{@ f=f_{IC}} = \frac{R_{CS} V_{BOUT}}{V_{RAMP} 2\pi f_{IC} L_{BOOST}} \quad \text{KAAVA 22}$$

$$\left| \frac{\hat{V}_{CSI}}{\hat{V}_{IEA}} \right|_{@ f=f_{IC}} = \text{siirtofunktio taajuudella } f_{IC}$$

$V_{RAMP} = 2,55 V$ , huipusta huippuun jännite ramppisignaali, joka menee ohjainpiirin sisäiseen komparaattoriin.

$f_{IC} = 6 \text{ kHz}$ , joka on noin kymmenesosa kytkentätaajuudesta

$$\left| \frac{\hat{V}_{CSI}}{\hat{V}_{IEA}} \right|_{@f=f_{IC}} = \frac{0,17 \Omega \cdot 400 V}{2,55 V \cdot 2\pi \cdot 6 \text{ kHz} \cdot 1 \text{ mH}} = 0,71$$

$R_{IC}$ :n arvo lasketaan kaavalla 23, johon sijoitetaan siirtofunktion arvo (AN-6982, Power Factor Correction Converter Design with FAN6982. 2010, 11).

$$R_{IC} = \frac{1}{G_{MI} \left| \frac{\hat{V}_{CSI}}{\hat{V}_{IEA}} \right|_{@f=f_{IC}}} = \frac{1}{88 \mu\text{mho} \cdot 0,71} = 16,0 \text{ k}\Omega \quad \text{KAAVA 23}$$

$G_{MI}=88 \mu\text{mho}$ , ohjainpiirin sisäisen virtavirhevahvistimen vahvistus (FAN6982-datalehti, 7)

$R_{IC}$ :ksi kytkentään laitetaan  $16 \text{ k}\Omega$ :n vastus, joka korvaa evaluontilevyn kytkennässä olevan vastuksen R22 (liite 6).

Kondensaattorit  $C_{IC1}$  ja  $C_{IC2}$  lasketaan kaavoilla 24 ja 25 (AN-6982, Power Factor Correction Converter Design with FAN6982. 2010, 11).

$$C_{IC1} = \frac{1}{R_{IC} 2\pi \frac{f_{IC}}{3}} = \frac{1}{16 \text{ k}\Omega \cdot 2\pi \cdot \frac{6 \text{ kHz}}{3}} \approx 5,0 \text{ nF} \quad \text{KAAVA 24}$$

$C_{IC1}$ :ksi kytkentään laitetaan  $4,7 \text{ nF}$ :n kondensaattori, joka korvaa korvaa evaluontilevyn kytkennässä olevan kondensaattorin C15 (liite 6).

$$C_{IC2} = \frac{1}{2\pi f_{IP} R_{IC}} = \frac{1}{2\pi \cdot 60 \text{ kHz} \cdot 16 \text{ k}\Omega} \approx 0,2 \text{ nF} \quad \text{KAAVA 25}$$

$f_{IP} = 60 \text{ kHz}$  ja asetetaan ainakin kymmenen kertaa isommaksi kuin  $f_{IC}$ .

$C_{IC2}$ :ksi kytkentään laitetaan  $0,1 \text{ nF}$ :n kondensaattori, joka laitetaan rinnan C14:n kanssa, jolloin kokonaiskapasitanssiksi saadaan  $0,2 \text{ nF}$ .

Lasketaan jännitesilmukan komponenttien arvot.  $C_{VC1}$ -kondensaattorin arvo lasketaan kaavalla 26 ja  $K_{MAX}$  kaavalla 27. (AN-6982, Power Factor Correction Converter Design with FAN6982. 2010, 12.)

$$C_{VC1} = \frac{G_{MV} \cdot I_{BOUT} \cdot K_{MAX}}{5C_{BOUT}(2\pi \cdot f_{VC})^2} \cdot \frac{2,5}{V_{BOUT}} \quad \text{KAAVA 26}$$

$G_{MV} = 70 \mu\text{mho}$ , ohjainpiirin sisäisen jännitevirhevahvistimen vahvistus lähtöjännitteen reguloinnissa (FAN6982-datalehti. 2010, 7)

$f_{VC} = 10 \text{ Hz}$  ja asetetaan syöttötaajuudesta noin viidesosaksi.

$$K_{MAX} = \frac{P_{OUT}^{MAX}}{P_{OUT}} = \frac{650 \text{ W}}{500 \text{ W}} = 1,3 \quad \text{KAAVA 27}$$

$$C_{VC1} = \frac{70 \mu\text{mho} \cdot 1,25 \text{ A} \cdot 1,3}{5 \cdot 740 \mu\text{F}(2\pi \cdot 10 \text{ Hz})^2} \cdot \frac{2,5}{400 \text{ V}} \approx 48,7 \text{ nF}$$

$C_{VC1}$ :ksi kytkentään laitetaan 47 nF:n kondensaattori, joka korvaa evaluontilevyn kytkennässä olevan kondensaattorin C17 (liite 6).

Komponenttien  $R_{VC}$  ja  $C_{VC2}$  arvot lasketaan kaavoilla 28 ja 29 (AN-6982, Power Factor Correction Converter Design with FAN6982. 2010, 12).

$$R_{VC} = \frac{1}{2\pi f_{VC} C_{VC1}} = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \text{ Hz} \cdot 47 \text{ nF}} \approx 339 \text{ k}\Omega \quad \text{KAAVA 28}$$

$R_{VC}$ :ksi kytkentään laitetaan 330 k $\Omega$ :n vastus, joka korvaa evaluontilevyn kytkennässä olevan vastuksen R24 (liite 6).

$$C_{VC2} = \frac{1}{2\pi f_{VP} R_{VC}} = \frac{1}{2\pi \cdot 100 \text{ Hz} \cdot 330 \text{ k}\Omega} \approx 4,8 \text{ nF} \quad \text{KAAVA 29}$$

$f_{VP} = 100 \text{ kHz}$  ja asetetaan ainakin kymmenen kertaa isommaksi kuin  $f_{VC}$ .

$C_{VC2}$ :ksi kytkentään laitetaan 4,7nF:n kondensaattorin, joka korvaa evaluointilevyn kytkennässä kondensaattorin C16 (liite 6).

Fairchild ohjeistaa, että vastusten  $R_{FB1}$  ja  $R_{FB2}$  arvot tulee suunnitella niin, että jännite FBPFC-pinnillä on 2,5 V. Tällöin kaavan 30 tulee toteutua. (AN-6982, Power Factor Correction Converter Design with FAN6982. 2010, 9.)

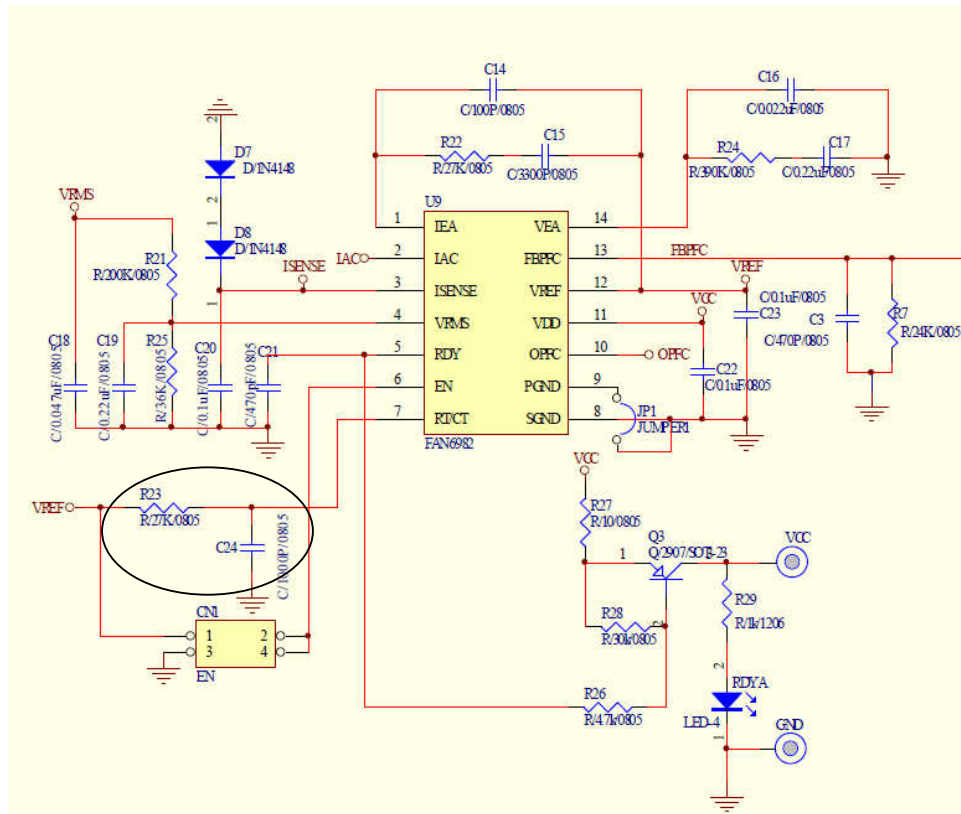
$$V_{BOU} \cdot \frac{R_{FB2}}{R_{FB1} + R_{FB2}} = 2,5V \quad \text{KAAVA 30}$$

Lasketaan  $R_{FB1}$ :n arvo, kun  $R_{FB2}$  pidetään evaluointilevyn mukaisena arvona. Kaava 30 saadaan muotoon:

$$R_{FB1} = \frac{V_{BOU} R_{FB2} - 2,5V \cdot R_{FB2}}{2,5V} = \frac{400V \cdot 24000\Omega - 2,5V \cdot 24000\Omega}{2,5V} = 3,82M\Omega$$

Laitetaan evaluointilevyssä olevan 1000 k $\Omega$ :n vastuksen, R9:n, kanssa sarjaan 1820 k $\Omega$ :n ja 1000 k $\Omega$ :n vastukset, jolloin vastusten summan todelliseksi arvoksi tulee 3820 k $\Omega$  (liite 6).

