

DC-DC-TEHOLÄHTEEN SUUNNITTELU
FULL BRIDGE -TOPOLOGIALLA

Hannu Lapinkangas
2011
Oulun seudun ammattikorkeakoulu

DC-DC-TEHOLÄHTEEN SUUNNITTELU
FULL BRIDGE -TOPOLOGIALLA

Hannu Lapinkangas
Opinnäytetyö
02.02.2011
Tietotekniikan koulutusohjelma
Oulun seudun ammattikorkeakoulu

Koulutusohjelma	Opinnäytetyö	Sivuja	+	Liitteitä
Tietotekniikan koulutusohjelma	Insinöörityö	58	+	10
Suuntautumsvaihtoehto	Aika			
Elektroniikan suunnittelu ja testaus	2011			
Työn tilaaja	Työn tekijä			
PKC Electronics OY	Hannu Lapinkangas			
Työn nimi	DC-DC-teholähteen suunnittelu full bridge -topologialla			
Avainsanat	Hakkuriteholähteet, full bridge, muuntajat			

Työn tavoitteena oli suunnitella 500 W:inen DC-DC-teholähde, joka toimii full bridge -topologialla. Full bridge -topologialla voidaan saavuttaa erittäin hyvä hyötysuhde ja lähdön häiriöjännite saadaan pysymään pienenä suhteellisen pienellä lähtökapasitanssin määrällä. Teholähteen tulojännitteeksi asetettiin 400 V ja lähtöjännitteeksi 55 V. Hyötysuhteen teholähteellä tulisi olla yli 90 %. Valmista tuotetta teholähteestä ei ollut tarkoitus tehdä, vaan työn tarkoituksena oli saada lisää tietoa erilaisista teholähteen suunnitteluvaihtoehdoista.

Pelkkä komponenttien mitoitus ei takaa parasta mahdollista toimintaa hakkuriteholähteelle, sillä piirilevysuunnittelulla on suuri merkitys teholähteen toimintaan. Piirilevyn suunnitteluun olisi mennyt paljon aikaa, ja siksi työhön etsittiin sopiva evaluointilevy, josta muokattiin vaatimuksia vastaava. Näin saatiin keskittyä teholähteen toimintaan ja komponenttien mitoitukseen tarkemmin. Suunnittelun kannalta hakkuriteholähde full bridge -topologialla on teholähdetopologioista vaativimpia.

Työssä suunniteltiin ja valmistettiin DC-DC-teholähde. Tilattua teholähdettä tutkittiin sellaisenaan erilaisin mittauksin. Testausten jälkeen tilatusta teholähteestä muokattiin vaatimuksia vastaava. Muokattu teholähde testattiin samoin kuin alkuperäinen teholähde. Kaikkia tavoitteita ei saavutettu. Suunnittelun teholähteen hyötysuhde ei saavuttanut tavoitteena ollutta 90 % rajaa ja lähtöteho jäi alle 500 W:n.

SISÄLTÖ

TIIVISTELMÄ

SISÄLTÖ

LYHENTEET JA SYMBOLIT	6
1 JOHDANTO	7
2 DC-DC-TEHOLÄHDE	8
2.1 Lineaariset jänniteregulaattorit	9
2.2 Hakkuriteholähteet	11
3 OHJAINPIIRI.....	14
3.1 Pulssitaajuusmodulaatioon perustuvat ohjainpiirit.....	14
3.2 Pulssinleveysmodulaatioon perustuvat ohjainpiirit	15
4 FULL BRIDGE -TOPOLOGIA	17
4.1 Ohjainpiiri UCC28950.....	17
4.2 Kanavatransistorien ohjaus UCC28950-ohjainpiirillä	18
5 SYNKRONINEN TASASUUNTAUS.....	22
6 TOISIOPUOLEN VIRRAT CURRENT DOUPLER -TOPOLOGIASSA	23
7 TEHOLÄHTEEN SUUNNITTELU	25
7.1 Teholähteen vaatimukset	25
7.2 Toiminnallinen piirikaavio	25
7.3 Kokonaistehohäviö	26
7.4 Muuntajan mitoitus	27
7.5 Ensiöpuolen kanavatransistorien valinta	33
7.6 Kela ensiöpuolelle	34
7.7 Kela toisiopuolelle	35
7.8 Toisiopuolen kanavatransistorien valinta.....	36
7.9 Takaisinkytkennän komponenttien mitoitus.....	38
7.10 KytKentätaajuus.....	41
7.11 Lämpösuunnittelu	41
8 HAKKURITEHOLÄHTEEN MUUNTAJAN SUUNNITTELU JA MITOITUS	42
8.1 Muuntajan mitoitus	44
8.1.1 Muuntajan ensiö- ja toisiopuolen kierrosmäärien suhde	44
8.1.2 Muuntajan ydintyyppi ja materiaali	44
8.1.3 Muuntajan käämien kierrosmäärät.....	44
8.1.4 Käämien induktanssit.....	45

8.1.5 Käämilangan paksuus ja kerrosten määrä	45
8.1.6 Muuntajan virrat	45
8.1.7 Käämien rakenne ja käämilangan tyypit.....	45
8.1.8 Tehohäviöt ja lämpötilan nousu	46
8.1.9 Yhteenveto muuntajasta	46
9 PIIRIKAAVIO	47
9.1 Simulointi.....	47
9.2 Muutokset evaluointilevyyn.....	48
10 TESTAUS	51
10.1 Tulojännitealue	51
10.2 Lähtöjännite.....	51
10.3 Hyötysuhde	51
10.4 Dynamiikka.....	52
10.5 Käyttäytymien käynnistyksessä.....	52
10.6 Lämpökamera mittaukset.....	52
10.7 Kytkentäkomponenttien jänniterasitus.....	52
11 POHDINTA	54
12 LÄHTEET.....	56
LIITTEET	58

LYHENTEET JA SYMBOLIT

a	Muuntosuhde
AC	Alternating Current, vaihtovirta
AC-DC	Vaihtojännitteestä tasajännitteeksi
C	Kapasitanssi [F]
CCM	Continuous Conduction Mode, jatkuva johtamismoodi
D	Pulssisuhde
DC	Direct Current, tasavirta
DC-DC	Tasajännitteestä tasajännitteeksi
DCM	Discontinuous Conduction Mode, epäjatkuva Johtamismoodi
DCR	DC-resistanssi
ESR	Equivalent Series Resistance, kondensaattorin sisäinen Sarjaresistanssi
f_s	KytKentätaajuus [Hz]
I	Sähkövirta [A]
L	Induktanssi [H]
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor, Kanavatransistori
P	Teho [W]
PFM	Pulse Frequency Modulation, pulssitaajuusmodulaatio
PWM	Pulse Width Modulation, pulssinleveysmodulaatio
Q	Sähkövaraus [C]
R	Resistanssi [Ω]
SR-kiikku	Set/Reset-kiikku
U	Jännite [V]
ZVS	Zero Voltage Switching, kytkeminen jännitteettömässä tilassa
η	Hyötysuhde

1 JOHDANTO

Teholähteet ovat oleellinen osa nykypäivän elektroniikkaa. Teholähde sijoitetaan nykyisin piirikortille käyttökohteen välittömään läheisyyteen. Teholähteessä tapahtuvat häviöt aiheuttavat jäähdytystarvetta, mikä vaikuttaa oleellisesti lopputuotteen kokoon. Tämän vuoksi teholähteiden hyötysuhde, häviöiden kartoitus ja minimointi on tärkeää ottaa huomioon jo teholähteen suunnittelu vaiheessa. (Kyyrä – Tuomainen 2001, 51.)

Työssä perehdytään 500 W:isen DC-DC-teholähteen suunnitteluun. Koko AC-DC-teholähteen suunnittelu on liian laaja aihe yhdeksi opinnäytetyöksi, ja siksi se on jaettu kahtia. AC-DC-osan suunnittelee Tuomas Perkkiö, joka tekee siitä oman opinnäytetyönsä. Työ tehdään PKC Electronics Oy:lle Raahen.

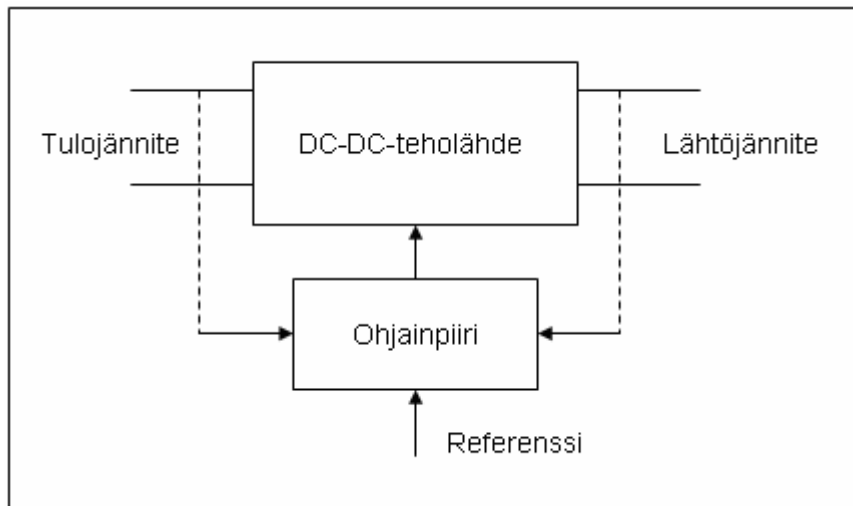
Teholähteen sisääntulojännite on 230 V vaihtojännitettä eli normaali verkkojännite ja ulostulojännite 55 V tasajännitettä. AC-DC-osassa 230 V:n vaihtojännite muunnetaan tasajännitteeksi (400 V ja 1,25 A) ja DC-DC-osassa 400 V:n jännite lasketaan 55 V:iin ja virta nostetaan 9,1 A:iin.

Tavoitteena on tutustua DC-DC-teholähteen suunnitteluun ja full bridge -topologiaan. Työhön etsitään sopiva valmis teholähde, josta muokataan vaatimuksia vastaava teholähde. Tilattu piirilevy sisältää laitteen siltä vaatimat toiminnot. Tilattuun evaluointilevyyn vaihdetaan komponentteja ja sen toimintaa tutkitaan erilaisten testien ja simulointien avulla.

Kyseiselle teholähteelle on tarvetta PKC:lla, koska aiemmin tehdyt teholähteet ovat pienempitehoisia. Tehojen kasvaessa kasvavat myös haasteet suunnittelussa. Työn tarkoituksena oli kouluttautua teholähdesuunnittelijaksi ja saada lisää tietoa teholähdesuunnittelusta.

2 DC-DC-TEHOLÄHDE

Teholähteet voidaan jakaa DC-DC-, AC-AC-, DC-AC- ja AC-DC-teholähteisiin niiden toiminnan perusteella. Tässä työssä perehdytään tarkemmin DC-DC-teholähteen suunnitteluun. DC-DC-teholähde saa tehonsa jostain tasajännitelähteestä, esimerkiksi paristosta tai akusta. Tulojännite voi vaihdella DC-DC-teholähteessä laajasti, mutta lähtöjännite pysyy kuitenkin vakiona. Teholähteen ohjainpiiri vertaa referenssiarvoa ja lähtöjännitettä toisiinsa ja säättää lähtöjännitteen halutuksi niiden perusteella. Kuvassa 1 on esitetty DC-DC-teholähteen perusrakenne. (Reiman 2002, 6.)

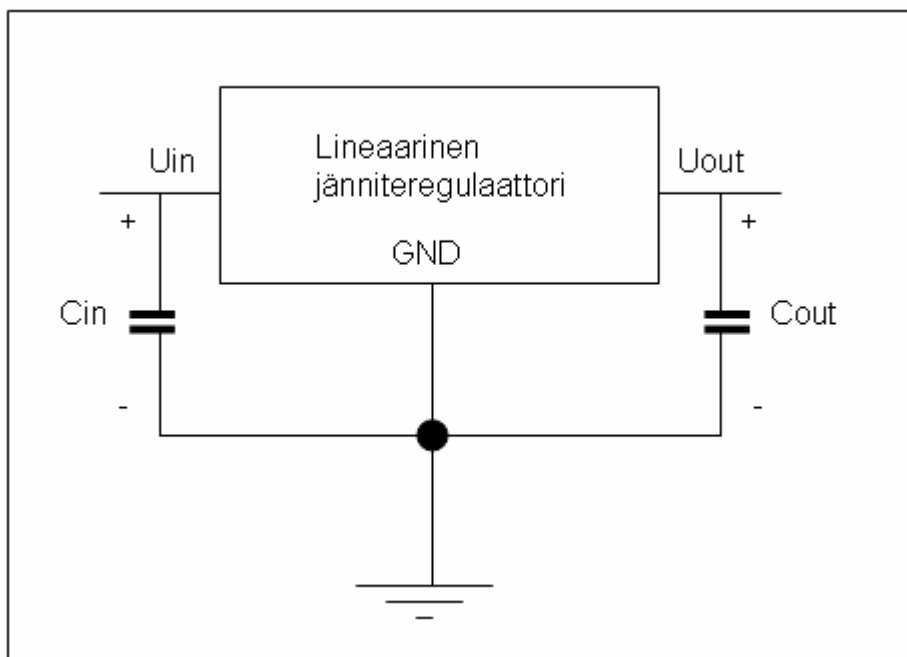


KUVA 1. DC-DC-teholähteen perusrakenne (Reiman 2002, 6)

Teholähteitä on neljää eri tyyppiä (DC-DC-, AC-AC-, DC-AC- ja AC-DC-teholähde). DC-DC-teholähde voidaan jakaa lineaariteholähteisiin ja hakkuriteholähteisiin. Teholähdetoteutustekniikoita eli teholähdetopologioita on tarjolla useampia. Tässä työssä käsitellään tarkemmin full bridge -topologian ominaisuuksia. (Reiman 2002, 6.)

2.1 Lineaariset jänniteregulaattorit

Lineaariregulaattoreita on saatavana valmiina piireinä. Niitä löytyy monilla eri kiinteillä positiivisilla ja negatiivisilla jännite arvoilla, aseteltavalla lähtöjännitteellä, laajalla tehoalueella ja aseteltavalla virtarajalla. Lineaariregulaattoreita ei kannata rakentaa irto-osista, koska ne ovat halpoja ostaa valmiina kokonaisuuksina. Lineaariregulaattorit ovat pieniä ja niihin tarvitaan yleensä vain tulo- ja lähtöpuolelle sopivan kokoiset kondensaattorit kuten kuvassa 2. (Reiman 2002, 6.)



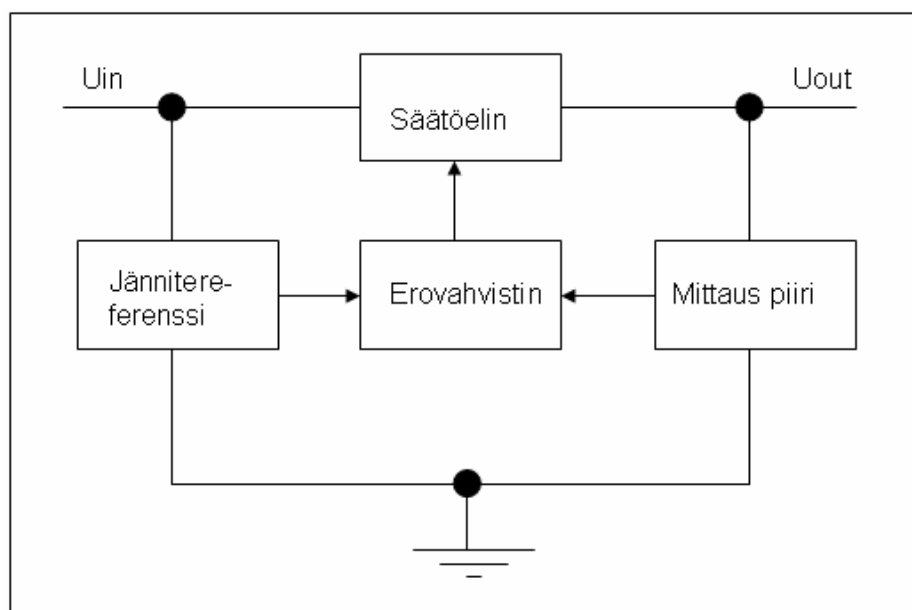
KUVA 2. Lineaarinen jänniteregulaattori oheiskomponentteineen (Reiman 2002, 6)

Linearisella jänniteregulaattorilla voidaan laskea tulojännite haluttuun jännitearvoon ja vakauttaa jännite sopivaksi sitä käyttävälle piirille. Lineaariregulaattorilla ei voida nostaa tulojännitettä, mikä rajoittaa niiden käyttöä. Toinen käyttöä rajoittava tekijä on heikko hyötysuhde. Hukkateho riippuu ylijäävästä jännitteestä ja läpikulkevasta virrasta. Jakamalla lähtöjännite tulojännitteellä voidaan suoraan arvioida hyötysuhde. Regulaattorin vuotovirtoja ei oteta tässä tapauksessa huomioon, koska ne ovat hyvin pieniä verrattuna kuormavirtaan. Hyötysuhde huononee tulo- ja

lähtöjännitteen eron kasvaessa. Kuormalle menevän virran kasvaessa regulaattori lämpenee enemmän. Lämpötilan nousu saattaa aiheuttaa ongelmia, jos laite on pakattu pieneen koteloon. Tehohäviöitä voidaan pienentää käyttämällä low-dropout-mallisia regulaattoreita. Dropout-jännite eli pienin tulo- ja lähtöjännitteen ero, jolla regulaattori kykenee pitämään lähtöjännitteen vakiona. Dropout-jännite on normaaleilla lineaariregulaattoreilla noin 2 V ja low-dropout-malleilla alle 0,5 V. (Reiman 2002, 7.)

Lineaariregulaattorit eivät sisällä kytkimiä. Tästä syystä ne ovat häiriöttömmimpiä teholähteitä eivätkä ne aiheuta oikein toimiessaan häiriöitä syöttöpuolelle. Hakkuriteholähteet sisältävät kytkimiä. Kytkimien nopeat kytkentäilmiöt aiheuttavat häiriöitä lähtöjännitteeseen ja ympäristöön. (Reiman 2002, 7.)

Lineaariregulaattoreita on sarja- ja shunttiregulaattoreita. Sarjaregulaattorit ovat yleisempiä paremmasta hyötysuhteesta johtuen. Lähtöjännitettä verrataan referenssiarvoon ja niiden erotuksen perusteella muutetaan regulaattorin säätöelimen johtavuutta, jotta lähtöjännite saadaan halutuksi. Kuvassa 3 on lineaarisen sarjaregulaattorin lohkokaavio. (Reiman 2002, 7.)



KUVA 3. Lineaarisen sarjaregulaattorin lohkokaavio (Reiman 2002, 8)

2.2 Hakkuriteholähteet

Kaikki hakkuriteholähteet toimivat samalla periaatteella. Tasajännite muutetaan ensin vaihtojännitteeksi suurella taajuudella ja tämän jälkeen vaihtojännite muutetaan takaisin tasajännitteeksi. Tähän nimitys DC-DC-muunnin viittaa. Elektroniikkalaitteissa on nykyisin tarvetta useammalle syöttöjännitteelle. Kellotaajuuksien kasvaessa kasvaa digitaalipiireissä myös tehonkulutus. Akkukäyttöisten laitteiden käyttöaika lyhenee ja lämmöt nousevat. Syöttöjännitettä pienentämällä DC-DC-muuntimella saadaan tehonkulutuskin pienemmäksi. (Wikström 2000, 46.)

