

Teemu Äijö

1500 V DC/DC-MUUNNIN AKKUENER- GIAVARASTON JA AURINKOSÄHKÖ- JÄRJESTELMÄN YHDISTÄMISEEN

Tieto- ja sähkötekniikan tiedekunta
Diplomityö
Tammikuu 2019

TIIVISTELMÄ

TEEMU ÄIJÖ: 1500 V DC/DC-muunnin akkuenergiavaraston ja aurinkosähköjärjestelmän yhdistämiseen

Tampereen yliopisto

Diplomityö, 72 sivua, 15 liitesivua

Tammikuu 2019

Sähkötekniikan diplomi-insinöörin tutkinto-ohjelma

Pääaine: Tehoelektroniikka

Tarkastajat: Assistant Professor Tuomas Messo

DI Roosa-Maria Sallinen

Avainsanat: DC/DC-muunnin, kaksisuuntainen hakkuri, aurinkosähkö, akku, invertteri, IGBT

Energian- ja erityisesti sähkönkulutus lisääntyy koko ajan. Samalla fossiilisten polttoainneiden käyttöä vähennetään ympäristösyistä. Tästä johtuen uusiutuvilla energianlähteillä on tulevaisuudessa suuri rooli energiantuotannossa. Aurinkoenergia on erityisesti sähkön- tuotannossa merkittävä energianlähde. Sen ongelmana on kuitenkin tuotannon vaihtelevuus. Sen vuoksi aurinkosähköjärjestelmien yhteyteen tarvitaan energiavarastoja, kuten akkuja, joiden avulla tuotannon vaihtelevuutta tasataan.

Tässä diplomityössä tutkitaan akkuvarastojen ja aurinkosähköjärjestelmän yhdistämistä DC/DC-muuntimella. Aurinkosähköjärjestelmän ominaisuuksista johtuen sen jännite vaihtelee olosuhteiden mukaan. Myös akustojen jännite vaihtelee varaustilan mukaan. Tästä johtuen järjestelmien yhdistämiseen tarvitaan DC/DC-muunnin, jolla jännitteet muunnetaan yhteensopiviksi. Akkujen jännitetasosta riippuen niiden jännite voi olla pienempi tai suurempi kuin aurinkosähköinvertterillä. Tässä työssä käsitellään pääasiassa tilannetta, jossa akkujännite on pienempi, mutta muitakin tilanteita pohditaan.

Työn tarkoituksena oli selvittää tutkittavan 1000 V järjestelmään suunnitellun DC/DC-muuntimen soveltuvuus 1500 V järjestelmään. Soveltuvuuden tutkimista varten määritettiin akkujen ja aurinkosähköjärjestelmän asettamia vaatimuksia ja rajoitteita muuntimelle. Näiden perusteella määritettiin komponenttiarvot mitoituslaskuilla ja simuloinneilla. Määritettyjen arvojen perusteella todettiin mitä muutoksia laitteeseen tarvitsee tehdä jännitetason nostamisen vuoksi.

Tutkittavan laitteen asettamia rajoituksia tutkittiin selvittämällä häviöiden aiheuttaman lämpenemän ja kytkentähetkien jännitepiikkien aiheuttamat rajoitukset. Häviöitä tutkittiin laskemalla niistä aiheutuva lämpeneminen mitoitetuilla komponenttiarvoilla. Jännitepiikkejä tutkittiin tekemällä laitteelle pulssitesti. Sen tuloksista määritettiin kuinka suuret virrat laitteen IGBT:t pystyvät katkaisemaan suurilla jännitteillä ilman, että niiden jännitekesto ylittyy. Testissä tutkittiin normaaleja tilanteita ja vikatilanteita. Häviömitoituksen ja pulssitestin tulosten perusteella luotiin laitteelle turvallisen toiminta-alueen kuvaaja, joka kertoo millaisilla virroilla laitetta on turvallista käyttää suurilla jännitteillä.