Evaluointilevyn kytkentätaajuus on 65 kHz. Kytkentätaajuutta voidaan säätää ajoituskondensaattorin C24 ja -vastuksen R23 arvoilla (liite 6). Fairchild suosittelee kytkentätaajuudeksi 50–75 kHz, joten kytkentätaajuus päätetään pitää samana eikä kondensaattoria ja vastusta muuteta. Kuvassa 25 ovat ympäröitynä kyseiset komponentit.



KUVA 25. Ohjainpiirin FAN6982 ajoituskomponentit

### 3.4 Jäähdytysrivat

Tehohäviöt nostavat komponentin lämpötilaa, jonka pienentämiseksi voidaan levyllä sijoittaa jäähdytysriipa, jos lämpötila nousee suositeltujen rajojen yläpuolelle. Muita jäähdytystapoja on muun muassa tuuletin tai kuparialueen käyttö komponentin alla. Lämpö johtuu ripaan, josta se poistuu konvektion tai säteilyn avulla ympäristöön. Jäähdytysriipa on sitä tehokkaampi mitä pienempi on se lämpöresistanssi. Laskuissa on käytetty lämpötilan yksikkönä Celsius-asteita, vaikka SI-järjestelmän mukaan oikeasti tulisi käyttää Kelvin-asteita. Lämpötilan muutoksissa on kuitenkin mahdollista käyttää molempia, koska yksi Kelvin on sama kuin yksi Celsius, kun puhutaan lämpötilaeroista. Näin ollen vastaukset pysyvät oikeina Celsiusen käytöstä huolimatta. Liitoslämpötila komponentille sen ollessa kiinni jäähdytyslevyssä lasketaan kaavalla 31. Laskuissa myöhemmin käytettävän, ympäristön lämpötilamaksimin,  $T_{Amax}$  :n arvona käytetään lämpötilaa 85 °C.

$$T_J = (R_{thJC} + R_{thCHS} + R_{thHS\_A}) \cdot P_{kompo} + T_A$$

KAAVA 31

$T_A$  = ympäristön lämpötila

$R_{thJC}$  = lämpöresistanssi liitoksesta koteloon

$R_{thCHS}$  = lämpöresistanssi kotelosta jäähdytysripaan

$R_{thHS\_A}$  = lämpöresistanssi jäähdytysrivasta ympäristöön

$P_{kompo}$  = komponentin hukcateho

Työn tehollisuuden lämmön kannalta kriittisimmät komponentit ovat tehokerroinkorjaimen MOSFET, tasasuuntaussilta ja tehokerroinkorjaimen diodi. Evaluointilevyllä on valmiina jäähdytysripa MOSFETille ja diodille, mutta tasasuuntausdiodille ei, vaikka laskujen perusteella se kaipaisi eniten jäähdytystä. Lisäjäähdytystä siis tarvitaan tasasuuntausdiodille, mutta MOSFETin ja tehokerroinkorjaimen diodin kohdalla tyydytään levyssä valmiina olevaan jäähdytysripaan, ja jäähdytystarve päätellään myöhemmin. Levyssä olevan jäähdytysrivän lämpöresistanssia ei tiedetä, joten lämmönmuutosten huomiointi jää testausvaiheeseen.

### 3.4.1 Tasasuuntausdiodi

Tasasuuntausdiodin jäähdytystarpeen laskemiseen käytetään apuna TI:n UCC28019-datalehden suunnitteluohjeita ja Infineonin Boost Type CCM PFC Design with ICE1PCS01/02 -suunnitteluohjeita. Evaluointilevyssä olevan GBU8J-diodisillan hukcateho lasketaan kaavalla 32. (Boost Type CCM PFC Design with ICE1PCS01/02. 2007, 7.)

$$P_{Bridge} = 2V_F I_{IN\_RMS(max)}$$

KAAVA 32

$V_F$  = myötäsuuntainen jännitehäviö diodien yli (GBU8J-datalehti. 2010)

$$P_{Bridge} = 2 \cdot 1V \cdot 2,686 A \approx 5,4 W$$



Mahdollisen jäähdysrivän maksimilämpöresistanssi ympäristöön lasketaan kaavalla 31. Kaava saatetaan sopivaan muotoon.

$$R_{thHS\_BR} = \frac{T_{Jmax} - T_{Amax}}{P_{Bridge}} - R_{thJC} - R_{thCHS}$$

$T_{Jmax}$  = maksimiliitoslämpötila 110 °C, joka katsotaan derating-taulukosta (Component definition and derating, 5).

$T_{Amax}$  = maksimilämpötila ympäristössä

$R_{thJC}$  = 3,0 °C/W joka on lämpöresistanssi liitoksesta koteloon (GBU8J-datalehti. 2010). Koska datalehdessä on annettu lämpöresistanssi jalkaa kohden, arvioidaan, että luku puolittuu, kun otetaan kaikki jalat huomioon. Käytetään laskuissa arvoa 1,5 °C/W.

$R_{thCHS}$  = lämpöresistanssi kotelosta jäähdysriipaan, arvioitu arvo on 1 °C/W.

$$R_{thHS\_BR} = \frac{110\text{ °C} - 85\text{ °C}}{5,4\text{ W}} - 1,5\text{ °C/W} - 1\text{ °C/W} \approx 2,1\text{ °C/W}$$

Jäähdystarve määräytyy  $R_{thHS\_BR}$ :n mukaan niin, että jäähdysrivän lämpöresistanssi ympäristöön voi olla maksimissaan  $R_{thHS\_BR}$ :n arvo. Mitä isompi on  $R_{thHS\_BR}$ , sitä pienempi on jäähdystarve. Tasasuuntaussilta tarvitsee siis selkeästi jäähdystystä. Evaluointilevyssä ei yllättäen ole jäähdysriipaa sille lainkaan, vaikka se eniten näyttää jäähdystystä tarvitsevan.

Yksittäiselle komponentille tarkoitetun jäähdysrivän etsinnöissä löytyy ABL:n PPN0500B-riipa, jonka lämpöresistanssi on 5,0 °C/W (PPN0500B-datalehti). Käytetään testauksessa kyseistä jäähdysriipaa ja lasketaan teoreettinen maksimiarvo, paljonko diodisillan lämpötila olisi, jos kyseistä riipaa käytettäisiin työn teholahteessa. Kaavalla 31 saadaan komponentin liitoslämpötila.

$$T_J = (R_{thJC} + R_{thCHS} + R_{thHS\_A}) \cdot P_{kompo} + T_A$$

$$T_J = (1,5^\circ\text{C} / \text{W} + 1^\circ\text{C} / \text{W} + 5^\circ\text{C} / \text{W}) \cdot 5,4 \text{ W} + 85^\circ\text{C} \approx 126^\circ\text{C}$$

Silta lämpenisi siis maksimissaan noin 126 °C:seen. Datalehden mukaan sillan maksimitoimintalämpötila on 150 °C (GBU8J-datal ehti. 2010). Valmiiseen laitteeseen ei kuitenkaan suositeltaisi ihan noin suurta lämpöä, koska suositeltava arvo, jonka alla olisi hyvä pysyä, on 110 °C (Component definition and derating).

Lasketaan vielä kaavalla 31 sillan arvioitu lämpö 25 °C:n huoneenlämmössä, jotta voitaisiin tehdä vertailuja mitattaessa komponentin lämpöä lämpökameralla. Muut arvot eivät muutu, mutta ympäristön lämpötilaksi laitetaan 25 °C.

$$T_J = (1,5^\circ\text{C} / \text{W} + 1^\circ\text{C} / \text{W} + 5^\circ\text{C} / \text{W}) \cdot 5,4 \text{ W} + 25^\circ\text{C} \approx 66^\circ\text{C}$$

Koska tehollähteestä ei ole kotelointiratkaisu tiedossa, ei laskuissa eikä mitauksissa oteta kotelointia huomioon. Kotelointi nostaa väistämättä kuitenkin ympäristön lämpötilan,  $T_A$  korkeammaksi kuin huoneenlämpö, joten komponentin liitoslämpötila,  $T_J$  nousee korkeammaksi kuin laskuissa käy ilmi.

### 3.4.2 Tehokerroinkorjaimen diodi

Boost-diodin jäähdytystarpeen laskemiseen käytetään apuna TI:n UCC28019-datalehden suunnitteluohjeita ja Infineonin Boost Type CCM PFC Design with ICE1PCS01/02 -suunnitteluohjeita. Evaluointilevyssä olevan Fairchildin FFP08S60SN:n häviöteho lasketaan kaavalla 33. (UCC28019-datalehti. 2007, 28.)

$$P_{Diodi} = V_{F\_MAX} I_{OUT(max)} + 0.5 f_{SW} V_{OUT} Q_{RR} \quad \text{KAAVA 33}$$

$V_{F\_MAX}$  = diodin myötäsuuntainen jännitehäviö, joka on diodin datalehden mukaan maksimissaan 3,4 V (FFP08S60SN-datalehti. 2008).