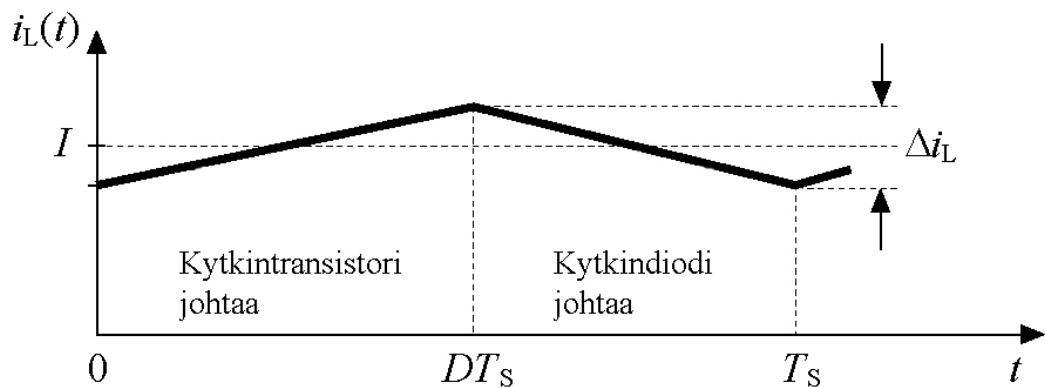
Hakkuriteholähteillä voidaan muuntaa tulojännitettä suuremmaksi tai pienemmäksi ja invertoida vaihtamalla hakkuritopologiaa. Hakkurit sisältävät aina peruskomponentit kelan tai muuntajan, kytkintransistorin, kytkindiodin, tulo- ja lähtöpuolen kondensaattorin sekä ohjainpiirin. (Reiman 2002, 9.)

Jännitettä pienentävän hakkurin toimintaperiaate on yksinkertainen. Lähtöjännite saadaan halutun suuruiseksi katkomalla syöttöjännitettä sopivin väliajoin, jolloin syntyy kanttiaalto, joka suodatetaan L-C-suodatuksella. Lisäksi tarvitaan diodi tai transistori purkamaan kelan energia. Jännitettä nostettaessa tai jännitteen napaisuuden kääntävän hakkurin toimintaperiaate perustuu kelaan varattavaan energiaan. Magneettikentän energia voidaan muuntaa halutuksi jännitteeksi. (Honkanen 2010, 1.)

Hakkureissa hyötysuhde on ideaalikomponenteilla 100 % riippumatta tulo- ja lähtöjännitteen erosta. Todellisilla komponenteilla voidaan päästään 96 %:n hyötysuhteeseen. Hyvän hyötysuhteen ansiosta hakkurit lämpenevät vähän ja niitä voidaan käyttää tiiviisti pakatuissa ja pienissä koteloissa. Hakkuriteholähteet eivät ole arkoja syöttöjännitteen muutoksille ja hyötysuhde pysyy koko ajan hyvänä. Hakkureissa on minimoitu häviöllisten komponenttien esimerkiksi vastusten käyttö, minkä takia päästään hyvään hyötysuhteeseen. Hakkurin toiminnan mahdollistavat kytkimet toimivat vain kahdessa tilassa. Kytkimet ovat joko kiinni tai auki, jolloin niiden häviöt ovat mahdollisimman pienet. (Reiman 2002, 9.)

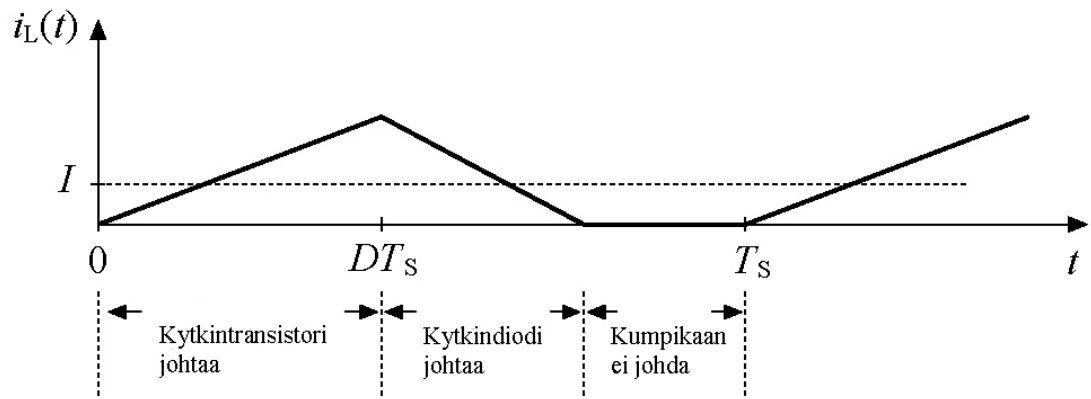
Hakkuriteholähteillä on lineaarisiin teholähteisiin verrattuna suuremmat komponenttikustannukset, suurempi pinta-alan tarve ja suunnittelun on oltava paljon tarkempaa. Lisäksi kytkennästä aiheutuu enemmän häiriöitä ympäristöön. Häiriöitä syntyy nopeista kytkentäilmiöistä, jotka aiheuttavat äkillisiä jännite- ja virtamuutoksia. (Reiman 2002, 9.)

Perustoimintamooodeja hakkuriteholähteillä on jatkuva johtamismoodi (Continuous Conduction Mode, CCM) ja epäjatkuva johtamismoodi (Discontinuous Conduction Mode, DCM). Jatkuvassa johtamismoodissa kelan virta ei laske missään vaiheessa nolnaan ampeeriin, sillä se sisältää kuormavirtaan tai tulovirtaan verrannollisen DC-komponentin ja värekomponentin. Kuvasta 4 näkyy miten kelan virta käyttäytyy jatkuvassa johtamismoodissa. (Reiman 2002, 9.)



KUVA 4. Kelan virran käyttäytyminen jatkuvassa johtamismoodissa (Reiman 2002, 10)

Epäjatkuvassa johtamismoodissa kelan virta käy nollassa, jolloin kumpikaan hakkurin kytkimistä ei johda. Kaikki kelan magneettikenttään varattu energia siirretään lähtöpuolen kondensaattorille jokaisen kytkentäjakson aikana. Kuvasta 5 näkyy, miten kelan virta käyttäytyy epäjatkuvassa johtamismoodissa. (Reiman 2002, 10.)



KUVA 5. Kelan virran käyttäytymien epäjatkuvuus johtamismoodissa
(Reiman 2002, 10)

3 OHJAINPIIRI

Ohjainpiirillä on keskeinen rooli hakkuriteholähteissä. Ohjainpiiri ohjaa hakkurin kanavatransistoreja eli MOSFETtejä, jotta teholähde toimii oikein. Ohjainpiiri seuraa teholähteen lähtöjännitettä ja muuttaa MOSFETtien ohjausta lähtöjännitteen mukaan. Näin teholähteen lähtöjännite pysyy vakiona, vaikka teholähteen tulojännite vaihtelee.

Hakkuriteholähteen ohjainpiiriksi on tarjolla markkinoilla monia eri piirejä ja valmistajia. Ohjainpiirin valintaan kannattaa käyttää aikaa, jotta saa mahdollisimman hyvän ohjainpiirin tarpeisiinsa nähden. Hakkurien ohjainpiirit ovat yleensä pulssitaajuus- tai pulssinleveysmodulaatioon perustuvia. Ohjainpiirin valintaan vaikuttaa työssä muutkin seikat kuin piirin ominaisuudet. Joiltakin valmistajilta löytyy valmiita evaluointilevyjä tietyille ohjainpiireille.

Aluksi tässä työssä kartoitetaan kaikki sellaiset valmistajat, joilta löytyy sopiva evaluointilevy. Vaihtoehtoiksi jää ainoastaan Texas Instrumentsiltä ja Intersililtä löytyvät evaluointilevyt, joista molemmat levyt sopivat ominaisuuksien puolesta tähän työhön. Texas Instrumentsin levy tuli aiemmin perille, joten siitä muokataan työhön sopiva.

3.1 Pulssitaajuusmodulaatioon perustuvat ohjainpiirit

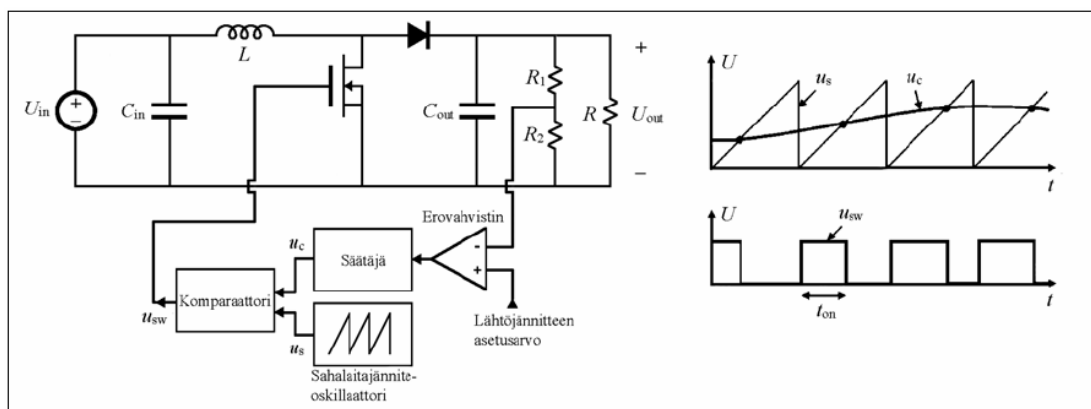
PFM eli pulssitaajuusmodulaatioon perustuvissa ohjainpiireissä kuormitus vaikuttaa ohjainpiirin kytkentätaajuuteen. KytKentätaajuus pienenee ja jaksonaika kasvaa, kun kuormitus kasvaa hakkurissa. Tällöin kelaan ehditään varata suurempi energia. Pulssitaajuusmodulaatioon perustuvissa ohjainpiireissä häiriötaajuudet vaihtelevat kuorman mukaan. Ongelmia syntyy, jos häiriöiden taajuusalueella toimii sellaisia laitteita, jotka eivät kestä häiriöitä. Kapealla taajuusalueella toimiva PFM-ohjainpiiri vähentää teholähteen tehonkulutusta verrattuna PWM-ohjaimella toimivaan hakkuriin, kun ohjattavat virtakuormat ovat pieniä. Lepovirta pulssitaajuusmodulaatioon

perustuvilla ohjainpiireillä on normaalisti alle 100 μA ja lähtövirta 2,5 A:n luokkaa. (Reiman 2002, 19.)

3.2 Pulssinleveysmodulaatioon perustuvat ohjainpiirit

PWM:ssä eli vakiotaajuisessa pulssinleveysmodulaatiossa kytkentätaajuus pysyy aina vakiona. Kuormalle menevää energiaa säädetään kytkintransistorien johtamisaikaa muuttamalla. Tulo- ja lähtöjännitteen kasvaessa kasvaa myös kytkintransistorin johtamisaika. Lepovirta PWM-ohjaimilla on tyypillisesti 2,5 mA ja lähtövirran ohjauskyky jopa 10 A. PWM-ohjaimia on virta- ja jänniteohjattuja. Ohjaustavan valinnalla voidaan vaikuttaa teholähteen dynaamiseen käyttäytymiseen ja stabiiliuteen muuttuvissa toimintaolosuhteissa. (Reiman 2002, 20.)

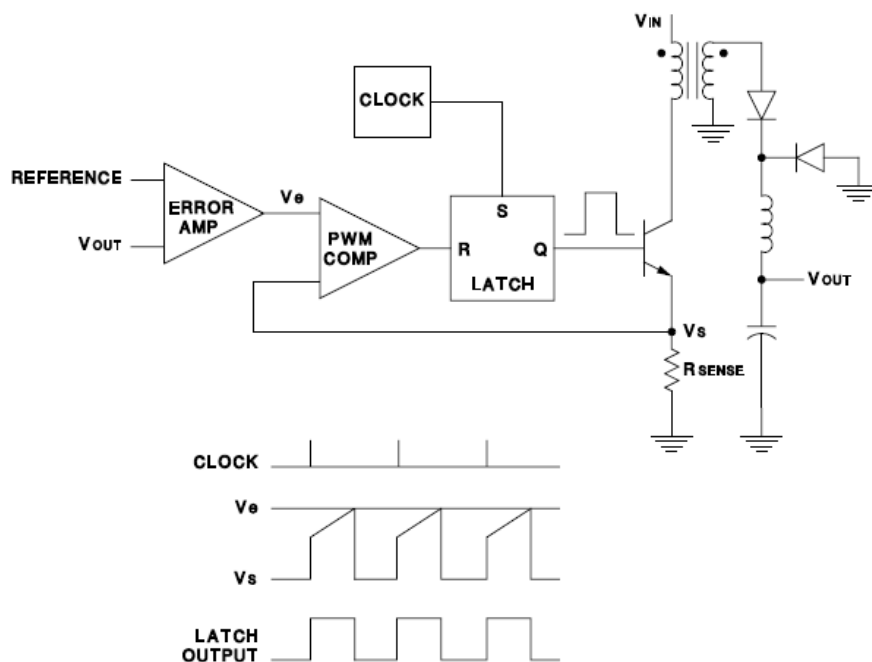
Jännitemuotoisessa PWM-ohjauksessa lähtöjännitteen avulla muutetaan kytkintransistorin johtamisaikaa eli pulssisuhdetta. Eroahvistin vertaa lähtöjännitettä ja haluttua jännitteen asetusarvoa toisiinsa. Eroahvistimesta saadaan erosuure, joka syötetään säätäjään. Säätäjästä saatu ohjausjännitettä (u_c) verrataan komparaattorissa vakiotaajuisen sahalaitajännitteeseen (u_s), jonka ohjainpiirin sisäinen oskillaattori tuottaa. Komparaattorista saadaan kytkintransistorin ohjaussignaali (u_{sw}). Kytkintransistori johtaa, kun ohjausjännite on sahalaitajännitettä suurempi. Kuvasta 6 selviää jänniteohjatun ohjainpiirin toiminta. (Reiman 2002, 20.)



KUVA 6. Jännitemuotoinen PWM-ohjaus (Reiman 2002, 20)

Virtamuotoisessa PWM ohjauksessa säädetään lähtöjännitteen suuruuden perusteella kelavirran hetkellistä maksimia. Ohjainpiirin kello-signaali on kytketty SR-kiikun SET-sisääntuloon. Kello-pulssi nostaa kiikun lähdön ylös ja transistori alkaa johtaa. Transistorin johtaessa kelan ja kytkintransistorin läpi kulkevat virrat ovat yhtä suuret ja kyseinen virta alkaa kasvaa kelan induktanssin rajoittamalla nopeudella. Virran nousu aiheuttaa virranmittausvastuksen (R_s) jännitteen nousun. (Reiman 2002, 20–21.)

Lähtöjännitteen asetusarvoa ja lähtöjännitettä verrataan erovahvistimessa toisiinsa. Ero suure syötetään säätäjään, josta saadaan ohjausjännite (V_e). Komparaattori vertaa ohjausjännitettä ja vastuksen R_s yli olevaa jännitettä toisiinsa. Kelavirran nousemisen ansiosta R_s :n jännite nousee tietyn ajan kuluttua ohjausjännitteen kanssa yhtä suureksi. Jännitteiden ollessa yhtä suuret komparaattorin lähtö nousee ylös. Lähtö on kytketty SR-kiikun RESET-sisääntuloon, minkä ansiosta kiikun lähtö laskee alas ja asettaa kytkintransistorin johtamattomaksi loppu kytkentäjakson ajaksi. Uusi kello-pulssi aloittaa uuden kierroksen. Kello-pulssi määrää siis hakkurin kytkentäaajuuden. Kuvasta 7 selviää virtaohjatun ohjainpiirin toiminta. (Reiman 2002, 20–21.)



KUVA 7. Virtamuotoinen PWM-ohjaus (Jokitalo 2010, 15)

4 FULL BRIDGE -TOPOLOGIA

Full bridge -topologiaa suositellaan käytettäväksi teholähteissä, joiden tehoalue on 400–2 000 W ja sisääntulojännite 200–1 000 V. Hyötysuhde kyseisellä topologialla on erittäin hyvä. Teholähteen lähtöjännitteen häiriöjännite on pieni ja muuntajan ominaisuudet käytetään erittäin hyvin hyödyksi. Muuntajan koko on pieni verrattuna flyback- tai forward-topologiaan. Haittana full bridge -topologiassa on kytkennän monimutkaisuus. Kytkeentään tarvitaan neljä kanavatransistoria ensiöpuolelle ja kaksi kanavatransistoria toisiopuolelle. Jokaiselle kanavatransistorille pitää olla oma ohjaus, jotta teholähde toimii oikein. Nämä nostavat hintaa ja vaikeuttavat teholähteen suunnittelua verrattuna muihin topologioihin. (Jokitalo 2010, 12.)

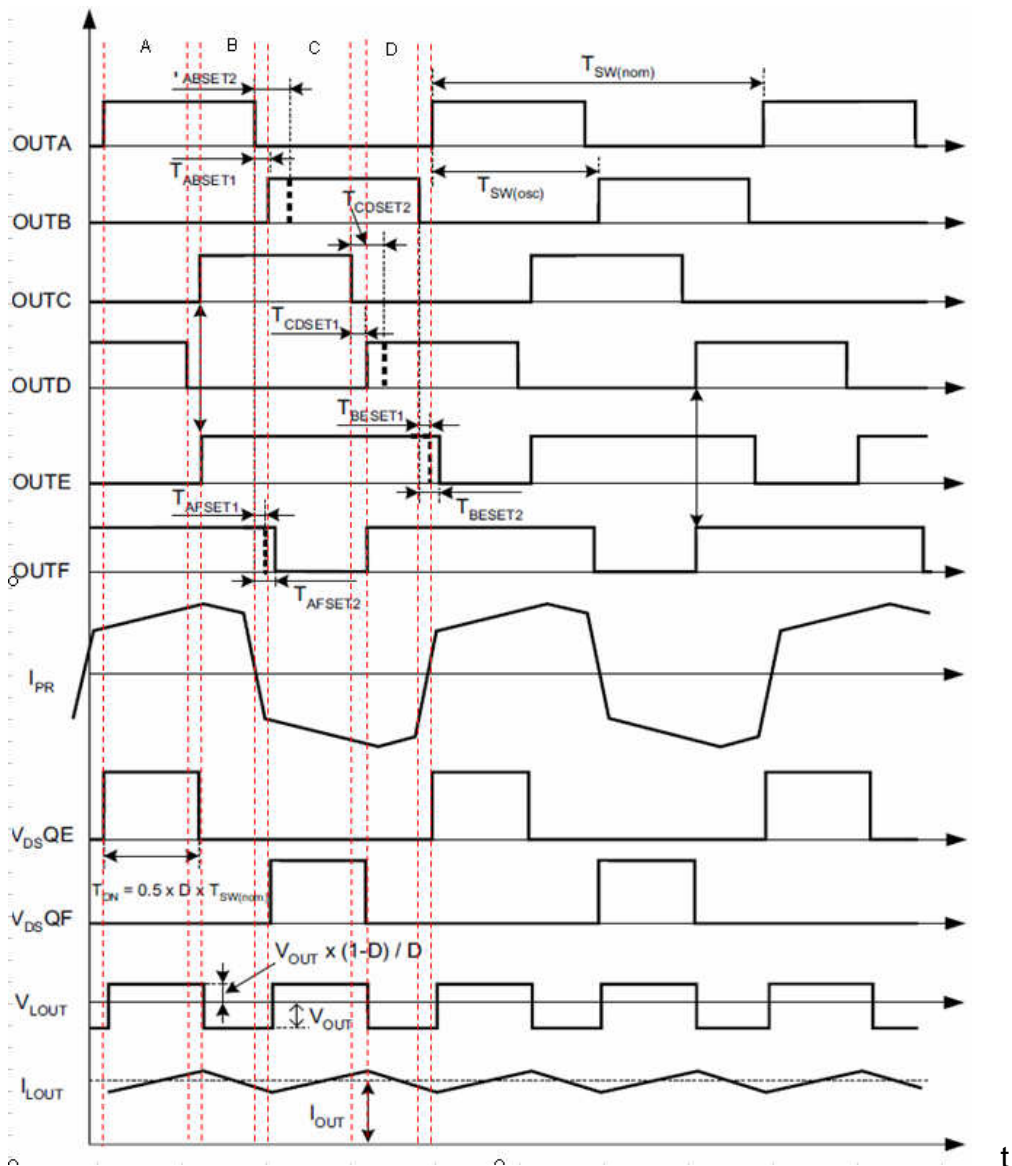
4.1 Ohjainpiiri UCC28950

Texasin ohjainpiiri UCC28950 toimii vaihesiirretyllä full bridge -topologialla ja se sisältää synkronisen tasasuuntauksen. Ohjainpiiri tarjoaa luokkansa parhaan hyötysuhteen korkean suorituskyvyn järjestelmiin. Ensiöpuolen signaalien ohjelmoitavien viiveiden avulla varmistetaan nolla jännite vaihtaminen laajalla kuormitusvirralla ja tulojännitealueella. Kuormavirta luonnollisesti säätää synkronisen tasasuuntauksen kytkentäviiveet. Ohjainpiirin kytkentätaajuus voidaan muuttaa (maksimi 1 MHz). (Texas Instruments. 2010b, 1.)