ABSTRACT

TEEMU ÄIJÖ: 1500 V DC/DC-converter for Connecting Battery Energy Storage and Solar Electricity System

Tampere University

Master of Science Thesis, 72 pages, 15 Appendix pages

January 2019

Master's Degree Programme in Electrical Engineering

Major: Power Electronics

Examiners: Assistant Professor Tuomas Messo

MSc Roosa-Maria Sallinen

Keywords: DC/DC-converter, bidirectional converter, photovoltaic, battery, inverter, IGBT

Energy consumption and especially the consumption of electricity increases constantly. At the same time the use of fossil fuels is being reduced due to environmental factors. Because of this renewable energy sources will have a large role in the future energy production. Solar energy is an important energy source especially with electricity production. The problem with solar energy is the variability of the production. That is why energy storages such as batteries are needed with solar electricity systems to balance the varying production.

This Master's Thesis examines the use of a DC/DC-converter for connecting battery energy storages and a solar electricity system. The voltage of a solar electricity system varies with environmental conditions due to the systems characteristics. The voltage of battery systems also varies with the state of charge of the batteries. Because of this a DC/DC-converter is needed to connect the systems and convert the voltages to be compatible. Depending on the voltage level of the batteries their voltage can be lower or higher than at the solar inverter. This thesis examines mainly a situation where the battery voltage is lower, but other circumstances are also considered.

The purpose of this thesis was to investigate whether a device designed for a 1000 V system would be suitable for a 1500 V system. For this end the requirements set by the batteries and the solar electricity system were determined. Component values were defined from these requirements by calculations and simulations. The changes needed for the increase of voltage level were determined from the defined component values.

The limitation set by the device under investigation were examined by investigating the heating caused by losses and the voltage peaks that occur during switching instants. The losses were investigated by calculating the heating with the defined component values. The voltage peaks were investigated with a pulse test. From the test results, was determined the highest currents that the IGBT:s in the device are able to shut down with large voltages without going over the maximum voltage. Normal and fault situation were examined with the test. From the results of the pulse test and loss calculations a safe operating are was determined for the device. It shows what currents are safe to use for the device with large voltages.

ALKUSANAT

Työ tehtiin Etteplan Finland Oy:lle yhteistyössä ABB Oy:n kanssa. Haluan kiittää työni ohjaajia Matti Jussilaa ja Ville Koivulaa asiantuntevasta ohjauksesta. Lisäksi haluan kiittää Simo Mattilaa, Lauri Peltosta ja Martti Varpelaa avustamisesta testauksessa ja simuloinneissa. Kiitokset kuuluvat myös esimiehilleni Janne Hellbergille, Jari Leinoselle ja Jarkko Hyttiselle työn tekemisen mahdollistamisesta. Lopuksi haluan kiittää perhettäni tuesta opintojeni aikana.

Helsingissä, 21.1.2019

Teemu Äijö

SISÄLLYSLUETTELO

1.	JOHDANTO	1
2.	TAUSTATEORIA	3
2.1	Energiamarkkinakehitys.....	3
2.2	Aurinkosähköjärjestelmät.....	5
2.2.1	Aurinkopaneelit.....	5
2.2.2	Invertterit.....	6
2.2.3	Aurinkosähköjärjestelmän toiminta-alueet	8
2.3	Aurinkosähkö ja varastointi	9
2.4	Akut.....	12
2.4.1	Akkujen ominaisuudet	12
2.4.2	Akkuvaraston mitoitus	15
3.	HAKKURITEHOLÄHTEET.....	17
3.1	Jännitettä nostava ja jännitettä laskeva hakkuriteholähde.....	17
3.2	Kaksisuuntaiseen tehonsyöttöön kykenevä hakkuriteholähde	21
3.3	IGBT.....	23
3.3.1	Toiminta	23
3.3.2	Häviöt.....	25
3.3.3	Parasiittiset komponentit.....	29
3.4	Hakkuriteholähteen toiminta-alueet	31
3.5	Suojaukset	34
4.	KOMPONENTTISUUNNITTELU	35
4.1	Hakkurimitoitus.....	35
4.1.1	Mitoitusperiaatteet	35
4.1.2	Buck	36
4.1.3	Boost	38
4.2	DC-kondensaattorit	41
4.3	Muut komponentit.....	43
4.4	Häviömitoitus	44
5.	SIMULOINTI	46
5.1	Simulointimalli.....	46
5.2	Simulointitulokset	48
5.2.1	Kuristimien virtarippeli.....	48
5.2.2	DC-kondensaattorin virtarippeli	50
6.	TESTAUS	53
6.1	Pulssitesti.....	53
6.2	Testikykentä	55
6.3	Testaustulokset.....	56
6.3.1	Normaali sammutus	56
6.3.2	Pehmeä sammutus.....	63
6.4	Johtopäätökset	66