$Q_{RR}$  = estosuuntaisen elpymisen varaus, joka on 125 °C:ssa 62 nC (FFP08S60SN-datalehti. 2008).

$$P_{Diodi} = 3,4 V \cdot 1,25 A + 0,5 \cdot 65 kHz \cdot 400 V \cdot 62 nC \approx 5,1 W$$

Kaavalla 31 lasketaan mahdollisen jäähdytysrivän maksimilämpöresistanssi ympäristöön.

$$R_{thHS\_DIODI} = \frac{110\text{ °C} - 85\text{ °C}}{5,1 W} - 3,6\text{ °C/W} - 1\text{ °C/W} \approx 0,3\text{ °C/W}$$

$$R_{thJC} = 3,6\text{ °C/W} \text{ (FFP08S60SN-datalehti. 2008)}$$

Diodi FFP08S60SN ei ole paras mahdollinen komponentti, koska sillä on estosuuntainen palautuminen hitaampaa verrattuna piikarbididiodeihin tai muihin nopeampiin diodeihin, joilla palautumishäviöt ovat lähellä nollaa. Myös  $V_F$  eli myötäsuuntainen jännitehäviö on iso. Tämän takia myös häviöt ovat suurempia FFP08S60SN:ssä. Laskuissa on käytetty isoa 3,4 V:n arvoa  $V_F$ :lle, koska se on datalehden mukaan maksimiarvo. Käytännössä arvo on kuitenkin todennäköisesti pienempi. Tämän takia häviöt voivat olla pienempiä todellisuudessa. Piikarbididiodit ovat kuitenkin kalliimpia, joten mietintää komponenttien välillä tarvitaan. Uudet tutkimukset osoittavat, että piikarbididiodit käytettynä boost-kytkennän diodina, vähentävät myös EMI-päästöjä. Myös kahta perinteistä piidiodia voidaan käyttää sarjassa häviöiden pienentämiseksi (Advantages of SiC Schottky Diodes. 2008).

Tilatun diodin, ST:n STPSC606:n, häviöteho lasketaan kaavalla 33 ja jäähdytysrivän lämpöresistanssi kaavalla 31.

$$P_{Diodi} = 2,1 V \cdot 1,25 A + 0,5 \cdot 65 kHz \cdot 400 V \cdot 0 nC \approx 2,6 W$$

$$R_{thHS\_DIODI} = \frac{110\text{ °C} - 85\text{ °C}}{2,6 W} - 2,8\text{ °C/W} - 1\text{ °C/W} \approx 5,8\text{ °C/W}$$

$$R_{thJC} = 2,8 \text{ } ^\circ\text{C/W} \text{ (STPSC606-datalehti. 2009)}$$

Jäähdytyksen arvioimisessa on syytä ottaa huomioon piikarbidiodin huonompi suositeltu lämmönkestoarvo, joka on 100 °C ja piidiodeilla 110 °C (Component definition and derating). Mutta, jotta arvoja voitaisiin helpommin vertailla keskenään, sijoitetaan 110 °C myös piikarbidiodien kaavoihin. Jos kaavaan sijoitettaisiin 100 °C, olisi  $R_{thHS\_BR}$  STPSC606:lle vain noin 2 °C/W.

Suuremman hyötysuhteen saavuttamiseksi piikarbidiodi olisi parempi vaihtoehto. BCM-tekniikalla toteutettu teholähde ei vaatisi kalliita diodeja, vaan sillä ovat luontaisesti palautumishäviöt nollassa. Piikarbidiodien hinta on karkeasti arvioituna reilu viisinkertainen nopeaan piidiodiin verrattuna.

### 3.4.3 Tehokerroinkorjaimen MOSFET

MOSFETin jäähdytystarpeen laskemiseen käytetään apuna TI:n UCC28019-datalehden suunnitteluohjeita ja Infineonin Boost Type CCM PFC Design with ICE1PCS01/02 -suunnitteluohjeita. Johtuvat tehohäviöt MOSFETille lasketaan kaavalla 34 (UCC28019-datalehti. 2007, 29). Käytetään evaluointilevyssä olevan FCA16N60N:n datalehden arvoja.

$$P_{COND} = I_{DS\_RMS}^2 R_{DSon(125^\circ\text{C})} \quad \text{KAAVA 34}$$

$I_{DS\_RMS}^2$  = RMS-virta nielulta lähteelle

$R_{DSon(125^\circ\text{C})} = 0,17 \text{ } \Omega$ , joka on resistanssi nielulta lähteelle (FCA16N60N-datalehti. 2009).

$I_{DS\_RMS}^2$  lasketaan kaavalla 35 (UCC28019-datalehti. 2007, 29).

$$I_{DS\_RMS}^2 = \frac{P_{OUT}}{V_{IN\_RECTIFIED(min)}} \sqrt{2 - \frac{16V_{IN\_RECTIFIED(min)}}{3\pi V_{OUT}}} \quad \text{KAAVA 35}$$

$$V_{IN\_RECTIFIED(min)} = \sqrt{2} \cdot 200 V = 283 V$$

$$I_{DS\_RMS}^2 = \frac{500 W}{283 V} \sqrt{2 - \frac{16 \cdot 283 V}{3\pi \cdot 400 V}} \approx 1,6 A$$

Nyt voidaan laskea johtuvat häviöt kaavalla 34.

$$P_{COND} = I_{DS\_RMS}^2 R_{DSon(125^\circ C)} = (1,6 A)^2 0,17 \Omega \approx 0,4 W$$

Kytkevähäviöt lasketaan kaavalla 36 (UCC28019-datalehti. 2007, 29).

$$P_{SW} = f_{SW} (t_r V_{OUT} I_{IN\_PEAK(max)} + 0,5 C_{OSS} V_{OUT}^2) \quad \text{KAAVA 36}$$

$$t_r = 15,5 \text{ ns, nousuaika (FCA16N60N-datalehti. 2009)}$$

$$C_{OSS} = 40 \text{ pF, lähtökapasitanssi (FCA16N60N-datalehti. 2009)}$$

$$P_{SW} = 65 \text{ kHz} (15,5 \text{ ns} \cdot 400 V \cdot 3,8 A + 0,5 \cdot 40 \text{ pF} \cdot (400 V)^2) \approx 1,7 W$$

Kytkevä- ja johtumishäviöt lasketaan yhteen kaavalla 37.

$$P_{TOT} = P_{SW} + P_{COND} = 1,7 W + 0,4 W \approx 2,1 W \quad \text{KAAVA 37}$$

Lasketaan kaavalla 31 mahdollisen jäähdytysrivän lämpöresistanssi ympäristöön enintään.

$$R_{thHS\_MOSFET} = \frac{110^\circ C - 85^\circ C}{2,1 W} - 0,93^\circ C/W - 1^\circ C/W \approx 10,0^\circ C/W$$

$$R_{thJC} = 0,93^\circ C/W \text{ (FCA16N60N-datalehti. 2009)}$$

## 4 EVALUOINTILEVYN VALINTA JA TESTAUS

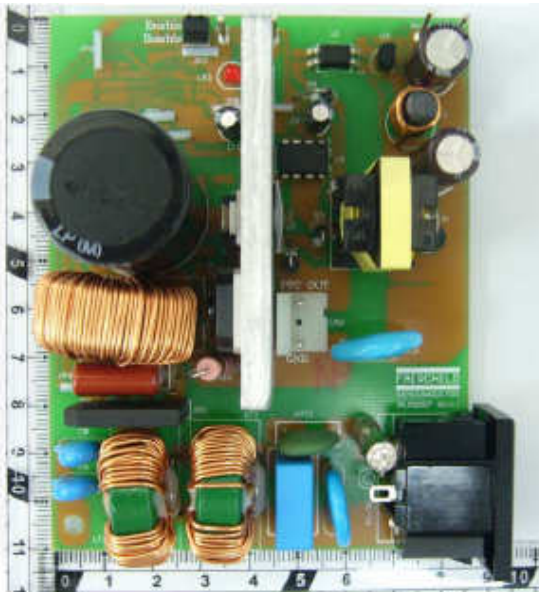
### 4.1 Evaluointilevyn valinta

Työn alussa aletaan etsiä evaluointilevyä, jossa saattaisi olla sopivia osia 500 W:n AC-DC-teholähteen toteuttamiseksi. Tarkoituksena on löytää mahdollisimman hyvin spesifikaatioihin käyvä levy, josta voitaisiin juottaa irti tarvittavia komponentteja ja vaihtaa niiden tilalle mitoitettujen arvojen mukaisia komponentteja tai tehdä muita muutoksia kytkentään. Kriteereinä 500 W:n teholähde-evaluointilevyn hakemiselle ovat hakkurin jatkuva käämivirta eli CCM, aktiivinen tehokerroinkorjaus, jossa käytetään boost-topologiaa, syöttövaihtojännite 230 V, lähtöjännite 400 V ja EMI-suodatin.

Ensimmäinen vaihe on löytää sopiva kontrollipiiri, johon kysyttäisiin valmistajalta mahdollista evaluointilevyä. Kontrollipiiri, johon päädytään, on Fairchildin FAN6982. Valinnasta on kerrottu luvussa 3.3.1 tarkemmin. Fairchildin virallisesta tarjonnasta ei evaluointilevyä löydy tähän piiriin. Ilmeisesti piiri on niin uusi, että levyä ei ole vielä julkaistu. PKC Electronicsin kontakteilla saadaan selville, että evaluointilevy on kuitenkin tehty FAN6982-piiriin ympärille. Vaikka levy tuottaa vain 350 W, päädytään tähän levyyn, koska sopivaa 500 W:n evaluointilevyä ei löydy. Heti aluksi etsinnöissä löytyy sekä Infineonin että Fairchildin 500 W:n evaluointilevy, mutta molemmat ovat kuitenkin jo poistuneet tarjonnasta syystä tai toisesta. 300 W:n evaluointilevyjä tarjoaa useampi valmistaja. Texas Instrumentsin UCC28019EVM:n ja muutamat Dual BCM -vaihtoehdot ovat muut harkinnassa olevat levyt. Koska halutaan CCM:llä toimiva levy, jäljelle jää enää TI:n UCC28019 ja Fairchildin FAN6982, joista päädytään Fairchildin evaluointilevyyn, joka tilataan Raahen. Evaluointilevyn perustiedot ovat taulukossa 2 ja kuvassa 26 on muutamaton evaluointilevy. (UCC28019EVM 350-W PFC Converter User's Guide. 2007.); (FAN6982 350 W Evaluation Board User Guide. 2010.)