Ohjainpiiri soveltuu käytettäväksi moniin erilaisiin sovelluksiin. Piiriä voidaan käyttää esimerkiksi vaihe siirretyissä full bridge -muuntimissa, palvelin- ja tietoliikenteen virtalähteissä, teollisissa järjestelmissä ja sähköajoneuvoissa. (Texas Instruments. 2010b, 1.)

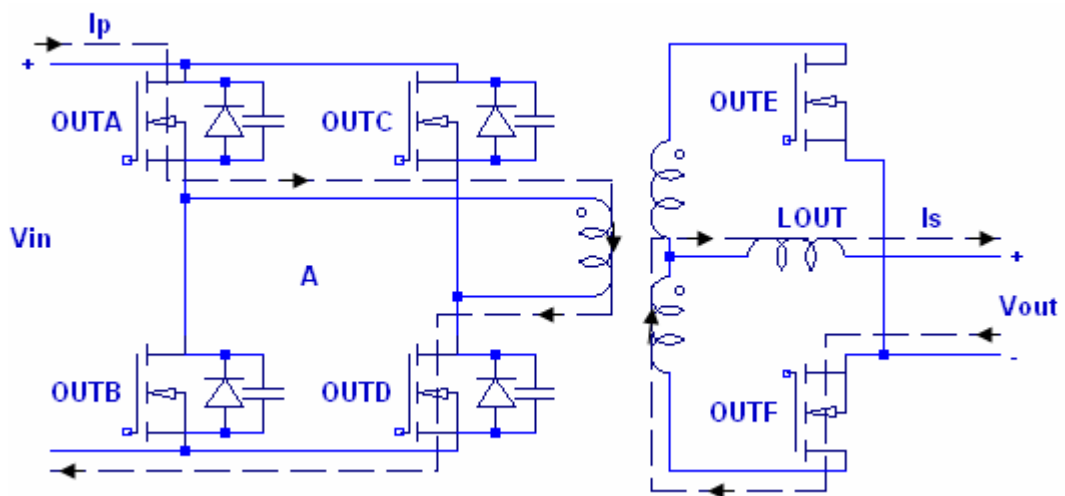
4.2 Kanavatransistorien ohjaus UCC28950-ohjainpiirillä

Full bridge -topologiassa on muuntajan ensiöpuolella neljä MOSFETtiä ja toisiopuolella kaksi. MOSFETit on merkitty kuviin (OUTA, OUTB, OUTC, OUTD, OUTE ja OUTF). MOSFETit näkyy kuvasta 16 ja liitteessä 6 (Q1-Q6). Teho siirtyy muuntajan toisiopuolelle, kun MOSFETit OUTA ja OUTD tai OUTC ja OUTB ovat samaan aikaan johtavassa tilassa. Vaihe siirretyssä full bridge -topologiassa neljä erillistä kytkentätilaa muodostavat yhden kokonaisen kytkentäjakson. UCC28950-ohjainpiirin kytkentätilat on merkitty kuvaan 8 kirjaimilla A, B, C ja D. (Texas Instruments. 2003, 3.)



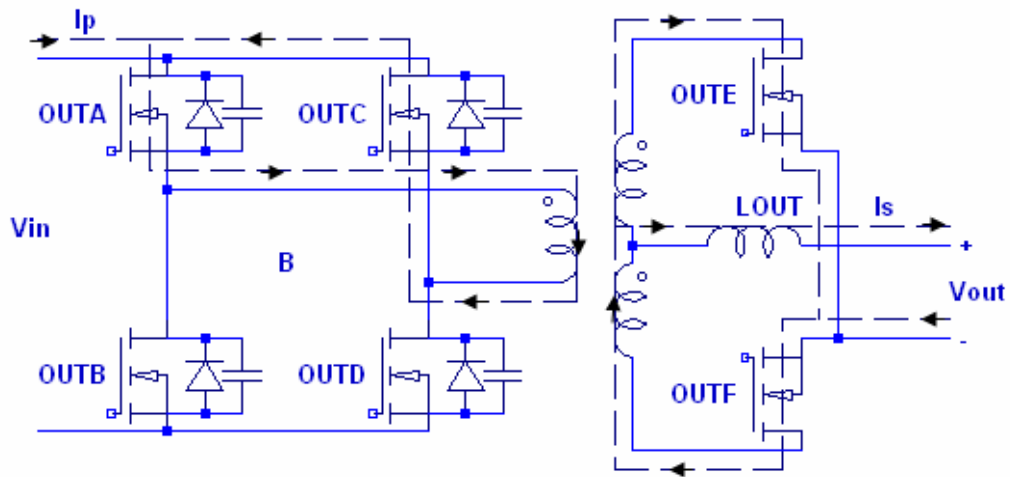
KUVA 8. Full bridge -topologian kytkentätilat (Texas Instruments. 2010b, 36)

Asetetaan ensin ensiöpuolen MOSFETit OUTA ja OUTD johtavaan tilaan, jolloin ensiöpuolen virta kulkee niiden läpi. Seuraavaan kuvaan (kuva 9) on merkitty ensiö- ja toisiopuolen virrat (I_p ja I_s). Tämä tila päättyy, kun OUTD MOSFET menee johtamattomaan tilaan ohjainpiirin määrittämänä hetkenä. Tilaa kutsutaan tehonsiirtojaksoksi. Muuntajan toisiopuolella on positiivinen jännite. Toisiopuolen MOSFETEistä OUTF on johtavassa tilassa ja virta kulkee OUTF MOSFETin läpi. OUTE on johtamattomassa tilassa. Kuva 9 havainnollistaa tilanteen. (Texas Instruments. 2003, 3.)



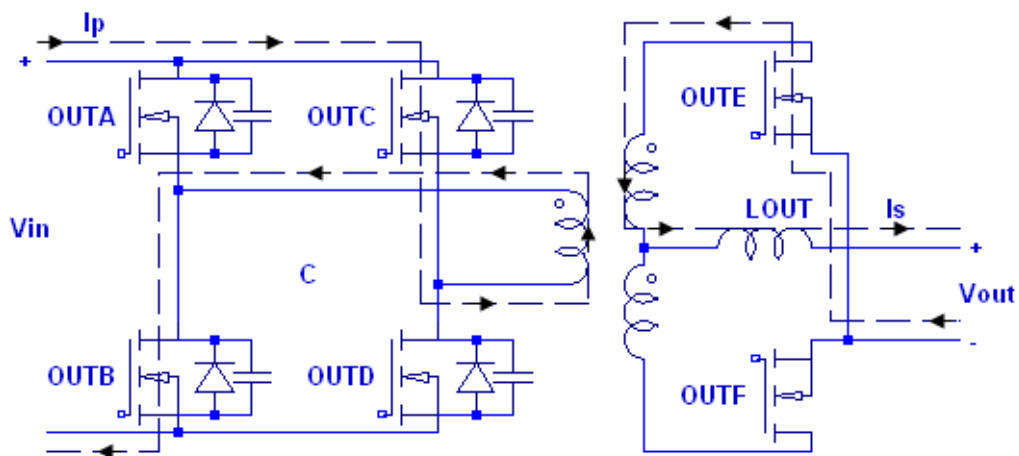
KUVA 9. MOSFETit OUTA ja OUTD ovat johtavassa tilassa ja teho siirtyy muuntajan yli toisiopuolelle

Ensiöpuolen virran kulku muuttuu, kun OUTD MOSFET menee johtamattomaan tilaan. MOSFETin OUTD sulkeutuessa virta alkaa kiertää reittiä OUTA MOSFETiltä muuntajalle ja sieltä OUTC MOSFETin sisäisen diodin kautta takaisin. Virta kulkee vain vähän aikaa OUTC MOSFETin sisäisen diodin läpi, sillä OUTC MOSFET menee johtavaan tilaan pian OUTD MOSFETin sulkeuduttua. Virran kulku tehonsiirtojakson jälkeen säilyy tämän free wheel -jakson ajan, koska muuntajan ensiökäämi on lähes oikosulussa. Muuntajan yli oleva jännite on nolla. Toisiopuolella olevat MOSFETit ovat molemmat johtavassa tilassa. Kuva 10 havainnollistaa tilanteen. (Texas Instruments. 2003, 3.)



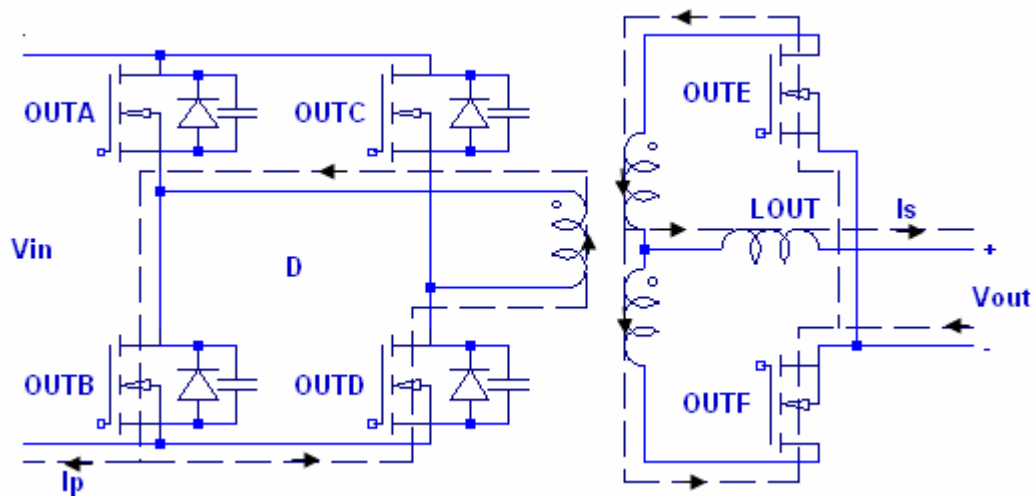
KUVA 10. Free-wheel-tila

MOSFET OUTA menee johtamattomaan tilaan ohjainpiirin määrittämällä hetkellä. Muuntajan ensiöpuolen virran suunta muuttuu, koska virta kulkee OUTC MOSFETin kautta muuntajan toiseen napaan. Virta kulkee vähän aikaa OUTC MOSFETin kautta muuntajalle ja sieltä OUTA MOSFETin sisäisen diodin läpi. Pienen viiveen jälkeen ohjainpiiri asettaa MOSFETin OUTB johtavaan tilaan ja virta alkaa kulkea sen kautta. Muuntajan toisiopuolella on positiivinen jännite. Toisiopuolen MOSFETEistä OUTE on johtavassa tilassa ja virta kulkee OUTE MOSFETin läpi. Tämä on toinen tehoa siirtävä tila. Kuvasta 11 näkyvät virtojen reitit ja suunnat. (Texas Instruments. 2003, 3.)



KUVA 11. MOSFETit OUTC ja OUTB ovat johtavassa tilassa ja teho siirtyy muuntajan yli toisiopuolelle

Toinen tehonsiirtotila päättyy, kun MOSFET OUTC menee epäjohtavaan tilaan. Ensio puolen virran kulku muuttuu. MOSFETin OUTC sulkeutuessa virta alkaa kiertää reittiä OUTD MOSFETin sisäisen diodin kautta muuntajalle ja sieltä OUTB MOSFETin kautta takaisin. Virta kulkee vain vähän aikaa OUTD MOSFETin sisäisen diodin läpi, sillä OUTD menee johtavaan tilaan pian OUTC MOSFETin sulkeuduttua. Muuntajan yli oleva jännite on nolla. Toisiopuolella olevat MOSFETit ovat molemmat johtavassa tilassa. Kuva 12 havainnollistaa tilanteen. (Texas Instruments. 2003, 3.)



KUVA 12. Toinen free-wheel-jakso

MOSFET OUTB menee johtamattomaan tilaan ohjainpiirin määrittämällä hetkellä, jolloin virta kulkee vähän aikaa OUTD MOSFETin kautta muuntajalle ja OUTA MOSFETin sisäisen diodin läpi. Pian OUTB MOSFETin sulkeutumisen jälkeen OUTA MOSFET avautuu ja muuntajan ensio puolen virran suunta muuttuu. Kyseinen tila vastaa A tilaa ja kuvaa 9.

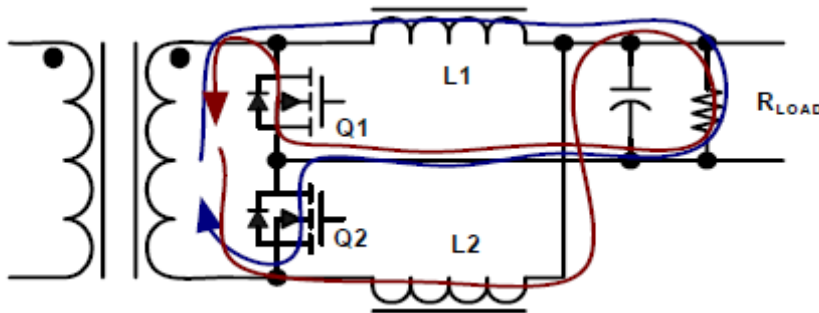
5 SYNKRONINEN TASASUUNTAUS

Toisiopuolen tehohäviöt saadaan pienemmiksi käyttämällä toisiopuolella diodien sijasta MOSFETtejä tasasuutauksessa. MOSFETeistä ei aiheudu niin paljon johtumishäviöitä kuin diodeista. Tässä työssä toisiopuolella käytetään N-kanavaisia MOSFETtejä tasasuuntaukseen. MOSFETeillä toteutettua tasasuuntausta kutsutaan synkroniseksi tasasuuntaukseksi. (Texas Instruments. 2010b, 36.)

Texas Instrumentsin piirissä UCC28950 on toisiopuolen MOSFETeille omat ohjaussignaalit. Toisiopuolen MOSFETit voivat olla yhtä aikaa johtavassa tilassa, mutta molemmat eivät voi olla yhtä aikaa epäjohtavassa tilassa. Toisiopuolen MOSFETtien häviöt saadaan pidettyä näin pienempinä. Virta kulkee MOSFETtien sisäisten diodien läpi, mikäli molemmat MOSFETit olisivat epäjohtavassa tilassa samaan aikaan. Toisiopuolen MOSFET OUTE menee johtavaan tilaan ensiöpuolen MOSFET OUTC:n kanssa samaan aikaan ja epäjohtavaan tilaan OUTB MOSFETin kanssa samaa aikaan. Toisiopuolen MOSFET OUTF menee johtavaan tilaan OUTD MOSFETin kanssa samaan aikaan ja epäjohtavaan tilaan ensiöpuolen MOSFETin OUTA kanssa samaa aikaan. (Texas Instruments. 2010b, 36.)

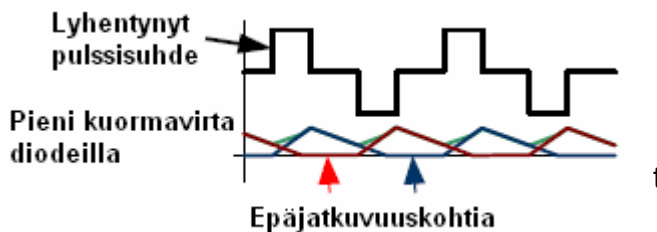
6 TOISIOPUOLEN VIRRAT CURRENT DOUPLER -TOPOLOGIASSA

Current doubler -topologiassa on muuntajan toisiopuolella kaksi kelaa. Kuvaan on merkattu virtojen kulku muuntajan toisiopuolella. Kuvassa 13 on yksinkertaistettu piirikaavio current doubler -topologiasta.



KUVA 13. Current doubler -topologia (Intersil 2007, 14)

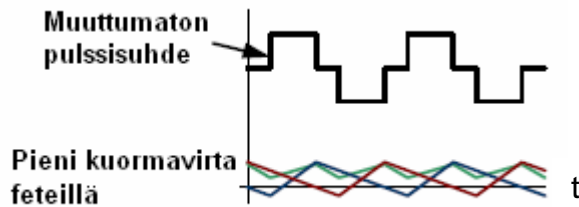
Kuvassa 13 olevat MOSFETit Q1 ja Q2 voidaan korvata diodeilla. Suurilla kuormavirroilla voidaan käyttää diodeja tai MOSFETtejä ja toiminta on molemmilla samanlainen. Diodeja käytettäessä kelojen L1 ja L2 virrat menevät välissä nolnaan ampeeriin pienillä kuormavirroilla. Tästä aiheutuu epäjatkuvuuskohtia ja PWM:n pulssisuhde kärsii. Kuva 14 havainnollistaa tilanteen. (Intersil 2007, 4.)



KUVA 14. Diodeilla toteutettu tasasuuntaus (Intersil 2007, 5)

Kelojen virrat voivat olla negatiivisia, kun käytetään MOSFETtejä tasasuuntaukseen, koska virta voi kulkea MOSFETin läpi molempiin

suuntiin. Pulssisuhde pysyy lähes muuttumattomana ja kuormavirran suuruus ei vaikuta suorituskykyyn. Suunnitellessa current doupler -topologiaa on huomioitava, että muuntajan toisiopuolen virtareitit ovat symmetrisiä. (Kuva 15.) (Intersil 2007, 5.)



KUVA 15. MOSFETeillä toteutettu tasasuuntaus (Intersil 2007, 5)

Current doupler -topologialla saavutetaan kaksi merkittävää etua. Lähtövirta on jaettu kahdelle kelalle ja johtuvat häviöt on saatu pienemmäksi. Toinen etu liittyy muuntajan toisiokäämiin. Muuntajan suunnittelu helpottuu, koska toisiokäämissä ei tarvitse olla kuin yksi käämi. (Intersil 2007, 3.)