7. YHTEENVETO	71
LÄHTEET	73
LIITE A: IGBT:N DATALEHTI.....	76
LIITE B: KONDENSAATTORIN DATALEHTI.....	83
LIITE C: HAKKURIN MITOITUSKÄYRÄT	84
LIITE D: MITTALAITELUETTELO	88
LIITE E: MITTAUSTULOKSIA	89

LYHENTEET JA MERKINNÄT

AC	Vaihtovirta, alternating current
C	Kapasitanssi
C_{clamp}	Vaimennuskondensaattorin kapasitanssi
C_{tot}	Kokonaiskapasitanssi
D	Pulssisuhde, duty ratio
DC	Tasavirta, direct current
E_{on}	IGBT:n päälle kytkennän häviöenergia
E_{on0}	IGBT:n päälle kytkennän häviöenergia, datalehden arvo
E_{off}	IGBT:n pois kytkennän häviöenergia
E_{off0}	IGBT:n pois kytkennän häviöenergia, datalehden arvo
E_{REC}	Diodin kytkentähäviöenergia
E_{REC0}	Diodin kytkentähäviöenergia, datalehden arvo
ESL	Ekvivalentti sarjainduktanssi, Equivalent series inductance
ESR	Ekvivalentti sarjaresistanssi, Equivalent series resistance
f_s	Kytkentätaajuus
I_{batt}	Akun virta
I_C	Kollektorivirta
i_C	Kondensaattorin virta
I_{charge}	Latausvirta
$i_{C,\text{off}}$	Kondensaattorin virta kytkimen ollessa auki
$i_{C,\text{on}}$	Kondensaattorin virta kytkimen ollessa kiinni
$I_{\text{discharge}}$	Purkuvirta
I_F	Diodin johtotilan virta
IGBT	Hilaeristetty bipolaaritransistori, Insulated-Gate Bipolar Transistor
I_{in}	Syöttövirta
i_L	Kuristimen virta
I_L	Kuorman virta
$i_{L,\text{pp}}$	Kuristimen huipusta huippuun virtariippeli
I_m	Maksimitehopisteen virta
i_{max}	Virran maksimiarvo
i_{min}	Virran minimiarvo
i_o	Ulostulovirta
I_{off}	Pois kytkentähetken virta
I_{off0}	Pois kytkentähetken virta, datalehden arvo
I_{on}	Päälle kytkentähetken virta
I_{on0}	Päälle kytkentähetken virta, datalehden arvo
i_{ref}	Virtaohje
I_{SC}	Oikosulkuvirta
L	Induktanssi
L_{bus}	DC-kiskoston induktanssi
L_{c1}	IGBT-moduulin ylemmän kytkimen kollektorin induktanssi
L_{c2}	IGBT-moduulin alemman kytkimen kollektorin induktanssi
L_{clamp}	Vaimennuskondensaattorin ESL
L_{DC}	DC-kondensaattorin ESL
L_{e1}	IGBT-moduulin ylemmän kytkimen emitterin induktanssi
L_{e2}	IGBT-moduulin alemman kytkimen emitterin induktanssi
L_{σ}	Hajainduktanssi