TAULUKKO 2. FAN6982:n evaluointilevyn perustiedot

Tulojännite	90–264 Vac
Lähtöjännite	387 Vdc
Lähtöteho	350 W
KytKentätaajuus	65 kHz



KUVA 26. Fairchildin 350 W:n evaluointilevy, jossa ohjainpiiri FAN6982

Koska evaluointilevyn tulojännite on suunniteltu olemaan joko 230 V tai 115 V, on evaluointilevyn komponentit suunniteltu kestävämpää virtaa kuin suunniteltavan teholähteen komponentit. Virta suurenee, kun tulojännite laskee lähtötehon pysyessä samana. Kun jännitteet ovat lähes samat sekä evaluointilevyssä että suunniteltavassa teholähteessä, ei komponentteja tarvitse vaihtaa riittämättömän virta- tai jännitekestävyyden takia.

Evaluointilevyllä on sijoitettu erillinen flyback-hakkuri. Systemi on siis kaksivaiheinen, vaikka evaluointilevyn datalehdessä lukeekin, että kyseessä olisi

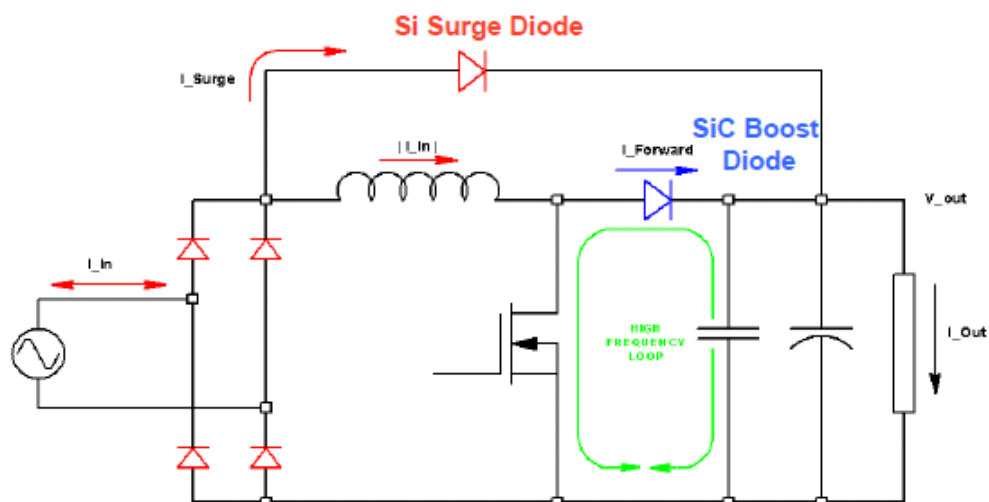
yksivaiheinen tehokerroinkorjain (FAN6982 350 W Evaluation Board User Guide. 2010). Flyback-hakkuri syöttää tehokerroinkorjaimen ohjainpiirille käyttöjännitettä, kun verkkojännite kytkentään laitteeseen. Usein evaluointilevyssä tarvitaan erillistä piirin käyttöjännitteen syöttöä, mutta Fairchild on tehnyt evaluointilevyyn näppärän ratkaisun, joka helpottaa laitteen testaamista, kun erillistä syöttöä ei ohjainpiirille tarvitse kytkeä.

## 4.2 Toiminnallinen testaus

Evaluointilevyille tehdään osittain PKC Electronicsin teholähdemittauspöytäkirjan mukaiset mittaukset. Mittauksissa käytetään oskilloskooppina Tekronixin DPO 4054:sta ja tehoanalysoinnissa Yokogawan WT3000 tehoanalysointia. Ennen komponenttien vaihtamista levy testataan sellaisenaan. Muuttamattomalle levyille tehdään vain karsittu, suuntaa antava testaus. Levyn mittaustulokset ovat liitteessä 8. Levy on testattu sen nominaaliarvoilla, jolloin sen lähtöteho on noin 350 W.

Muutetulle levyille tehdään osittain teholähdepöytäkirjan mukaiset mittaukset (liite 7). Muutamat ensimmäiset käynnistykset sujuvat odotusten mukaan, mutta sitten heti käynnistymisen jälkeen, boost-diodi rikkoutuu kahteen osaan. Kuormaa ei vielä ole tässä vaiheessa kytketty. Syyksi paljastuu boost-diodin paikalle vaihdetun piikarbididiodin syöksyvirrän kesto. Rikkoutumisen ehkäisyksi laitetaan toinen diodi rinnalle kuvan 27 mukaan ja vaihdetaan uusi komponentti boost-diodiksi rikkoutuneen tilalle. Ohitusdiodiksi laitetaan Fairchildin 1N5408. Ohitusdiodi vähentää boost-diodin läpi menevää virtaa ja lisäksi estää boost-kelan saturoitumista. Saturoituessaan suuresta virrasta kelan impedanssi putoaa nopeasti. (Cree 2009, 26.)





KUVA 27. Ohitusdiodi suojaamassa boost-diodia (Cree 2009, 26)

MOSFET todetaan rikkoutuneeksi. MOSFETiksi vaihdetaan STMicroelectronicsin STW42N65M5. Laskujen perusteella levyn alkuperäinen Fairchildin FCA16N60N olisi paras vaihtoehto, mutta rikkoutuneen tilalle ei ehditä saada uutta komponenttia. Myös levyn sulake todetaan lauenneeksi, joten sen tilalle vaihdetaan mitoituslaskujen mukainen, 4 A:n sulake. Varalta otetaan lähtökondensaattoreista toinen pois mahdollisen käynnistysvirtapiikin vuoksi, jolloin kapasitanssiksi jää levyn alkuperäinen kapasitanssi, 270  $\mu\text{F}$ . Vaihtojen jälkeen levyn komponentit kestävät käynnistyksen, mutta aina, kun tuloon laitetaan kiinni oskilloskooppi, sulake laukeaa, vaikka sulakkeeksi vaihdetaan 6,3 A:n sulake. Käynnistyksen käyttäytymistä ei ehditä tämän takia täysin mitata, koska oskilloskooppia ei tuloon kytketä.

Dokumentaatioon ei listata kaikkia mitattuja suureita, vaan mittaustulokset löytyvät mittauspöytäkirjoista. Huomionarvoisimmat tulokset on pyritty nostamaan esille myös dokumentaatioissa. Mittalaiteluettelo löytyy liitteenä 7 olevasta mittauspöytäkirjasta.

#### 4.2.1 Käyttäytyminen käynnistyksessä

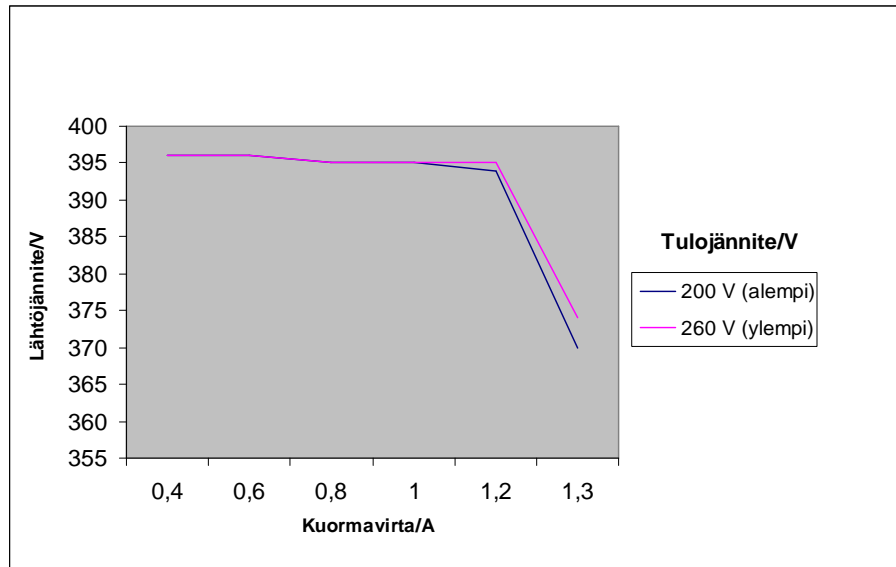
Mittauksessa tutkitaan teholähteen toimintaa käynnistyksessä mittaamalla nousuaika, käynnistysviive ja käynnistyksessä havaittu jännitteen ylitys.

Nousuaika on aika, joka menee lähtöjännitteen asettuessa haluttuun arvoon teholähteen käynnistymisen jälkeen. Käynnistysviive on aika, joka menee lähtöjännitteen asettuessa haluttuun arvoon sitä hetkestä, kun tulojännite on saavuttanut halutun arvon. Käynnistymiselle on tyypillistä jänniteylitys, jonka arvo mitataan. Mittaustulokset muuttamattomalle evaluointilevylle ovat liitteessä 8.

Muutetulle levylle ei onnistuttu tekemään käynnistysviivemittauksia, koska tuloon asetettu oskilloskooppi aiheutti jostain syystä sulakkeen laukeamisen. Jänniteylityksen ja nousuajan tulokset ovat liitteessä 8.