7 TEHOLÄHTEEN SUUNNITTELU

7.1 Teholähteen vaatimukset

Tehtävänä on suunnitella 500 W:inen DC-DC-teholähde. Mitoituksen apuna käytetään Texas Instrumentsin mitoitusohjetta SLUA560B ja teholähteen suunnittelu -exceliä, mitkä on tehty UCC28950EVM-442 evaluointilevylle. Texasin suunnittelu-excel on liitteenä (liite 3). Taulukosta 1 selviävät teholähteen vaatimukset.

TAULUKKO 1. Teholähteen alkutiedot

	MIN	TYP	MAX
Tulojännite	380 V (V_{INMIN})	400 V (V_{IN})	420 V (V_{INMAX})
Lähtöjännite	50 V	55V (V_{OUT})	60 V
Lähtöjännitteen rippeli (90 % kuormalla)			600 mV (V_{TRAN})
Lähtöteho			500 W (P_{OUT})
Hyötysuhde	> 90% (n)		
Lähtö kelan (LOUT) kytkentätaajuus		400 kHz (f_s)	

7.2 Toiminnallinen piirikaavio

Kuvassa 16 on esitetty vaihe siirretyn full bridge -topologialla toimivan teholähteen toiminnallinen piirikaavio. Muuntajan ensiöpuolella on neljä MOSFETtiä ja toisiopuolella kaksi, joita ohjataan ohjainpiirillä UCC28950.

7.4 Muuntajan mitoitus

Maksimipulssisuhteeksi muuntajalle valitaan 70 % (D_{MAX}). Arvioitu MOSFETtien jännitehäviö (V_{RDSON}) on 0,3 V. Muuntajan muuntosuhde lasketaan kaavalla 2 (Texas Instruments. 2010c, 2).

$$a1 = \frac{N_P}{N_S} = \frac{(V_{INMIN} - 2 * V_{RDSON}) * D_{MAX}}{V_{OUT} + V_{RDSON}} \quad \text{KAAVA 2}$$

N_P = ensiökäämin kierrostenmäärä

N_S = toisiokäämin kierrostenmäärä

V_{INMIN} = minimisisäntulojännite

V_{RDSON} = MOSFETin jännitehäviö

D_{MAX} = maksimipulssisuhde

V_{OUT} = lähtöjännite

$$a1 = \frac{(380V - 2 * 0,3V) * 0,7}{(55V + 0,3V)} = 4,8$$

Tyypillinen pulssisuhde lasketaan kaavalla 3 (Texas Instruments. 2010c, 3). Tyypillistä pulssisuhdetta laskettaessa käytetään muuntosuhteena ohjeen mukaan tasalukua (5).

$$D_{TYP} = \frac{(V_{OUT} + V_{RDSON}) * a1}{(V_{IN} - 2 * V_{RDSON})} \quad \text{KAAVA 3}$$

V_{IN} = normaali tulojännite

$$D_{TYP} = \frac{(55V + 0,3V) * 5}{(400V - 2 * 0,3V)} = 0,7$$

Toisiopuolen kelan rippelivirraksi valitaan 20 % lähtövirrasta. Rippelivirran suuruus lasketaan kaavalla 4 (Texas Instruments. 2010c, 3).

$$\Delta I_{LOUT} = \frac{P_{OUT} * 0,2}{V_{OUT}} \quad \text{KAAVA 4}$$

$$\Delta I_{L_{OUT}} = \frac{500W * 0,2}{55V} = 1,8A$$

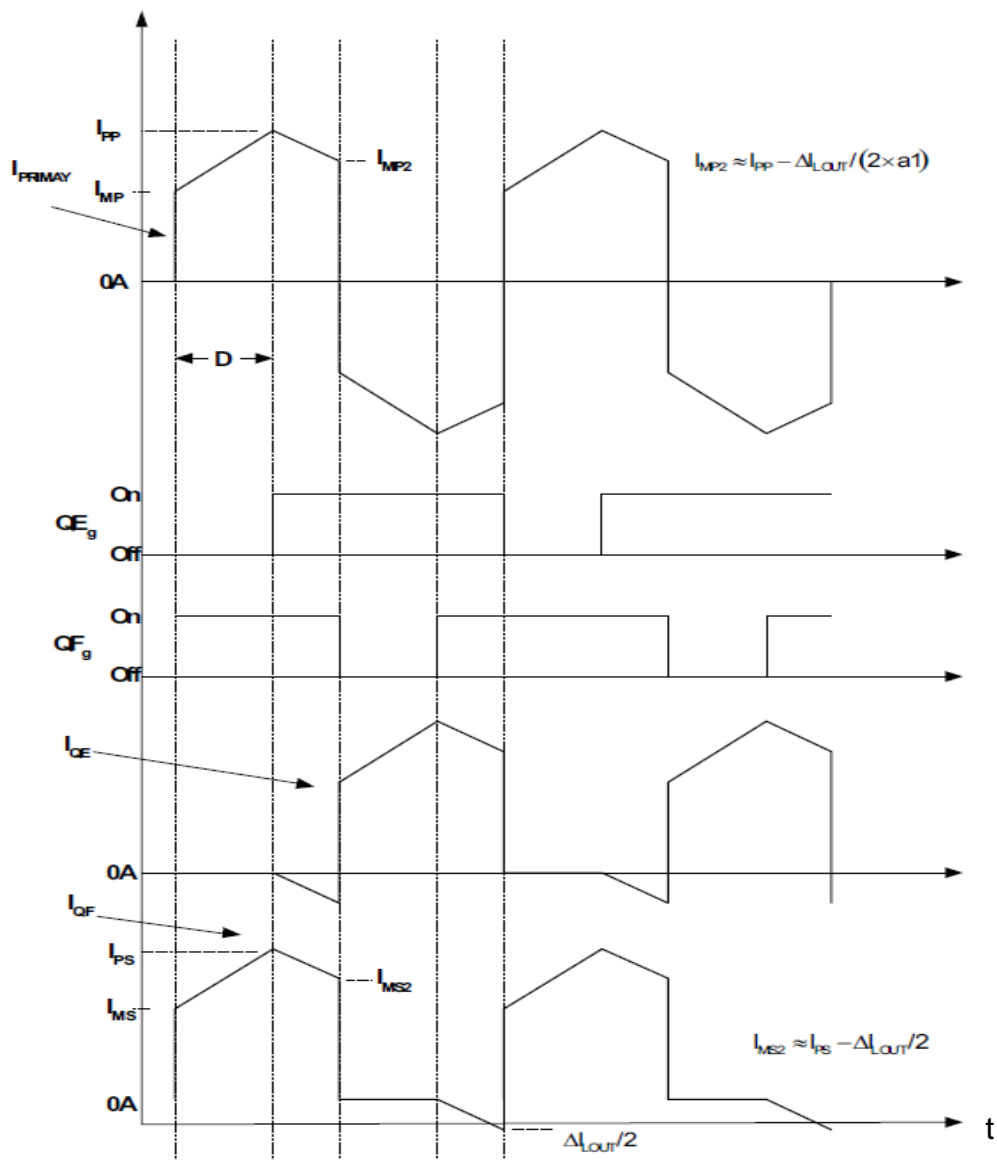
Muuntajan ensiökäämin minimi-induktanssi lasketaan kaavalla 5 (Texas Instruments. 2010c, 3).

$$L_{MAG} \geq \frac{V_{IN} * (1 - D_{TYP})}{\frac{\Delta I_{L_{OUT}} * 0,5}{a1} * f_S} \quad \text{KAAVA 5}$$

f_S = kytkentätaajuus

$$L_{MAG} \geq \frac{400V * (1 - 0,7)}{\frac{1,8A * 0,5}{4,8} * 400kHz} = 1,6mH$$

Kuvassa 17 näkyy ensiöpuolen virta (I_{PIMAY}) ja toisiopuolen tasasuuntaus MOSFETtien QE (I_{QE}) ja QF (I_{QF}) virrat. Kuvaan pulssisuhde on merkitty D:llä.



KUVA 17. Ensiöpuolen virta ja MOSFETtien QE ja QF virrat (Texas Instruments. 2010c, 4)

Muuntajan toisiopuolen tehollisvirta lasketaan kaavalla 6 (Texas Instruments. 2010c, 5).

$$I_{SRMS} = \sqrt{I_{SRMS1}^2 + I_{SRMS2}^2 + I_{SRMS3}^2} \quad \text{KAAVA 6}$$

I_{SRMS1} = Muuntajan toisiopuolen tehollisvirta, kun energia on siirretty toisiopuolelle.

I_{SRMS2} = Muuntajan toisiopuolen tehollisvirta, kun QE ja QF ovat molemmat johtavassa tilassa.

I_{SRMS3} = Muuntajan toisiopuolen tehollisvirta freewheel-jakson aikana.

$$I_{PS} = \frac{P_{OUT}}{V_{OUT}} + \frac{\Delta I_{LOUT}}{2}$$

$$I_{PS} = \frac{500W}{55V} + \frac{1,8A}{2} = 10,0A$$

$$I_{MS} = \frac{P_{OUT}}{V_{OUT}} - \frac{\Delta I_{LOUT}}{2}$$

$$I_{MS} = \frac{500W}{55V} - \frac{1,8A}{2} = 8,2A$$

$$I_{MS2} = I_{PS} - \frac{\Delta I_{LOUT}}{2}$$

$$I_{MS2} = 10,0A - \frac{1,8A}{2} = 9,1A$$

$$I_{SRMS1} = \sqrt{\left(\frac{D_{MAX}}{2}\right) \left(I_{PS} * I_{MS} + \frac{(I_{PS} - I_{MS})^2}{3} \right)}$$

$$I_{SRMS1} = \sqrt{\left(\frac{0,7}{2}\right) * \left(10,0A * 8,2A + \frac{(10,0A - 8,2A)^2}{3} \right)} = 5,4A$$

$$I_{SRMS2} = \sqrt{\left(\frac{1 - D_{MAX}}{2}\right) \left(I_{PS} * I_{MS2} + \frac{(I_{PS} - I_{MS2})^2}{3} \right)}$$

$$I_{SRMS2} = \sqrt{\left(\frac{1 - 0,7}{2}\right) \left(10,0A * 9,1A + \frac{(10,0A - 9,1A)^2}{3} \right)} = 3,7A$$

$$I_{SRMS3} = \frac{\Delta I_{LOUT}}{2} * \sqrt{\left(\frac{1 - D_{MAX}}{6}\right)}$$

$$I_{SRMS3} = \frac{1,82A}{2} * \sqrt{\left(\frac{1-0,7}{6}\right)} = 0,2A$$

$$I_{SRMS} = \sqrt{5,4A^2 + 3,7A^2 + 0,2A^2} = 6,5A$$

Muuntajan ensiöpuolen tehollisvirta lasketaan kaavalla 7 (Texas Instruments. 2010c, 5).

$$I_{PRMS} = \sqrt{I_{PRMS1}^2 + I_{PRMS2}^2} \quad \text{KAAVA 7}$$

I_{PRMS1} = Muuntajan ensiöpuolen tehollisvirta, kun energia on siirretty toisiopuolelle.

I_{PRMS2} = Muuntajan ensiöpuolen tehollisvirta, kun muunnin on freewheel-tilassa.

$$\Delta I_{LMAG} = \frac{V_{INMIN} * D_{MAX}}{L_{MAG} * f_S}$$

$$\Delta I_{LMAG} = \frac{380V * 0,7}{1,6mH * 400kHz} = 0,4A$$

$$I_{PP} = \left(\frac{P_{OUT}}{V_{OUT} * \eta} + \frac{\Delta I_{LOUT}}{2} \right) * \frac{1}{a1} + \Delta I_{LMAG}$$

$$I_{PP} = \left(\frac{500W}{55V * 0,9} + \frac{1,8A}{2} \right) * \frac{1}{4,8} + 0,4A = 2,6A$$

$$I_{MP} = \left(\frac{P_{OUT}}{V_{OUT} * \eta} - \frac{\Delta I_{LOUT}}{2} \right) * \frac{1}{a1} + \Delta I_{LMAG}$$

$$I_{MP} = \left(\frac{500W}{55V * 0,9} - \frac{1,8A}{2} \right) * \frac{1}{4,8} + 0,4A = 2,2A$$

$$I_{MP2} = I_{PP} - \left(\frac{\Delta I_{LOUT}}{2} \right) * \frac{1}{a1}$$

$$I_{MP2} = 2,6A - \left(\frac{1,8A}{2} \right) * \frac{1}{4,8} = 2,4A$$

$$I_{PRMS1} = \sqrt{D_{MAX} * I_{PP} * I_{MP} + \frac{(I_{PP} - I_{MP})^2}{3}}$$

$$I_{PRMS1} = \sqrt{0,7 * 2,6A * 2,2A + \frac{(2,6A - 2,2A)^2}{3}} = 2,0A$$

$$I_{PRMS2} = \sqrt{(1 - D_{MAX}) \left(I_{PP} * I_{MP2} + \frac{(I_{PP} - I_{MP2})^2}{3} \right)}$$

$$I_{PRMS2} = \sqrt{(1 - 0,7) \left(2,6A * 2,4A + \frac{(2,6A - 2,4A)^2}{3} \right)} = 1,4A$$

$$I_{PRMS} = \sqrt{2,0A^2 + 1,4A^2} = 2,5A$$

Ensiöpuolen hajainduktanssi ja DC-vastuksen arvo sekä toisiopuolen DC-vastus mitataan muuntajasta. Hajainduktanssi ensiöpuolella on 9 μ H (L_{LK}), DC-vastus 190 m Ω (DCR_P) ja DC-vastus toisiopuolella on 20 m Ω (DCR_S).

Muuntajan likimääräiset häviöt voidaan laskea kaavalla 8 (Texas Instruments. 2010c, 6).

$$P_{T1} = 2 * (I_{PRMS}^2 * DCR_P + 2 * I_{SRMS}^2 * DCR_S) \quad \text{KAAVA 8}$$

$$P_{T1} = 2 * (2,5A^2 * 190m\Omega + 2 * 6,5A^2 * 20m\Omega) = 5,7W$$

Kokonaistehohäviö laskettiin kaavalla 1, joka on 55,6 W. Vähentämällä kokonaistehohäviöstä muuntajan häviöt saadaan laskettua jäljellä oleva hukattava teho. Jäljellä on siis $55,6 \text{ W} - 5,7 \text{ W} = 49,9 \text{ W}$.

7.5 Ensiöpuolen kanavatransistorien valinta

Työhön mitoitetaan ensiöpuolelle neljä MOSFETtiä. MOSFETtien mitoitukseen vaikuttavat tulojännite ja tulovirta. Tulojännite on maksimissaan 420 V, joten MOSFETin täytyy kestää myös tätä jännitettä suuremmat jännitepiikit. MOSFETin jännitekestoksi asetetaan minimissään 500 V. Levyssä olevat MOSFETit ovat TO-220-koteloisia. Näiden tietojen perusteella kerätään eri valmistajien MOSFETtien tietoja taulukkoon, mitkä vaikuttavat MOSFETtien tehohäviöön. Taulukon avulla lasketaan jokaiselle MOSFETille tehohäviön, jonka perusteella valitaan tarpeisiin nähden parhaimmat MOSFETit. Valitut komponentit ja laskut löytyvät liitteestä (liite 1). Kaavalla 9 voidaan laskea keskimääräinen lähtökapasitanssi MOSFETille (Texas Instruments. 2010c, 7).

$$C_{OSS_QA_AVG} = C_{OSS_QA_SPEC} \sqrt{\frac{V_{dsQA}}{V_{INMAX}}} \quad \text{KAAVA 9}$$

$C_{OSS_QA_SPEC}$ = lähtökapasitanssi datalehdestä

V_{dsQA} = jännite missä lähtökapasitanssi on mitattu.

$$C_{OSS_QA_AVG} = 110 \rho F \sqrt{\frac{100V}{420V}} = 54 \rho F$$

MOSFETin häviöt voidaan laskea kaavalla 10 (Texas Instruments. 2010c, 7).

$$P_{QA} = I_{PRMS}^2 * R_{ds(on)QA} + 2 * QA_g * V_g * \frac{f_s}{2} \quad \text{KAAVA 10}$$

$R_{ds(on)QA}$ = nielu-lähde resistanssi

QA_g = hila lataus

V_g = MOSFETin toimintajännite

$f_S =$ kytKentätaajuus

$$P_{QA} = 2,5A^2 * 0,07\Omega + 2 * 100nC * 12V * \frac{400kHz}{2} = 0,9W$$

Kokonaistehohäviöstä pitää vähentää muuntajan ja MOSFETtien tehohäviöt (55,6 W – 5,7 W – 4 * 0,9 W = 46,3 W).

7.6 Kela ensiöpuolelle

Muuntajan ensiöpuolelle pitää mitoittaa kela, jotta nolajännitevaihtaminen onnistuu (ZVS = zero voltage switching). Kelan laskeminen perustuu energian määrään. Kelan pitää pystyä tyhjentämään MOSFETtien parasitiittiset kapasitanssit kytKentä hetkellä. Kaavalla 11 voidaan laskea minimiarvo kelalle (Texas Instruments. 2010c, 8).

$$L_S \geq \left(2 * C_{OSS_QA_AVG} \right) \frac{V_{IN}^2}{\left(\frac{I_{PP}}{2} - \frac{\Delta I_{LOUT}}{2 * a1} \right)^2} - L_{LK} \quad \text{KAAVA 11}$$

$$L_S \geq \left(2 * 54pF \right) \frac{420V^2}{\left(\frac{2,6A}{2} - \frac{1,8A}{2 * 4,8} \right)^2} - 9\mu H = 4,8\mu H$$

Kelan häviöt voidaan laskea kaavalla 12 (Texas Instruments. 2010c, 8).

$$P_{LS} = 2 * I_{PRMS}^2 * DCR_{LS} \quad \text{KAAVA 12}$$

DCR_{LS} = kelan DC-vastus

$$P_{LS} = 2 * 2,5A^2 * 8m\Omega = 0,1W$$

Kokonaistehohäviöstä pitää vähentää muuntajan, MOSFETtien ja kelan tehohäviöt (55,6 W – 5,7 W – 4 * 0,9 W – 0,1 W = 46,2 W).

7.7 Kela toisiopuolelle

Toisiopuolen kela mitoitetaan 20 % rippelivirran mukaan. Toisiopuolen kelan induktanssi voidaan laskea kaavalla 13 (Texas Instruments. 2010c, 9).

$$L_{OUT} = \frac{V_{OUT} * (1 - D_{TYP})}{I_{LOUT} * f_S} \quad \text{KAAVA 13}$$

$$L_{OUT} = \frac{55V * (1 - 0,69)}{1,82A * 400kHz} = 23,3\mu H$$

Tehollisvirta muuntajan toisiopuolella olevalle kelalle voidaan laskea kaavalla 14 (Texas Instruments. 2010c, 9).

$$I_{LOUT_RMS} = \sqrt{\left(\frac{P_{OUT}}{V_{OUT}}\right)^2 + \left(\frac{\Delta I_{LOUT}}{\sqrt{3}}\right)^2} \quad \text{KAAVA 14}$$

$$I_{LOUT_RMS} = \sqrt{\left(\frac{500W}{55V}\right)^2 + \left(\frac{1,8A}{\sqrt{3}}\right)^2} = 9,2A$$

Kelan likimääräinen häviöteho voidaan laskea kaavalla 15 (Texas Instruments. 2010c, 9).

$$P_{LOUT} = 2 * I_{LOUT_RMS}^2 * DCR_{LOUT} \quad \text{KAAVA 15}$$

$$P_{LOUT} = 2 * 9,2A^2 * 2,7m\Omega = 0,5W$$

Jäljellä olevasta kokonaistehohäviöstä vähennetään toisiopuolen kelan tehohäviö (46,2 W – 0,5 W = 45,7 W).