MOSFET	Metallioksidi-puolijohdekanavatransistorin (metal-oxide field-effect transistor)
MPP	Maximum power point, maksimitehopiste
MPPT	Maximum power point tracking, maksimitehopisteen jäljitys
$P_{\text{con,IGBT}}$	IGBT:n johtamishäviöteho
$P_{\text{con,diode}}$	Diodin johtamishäviöteho
P_{loss}	Häviöteho
P_{lossesDC}	Tasavirtahäviöteho
P_{max}	Maksimiteho
P_{REC}	Diodin kytkentähäviöteho
PWM	Pulssinleveysmodulointi, Pulse Width Modulation
CB-PWM	Kantoaaltopohjainen pulssinleveysmodulointi, Carrier based pulse width modulation
R	Resistanssi
r_{batt}	Akun sisäinen resistanssi
r_{C}	IGBT:n johtotilan kollektori-emitteri-resistanssi
r_{clamp}	Vaimennuskondensaattorin ESR
r_{DC}	DC-kondensaattorin ESR
r_{F}	Diodin johtotilan resistanssi
t	Aika
t_{f}	Kollektorivirran laskuaika, fall time
t_{off}	Kytkimen aukioloaika
t_{on}	Kytkimen kiinnioloaika
T_{s}	Kytchentäjaksen aika
U_{CE}	Kollektorijännite
$U_{\text{CE,max}}$	Kollektorijännitteen huippuarvo
$U_{\text{CE,HS}}$	Yläkytkimen kollektorijännite
$U_{\text{CE,LS}}$	Alakytkimen kollektorijännite
$U_{\text{CE,sat}}$	Johtotilan kollektorijännite, saturaatiojännite
$U_{\text{CE,sat0}}$	IGBT:n kynnysjännite
$u_{\text{C,pp}}$	Kondensaattorin huipusta huippuun jänniterippeli
U_{DC}	DC-jännite
U_{on0}	Päälle kytkentähetken jännite, datalehden arvo
U_{off0}	Pois kytkentähetken jännite, datalehden arvo
U_{F}	Diodin johtotilan jännite
U_{F0}	Diodin kynnysjännite
U_{GE}	Hilajännite
U_{in}	Syöttöjännite
u_{L}	Kuristimen jännite
$u_{\text{L,off}}$	Kuristimen jännite kytkimen ollessa auki
$u_{\text{L,on}}$	Kuristimen jännite kytkimen ollessa kiinni
U_{m}	Maksimitehopisteen jännite
U_{O}	Ulostulojännite
U_{OC}	Avoimen piirin jännite

1. JOHDANTO

Maailman energian- ja sähkönkulutus lisääntyy jatkuvasti. Perinteisesti suurin osa sähköstä on tuotettu fossiilisilla polttoaineilla, mutta fossiiliset polttoaineet loppuvat ennen pitkää, ja niiden käytöstä syntyy ympäristölle haitallisia päästöjä. Tästä johtuen tarvitaan vaihtoehtoisia uusiutuvia energianlähteitä kasvavan energiankulutuksen tarpeisiin vastaimiseksi. Auringosta tulee energiaa maapallolle jatkuvasti säteilyn muodossa. Aurinkoenergian hyödyntämiseen käytettävä teknologia kehittyy nopeasti ja sillä on todennäköisesti tulevaisuudessa merkittävä rooli maailman energiantuotannossa.

Auringosta tuleva säteily voidaan muuttaa sähköenergiaksi aurinkopaneeleilla. Aurinkopaneeleilla tuotettu sähkö on tasasähköä, joten sen syöttämiseksi sähköverkkoon tarvitaan invertteri, jolla tasasähkö muunnetaan vaihtosähköksi. Inverttereitä valmistetaan erikoisista eri käyttötarkoituksiin. Tässä työssä keskitytään suuriin aurinkovoimaloihin, ja niihin tarkoitettuihin keskusinverttereihin.