#### **4.2.2 Tulo- ja lähtöjännitteet**

Mittauksessa tutkitaan tulojännitealuetta suhteessa lähtöjännitteeseen ja tulojännitealuetta verrataan asetetun tavoitteen mukaiseen alueeseen. Järjestely tehdään muuttamalla tulojännitettä ja kuormaa ja seuraamalla lähdön tilaa. Lähtöjännitteen pitäisi pysyä asetettujen rajojen sisäpuolella tulojännitteen hieman muuttuessa. Mittaustulokset muuttamattomalle evaluointilevylle ovat liitteessä 8 ja muutetulle levylle liitteessä 7. Mittaukset ovat kohdassa "2. Output voltages". Myös kohdassa "3. Efficiency" on esitetty tulo- ja lähtöjännitteiden arvoja. Kuvassa 28 on esitetty lähtöjännitteen muutokset kuormavirran ja tulojännitteen muuttuessa. Kun kuormavirtaa nostetaan yli 1,2 A:n, lähtöjännite alkaa tippua.



*KUVA 28. Muutetun levyn lähtöjännitteen muutokset eri kuormavirran- ja tulojännitteen arvoilla*

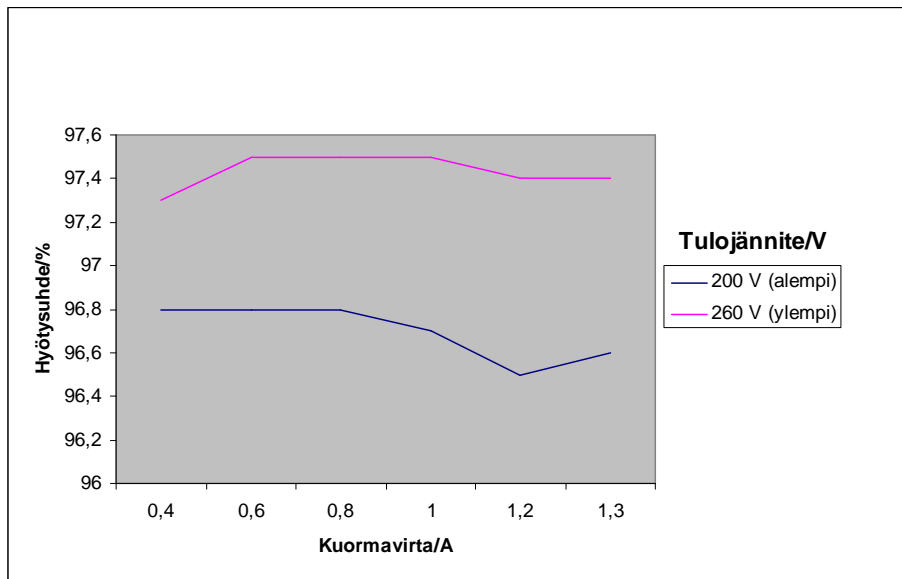
### 4.2.3 Lähdön rippeli

Mitataan lähdön rippelijännite matalilla eli kytkentätaajuutta pienemmällä taajuudella. Mittaustulokset muuttamattomalle evaluointilevyille ovat liitteessä 8 ja muutetulle levyille liitteessä 7. Mittaukset ovat kohdassa ”2. output ripple voltages”. Lähdön rippeliin vaikuttava lähtökapasitanssin arvo on mittauksissa aluksi 270  $\mu\text{F}$ . Rippeli olisi pienempi, jos voitaisiin käyttää koko mitoitettua 660  $\mu\text{F}$ :n kapasitanssia. Käynnistysvirtaa halutaan kuitenkin pienentää testauksen loppuunsaattamisen varmistamiseksi, joten käytetään hieman pienempää kapasitanssin arvoa. Verrattuna evaluointilevyn arvoihin ei muutetun levyn rippeli kasva kuitenkaan juurikaan. Rippeli on nominaaliarvoilla noin 15 V:n tietämillä molemmissa levyissä. Kaikkien muiden mittauksien jälkeen lähtökondensaattorin arvoksi laitetaan suunniteltu 740  $\mu\text{F}$ , jolloin rippeli laskee ja tipahtaa noin 6 V:n lähelle. Tämä alittaa asetetun 10 V:n tavoitteen.

#### 4.2.4 Hyötysuhde, tehokerroin, teho ja kytkentätaajuus

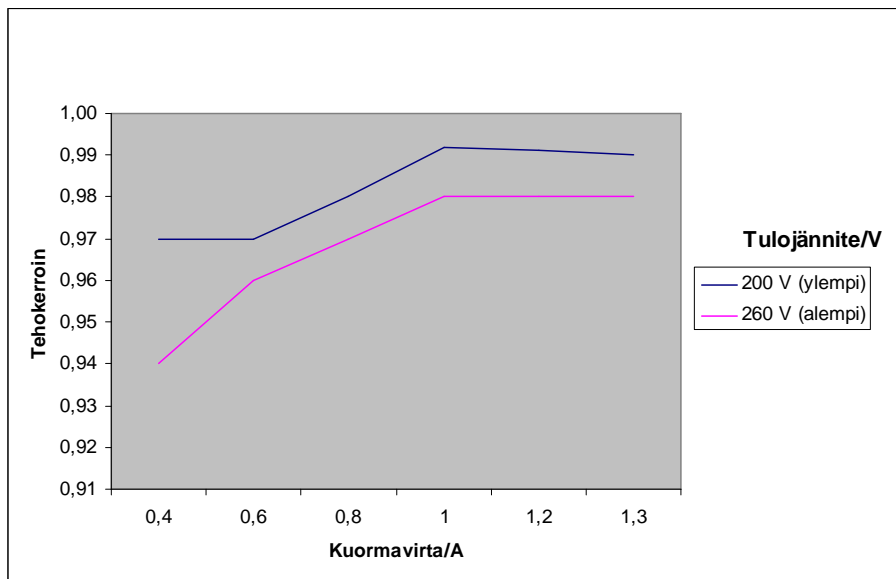
Lähellä 1,2 A:n kuormaa lähtötehoksi saadaan muutetulle levyllä noin 480 W eli ihan 500 W:n tehoon ei päästä. Kun 1,2 A:sta nostetaan tai lasketaan kuorman arvoa, teho tippuu. Kuitenkin sekä hyötysuhde että tehokerroin pysyy hyvänä. Kytkentätaajuus ei muutu alkuperäisestä levystä eli se pysyy 65 kHz:ssä.

Hyötysuhdemittaukset tehdään muuttamattomalle evaluointilevyllä vain kuorman antaman lukeman perusteella, joka on noin 97 %. Muutetulle levyllä tehdään kokonaisvaltaisempi hyötysuhdemittaus, johon käytetään tehoanalyysointia. Mittaustulokset ovat kohdassa ”3. Efficiency” (liite 7). Muutetussa levyssä hyötysuhde pysyy noin 97 %:n lähellä, vaikka kuorman arvoa ja tulojännitettä muutetaan minimistä maksimiin. Kuvassa 29 näkyvät hyötysuhteen vaihtelut, kun kuorman arvoa ja tulojännitettä muutetaan. Kuorman muuttuessa yli 1,2 A:n eivät tulokset ole enää mielekkäitä, koska lähtöjännite lähtee tällöin tippumaan, kuten kuvassa 28 näkyy.



KUVA 29. Muutetun levyn hyötysuhteen muutokset eri kuormavirran- ja tulojännitteen arvoilla

Tehokerroin mitataan tehoanalysointilaitteella vain muutetulle levyille. Tehokerroin pysyy hyvänä, noin 99–98 %:n tuntumassa, kun pysytään melko lähellä kuorman ja tulojännitteen nominaaliarvoja. Kun kuorma laskee alle 0,5 A:n, alkaa tehokerroin hieman tippua. Kuvassa 30 näkyvät tehokerroimen vaihtelut, kun kuorman arvoa ja tulojännitettä muutetaan.



*KUVA 30. Muutetun levyn tehokerroimen muutokset eri kuormavirran- ja tulojännitteen arvoilla*

#### 4.2.5 Holdup-aika

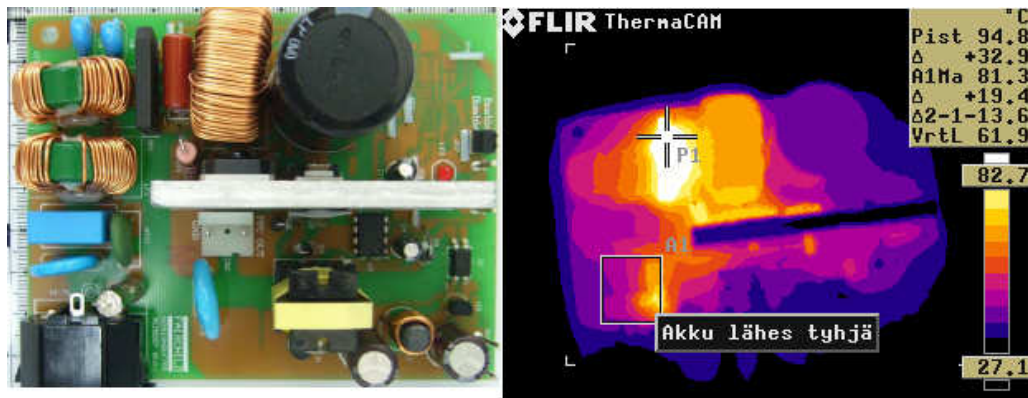
Holdup-ajalla tarkoitetaan aikaa, jonka teholähde pystyy pitämään lähtöjännitteensä halutuissa rajoissa tulojännitteen pudotessa. Asetettu tavoite oli, että lähtöjännite pysyisi yli 360 V:n alarajan yläpuolella 20 ms syöttöjännitteen katkaisusta. Lähtöjännite pysyi 20 ms 350 V:n yläpuolella, mutta yli 360 V:ssä lähtöjännite pysyi vain 15 ms. Mittaustulokset ovat kohdassa ”1. Holdup time” (liite 7).