7.8 Toisiopuolen kanavatransistorien valinta

Toisiopuolella on kaksi MOSFETtiä, jotka hoitavat tasasuuntauksen. Teholähteen lähtöjännite on 55 V ja kuormavirta 9,1 A. MOSFETtien jännitekeston pitää olla vähintään 250 V. MOSFETin yli jännitettä laskettaessa käytetään muuntosuhteena ohjeen mukaan tasalukua (5). Kaavalla 16 voidaan laskea jännite MOSFETin yli, kun MOSFET on johtamattomassa tilassa (Texas Instruments. 2010c, 9).

$$V_{dsQE} = \frac{V_{INMAX}}{a1} \quad \text{KAAVA 16}$$

$$V_{dsQE} = \frac{420V}{5} = 84V$$

Kaavalla 17 voidaan laskea keskimääräinen lähtökapasitanssi toisiopuolen MOSFETille (Texas Instruments. 2010c, 11).

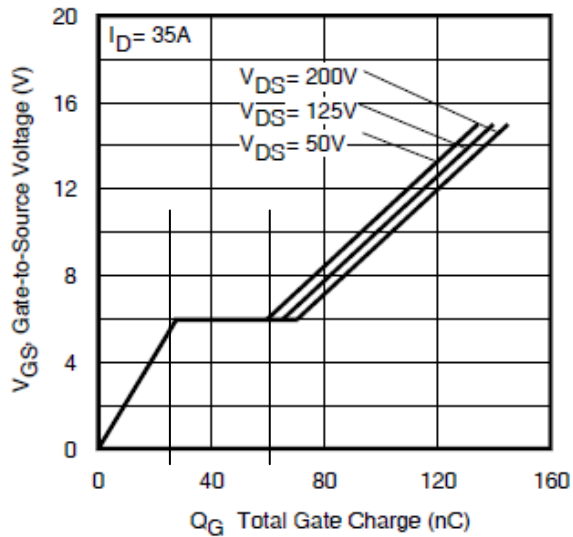
$$C_{OSS_QE_AVG} = C_{OSS_SPEC} \sqrt{\frac{V_{dsQE}}{V_{ds_spec}}} \quad \text{KAAVA 17}$$

$$C_{OSS_QE_AVG} = 530 \rho F \sqrt{\frac{84V}{25}} = 972 \rho F$$

Toisiopuolen MOSFETtien tehollisvirta lasketaan kaavalla 18 (Texas Instruments. 2010c, 11).

$$I_{QE_RMS} = I_{SRMS} = 6,5A \quad \text{KAAVA 18}$$

Arvioitu MOSFETin nousu- ja laskuaika voidaan laskea kaavalla 19 (Texas Instruments. 2010c, 12). QE_{MILLER_MAX} ja QE_{MILLER_MIN} tiedot löytyvät MOSFETin datalehdessä olevasta kuvaajasta ja kuvasta 18.



KUVA 18. Maksimi- ja minimiporttivaraus katsotaan kuvaajasta (International Rectifier, 4)

$$t_r \approx t_f = \frac{QE_{MILLER_MAX} - QE_{MILLER_MIN}}{\frac{I_P}{2}}$$

KAAVA 19

$$t_r \approx t_f = \frac{65nC - 30nC}{\frac{4A}{2}} = 17,5ns$$

MOSFETin häviöt voidaan laskea kaavalla 20 (Texas Instruments. 2010c, 12).

$$P_{QE} = I_{QE_RMS}^2 * R_{ds(on)QE} + \frac{P_{OUT}}{V_{OUT}} * V_{dsQE} * (t_r + t_f) * \frac{f_s}{2} + 2 * C_{OSS_QE_AVG} * V_{dsQE}^2 * \frac{f_s}{2} + 2 * Q_{gQE} * V_{gQE} * \frac{f_s}{2}$$

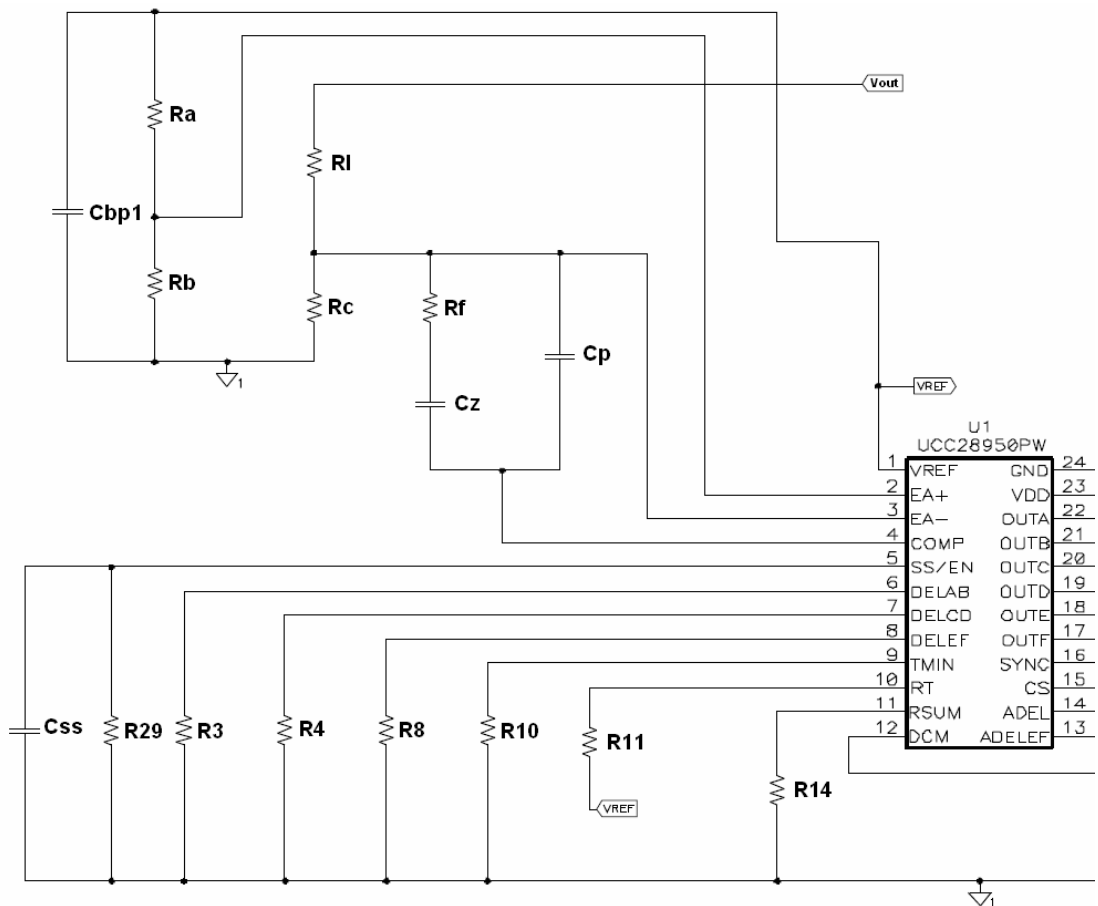
KAAVA 20

$$P_{QE} = 6,5A^2 * 30m\Omega + \frac{500W}{55V} * 84V * (17,5ns + 17,5ns) * \frac{400kHz_s}{2} + 2 * 972pF * 84V^2 * \frac{400kHz}{2} + 2 * 99nC * 12V * \frac{400kHz}{2} = 9,8W$$

Jäljellä olevasta kokonaistehohäviöstä vähennetään toisiopuolen MOSFETtien tehohäviöt ($45,7 \text{ W} - 2 * 9,8 \text{ W} = 26,1 \text{ W}$).

7.9 Takaisinkytkennän komponenttien mitoitus

Takaisinkytkennän avulla ohjainpiiri pitää teholähteen lähtöjännitteen asetettuna, vaikka tulojännite vaihtelee sallittujen rajojen sisällä. Virhevahvistin sisältää kaksi sisääntuloa; EA+ (ei invertoitu) ja EA- (invertoitu) sekä lähdön COMP. Virhevahvistimen sisääntulojännite pitää olla 0,5 – 3,6 V. Kuvassa 19 näkyvät takaisinkytkentä ja komponentit. (Texas Instruments. 2010c, 11.)



KUVA 19. Takaisinkytkentä ja takaisinkytkentäkomponentit (Texas Instruments. 2010c, 25)

Pinnissä yksi (V_{REF}) on referenssijännite, joka on 5 V. Vastusten R_a ja R_b avulla voidaan asettaa pinniin kaksi (EA+) virhevahvistimen referenssijännite (V_1) halutuksi. Työhön virhevahvistimen referenssijännite asetetaan 2,5 V:iin. R_b :n arvoksi valitaan 2,37 k Ω ja R_a :n arvo lasketaan sen perusteella kaavalla 21 (Texas Instruments. 2010c, 16).

$$R_A = \frac{R_B * (V_{REF} - V_1)}{V_1} \quad \text{KAAVA 21}$$

$$R_A = \frac{2,37\text{k}\Omega * (5\text{V} - 2,5\text{V})}{2,5\text{V}} = 2,37\text{k}\Omega$$

Vastusten R_i ja R_c avulla asetetaan ulostulojännite (V_{OUT}) virhevahvistimen referenssijännitteen suuruiseksi. R_c :n arvoksi valitaan 2,37 k Ω ja kaavalla 22 lasketaan R_i vastuksen arvo (Texas Instruments. 2010c, 16).

$$R_i = \frac{R_c * (V_{OUT} - V_1)}{V_1} \quad \text{KAAVA 22}$$

$$R_i = \frac{2,37\text{k}\Omega * (55\text{V} - 2,5\text{V})}{2,5\text{V}} = 49,77\text{k}\Omega$$

Takaisinkytkentäsilmukka voidaan tehdä R_f , C_z ja C_p -komponenteilla. Takaisinkytkentään vaikuttavat komponentit (R_f , C_z ja C_p) tulee sijoittaa mahdollisimman lähelle piirin pinnejä kolme ja neljä. Kuorman impedanssi 10 %:n kuormalla voidaan laskea kaavalla 23 (Texas Instruments. 2010c, 16).

$$R_{LOAD} = \frac{V_{OUT}^2}{P_{OUT} * 0,1} \quad \text{KAAVA 23}$$

$$R_{LOAD} = \frac{(55\text{V})^2}{500\text{W} * 0,1} = 60,5\Omega$$

Vastuksen R_f arvo lasketaan vastuksen R_i ja siirtofunktion ($G_{CO}(f)$) avulla. Siirtofunktion kaava löytyy Texas Instrumentsin ohjeesta SLUA560B (Texas Instruments. 2010c, 17) ja laskut liitteestä 2. Siirtofunktion itseisarvo lasketaan 10 kHz:n taajuudella. Kaavan 24 avulla saadaan laskettua vastuksen R_f arvo (Texas Instruments. 2010c, 17).

$$R_F = \frac{R_i}{G_{CO}\left(\frac{f_{pp}}{10}\right)} \quad \text{KAAVA 24}$$

$$R_F = \frac{49,77k\Omega}{0,57} = 87,13k\Omega$$

Takaisinkytkentä kondensaattorin C_z arvo voidaan laskea kaavalla 25 (Texas Instruments. 2010c, 17).

$$C_z = \frac{1}{2 * \pi * R_F * \frac{f_c}{5}} \quad \text{KAAVA 25}$$

$$C_z = \frac{1}{2 * \pi * 87,13k\Omega * \frac{10kHz}{5}} = 913\rho F$$

Takaisinkytkentä kondensaattorin C_p arvo voidaan laskea kaavalla 26 (Texas Instruments. 2010c, 17).

$$C_p = \frac{1}{2 * \pi * R_F * f_c * 2} \quad \text{KAAVA 26}$$

$$C_p = \frac{1}{2 * \pi * 87,13k\Omega * 10kHz * 2} = 91\rho F$$

7.10 KytKentätaajuus

Teholähteen MOSFETtien kytKentätaajuus on asetettu vaatimuksissa 200 kHz:iin. UCC28950-piirin pinnissä 10 olevalla ajoitus vastuksella R_T voidaan säätää kytKentätaajuus sopivaksi. Kaavalla 27 voidaan laskea R_T :n arvo, jolla saadaan 200 kHz:n kytKentätaajuus asetettua (Texas Instruments. 2010c, 23).

$$R_T = \left(\frac{2,5 * 10^6 \frac{\Omega \text{Hz}}{\text{V}}}{\frac{f_s}{2}} - 1 \frac{\Omega}{\text{V}} \right) * (V_{REF} - 2,5\text{V}) * 10^3 \quad \text{KAAVA 27}$$

f_s = toisiopuolen kelan kytKentätaajuus

$$R_T = \left(\frac{2,5 * 10^6 \frac{\Omega \text{Hz}}{\text{V}}}{\frac{400\text{kHz}}{2}} - 1 \frac{\Omega}{\text{V}} \right) * (5\text{V} - 2,5\text{V}) * 10^3 = 28,8\text{k}\Omega$$

7.11 Lämpösuunnittelu

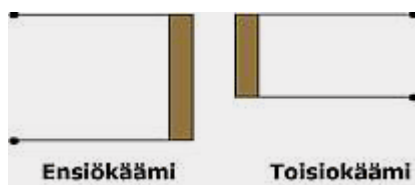
Lämpö siirtyy aina korkeammasta lämpötilasta alhaisempaan lämpötilaan. Lämmönsiirto on itsestään tapahtuva ja palautumaton prosessi ja lämpötilaero on edellytys lämmön siirtymiselle. Lämpö voi siirtyä johtamalla eli lämpöä diffusoituu materiaalin sisällä tai materiaalista toiseen. Tehokkaintapa siirtää lämpöä on konvektio, jossa lämpöenergiaa siirtyy väliaineen virtauksen mukana. Osa lämmöstä siirtyy kappaleesta säteilyn avulla ympäristöön. (Sähkölämpötekniikka. 2010, 4.)

Teholähteessä ovat paikallaan jäähdytysrivat MOSFETtien jäähdyttämistä varten. Teholähteen suunnittelussa ei ole otettu lämpösuunnittelua huomioon. Muokatussa teholähteessä käytetään samoja jäähdytysripoja kuin alkuperäisessä teholähteessä.

8 HAKKURITEHOLÄHTEEN MUUNTAJAN SUUNNITTELU JA MITOITUS

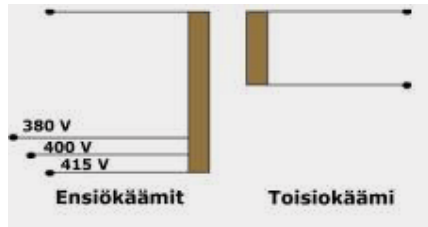
Muuntaja rakentuu käämeistä ja sydämeistä. Ensio- ja toisiokäämit ovat yleensä emalilla eristettyä kuparia tai alumiinia ja sydän rautaa. Ensio- ja toisiokäämi on eristetty toisistaan ja energia siirtyy virtapiiristä toiseen käämien välisen keskinäisinduktanssin välityksellä. Ensio- ja toisiokäämissä kulkeva vaihtovirta synnyttää rautasydämeen magneettivuon, joka indusoi toisiokäämin napoihin sen kierrosmäärää vastaavan jännitteen. Muuntajia käytetään monenlaisiin käyttötarkoituksiin. Muuntajalla voi pienentää tai suurentaa vaihtojännitettä, erottaa galvaanisesti vaihtovirtapiirejä tai sovittaa elektronisten piirien keskinäisiä impedansseja. Tässä työssä käytetään ferriittimuuntajaa. Sydämen materiaali on ferriittisistä jauheista puristettu. Muovisen kellarungon ympärille käämitään käämit. Ferriittimuuntajia käytetään elektroniikan sovelluksissa, missä on korkeita taajuuksia. (Intertrafo.)

Kaksikäämimuuntajassa on erillinen ensio- ja toisiokäämi. Käämit eivät ole sähköisesti toisiinsa yhteydessä. Kaksikäämimuuntajassa voi olla yksi ensio- ja toisiokäämi. Tällaiset muuntajat soveltuvat jännitteen pienentämiseen ja suurentamiseen sekä erotusmuuntajaksi. (Kuva 20.) (Intertrafo.)



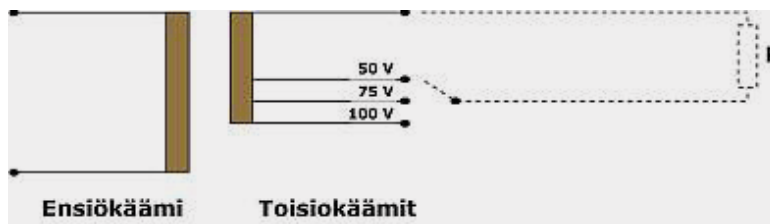
KUVA 20. Kaksikäämimuuntaja, jossa on yksi ensio- ja toisiokäämi (Intertrafo)

Kaksikämmimuuntajan ensiökäämiin voidaan laittaa väliulosottoja. Muuntaja sopii käyttötarkoituksiin, joissa tarvitaan useampaa erisuuruista ensiöjännitettä. Toisiossa ei ole kuin yksi käämi. (Kuva 21.) (Intertrafo.)



KUVA 21. Kaksikämmimuuntajassa voi olla ensiökäämissä useita väliulosottoja (Intertrafo)

Kaksoiskäämmimuuntajassa voi olla myös toisiokäämissä useampi ulosotto. Ensiöpuolella ei ole silloin kuin yksi käämi. Toisiopuolen käämin ulosottoja ei voi kuormittaa kuin yhtä kerrallaan. (Kuva 22.) (Intertrafo.)



KUVA 22. Kaksoiskäämmimuuntajassa voi olla toisiokäämissä useita väliulosottoja (Intertrafo)

Kaksoiskäämmimuuntajassa voi olla ensiökäämi ja useampi toisiokäämi, joita kuormitetaan samanaikaisesti. Tällaisella muuntajalla saadaan toisiopuolelta useampi eri jännite samaan aikaan. (Kuva 23.) (Intertrafo.)



KUVA 23. Kaksikämmimuuntaja, jossa on yksi ensiökäämi ja useampi toisiokäämi (Intertrafo)

8.1 Muuntajan mitoitus

Sopivaa valmista muuntajaa ei löydy suoraan tähän DC-DC-teholähteeseen, joten työhön sopiva muuntaja suunnitellaan. Suunnitelman perusteella tilataan sopiva muuntaja. Muuntajan suunnittelun apuna käytetään PKC:n omaa muuntajan suunnittelu mallia. Tarkka suunnitelma on liitteenä (liite 4).

8.1.1 Muuntajan ensiö- ja toisiopuolen kierrosmäärien suhde

Ensimmäiseksi lasketaan muuntajan N_p - N_s -suhde eli ensiö- ja toisiopuolen käämien kierrosten suhde. Laskut näkyvät liitteestä 4. Maksimipulssisuhteeksi (D_{max}) valitaan 0,35. Ehdoton maksimipulssisuhteeksi on 0,5. Teholähteen sisääntulojännite pitää olla vähintään 380 V ja ulostulojännitteeksi teholähteelle asetetaan 55 V. Näiden tietojen avulla saadaan suhdeluvuksi 4,8.