Auringosta saatava energia vaihtelee huomattavasti riippuen pilvisyydestä ja vuoden- ja vuorokaudenajasta. Tästä johtuen aurinkovoimaloiden kannattavuutta voisi parantaa energiavarastoilla, joihin voidaan varastoida aurinkoiseen aikaan tuotettu energia ja tarvittaessa purkaa varastoitu energia käyttöön, kun auringosta ei saada riittävästi energiaa. Energiavarastoista akut sopivat hyvin yhteen aurinkopaneelien kanssa, koska molempien toiminta perustuu tasasähköön. Akkujen ominaisuudet ovat myös hyvin yhteensopivia aurinkopaneelien kanssa. Akuista saadaan tarvittaessa purettua suuriakin tehoja ja ne pystyvät reagoimaan nopeasti tehotarpeiden muutoksiin.

Akkuteknologia on kehittynyt ja kehittyy myös nopeasti, ja akkuvarastojen energia- ja tehotiheys paranee jatkuvasti. Yksi kehityssuunta akuissa, inverttereissä ja paneelijärjestelmissä on jännitetaso nosto. Aurinkopaneelijärjestelmien ja akkujärjestelmien jännitetaso ovat nousemassa, koska korkeammalla jännitteellä tehonsiirrossa tapahtuvat häviöt ovat pienempiä. DC-jännitteellä pienjännitteen rajana on 1500 V, joten sitä suuremmaksi jännitteet eivät niin helposti nouse.

Akkujen jännitetasot kuitenkin vaihtelevat ja 1500 V akkuvarastoja ei vielä juurikaan ole. Vaikka invertteri pystyisi 1500 V jännitteeseen, senkään jännite ei pysy tasaisena aurinkopaneelien ominaisuuksista johtuen. Tämän työn tarkoituksena onkin kehittää 1500 V järjestelmään soveltuva DC/DC-muunnin aurinkoinvertterin ja akkuvaraston yhdistämiseksi.

Tehtävään soveltuva 1000 V järjestelmään tarkoitettu kaupallinen DC/DC-muunnin on olemassa. Tässä työssä tutkitaan olemassa olevan laitteen soveltuvuutta 1500 V järjestelmään tutkimalla laitteen asettamia rajoituksia ja akkuvaraston asettamia vaatimuksia DC/DC-muuntimen akkukytkenälle. Sen perusteella mitoitetaan komponenttiarvot laskeilla ja simuloinneilla.

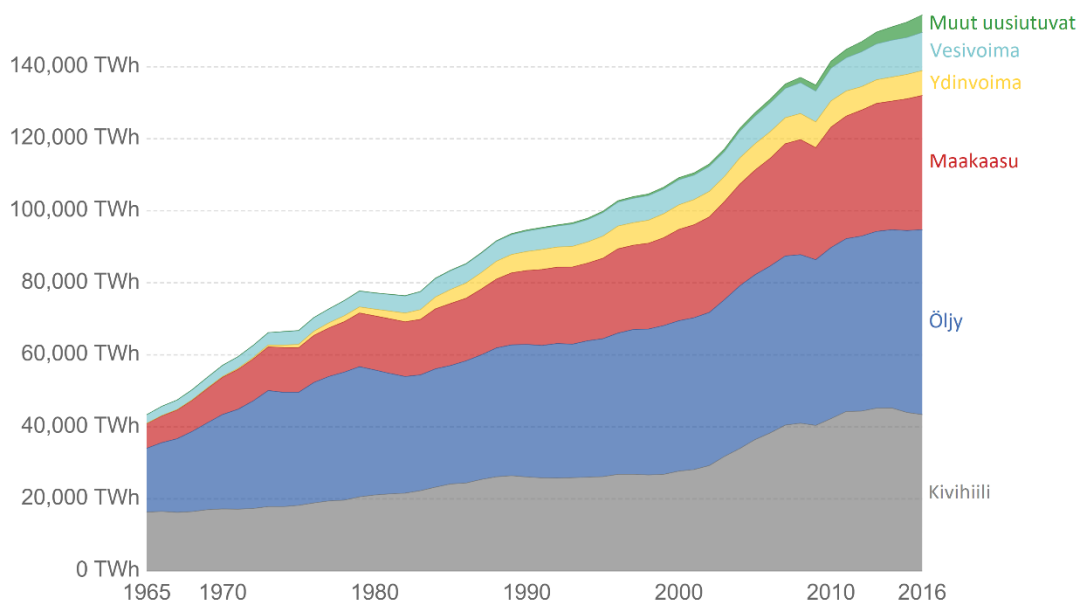
Laitteen asettamia rajoituksia käytölle tutkitaan häviömitoituksella ja testaamalla kytkentähetkien jännitepiikkejä. Häviömitoitus tehdään tutkimalla laitteen häviöiden aiheuttamaa lämpenemistä. Jännitepiikkien vaikutusta tutkitaan pulssitestillä, jonka perusteella määritetään virrat, jotka pystytään turvallisesti katkaisemaan suurilla jännitteillä. Pulssitestillä testataan myös laitteen suoriutumista vikatilanteissa ja määritetään mahdollisesti tarpeellisia muutoksia vikasuojauksiin.