#### 4.2.6 Lämpökameramittaukset

Jokaisessa mittauksessa asetetaan lämpökamera mittaamaan lämpötilaa komponenttilevyllä, jotta huomattaisiin, jos joku kohta levystä lämpenee lii-

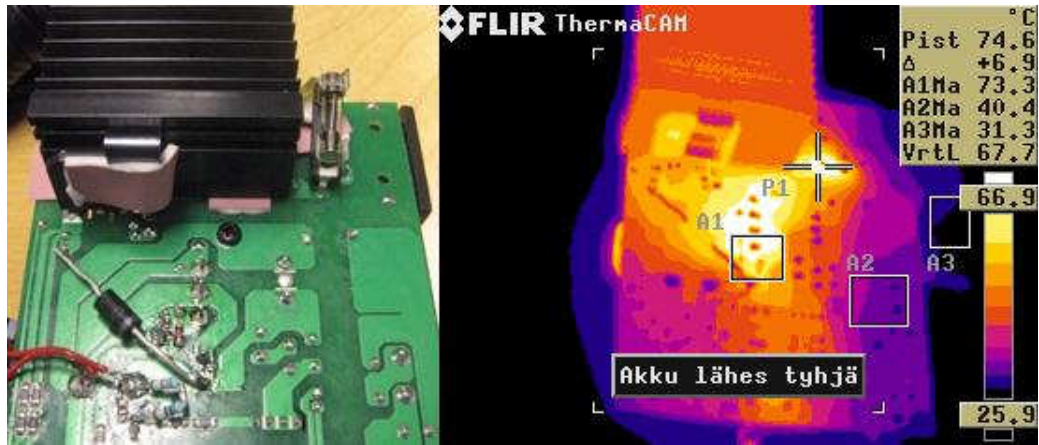
kaa. Kuten jäähdytysripalaskuissa käy ilmi, lämmön kannalta haasteellisin komponentti on tasasuuntaussilta, joka kuumenee eniten. Myöhempään lämpöjen tarkkailuun käytetään kameran mukana tullutta ThermoCAM Reporter 2000 Professional -ohjelmistoa. Osa ilmoitetuista komponenttien lämpötiloista ei tästä johtuen näy kuvissa.

Kuvassa 31 on lämpökamerakuva evaluointilevyn lämmön jakautumisesta noin 25 minuutin jälkeen laitteen toiminnan aloittamisesta. Evaluointilevyä testataan huoneenlämmössä nominaaliarvoilla eli 0,9 A:n kuormalla ja verkkojännitteellä eikä työn spesifikaation mukaisilla arvoilla. Lähtöteho on siis noin 350 W. Piste P1 on tasasuuntaussillan päällä ja sen lämpötila on 94,8 °C. Silta on vasemmanpuoleisessa kuvassa näkyvä, muusta komponentti.



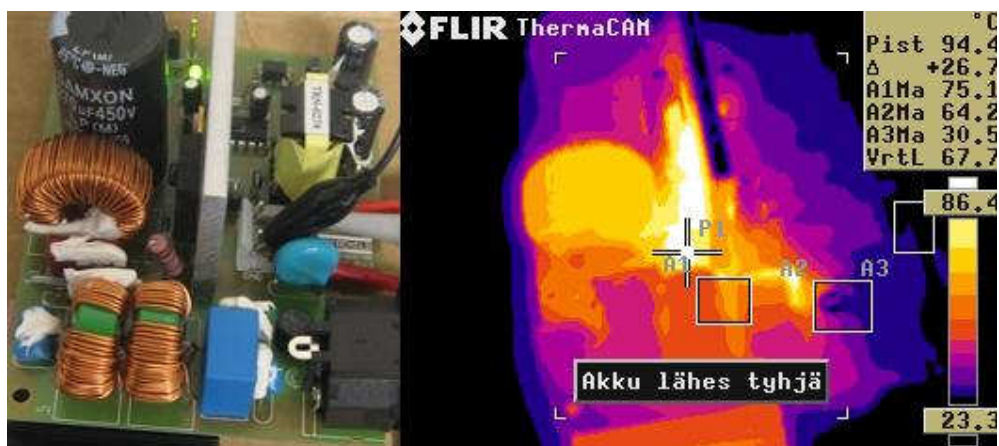
*KUVA 31. Lämpökamerakuva evaluointilevystä 25 minuutin käytön jälkeen*

Tasasuuntausdiodille mitoitettu jäähdytysriivan tarve on esitetty luvussa 3.4.1. Ripa ja tasasuuntausdiodi sijoitetaan levyn toiselle puolelle ahtauden takia. Kun myös muut mitoitettut komponentit ovat paikoillaan, nyt sillan lämpötila mitataan samoilla kuorman ja syöttöjännitteen arvoilla kuin aiemmin eli 0,9 A:n kuormalla ja 230 V:n jännitteellä. Kuvassa 32 on levy noin 25 minuuttia käynnistyksestä. Silta lämpenee enää alle 62 °C:een ja levyn pohjan kuumin kohta noin 75 °C. Luvussa 3.4.1 tasasuuntaus sillan lämpöarvoksi on laskettu 66 °C, joten arviot täsmäävät. Tosin kuormana ei ole kuin 0,9 A.



KUVA 32. Lämpökamerakuva muutetun levyn pohjasta 25 minuutin käytön jälkeen

Päällypuolella levyä näyttää 25–30 minuutin jälkeen kuvan 33 mukaiselta 1,2 A:n kuormalla. Jäähdytyslevyssä kiinni olevien MOSFETin, diodin ja virranmittausvastuksen  $R_{CS}$  alue lämpenee enimmillään noin 94 °C:een. Evaluointilevyssä valmiina oleva jäähdytys ei riittäisi näille komponenteille, koska niiden lämpötila nousisi 85 °C:ssa jopa yli 150 °C:een. Myös kantikkaan, sinisen kondensaattorin takana oleva, vihreä NTC-termistori lämpenee liikaa, noin 94 °C:een. Se tulisi vaihtaa fyysisesti suurempaan, jolloin se ei lämpenisi noin paljoa.



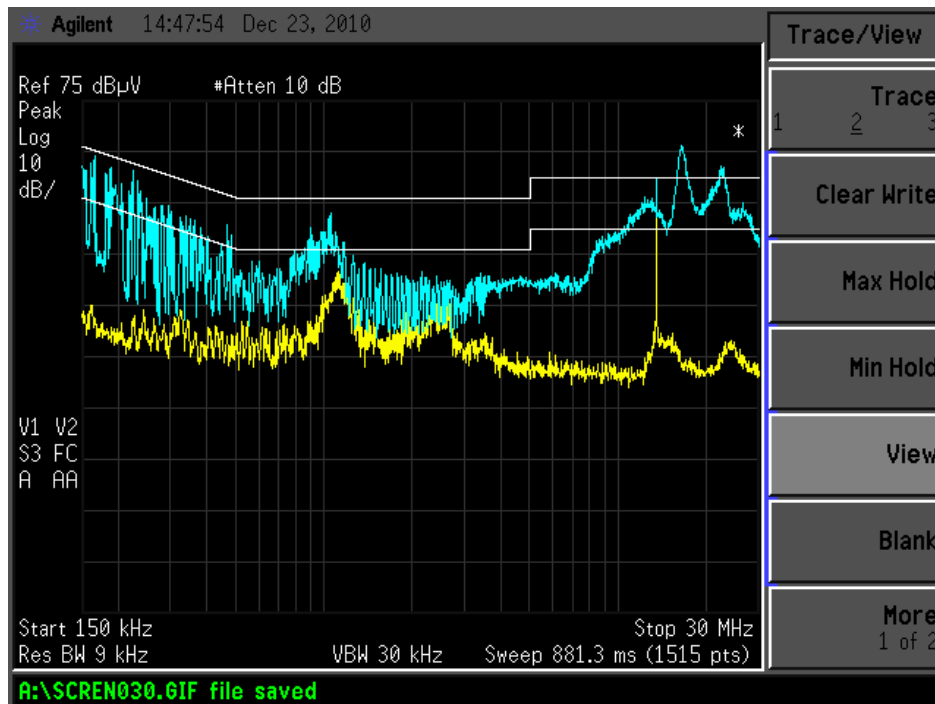
KUVA 33. Lämpökamerakuva muutetusta levystä 25 minuutin käytön jälkeen

#### 4.2.7 EMC-mittaukset

Muutetun piirilevyn EMC-mittaukset tehdään EMC-analysaattorilla, jolla mitataan johtuvat häiriöt ei-suojatussa ympäristössä aikataulusyistä johtuen. Mittaukset eivät siis täytä virallisia standardivaatimuksia ja tulokset ovat vain suuntaa-antavat. Mittauspöytäkirjassa näkyvissä kuvissa näkyvät rajat perustuvat CISPR22-standardiin, jossa on alempana keskiarvoistettu raja häiriölle ja ylempi on niin sanottu quasi peak -raja häiriölle. Quasi peak -menetelmä painottaa häiriöpiikkejä ja ottaa huomioon pulssin matalammat toistumistaajuudet ja laskee huippuarvoa silloin. Matalammilla taajuuksilla toistuvat häiriöpulssit ovat vähemmän häiritseviä kuin korkeimmilla taajuuksilla.