8.1.2 Muuntajan ydintyyppi ja materiaali

Lähtötehoksi teholähteelle on asetettu 500 W ja hyötysuhteeksi vähintään 90 %. Kytkentätaajuus työssä on 200 kHz. Liite 4:sta apuna käyttäen saadaan magneettivuontiheydeksi (dB) 0,09 T ja kuparin käyttöasteeksi asetetaan 0,1. Ytimen tilantarpeeksi saadaan 4,1 cm² (liite 4). Työhön valitaan muuntajan ytimeksi ETD 44/22/15 (vertical) (liite 5 ja 6). Ydin materiaaliksi valitaan N87, koska se soveltuu tähän käyttöön hyvin ominaisuuksiensa puolesta (liite 7).

8.1.3 Muuntajan käämien kierrosmäärät

Ensiöpuolen kierrosmääräksi tulee 42,7 ja toisiopuolelle 8,9. Käämien kierrosmäärien pitää olla tasalukuja. Tässä työssä suhdeluku on 4,8, joka laskettiin luvussa 8.1.1. Valitsemalla ensiöpuolelle 44 kierrosta ja toisiopuolelle 9 kierrosta saadaan suhdeluku pysymään lähes oikeana. Laskut näkyvät liitteessä 4.

8.1.4 Käämien induktanssit

Ensiöpuolen induktanssin pitää olla vähintään 1,63 mH. Ensiökäämin induktanssiksi muuntajaan tulee 6,8 mH ja toisiokäämin induktanssiksi 283 µH. Saatuja arvoja käytetään hyväksi simuloinnissa ja muuntajaa tilatessa. Induktanssien laskut ovat liitteessä 4.

8.1.5 Käämilangan paksuus ja kerrosten määrä

Muuntajan runkoja on olemassa erikokoisia. Valitussa rungossa käämille varattu tila on 210 mm² (liite 6). Ensiökäämi tarvitsee 32,1 mm² ja toisiokäämi 74,9 mm² kokoisen tilan. Käämille varattu tila ja kierrosmäärä määrittävät, kuinka paksua käämilankaa ensiö- ja toisiokäämeissä voi käyttää. Johtimen poikkipinta-ala asettaa rajoitteen maksimivirrälle. Kerrosten määrä voidaan laskea käämin kierrosten, langan paksuuden ja käämintäleveyden avulla. Ensiö- ja toisiopuolelle tulee kaksi kerrosta. Laskut löytyvät liitteestä 4.

8.1.6 Muuntajan virrat

Ensiö- ja toisiopuolen virrat simuloidaan. Virtoja tarvitaan muuntajan kuparien häviöiden laskemiseen. Ensiöpuolella virtaa on 1,67 A ja toisiopuolella 4,88 A.

8.1.7 Käämien rakenne ja käämilangan tyypit

Optimaalisella rakenteella saadaan minimoitua kuparien AC-häviöt ja muuntajan lämpötilan nousu. Ensiö- ja toisiopuolella ei voi käyttää käämilankaa, jossa on vain yksi säie. Yksisäikeisellä langalla skin effect kasvaa liian suureksi, eli samassa johtimessa kulkevan samansuuntaisen virran osat pyrkivät kulkemaan mahdollisimman kaukana toisistaan. Virta siis kertyy johtimen pintaan kerrokseksi, jonka paksuus riippuu taajuudesta. Valitaan käämilangaksi LITZ 50*0.071. Kyseisessä langassa on nipussa 50 kpl 0,071 mm paksuja säikeitä. Langan kokonaishalkaisija on 0,68 mm.

Ensiöpuolelle laitetaan kaksi lankaa rinnakkain ja toisiopuolelle neljä. Käyttämällä tätä lankaa ei skin effectiä synny. Skin effect voi aiheuttaa suuren AC-vastuksen ja siten suuret häviöt muuntajaan. Muuntajan rakenne on liitteenä (liite 8).

8.1.8 Tehohäviöt ja lämpötilan nousu

Muuntajassa tehohäviötä syntyy käämien kupareista ja ferriitistä. Ferriitin tehohäviöksi saadaan 374 mW. Kuparien häviöt lasketaan DC- ja AC-vastusten sekä DC- ja AC-virtojen avulla. Kokonaishäviöt kuparien osalta saadaan, kun lasketaan ensiöpuolen ja toisiopuolen häviöt yhteen. Kuparien häviöksi saadaan $0,952 \text{ W} + 1,743 \text{ W} = 2,694 \text{ W}$. Kokonaistehohäviö muuntajassa saadaan laskemalla ferriitin häviöt yhteen kuparien häviöiden kanssa. Kokonaistehohäviö on huoneenlämmössä $0,374 \text{ W} + 2,694 \text{ W} = 3,068 \text{ W}$.

Muuntaja lämpenee, koska siinä aiheutuu tehohäviöitä. Muuntajan lämpötilan nousu lasketaan kokonaistehohäviön ja ferriitin lämpöresistanssin avulla. Muuntaja lämpenee $33,7 \text{ °C}$ ympäröiviin olosuhteisiin verrattuna.

8.1.9 Yhteenveto muuntajasta

Taulukkoon 2 on koottu muuntajan tiedot. Tarkemmat tiedot löytyvät liitteestä 4.

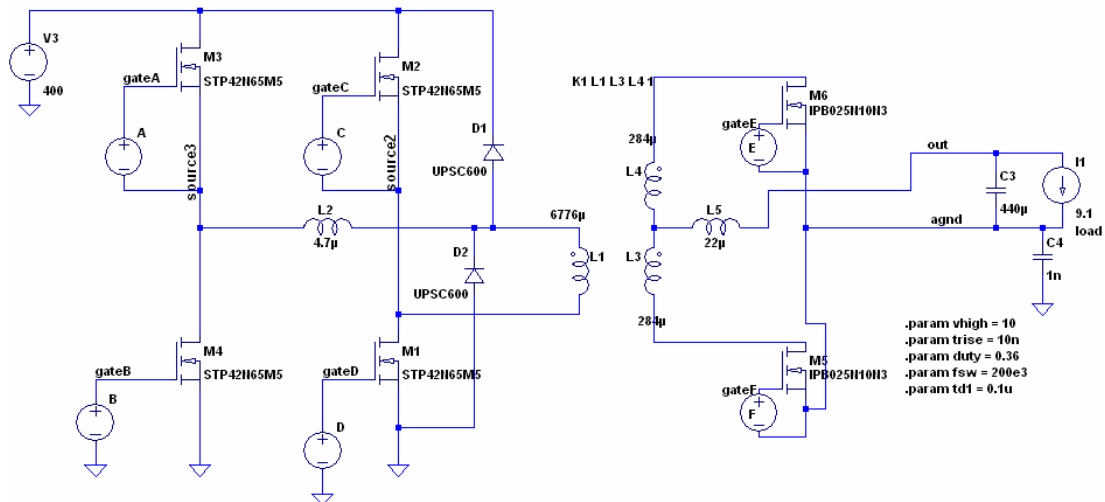
TAULUKKO 2. Muuntajan tiedot

Np	44	
Ns	9	
Np/Ns	4.89	
D_max	0.35	
Vout	55	V
Wire_pri	2*LITZ 50*0.071	
Wire_sec	4*LITZ 50*0.071	
Layers_pri	2	
Layers_sec	1	
Pcu_pri	0.95	W
Pcu_sec	1.74	W
P_core	0.37	W
Ptot	3.07	W
dT	33.7	°C

9 PIIRIKAAVIO

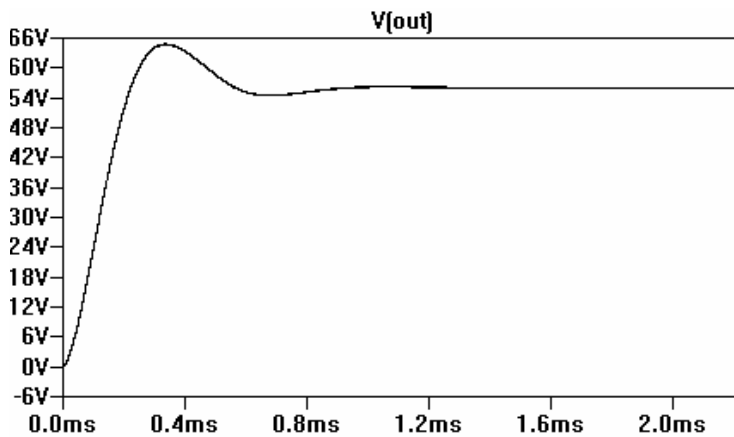
9.1 Simulointi

Työ simuloidaan LTspicellä. Simulointiin ei oteta kaikkia komponentteja mukaan, koska simulointiohjelmaan ei löydy valmiina ohjainpiiriä. Simulointiin otetaan mukaan kaikki teholähteen oikeanlaisen toiminnan kannalta oleelliset komponentit. MOSFETtejä ohjataan simulointiohjelman avulla samalla tavalla kuin ohjainpiiri ohjaa MOSFETtejä levyllä. Kuvassa 24 näkyy simulointikytkentä.

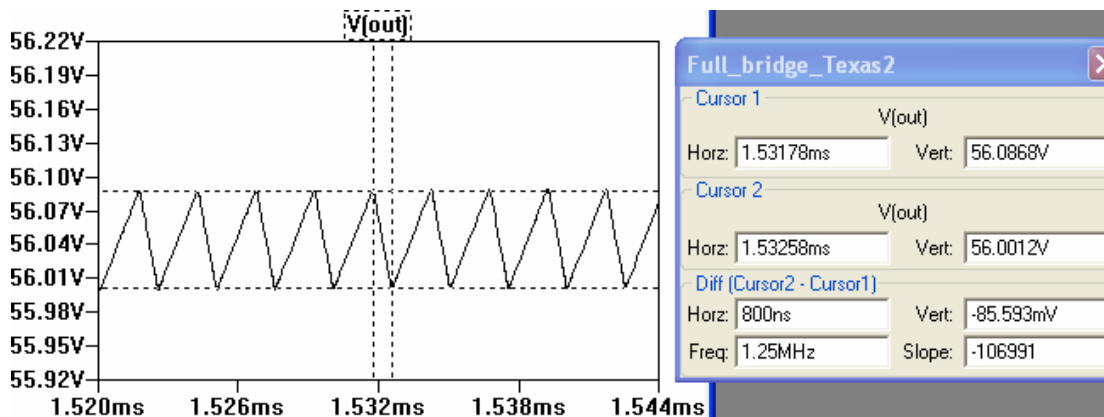


KUVA 24. Simulointikytkentä

Teholähteen lähtöjännitteeksi saadaan simuloimalla 56 V. Lähtöjännitteenhäiriöjännite on 86 mV. Kuvassa 25 näkyy lähtöjännite ja kuvassa 26 lähtöjännitteen häiriöjännite.



KUVA 25. Simuloitu lähtöjännite 56 V

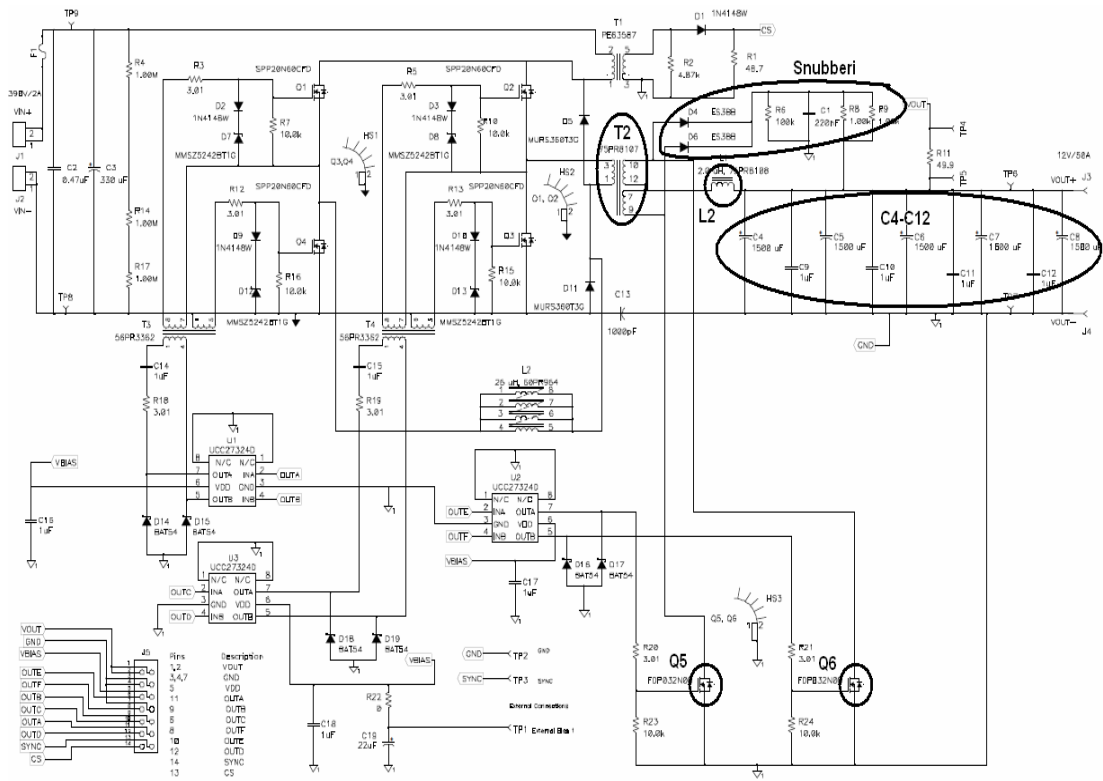


KUVA 26. Lähtöjännitteen rippeli

9.2 Muutokset evaluointilevyyn

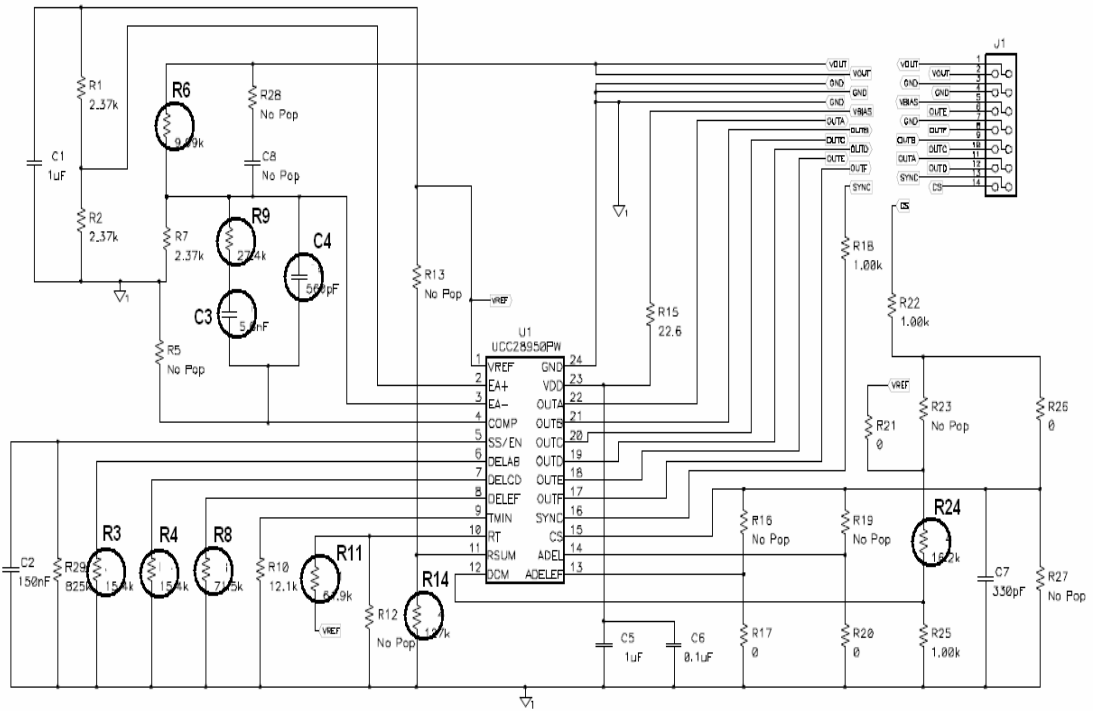
Evaluointilevyyn tehdään muutoksia, jotta teholähteestä saadaan vaatimuksia vastaava. Levylle vaihdetaan suunniteltu muuntaja (T2), jotta lähtöjännite saadaan oikeaksi (liite 4). Toisiopuolella oleva kela (L2) pitää vaihtaa mitoitus vastavaksi. Kelaksi valitaan Coilcraftin 22 μH :n kela (SER2817H-153KL). Toisiopuolen MOSFETit (Q5 ja Q6) vaihdetaan International rectifierin valmistamiin MOSFETteihin (IRFB4332PbF). Lähtökondensaattorit (C4-C12) pitää vaihtaa, koska kyseisten komponenttien jännitekesto ei ole riittävä. Pienet pintaliitoskondensaattorit vaihdetaan samankokoisiin (1 μF), mutta isommille jännitteille mitoitetuihin malleihin. Lähtökondensaattoreiksi laitetaan kaksi 220 μF :n kondensaattoria. Lisäksi kytkentä, jolla toisiopuolen MOSFETtien jännitepiikit saadaan

pienennettyä, pitää vaihtaa uuteen kytkentään sopivaksi. Uusi kytkentä näkyy piirikaaviosta. Vaihdetut komponentit on merkattu kuvaan 27.



KUVA 27. Päälevyyn vaihdettavat komponentit (Texas Instruments. 2010d, 4)

Ohjainpiiriin ympärillä olevista vastuksista ja kondensaattoreista pitää osa vaihtaa. Vastus R6 vaihdetaan 48,7 kΩ, jotta saadaan EA-jalkaan sopiva jännite. Kondensaattorit C3 ja C4 sekä vastus R9 vaihdetaan. Näillä komponenteilla hallitaan takaisinkytkentää. C3:n paikalle laitetaan 1 nF kondensaattori, C4:n paikalle 100 pF kondensaattori ja R9:n paikalle 91 kΩ vastus. Vastuksilla R3, R4 ja R8 asetetaan MOSFETtien ohjaukseen liittyvät viiveet oikeiksi. R3:n ja R4:n paikalle laitetaan 3,9 kΩ:n vastukset ja R8:n paikalle 27,4 kΩ:n vastus. Vastuksella R11 säädetään kytkentätaajuus halutuksi. 27,4 kΩ:n vastuksella saadaan kytkentätaajuus asetettua 200 kHz:iin. Vastuksen R14 paikalle laitetaan 62 kΩ:n vastus ja R24:n paikalle 20 kΩ:n vastus. Komponentit on merkitty kuvaan 28. Suunnitellun teholähteen piirikaavio on liitteenä (liite 9).



KUVA 28. Ohjainkortille vaihdettavat komponentit (Texas Instruments. 2010d, 5)

10 TESTAUS

Tilatun evaluointilevyn testataan erilaisten testien avulla. Mittausten avulla todetaan evaluointilevyn toiminta oikeaksi. Vaatimukset, mittauskalusto ja mittaustulokset löytyvät liitteestä 10. Mittausten jälkeen evaluointilevyyn tehdään muutokset, joilla tehrolähteestä saadaan vaatimusten mukainen. Liitteestä 10 löytyvät tilatun ja suunnitellun tehrolähteen mittaustulokset.

10.1 Tulojännitealue

Tulojännitealueen mittauksessa asetetaan aluksi lähtöjännite halutuksi. Tulojännitettä muutetaan ja tulojännitteelle etsitään raja-arvot. Lopuksi mitattua tulojännitealuetta verrataan asetettuun tulojännitealueeseen. Asetetulla tulojännitealueella (380–420 V) tehrolähde toimii oikein ja lähtöjännite pysyy oikealla tasolla. Tulokset löytyvät liitteestä (liite 10).