2. TAUSTATEORIA

Ympäristötietoisuuden lisääntymisen myötä fossiilisten polttoaineiden käyttöä pyritään vähentämään ja uusiutuvien energianlähteiden käyttöä lisäämään. Sähkötuotannossa merkittävään rooliin nousee aurinkoenergia. Tässä luvussa esitetään aurinkosähköenergian tuotannon teknologiaa ja sen aiheuttamia haasteita. Aurinkosähkön tuotannon vaihtelevuuden ratkaisemiseksi esitellään energiavarastoiksi akut, ja perehdytään aurinkosähkö- ja akkujärjestelmien yhdistämiseen liittyviin asioihin.

2.1 Energiamarkkinakehitys

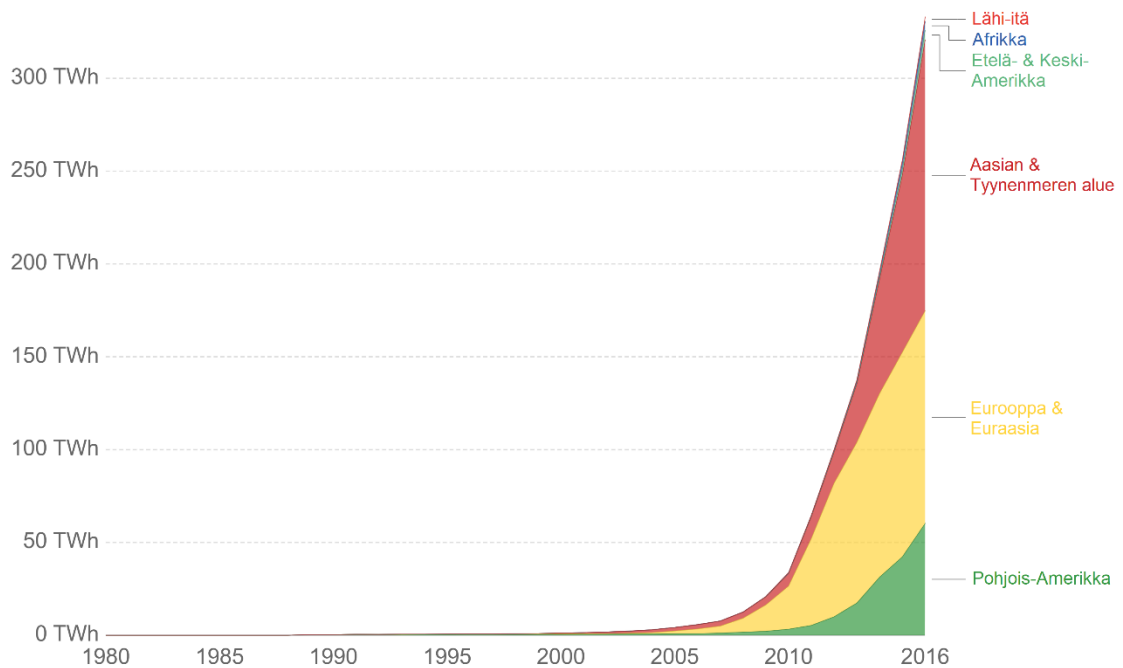
Maailman energiankulutus on lisääntynyt erityisesti 1900-luvun puolivälistä alkaen ja jatkaa kasvuaan edelleen. Energiankulutuksen lisääntyminen tarkoittaa, että energiaa pitää myös tuottaa jatkuvasti enemmän. Perinteisiä energialähteitä ovat vesivoima ja fossiiliset energianlähteet, kuten öljy, maakaasu ja kivihiili. Fossiilisten energianlähteiden käytön lisääntymisen myötä ovat lisääntyneet myös ympäristölle haitalliset hiilidioksidipäästöt. Kuvassa 2.1 on esitetty maailman energiankulutus jaoteltuna energialähteen mukaan vuodesta 1965 vuoteen 2016 saakka. [1][2][3]