Johtuvat häiriöt mitattiin standardin mukaan 15 kHz:stä 30 MHz:iin. Kuvassa 34 näkyy häiriöt, kun käytettiin 1,2 A:n kuormaa ja 230 V:n tulojännitettä. Keltainen, alempana oleva käyrä kuvaa taustakohinan suuruutta ja sininen, ylempi käyrä koko häiriön suuruutta, kun laite on käytössä. Ensin taustakohina mitattiin ja sitten jätettiin oikean mittauksen taustalle vertailun vuoksi. Korkealla, 15 MHz:n ja 30 MHz:n välillä näkyvät piikit voivat johtua oheislaitteista tai johdoista eikä niistä voida vetää suurempia johtopäätöksiä. Taustakohina aiheuttaa lisäksi piikin noin 1 MHz:n taajuudella. Muutoin voidaan todeta, että mitatut häiriöt jäävät mataliksi ja EMI pysyy kauttaaltaan matalalla.





KUVA 34. EMC-analysaattorilla mitatut johtuvat häiriöt muutetulle piirilevyllä

## 5 YHTEENVETO

Opinnäytetyön tavoitteena oli suunnitella referenssinomainen AC-DC-teholähde PKC Electronicsille ja samalla kartuttaa tekijän osaamista tehölähdesuunnittelusta. Aikataulun ja työn laajuuden vuoksi ei levyä tehty itse vaan pohjaratkaisuksi tilattiin evaluointilevy, josta muokattiin oman suunnitelman mukainen. Kriittisimmät, hyötysuhteeseen, tehokertoimeen ja lähtöjännitteeseen vaikuttavat komponentit mitoitettiin levyille, tilattiin ja laitettiin levyyn. Myös osa muista komponenteista mitoitettiin, mutta kaikkia ei levyille sijoitettu. Osa komponenteista löytyi suoraan PKC Electronicsin varastosta, joten kaikkia ei tarvinnut tilata. Komponentit sijoitettiin levyille niin, että mahdollisia mekaanisia rajoitteita ei otettu huomioon.

Jäähdytyspuoleen kiinnitettiin huomiota ja eniten lämpeneville komponenteille mitoitettiin jäähdytystarve ja tasasuuntausdiodiin myös kiinnitettiin uusi jäähdytysriipa. Lämpökamerakuvat tukivat laskuissa saatuja, arvioituja komponenttien lämpenemisiä, joskin MOSFET ja diodi lämpenivät yllättävän korkeaksi.

Levyn mittauksissa oli alkuhankaluuksia käynnistysvirran aiheuttaessa komponenttien hajoamisia. Boost-diodin suojaksi laitetun ohitusdiodin, lähtökapasitanssin pienentämisen ja tuloon asetetun mittausproben poistaminen olivat toimenpiteet, joilla mittaukset saatiin tehtyä. Teho ei yltänyt aivan 500 W:iin vaan jäi noin 480 W:iin. Hyötysuhde ja tehokerroin kuitenkin pysyivät kauttaaltaan korkealla tasolla. Hyötysuhteen alkutavoitteeksi otettiin 94 % ja 97 %:iin päästiin. EMI-häiriöt jäivät mataliksi epävirallisissa mittauksissa. Mittauksissa ei ehditty testata muita diodi- ja MOSFET-vaihtoehtoja, mutta nämä tuskin paljoa vaikuttaisivat kriittisiin arvoihin.

Jatkotoimenpiteinä tuotteen lopulliseen versioon voisi tutkia uudentyyppisten käynnistysvirtarajoittimien toimintaa käytännössä. Jäähdytysratkaisuiden miettiminen derating-rajojen sisään tulisi kysymykseen, kun mekaniikkarajoi-

tukset tulisivat vaikeuttamaan jäähdytysratkaisuiden toteuttamista. Myös boost-diodi ja -MOSFET tarvitsisivat parempaa jäähdytystä kuin levyllä oli.

Jännitesilmukkakomponenttien,  $C_{VC1}$ ,  $C_{VC2}$  ja  $R_{VC}$  Fairchildin ohjeessa lasketut arvot eivät vastanneet evaluointilevyssä olevia komponenttien arvoja, vaikka ohjeen muut komponentit vastasivat. Kaikkien ohjainpiirin toimintojen aktivoimiseksi pitäisi levyllä sijoittaa myös ne komponentit, jotka mitoitettiin, mutta joita ei levyllä laitettu, kuten brownout-toimintoon vaikuttavat komponentit. Suojausdiodin tarve on syytä huomioida käytettäessä piikarbidi-diodia boost-diodina. Erityyppisiä MOSFET- ja diodivaihtoehtoja voisi testata. Lopulliseen tuotteeseen pitäisi lisäksi tehdä EMI-mittaukset suojatussa, mielellään standardit täyttävässä tilassa.

Tämän työn ulkopuolelta voisi ratkaisuksi miettiä myös uudentyyppistä kaksi boost-hakkuria sisällään pitävää topologiaa, Interleaved Dual BCM:ää, jota voi myös 500 W:n tehonlähteen tekemiseksi käyttää. Periaatteessa myös erilaisia ohjainpiirejä voisi yrittää löytää, mutta tämän työn etsinnöissä ei suuria eroja ohjainpiirien välillä ollut havaittavissa. Koska jokainen ohjainpiiri tarvitsee hieman erilaiset komponentit ympärilleen, on niiden todellista paremmuutta vaikea arvioida, kun luvatut toiminnotkin ovat hyvin samankaltaisia eri ohjainpiireillä.

## LÄHTEET

Advantages of SiC Schottky Diodes. 2008. Saatavissa: [http://www.vincotech.com/fileadmin/user\\_upload/articles/Bodo'sPowerSystems\\_May2008\\_.pdf](http://www.vincotech.com/fileadmin/user_upload/articles/Bodo'sPowerSystems_May2008_.pdf). Hakupäivä 12.11.2010.

Allen, Michael 2006. Understanding power supplies and inrush current. Saatavissa:

[http://www2.electronicproducts.com/Understanding\\_power\\_supplies\\_and\\_inrush\\_current-article-bear-mar2006-html.aspx](http://www2.electronicproducts.com/Understanding_power_supplies_and_inrush_current-article-bear-mar2006-html.aspx). Hakupäivä 29.11.2010.

AN-6982, Power Factor Correction Converter Design with FAN6982. 2010. Fairchild. Saatavissa: <http://www.fairchildsemi.com/an/AN/AN-6982.pdf>. Hakupäivä 29.9.2010.

Boost Type CCM PFC Design with ICE1PCS01/02. 2007. Infineon. Saatavissa:

<http://www.infineon.com/dgdl/ice1pcs01-02+design+guide+v13.pdf?folderId=db3a304412b407950112b408e8c90004&fileId=db3a304412b407950112b417db1e245e>. Hakupäivä 4.10.2010.

Bottrill, John 2008. PFC Circuit Halts Inrush Currents. Saatavissa:

[http://powerelectronics.com/passive\\_components\\_packaging\\_interconnects/circuit\\_protection\\_devices/power\\_pfc\\_circuit\\_halts/](http://powerelectronics.com/passive_components_packaging_interconnects/circuit_protection_devices/power_pfc_circuit_halts/). Hakupäivä 29.11.2010.

Component definition and derating. 2008. Sisäinen dokumentti. PKC Electronics Oy.

Erickson, R. W. 1999. Fundamentals of Power Electronics. New York: Kluwer Academic Publishers.

Fairchild, Stand-Alone PFC Solutions Selection Guide. Saatavissa:

[http://www.fairchildsemi.com/whats\\_new/pfc\\_docs/PFC\\_Solutions\\_Selection\\_Flowchart.pdf](http://www.fairchildsemi.com/whats_new/pfc_docs/PFC_Solutions_Selection_Flowchart.pdf). Hakupäivä: 7.10.2010.

Fairchild's CCM PFC Controller Cuts Power Losses in Multi-Stage Power Supplies. 2010. Saatavissa:

<http://www.techbites.com/201003102309/myblog/blog/z001d-fairchilds-ccm-pfc-controller-cuts-power-losses-in-multi-stage-power-supplies.html>. Hakupäivä 7.10.2010.

FAN6982 350 W Evaluation Board User Guide. 2010. Fairchild.

FAN6982-datalehti. 2010. Fairchild. Saatavissa:  
<http://www.fairchildsemi.com/ds/FA/FAN6982.pdf>. Hakupäivä 29.9.2010.

FAN9611/FAN9612-datalehti. 2010. Fairchild. Saatavissa:  
<http://www.fairchildsemi.com/ds/FA%2FFAN9612.pdf>. Hakupäivä 7.9.2010.

FCA16N60N-datalehti. 2009. Fairchild. Saatavissa:  
<http://www.fairchildsemi.com/ds/FC%2FFCA16N60N.pdf>. Hakupäivä 23.11.2010.

FFP08S60SN-datalehti. 2008. Fairchild. Saatavissa:  
<http://www.fairchildsemi.com/ds/FF%2FFFP08S60SN.pdf>. Hakupäivä 4.10.2010.

GBU8J-datalehti. 2010. Fairchild. Saatavissa:  
<http://www.fairchildsemi.com/ds/GB%2FGBU8J.pdf>. Hakupäivä 23.11.2010.

International Electrotechnical Commission (IEC) 2001. International Standard. IEC 61000-4-5. Painos 1.1. Geneve, Sveitsi.

Järvinen, Lauri 2010. Pienitehoisen taajuusmuuttajan kilpailijavertailu. Helsinki: Metropolia Ammattikorkeakoulu. Insinöörityö.

Penttinen, Aki 2008. Tehokerroinkorjatun hakkuriteholähteen toteutusvaihtoehdot. Lappeenranta: Lappeenrannan teknillinen korkeakoulu, Diplomityö.