10.2 Lähtöjännite

Lähtöjännitteen pitää pysyä asetettuna, vaikka tulojännite ja lähtövirta muuttuvat tulojännitteelle asetettujen rajojen sisällä. Testauksissa lähtöjännite pysyi vaaditulla tasolla, vaikka tulojännitettä ja lähtövirtaa muutettiin. Lähtöjännitteen rippelijännite mitataan pienillä ja suurilla taajuuksilla. Pienillä taajuuksilla tarkoitetaan taajuuksia, jotka ovat alle 20 MHz, ja suurilla taajuuksilla yli 20 MHz olevia taajuuksia. Pienillä taajuuksilla rippelijännite pysyy alle 250 mV ja suurilla taajuuksilla alle 1 V. Tulokset löytyvät liitteestä 10 kohdasta 2 (output voltages).

10.3 Hyötysuhde

Hyötysuhde mitataan tehrolähteestä yleismittareiden avulla. Tulo- ja lähtövirrat sekä tulo- ja lähtöjännitteet mitataan ja niiden avulla lasketaan tulo- ja lähtötehot. Hyötysuhde saadaan jakamalla lähtöteho tuloteholla.

Teholähteen hyötysuhde jää pienellä kuormalla 80 %:iin ja täydellä kuormalla 88 %:iin. Tavoitteena ollutta 90 %:n rajaa ei saavutettu. Tulokset löytyvät liitteestä 10 kohdasta 3 (efficiency).

10.4 Dynamiikka

Mittauksessa seurataan teholähteen lähtöä, kun kuorman suuruus muuttuu nopeasti. Teholähteen lähtö alkaa värähdellä, mikäli teholähteen takaisinkytkennän vaihevara on liian pieni. Dynamiikan osalta teholähde toimii hyvin, eikä värähtelyä synny. Tulokset löytyvät liitteestä 10 kohdasta 4 (load transient response).

10.5 Käyttäytymien käynnistyksessä

Teholähteen käynnistyksen yhteydessä mitataan käynnistysviive, lähtöjännitteen nousuaika ja jänniteylitys. Käynnistysviiveellä tarkoitetaan aikaa, joka kuluu lähtöjännitteen nousuun siitä hetkestä, kun tulojännite on noussut haluttuun arvoon. Käynnistysviivettä ja jänniteylitystä teholähteellä ei ole. Lähtöjännitteen nousuaika on noin 20 ms. Tulokset löytyvät liitteestä 10 kohdasta 1 (startup).

10.6 Lämpökamera mittaukset

Levyn lämpötilaa mitataan jokaisen testin ajan lämpökameralla. Näin varmistetaan, ettei mikään komponentti pääse lämpenemään liikaa. Todellisia lämpökameramittauksia ei voida suorittaa, koska teholähteen muutamien komponenttien lämpenevät liian paljon. Eniten lämpenee MOSFETit ja ensiöpuolella oleva kela. Lämpökamerakuvat löytyvät liitteestä (liite 10).

10.7 Kytkenäkomponenttien jänniterasitus

Ensiö- ja toisiopuolella olevien MOSFETtien jänniterasitukset mitataan maksimitulojännitteellä ja maksimikuormalla. Jänniterasitusmittauksessa mitataan jännitepiikkiä, joka syntyy MOSFETin kytkeytyessä

johtamattomaksi. Ensiöpuolen MOSFETtien jännitepiikit pysyvät sallittujen rajojen sisällä, mutta toisiopuolen jännitepiikit ovat liian suuria. Tulokset löytyvät liitteestä 10 kohdasta 4 (voltage stress of switching components).

11 POHDINTA

Tarkoituksena oli rakentaa 500 W:inen DC-DC-teholähde, joka käyttää full bridge -topologiaa. Työhön tilattiin valmis teholähde, josta muokattiin vaatimuksia vastaava. Tavoitteena oli saada teholähde, jonka hyötysuhde on yli 90 %. Suunnitellun teholähteen hyötysuhde jäi 88 %:iin ja tavoitteena ollut 500 W lähtöteho jäi saavuttamatta. Maksimilähtöteho teholähteelle oli 433 W.

Evaluointilevyn pitkä toimitusaika viivästytti testien alkua. Testausaikaa jäi liian vähän, mistä johtuen teholähteestä ei saatu parasta mahdollista. Työ piti testata ensimmäisellä toimivalla kokonaisuudella. Parannus mahdollisuuksia olisi ollut paljon, mutta aika loppui kesken, eikä niitä ehditty kokeilemaan.

Ensiöpuolella olevat MOSFETit olivat alkuperäiset, koska tilatuilla MOSFETEillä teholähdettä ei saatu toimimaan. Alkuperäisten MOSFETtien tilalle olisi ollut hyvä vaihtaa vähemmän hukkatehoa tuottavat MOSFETit. Mittauksen aikana ensiöpuolella ollut kela oli alkuperäinen, mikä oli mitoitettua pienempi. Kela lämpeni testauksissa paljon. Suunnitellun teholähteen kytkentätaajuus oli 200 kHz, mistä johtuen MOSFETtien ajurit lämpenivät paljon. Pienentämällä kytkentätaajuutta voisi mahdollisesti saada ajurien lämpenemisen pienemmäksi. Toisiopuolen MOSFETtien snubberikytkentä, jolla pienennetään MOSFETtien jännitepiikkiä, ei toiminut odotetulla tavalla. Levyssä valmiina ollut snubberi ei kestänyt vaan lämpeni ja meni rikki. Vaihdoin kytken erilliseen, mutta jännitepiikit toisiopuolen MOSFETEillä olivat edelleen liian isoja. Muuntajan ensiöpuolen induktanssi oli liian suuri. Minimi-induktanssi arvo on 1,63 mH ja muuntajan ensiöpuolen induktanssi oli 6,8 mH. Induktanssin noustessa kasvaa myös hajainduktanssi käämissä, mikä osaltaan voi kasvattaa toisiopuolen MOSFETtien jännitepiikkejä.

Työn mitoitus vaiheessa käytettiin laskuissa ensiöpuolen käämin minimi-induktanssi arvoa. Tästä johtuen ensiöpuolen virtalaskut ja ensiöpuolelle tulevan kelan mitoitus meni väärin. Väärän induktanssiarvon takia MOSFETtien ajoituksessa olevat viiveet olivat liian pieniä, mistä johtuen ensiöpuolen MOSFETit lämpenivät huomattavasti enemmän kuin levyn alkuperäisellä kytkennällä.

12 LÄHTEET

Epcos. 2008. ETD 44/22/15 Core and accessories -datalehti. Saatavissa: http://www.epcos.com/inf/80/db/fer_07/etd_44_22_15.pdf. Hakupäivä 28.9.2010.

Epcos. 2010. SIFERRIT material N87 -datalehti. Saatavissa: http://www.epcos.com/web/generator/Web/Sections/ProductCatalog/Ferrites/Materials/PDF/PDF__N87,property=Data__en.pdf;/PDF_N87.pdf. Hakupäivä 5.10.2010.

Honkanen, Harri 2010. Hakkurireguloinnin periaatteet. Saatavissa: http://gallia.kajak.fi/opmateriaalit/yleinen/honhar/ma/REG_HAKKURIREGULOINNIN%20PERIAATTEET.pdf. Hakupäivä 9.9.2010.

International Rectifier. 2008. IRFB4332PbF. Saatavissa: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irfb4332pbf.pdf>. Hakupäivä 18.11.2010.

Intersil. 2007. ISL6752EVAL1Z evaluation board with synchronous rectifiers. Saatavissa: <http://www.intersil.com/data/an/an1341.pdf>. Hakupäivä 18.8.2010.

Intertrafo. 2010. Muuntaja ja kuristin. Saatavissa: <http://www.intertrafo.fi/muuntaja.html>. Hakupäivä 24.9.2010.

Jokitalo, Olli-Pekka 2010. SMPS Topology Comparison. Sisäinen dokumentti. PKC Electronics Oy.

Kyyrä, Jorma – Tuomainen, Vesa 2001. Häviöt kuriin teholähteessä. Prosessori 11/2001 S. 51.

Sähkölämpötekniikka. 2010. Lappeenrannan teknillinen yliopisto. Saatavissa:

https://noppa.lut.fi/noppa/opintojakso/bl20a0800/luennot/kurssin_luentomateriaali.pdf. Hakupäivä 1.2.2011.

Miles-Platts. 2010. ETD 44/22/15 Vertical Bobbin. Saatavissa: <http://www.milesplatts.co.uk/mpselector/dynamicfile/fd9660.pdf>. Hakupäivä 28.9.2010.

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

Texas Instruments. 2003. Control driven synchronous rectifiers in phase shifted full bridge converters. Saatavissa: <http://focus.tij.co.jp/jp/lit/an/slva287/slva287.pdf>. Hakupäivä 13.10.2010.

Texas Instruments. 2010a. Analog applications journal. Saatavissa: <http://focus.ti.com/lit/an/slyt378/slyt378.pdf>. Hakupäivä 18.11.2010.

Texas Instruments. 2010b. UCC28950 Green phase-shifted full-bridge controller with synchronous rectification. Saatavissa: <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/ucc28950.pdf>. Hakupäivä 18.11.2010.

Texas Instruments. 2010c. UCC28950 600-W, phase-shifted, full-bridge application report. Saatavissa: <http://focus.ti.com/lit/an/slva560b/slva560b.pdf>. Hakupäivä 1.11.2010.

Texas Instruments. 2010d. Using the UCC28950EVM-442. Saatavissa: <http://focus.ti.com/lit/ug/slue421a/slue421a.pdf>. Hakupäivä 1.11.2010.

Wikström, Krister 2000. Pienenevät DC-DC-muuntimet. Prosessori 5/2000 S. 46-50.

LIITTEET

- Liite 1. Fettien valinta. PKC:n sisäisessä käytössä.
- Liite 2. Teholähteen suunnittelu
- Liite 3. UCC28950 Excel Design Tool
- Liite 4. Power transformer design 500W (ETD44). PKC:n sisäisessä käytössä.
- Liite 5. ETD 44/22/15 Vertical Bobbin
- Liite 6. ETD 44/22/15 Core and accessories
- Liite 7. SIFERRIT material N87
- Liite 8. Transformer structure. PKC:n sisäisessä käytössä.
- Liite 9. 500 W DC-DC-teholähde
- Liite 10. Prototype measurement results. PKC:n sisäisessä käytössä.

DC/DC Full bridge 500 W (Texas SLUAB560B)		
3 Power Budget		
Pbudget	55.6	W
4 Preliminary Transformer Calculations (T1)		
Vin_min	380	V
Vrdson	0.3	V
Dmax	0.7	
Vout	55	V
Vin_max	420	V
a1=Np/Ns	4.80	5
Vin	400	V
Dtyp	0.69	
Pout	500	W
Iout	1.8181818	A
Fs	400000	Hz
Lmag (min)	1.63	mH
Ips	10.00	A
Ims	8.2	A
Ims2	9.1	A
Isrcms1	5.4	A
Isrcms2	3.7	A
Isrcms3	0.2	A
Isrcms	6.5	A
Iimag	0.4	A
n	0.9	
Ipp	2.6	A
Imp	2.2	A
Imp2	2.4	A
Iprms1=Imp	2.0	A
Iprms2	1.4	A
Iprms	2.5	A
DCRp	0.19	ohm
DCRs	0.02000	ohm
Pt1	5.71	W
Pbudget	49.8	W
5 QA, QB, QC, QD FET Selection		
STP42N65M5		
Rds(on)	0.07	ohm
Coss_spec	110	pF
Vds (Coss measured)	100	V
Coss_avg	54	pF
QAg	100	nC
Vg	12	V
Pqa	0.9	W
Pbudget	46.2	W

6 Selecting LS		
Lik	9 uH	
Ls	4.78 uH	4.7 uH
DCRls	0.008 ohm	
Pls	0.1 W	
Pbudget	46.1 W	
7 Output Inductor Selection (L_{OUT})		
2300HT-220-RC		
Lout	23.27 uH	22 uH
I _{lout_rms}	9.2 A	
DCR _{lout}	0.0027 ohm	
P _{lout}	0.45 W	
Pbudget	45.7 W	
8 Output Capacitance (C_{OUT})		
t _{HU}	3.2727273 us	
V _{tran}	1 V	
ESR _{cout}	36 mohm	
C _{out}	267.8 uF	
I _{cout_rms}	1.0 A	
n	2	
C	220 uF	
ESR	0.089 ohm	
C _{out}	440 uF	
ESR _{cout}	44.5 mohm	
P _{cout}	0.05 W	
Pbudget	45.6 W	
9 Select FETs Q_E and Q_F		
IRFB4332PbF		
Q _{eg}	99 nC	
R _{ds(on)} Q _E	0.03 ohm	
V _{ds} Q _E	84.0 V	
V _{ds_spec}	25 V	
C _{oss_spec}	530 pF	
C _{oss_QE_avg}	972 pF	
I _{QE_rms}	6.5 A	
Q _{emiller_max}	65 nC	
Q _{emiller_min}	30 nC	
I _p	4 A	
t _{r=tf}	17.5 ns	
P _{QE}	9.8 W	
Pbudget	25.9 W	

10 Input Capacitance (CIII)			
fR	7085527.45		
tDELAY	78 ns		
Dclamp	97 %		
Vdrop	286.0 V		
Cin	213 uF		
Icinrms	1.4 A		
ESRcin	0.15 ohm		
Pcin	0.3 W		
Pbudget	25.7 W		
11 Setting Up the Current Sense Network (CT, RS, RRE, DA)			
a2=Ip/Is	100		
Ip1	2.3 A	Lmag=6.776mH	
Vp	2 V		
Rs	70.8 ohm	48.7 ohm	
Prs	0.03 W		
Vda	62.4 V		
Pda	0.01 W		
Rre	7082 ohm		
Rlf	1000 ohm		
Clf	330 pF		
fLFP	482 kHz		
Cbp1	1 uF		
Vref	5 V		
V1	2.5 V		
Rb	2370 ohm		
Ra	2370 ohm		
Rc	2370 ohm		
Rl	49770 ohm		
Rload	60.5 ohm	56 ohm f	10000 Hz
Gco(f)	0.5712		
fpp	100000 Hz		
fc	10000 Hz		
Rf	87132 ohm		
Cz	913 pF		
Cp	91 pF		
tss	15 ms		
Css	123 nF		
tABSET	79 ns		
Rda1	8250 ohm		
Vadel (tABSET >155ns)	0.2 V		
Vadel (tABSET <155ns)	1.8 V		
Rda2	4641 ohm		
Vadel	1.80 V		
Rdelab	41330 ohm		
tABSET=tCDSET	79		
Rdelcd	41330		

TEHOLÄHTEEN SUUNNITTELU

LIITE 2/4

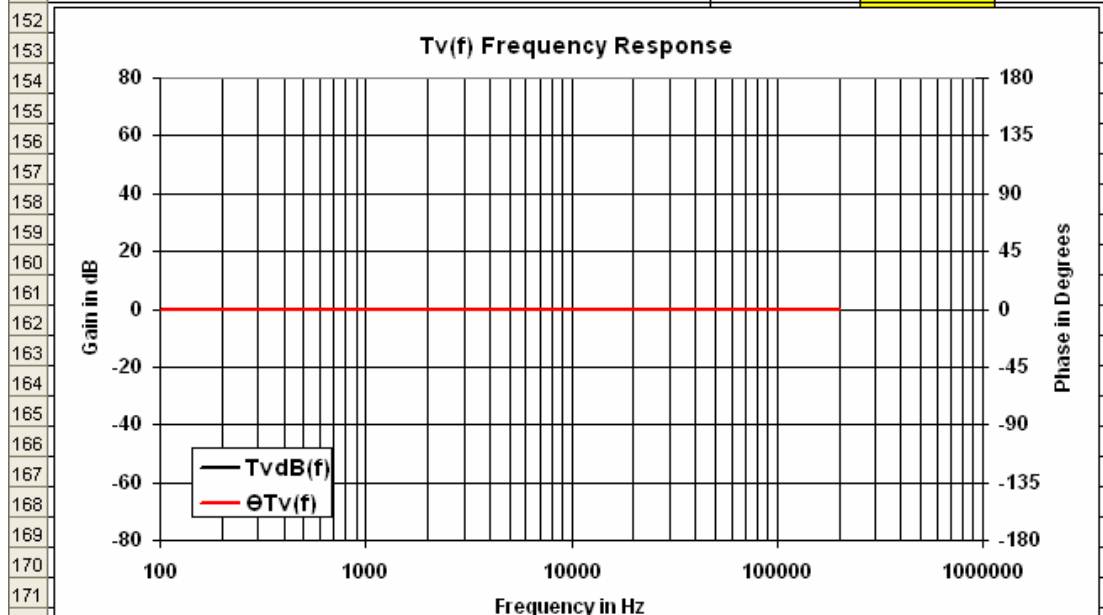
tAFSET=tBESET=tABSET*0.5	40 ns	
Rca1	8250 ohm	
Vdelef (tAFSET <170ns)	0.2 V	
Vdelef (tAFSET >170ns)	1.7 V	
Rca2	343.75 ohm	
Vdelef	0.2 V	
Rdelef	17033 ohm	
tMIN	100 ns	
Rtmin	12879 ohm	
Rt	28.75 ohm	
ILMAG	189 mA	
Vslope1	80000	
Vslope2	49504	
Vslope2 < Vslope1	Vslope = Vslope1	
Vslope2 > Vslope1	Vslope = Vslope2	
Rsum	62500 ohm	
Vrs	0.23 V	Rs=48.7ohm
Rg	1000 ohm	
Re	20695 ohm	
Delays		
Rab	3.9 kohm	
vakio(TI)	0.15 V	
vakio	0.265	
CS	1 V	
Ka	0	
Tabset	79 ns	
Tabset	78 ns	
Rab	3.87 kohm	
Ref	18.55 kohm	
Ref	18.7 kohm	
vakio(TI)	2.65 V	
vakio	0.2653	
CS	0.5 V	
Kef	0	
Tafset	39 ns	
Switching Frequency Setting (RT)		
Rt	27.4 kohm	
Vref	5 V	
Fsw(nom)	209 kHz	