Kuva 2.1. Maailman energiankulutus jaoteltuna energialähteen mukaan [1]

Kuvasta 2.1 nähdään, että energiankulutus on kasvanut merkittävästi. Suurin osa energiasta tuotetaan fossiilisista energianlähteistä. Näiden kulutuksesta johtuvat päästöt ovat johtaneet ilmaston lämpenemiseen. Tämä on huomioitu ja fossiilisten energianlähteiden käyttöä pyritään vähentämään maailmanlaajuisesti. Toinen fossiilisten energianlähteiden käytön vähentämistä edistävä tekijä on uhka niiden loppumisesta tulevaisuudessa, koska niitä on rajallinen määrä. [1][2][4]

Fossiilisten energianlähteiden käytön vähentämiseen pyrkiminen ja energiankulutuksen kasvaminen on edistänyt uusiutuvien energianlähteiden käyttöä. Kuvasta 2.1 nähdään, että muiden uusiutuvien energianlähteiden kuin vesivoiman osuus on kasvanut viime vuosina huomattavasti, vaikka onkin vielä pienessä osassa. Tuohon osioon kuuluvat muun muassa tuuli- ja aurinkoenergia. Kuvassa 2.2 on esitetty aurinkoenergian kulutus alueittain vuosina 1980 - 2016. [1][2][3]



Kuva 2.2. Aurinkopaneeleilla tuotetun energian kulutus jaoteltuna alueittain [3]

Kuvasta 2.2 nähdään, että aurinkoenergian kulutus on kasvanut viime vuosina kovaa vauhtia ympäri maailmaa. Aurinkopaneelijärjestelmien hinnat ovat laskeneet merkittävästi, mikä on johtanut aurinkoenergiatuotannon kasvuun. Paneelien hinnat (\$/W) ovat pudonneet alle sadasosaan vuodesta 1976 vuoteen 2016. [3][5]