PKC Group. 2010. Saatavissa: <http://www.pkcgroup.com>. Hakupäivä 8.10.2010.

Power Supply Design Manual. 2010. Sisäinen dokumentti. PKC Electronics Oy.

PPN0500B-datalehti. ALB. Saatavissa: <http://www.farnell.com/datasheets/92375.pdf>. Hakupäivä 24.11.2010.

Pressman, Abraham 1998. Switching Power Supply Design. New York: The McGraw-Hill Companies Inc.

Reiman, Mika 2002. Teholähdepiirilevyn suunnittelu akkukäyttöiseen laitteeseen. Lappeenranta: Lappeenrannan teknillinen korkeakoulu. Diplomityö.

SIOV Metal Oxide Varistors Databook. 2008. Painos 11/2007. Saksa: Epcos AG.

STPSC606-datalehti. 2009. STMicroelectronics. Saatavissa: <http://www.st.com/stonline/books/pdf/docs/16284.pdf>. Hakupäivä 9.11.2010.

Sähkö: Tasasuuntaus. 1995. Helsingin yliopiston opettajankoulutuslaitos. LUONTI-projekti. Saatavissa: <http://www.helsinki.fi/kasv/okl/luonti/e61.html>. Hakupäivä 10.9.2010.

UCC28019-datalehti. 2007. Texas Instruments. Saatavissa: <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/ucc28019.pdf>. Hakupäivä 4.10.2010.

UCC28019EVM 350-W PFC Converter User's Guide. 2007. Texas Instruments. Saatavissa: <http://focus.ti.com/lit/ug/sl00272/sl00272.pdf> Hakupäivä 15.10.2010.

Zhang, Jindong – Jovanovic, Milan M. - Lee, Fred C. 1999. Comparison Between CCM Single-Stage And Two-Stage Boost PFC Converters. Saatavis-

sa: <http://www.deltartp.com/dpel/dpelconferencepapers/APEC99-comparison%20ss%20and%202%20stage.pdf>. Hakupäivä 3.9.2010.

Z-Rec SiC Schottky Diodes Optimized for CCM PFC Applications. 2009. Cree. Saatavissa: <http://www.szapl.com/upload/Z-Rec1.pdf>. Hakupäivä 1.12.2010

## LIITTEET

- Liite 1. Diodien vertailutaulukko
- Liite 2. MOSFET-vertailutaulukko
- Liite 3. Merkinnät komponenteista
- Liite 4. FAN6982-ohjainpiirin suunnittelutaulukko
- Liite 5. 500 W:n AC-DC-teholähteen piirikaavio
- Liite 6. FAN6982-evaluointilevyn piirikaavio
- Liite 7. 500 W:n AC-DC-teholähteen mittauspöytäkirja (PKC:n sisäinen dokumentti)
- Liite 8. FAN6982:n evaluontilevyn mittauspöytäkirja (PKC:n sisäinen dokumentti)



# DIODIEN VERTAILUTAULUKKO

DIODIVERTAILU													
valmistaja malli	V	nC	Celsius	Celsius	°C/W	°C/W	A	V	W	°C/W			
	$V_{F\_MAX}$	$Q_{RR}$	$T_{J\_MAX}$	$T_{A\_MAX}$	$R_{\theta JC}$	$R_{\theta JCS}$	If	VRRM	$P_{Diodi}$	$R_{\theta HS\_BR}$			
Fairchild FFP08S60SN	3,4	19	110	85	3,6	1	1	8	600	0,359262			muuta
Fairchild FFP08H60S	2,1	18,6	110	85	2,5	1	1	8	600	2,8668	5,220525		evaluointilevyn malli
Infineon IDH08S60C	2,2	0	110	85	1,5	1	1	8	600	2,75	6,590909		
Infineon IDH08S60C	2,1	0	110	85	2	1	1	8	600	2,625	6,52381		
Cree C3D08060	1,8	0	110	85	1,5	1	1	8	600	2,25	8,611111		
Fairchild FFP08S60S	2,6	21	110	85	2,5	1	1	8	600	3,523	3,596225		
ST Microe STPSC806	2,1	0	110	85	2,8	1	1	6	600	2,625	5,72381		
ST Microe STPSC806	2,1	0	110	85	2,4	1	1	8	600	2,625	6,12381		
HUOM! Schottky diodeilla 100 C max													
$P_{Diodi} = V_{F\_MAX} I_{OUT(max)} + 0,5f_{SW} V_{OUT} Q_{RR}$													
$R_{\theta HS\_BR} = \frac{T_{J\_MAX} - T_{A\_MAX} - R_{\theta JC} - R_{\theta CHS}}{P_{Bridge}}$													

MOSFET-VERTAILUTAUUKKO

LIITE 2

		MOSFETit					TO-247	TO-3PN				°C/W	
valmistaja	malli	Id/A	V <sub>ass</sub> V	R <sub>dson</sub> Q	C <sub>oss</sub> pF	tr/ns	Qg/ nC	muuta	johtumishäviöt W	kytkentähäviöt/W	kokonaishäviöt/W	R <sub>thJC</sub>	R <sub>thHS_MOSFET</sub>
Fairchild	FCA16N60N	16A	600	0,17	40	15,5	40,2nC	muuta	0,4352	1,7394	2,17	0,93	9,566367
Fairchild	FCA76N60N	38A	600	0,028	196	24	218nC	evaluointimalli	0,07168	3,3904	3,46	0,23	5,991093
Fairchild	FCA22N60N	22A	600	0,14	43,2	16,7	45nC	uusi malli	0,3684	1,8746	2,23	0,81	9,585701
ST	STX30NM60ND	25A	650	0,11	200	50		uusi malli	0,2816	5,98	6,26	0,66	2,33259
ST	STx10NM60N	8A	650	0,53	44	12		väärä kotelo	1,3668	1,4144	2,77	1,79	6,231363
Infineon	SPx20N65C3	20,7A	650	0,19	780	5			0,4864	4,55	5,04	0,6	3,363863
Infineon	IPW60R041C6	77,5A	650	0,041	360	10	290nC		0,10496	2,86	2,96	0,26	7,171817
Vishay	IRFB17N60K, SIHFB17N60K	17A	600	0,35	240	82	99nC		0,696	9,3496	10,25	0,37	1,070072
ST	STW42N65M5	33A	650	0,079	110	24	100nC		0,20224	2,9432	3,15	0,66	6,286014
		johtumishäviöt W						kytkentähäviöt					
		$P_{COND} = I_{DS\_RMS}^2 R_{DS(on)@25°C}$											
		$P_{SW} = f_{SW} (t_r V_{OUT} I_{IN\_PEAK} (max) + 0,5 C_{OSS} V_{OUT}^2)$											
		$R_{thHS\_MOSFET} = \frac{T_{Jmax} - T_{Amax}}{P_{Bridge}} - R_{thJC} - R_{thCHS}$											

## MERKINNÄT KOMPONENTEISTA

## LIITE 3

	Korvatut, mitoitettut komponentit	
mitoitusmerkintä	evaluoitilevyssä oleva komponentti	työn komponentti
Q1	FCA16N60N	ST STW42N65M5
D BOOST	D5, FFP08S60SN, Fairchild	ST STPCS606, tilattu
C IC2	C14, jätetään	rinnalle 0,1nF
C IC1	C15	4,7nF
R IC	R22	16kohm
C VC2	C16	4,7nF
R VC	R24	330kohm
C VC1	C17	47nF
R FB1	R8, R9, jätetään	sarjaan 120kohm
C BOUT	C7, jätetään	rinnalle 470uF, tilattu
	Mitoitetut komponentit	
R RMS1	R5 ja R6	5 Mohm
R RMS2	R5 ja R6	470 kohm
R RMS2	R21	36 kohm
C RMS1	C19	21 nF
C RMS2	C18	201 nF
R IAC	R15 ja R16	13,6 Mohm
R CS	R10	0,17 ohm
	lisätyt komponentit	
Ohitusdiodi	Fairchild 1N5408, 39819	
jäähdytysriipa	ABL PPN0500B	

Step1. Frequency Setting			
	Frequency	CT	RT
Switch Frequency	65 kHz	1000 P	27.5 K $\Omega$
Duty Maximum	97.66 %		
Step2. Line Sensing Circuit Design			
Brown-Out VRMS	170 VRMS		
R_AC	13.6 M $\Omega$		
The scaling down factor of the voltage divider	0.0069		
Brown-In VRMS	196 VRMS		
R_RMS3	36 K $\Omega$		
R_RMS2	516.4 K $\Omega$		
R_RMS1	4647.2 K $\Omega$		
f_p1	15 Hz		
f_p2	22 Hz		
C_RMS1	20.5 nF		
C_RMS2	201.0 nF		
Step3. PFC Inductor Design			
Minimum Line Voltage	196 VRMS		
Maximum Output Voltage of Bulk Capacitor	400 VDC		
Output Power of PFC Stage	500 W		
Efficiency of PFC Stage	94 %		
Ripple Current Specification	0.5		
L_boost	686 $\mu$ H		
Delta I	1.91 A		
I_L_AVG	3.84 A		
I_L_PK	4.80 A		
Step4. PFC Output Capacitor Selection			
Minimum Output Voltage of Bulk Capacitor	360 VDC		
Hold-Up Time	20 ms		
Bulk Capacitor	658 $\mu$ F		
Step5. PFC Output Sensing Circuit			
First Level of PFC Output Voltage	400 VDC		
Second Level of PFC Output Voltage	347 VDC		
R_FB2	16.56 K $\Omega$		
R_FB1	2633.44 K $\Omega$		