1	UCC28950 Excel Design Tool				
2	Revision	14.9.2010			
3					
4	This design tool was generated based on the information in application report SLUA560				
5	It is recommended that you read this application note before using this design tool				
6	Enter Design Parameters and Chosen Component Values in Yellow Cells				
7	Warning Negative Numbers in Calculated Values Could Indicate				
8	> Efficiency goal with selected components may not be achievable				
9	> Invalid parameters entered in yellow cells				
10	> Design cannot calculate realistic values for your design parameters				
11	Design Specifications				
12	Description	Minimum	Typical	Maximum	Unit
13	Input Voltage	380	400	420	V
14	Output Voltage	50	55	60	V
15	Allowable Output Voltage Transients (90% Load Step)			1	V
16	Output Power (P_{OUT})			500	W
17	Full Load Efficiency	90 %			
18	Inductor (L_{OUT}) Switching Frequency		400		kHz
19					
20	Selecting Power Transformer (T1)				
21	Description	Variable		Unit	
22	Set Initial Power Budget	P_{BUDGET}	55.6	W	
23	Estimated FET Voltage Drop	$V_{RDS(ON)}$	0.3	V	
24	Maximum Duty Cycle Nominal	D_{MAX}	70 %		
25	T1 Transformer Turns Ratio= N_p/N_s	a1	5		
26	Select Transformer Turns Ratio	a1	5		
27	Typical Duty Cycle	D_{TYP}	69 %		
28	Inductor Ripple Current	$\Delta I_{L(OUT)}$	1.8181818	A	
29	T1 Primary Magnetizing Inductance > or =	L_{MAG}	1.63	mH	
30	Please Refer to Figure of T1 Current	I_{PS}	10.0	A	
31	Please Refer to Figure of T1 Current	I_{MS}	8.2	A	
32	Please Refer to Figure of T1 Current	I_{MS2}	9.1	A	
33	Partial RMS Current	I_{SRMS1}	5.4	A	
34	Partial RMS Current	I_{SRMS2}	3.7	A	
35	Partial RMS Current	I_{SRMS3}	0.2	A	
36	Calculate T1 Secondary RMS Current (I_{SRMS})	I_{SRMS}	6.5	A	
37	Primary Magnetizing Current Based on L_{MAG}	$\Delta I_{L(MAG)}$	0.4	A	
38	Please Refer to Figure of T1 Current	I_{PP}	2.6	A	
39	Please Refer to Figure of T1 Current	I_{MP}	2.2	A	
40	Please Refer to Figure of T1 Current	I_{MP2}	2.4	A	
41	Partial RMS Current	I_{PRMS1}	2.0	A	

42	Partial RMS Current	I_{PRMS2}	1.4	A
43	Calculate T1 Primary RMS Current (I_{PRMS})	I_{PRMS}	2.5	A
44	Primary Magnetizing Inductance	L_{MAG}	6.78	mH
45	Transformer Primary DC Resistance	DCR_P	190.00	m Ω
46	Transformer Secondary DC Resistance	DCR_S	20.00	m Ω
47	Measured Transformer Primary Leakage Inductance	L_{LK}	9.00	μ H
48	Estimated transform loss, 2X Copper Losses	P_{T1}	5.71	W
49	Recalculate Power Budget	P_{BUDGET}	49.84	W
50	QA, QB, QC, QD FET selection:			
51	Voltage Applied to FET Gate \approx VDD	V_g	12	V
52	FET drain to source on resistance	$R_{ds(on)QA}$	70	m Ω
53	FET Specified Coss	$C_{OSS_QA_SPEC}$	110	pF
54	QA FET Gate Charge	QA_g	100	nC
55	Voltage Across Drain to Source Where C_{OSS} was Measured, Data Sheet Parameter	V_{dsQA}	100	V
56	Calculate average C_{OSS}	$C_{OSS_QA_AVG}$	54	pF
57	Calculate QA losses	P_{QA}	0.9	W
58	Recalculate Power Budget	P_{BUDGET}	46.2	W
59	Select Shim Inductor (L_S)			
60	Calculated Shim Inductance	L_S	4.78	μ H
61	Shim Inductance Used	L_S	4.70	μ H
62	L_S DC Resistance	DCR_{L_S}	8.00	m Ω
63	Estimate L_S power loss (P_{L_S})	P_{L_S}	0.1	W
64	Recalculate Power Budget	P_{BUDGET}	46.1	W
65	Selecting Output Inductor (L_{OUT})			
66	Calculate Output Inductance	L_{OUT}	23.27	μ H
67	Calculate L_{OUT} RMS Current	$I_{L_{OUT_RMS}}$	9.2	A
68	Output Inductance Used	L_{OUT}	22.00	μ H
69	L_{OUT} equivalent series resistance	$DCR_{L_{OUT}}$	2.70	m Ω
70	Estimate L_{OUT} power loss	$P_{L_{OUT}}$	0.4522314	W
71	Recalculate Power Budget	P_{BUDGET}	45.7	W
72	Selecting Output Capacitance (C_{OUT})			
73	Time it takes L_{OUT} to change 90% of its full load current	t_{HU}	3.2727273	μ s
74	Output Capacitance ESR \leq	$ESR_{C_{OUT}}$	110	m Ω
75	Output Capacitance $C_{out} \geq$	C_{OUT}	267.7686	μ F
76	Output Capacitance RMS Current	$I_{C_{OUT_RMS}}$	1.0	A
77	Number of Output Capacitors Used	n	2	
78	Single Capacitor Capacitance		220	μ F
79	Single Capacitor ESR		89	m Ω
80	Total Output Capacitance	C_{OUT}	440	μ F

81	Total Equivalent Series Resistance	ESR_{COUT}	44.50	m Ω
82	Calculate Output Capacitance Loss	P_{COUT}	0.0	W
83	Recalculate Power Budget	P_{BUDGET}	45.6	W
84	Select FETs QE and QF:			
85	Maximum Voltage Across QE and QF	V_{dsQE}	84.0	V
86	QE and QF Gate Charge	QE_g	99	nC
87	QE and QF on Resistance	$R_{ds(on)QE}$	30	m Ω
88	Voltage Specified at C_{OSS} Specified in the Data Sheet	V_{dsQE_SPEC}	25	V
89	Specified QE and QF C_{OSS} From the Data Sheet	C_{OSS_SPEC}	530	pF
90	Average QE and QF C_{OSS}	$C_{OSS_QE_AVG}$	972	pF
91	QE and QF RMS Current	I_{QE_RMS}	6.5	A
92	Maximum Gate Charge at the end of the Miller Plateau	QE_{MILLER_MAX}	65	nC
93	Minimum Gate Charge at the beginning of the Miller Plateau	QE_{MILLER_MIN}	30	nC
94	Peak Current Gate of QE and QF is Driven with	I_P	4	A
95	Approximate QE and QF V_{ds} Rise and Fall Times	$t_r \approx t_f$	17.5	ns
96	Estimate QE FET Losses	P_{QE}	9.8	W
97	Recalculate Power Budget	P_{BUDGET}	25.9	W
98	Input Capacitance Calculations (C_{IN})			
100	Possible Delay That will Be Required for ZVS	t_{DELAY}	78	ns
102	t_{DELAY} will act as a duty cycle clamp	D_{CLAMP}	97 %	
103	Minimum Input During Line Dropout	V_{DROP}	286.0	V
104	Calculate Minimum Input Capacitance	C_{IN}	213	μ F
105	High Frequency C_{IN} RMS Current	I_{CINRMS}	1.4	A
106	Input Capacitance Used	C_{IN}	330	μ F
107	Equivalent Series Resistance	ESR_{CIN}	150	m Ω
108	Estimate C_{IN} Power Dissipation	P_{CIN}	0.3	W
109	Recalculate Power Budget This is the remaining power left for the CT network, IC and IC sensing resistors	P_{BUDGET}	25.6	W
110	Setting up the current sense network (CT, R_S, R_{RE}, D_A):			
111	Select CT and Enter Turns Ratio $a2 = I_P/I_S$	$a2$	100	
112	Calculate nominal peak current (I_{P1}) at V_{INMIN}	I_{P1}	2.3	A
113	Calculate Current Sense Resistor	R_S	70.5	Ω
114	Closest Standard Resistor Value (E48)	R_S	71.5	Ω
115	Select Current Sense Resistor for Your Design	R_S	48.7	Ω
116	Estimate R_S Power Loss	P_{RS}	0.02	W
117	Maximum Diode D_A Reverse Voltage	V_{DA}	62.4	V
118	Estimate D_A Losses	P_{DA}	0.01	W

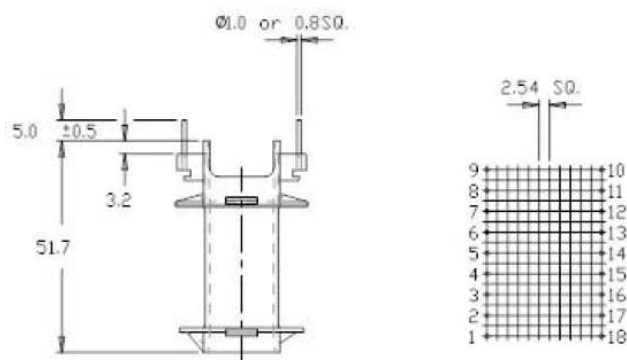
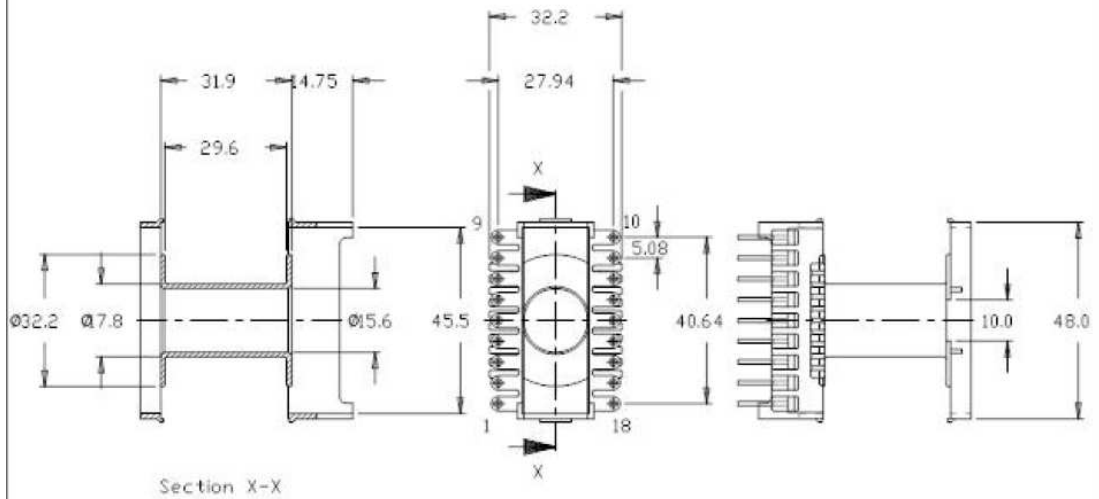
119	Setting up Voltage Amplifier Reference $G_C(f)$			
120	Programmed Voltage Reference, Needs to be < 5V	V1	2.5	V
121	Select Standard Resistor	R_B	2.37	k Ω
122	Calculated Resistance	R_A	2.37	k Ω
123	Closest Standard Resistor Value (E48)	R_A	2.37	k Ω
124	Select Standard Resistor Value	R_A	2.37	k Ω
125	Select Standard Resistor	R_C	2.37	k Ω
126	Calculated Resistance	R_I	49.77	k Ω
127	Closest Standard Resistor Value (E48)	R_I	48.7	k Ω
128	Select Standard Resistor Value	R_I	48.7	k Ω
129	Double pole of $G_{CO}(f)$	f_{PP}	100	kHz
130	Voltage Loop Crossover Frequency	f_C	10	kHz
131	Load Impedance at 10% Load	R_{LOAD}	60.5	Ω
139	Calculate Feedback Resistor	R_F	#NAME?	k Ω
140	Closest Standard Resistor Value (E48)	R_F	#NAME?	k Ω
141	Select Standard Resistor Value	R_F	91	k Ω
142	Calculate Zero Capacitor	C_Z	0.9	nF
143	Closest Standard Capacitor Value	C_Z	0.82	nF
146	Select Standard Capacitor Value	C_Z	1	nF
147	Calculate Pole Capacitor	C_P	87	pF
148	Closest Standard Capacitor Value	C_P	82	pF
151	Select Standard Capacitor Value	C_P	100	pF



173	Select Soft Start Capacitor (C_{SS})			
174	Soft Start Time	t_{SS}	15	ms
175	Calculate Soft Start Capacitor	C_{SS}	123	nF
176	Closest Standard Capacitor Value	C_{SS}	120	nF
179	Select Standard Capacitor Value	C_{SS}	120	nF
180	Setting AB Initial Turn-on Delay (t_{ABSET})			
181	Delay	t_{ABSET}	78	ns
182	Enter/Fine Tune t_{ABSET} Based on Valley Switching/ZVS	t_{ABSET}	78	ns
183	Select Standard Resistor for R_{DA1} for t_{ABSET} Delay Range	R_{DA1}	8.25	k Ω
184	Calculate Voltage at ADEL pin to Meet Delay Range	V_{ADEL}	1.8	V
185	Calculate R_{DA2}	R_{DA2}	4.641	k Ω
186	Closest Standard Resistor Value (E48)	R_{DA2}	4.64	k Ω
187	Select Standard Resistor for R_{DA2} for t_{ABSET} Delay Range	R_{DA2}	4.640	k Ω
188	Recalculate V_{ADEL} Based on R_{DA1} and R_{DA2} Selection	V_{ADEL}	1.800	V
189	Calculate AB timing resistor	R_{DELAB}	40.6	k Ω
190	Closest Standard Resistor Value (E48)	R_{DELAB}	40.2	k Ω
191	Select Standard Resistor Value (Between 13K and 90K o	R_{DELAB}	10	k Ω
192	Setting CD Initial Turn-on Delay (t_{CDSET})			
193	Set Initial CD delay to AB Delay $t_{ABSET} = t_{CDSET}$	t_{CDSET}	78	ns
194	Enter/Fine Tune t_{ABSET} Based on Valley Switching/ZVS	t_{CDSET}	78	ns
195	Calculate AB timing resistor	R_{DELCD}	40.6	k Ω
196	Closest Standard Resistor Value (E48)	R_{DELCD}	40.2	k Ω
197	Select Standard Resistor Value (Between 13K and 90K o	R_{DELCD}	10	k Ω
198	Setting AF and BE turnoff delay (t_{AFSET}, t_{BESET})			
199	Set to half of t_{ABSET}	$t_{AFSET} = t_{BESET}$	39	ns
200	Enter/Fine Tune t_{AFSET} and t_{AFSET}	$t_{AFSET} = t_{BESET}$	39	ns
201	Select Standard Resistor for R_{CA1} for t_{AFSET} Delay Range	R_{CA1}	8.25	k Ω
202	Calculate Voltage at ADELEF pin to Meet Delay Range	V_{ADELEF}	0.2	V
203	Calculate R_{CA2}	R_{CA2}	0.34	k Ω
204	Closest Standard Resistor Value (E48)	R_{CA2}	0.348	k Ω
205	Select Standard Resistor Value	R_{CA2}	0.348	k Ω
206	Calculate Voltage at ADELEF pin to Meet Delay Range	V_{ADELEF}	0.202	V
207	Calculate AB timing resistor	R_{DELEF}	16.7	k Ω
208	Closest Standard Resistor Value (E48)	R_{DELEF}	16.9	k Ω
209	Select Standard Resistor Value(Between 13K and 90K o	R_{DELEF}	47.0	k Ω
210	Setting Minimum on Time			
211	Minimum on Time	t_{MIN}	100	ns
212	Calculate R_{TMIN}	R_{TMIN}	12.9	k Ω
213	Closest Standard Resistor Value (E48)	R_{DELEF}	12.7	k Ω

214	Select Standard Resistor Value	R_{DELEF}	12.1	k Ω
215	Setup PWM Switching Frequency			
216	Calculate R_T Value	R_T	28.75	k Ω
217	Closest Standard Resistor Value (E48)	R_{DELEF}	28.7	k Ω
218	Select Standard Resistor Value	R_{DELEF}	27.4	k Ω
219	Setup Slope Compensation			
220	Calculate Magnetizing Current during I_{LOUT} down slope	dI_{L_MAG}	0.045	A
221	Calculate V_{SLOPE}	V_{SLOPE}	0.07	V/us
222	Calculate R_{SUM}	R_{SUM}	70.1	k Ω
223	Closest Standard Resistor Value (E48)	R_{DELEF}	71.5	k Ω
224	Select Standard Resistor Value	R_{DELEF}	71.5	k Ω
225	Setup DCM Comparator			
226	Voltage across R_S at 15% load	V_{RS}	0.23	V
227	Select Standard Resistor	R_G	1	k Ω
228	Calculate R_E	R_E	20.7	k Ω
229	Closest Standard Resistor Value (E48)	R_E	20.5	k Ω
230	Select Standard Resistor Value	R_E	20.5	k Ω

Part No. FD9660
 ETD 44/22/15 Vertical Bobbin



Dimensions in millimetres.





ETD 44/22/15
Accessories **B66366**

Coil former

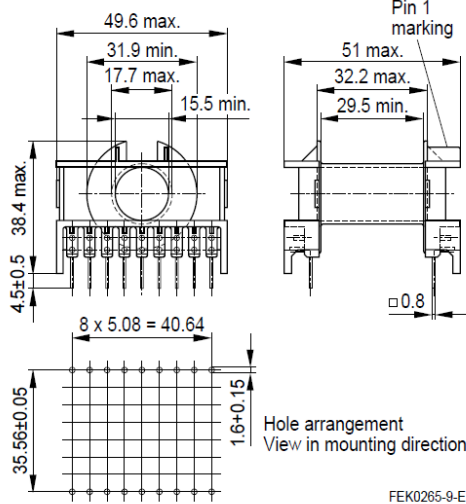
Material: GFR polyterephthalate, UL 94 V-0, insulation class to IEC 60085:
 B66366B: F \triangle max. operating temperature 155 °C, color code black
 Valox 420-SE0® [E45329 (M)], GE PLASTICS B V
 B66366W: H \triangle max. operating temperature 180 °C, color code black
 Rynite FR 530® [E41938 (M)], E I DUPONT DE NEMOURS & CO INC
 Solderability: to IEC 60068-2-20, test Ta, method 1 (aging 3): 235 °C, 2 s
 Resistance to soldering heat: to IEC 60068-2-20, test Tb, method 1B: 350 °C, 3.5 s
 Winding: see Data Book 2007, chapter "Processing notes, 2.1"

Yoke

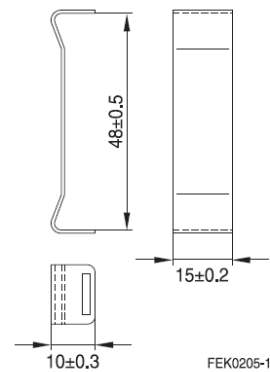
Material: Stainless spring steel (0.4 mm)

Coil former					Ordering code
Sections	A _N mm ²	l _N mm	A _R value μΩ	Pins	
1	210	77.7	12.7	18	B66366B1018T001 B66366W1018T001
Yoke (ordering code per piece, 2 are required)					B66366A2000X000

Coil former



Yoke



Please read *Cautions and warnings and Important notes* at the end of this document.



SIFERRIT materials

N87

Material properties

Preferred application			Power transformers
Material			N87
Base material			MnZn
	Symbol	Unit	
Initial permeability (T = 25 °C)	μ_i		2200 ±25%
Flux density (H = 1200 A/m, f = 10 kHz)	B_S (25 °C)	mT	490
	B_S (100 °C)	mT	390
Coercive field strength (f = 10 kHz)	H_c (25 °C)	A/m	21
	H_c (100 °C)		13
Optimum frequency range		kHz	25 ... 500
Hysteresis material constant	η_B	10 ⁻⁶ /mT	<1.0
Curie temperature	T_C	°C	>210
Mean value of α_F at 25 ... 55 °C		10 ⁻⁶ /K	4
Density (typical values)		kg/m ³	4850
Relative core losses (typical values)	P_V		
25 kHz, 200 mT, 100 °C		kW/m ³	57
100 kHz, 200 mT, 100 °C		kW/m ³	375
300 kHz, 100 mT, 100 °C		kW/m ³	390
500 kHz, 50 mT, 100 °C		kW/m ³	215
Resistivity	ρ	Ωm	10
Core shapes	RM, P, PM, ETD, EFD, E, ER, EP, EQ, ELP, U, Toroid		