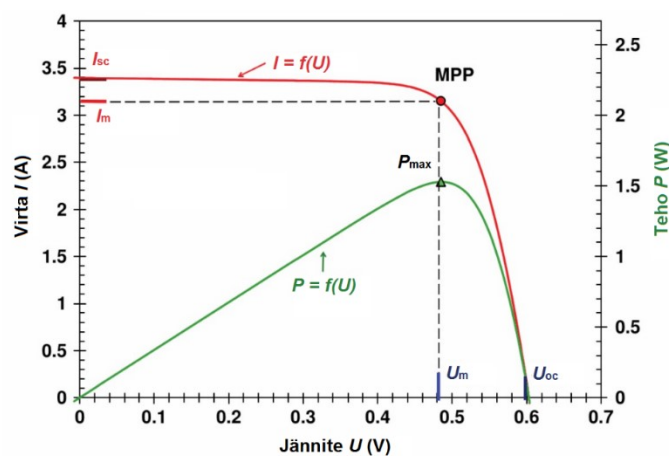
2.2 Aurinkosähköjärjestelmät

Aurinkosähköjärjestelmä on järjestelmä, jolla auringosta Maahan säteilevä energia muutetaan sähköenergiaksi. Tämä tapahtuu useimmiten aurinkopaneelille, jotka tuottavat sähköä altistuessaan auringon säteilylle. Paneelit tuottavat tasasähköä, mutta sähköverkot ovat tavallisesti vaihtosähköisiä. Tästä johtuen aurinkopaneelien tuottama sähkö muutetaan vaihtosähköksi invertterillä.

2.2.1 Aurinkopaneelit

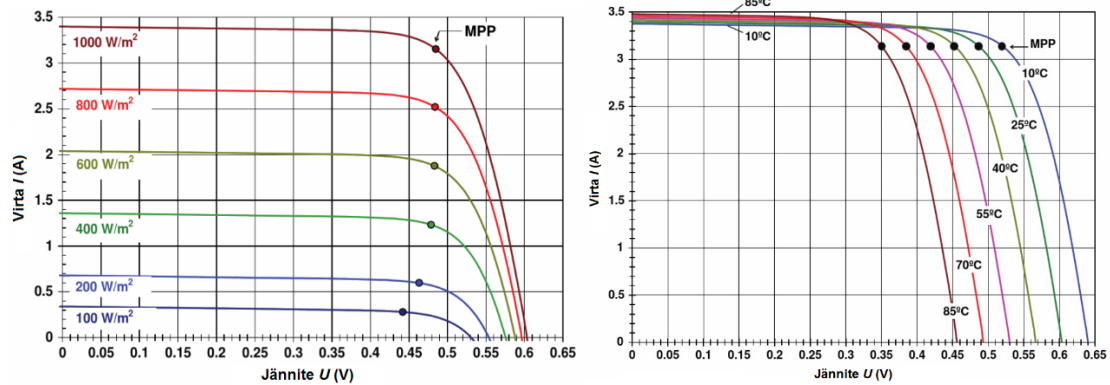
Aurinkokenno on komponentti, jolla muutetaan auringon säteily sähköenergiaksi valosähköisen ilmiön avulla. Aurinkopaneeli koostuu useasta aurinkokennosta. Yleisimmin käytössä ovat piistä valmistetut aurinkokennot, joita tässä työssä käsitellään lyhyesti seuraavaksi. Kaupallisten aurinkokennojen energian muuntamisen hyötysuhteet ovat parhaimmillaan 20% luokkaa. Yksikiteisillä ja monikiteisillä piikennoilla on parempi hyötysuhde kuin amorfisilla kennoilla. Niiden teoreettinen hyötysuhde voi olla noin 33%, mutta todellisessa käytössä ei päästä niin korkeisiin arvoihin. Yksikidekennoilla on parempi hyötysuhde kuin monikidekennoilla. [6]

Yksittäisen piiaurinkokennon virta-jännitekäyttäytyminen on kuvan 2.3 mukaista. Virta on suurimmillaan oikosulussa (I_{SC}) ja pienenee jännitteen kasvaessa. Jännite on suurimmillaan piirin ollessa avoin (U_{OC}) ja pienenee virran kasvaessa. Kuvaan 2.3 merkitty MPP on kennon maksimitehopiste. Siinä pisteessä, kun jännite on U_m ja virta on I_m , paneelista saatu teho on suurimmillaan. U_m ja I_m ovat aina pienempiä kuin U_{OC} ja virta on I_{SC} . Maksimitehopisteen suhdetta oikosulkuvirtaan ja avoimen piirin jännitteeseen kutsutaan täyttekertoimeksi.



Kuva 2.3. Piiaurinkokennon tyypilliset virta-jännite- ja teho-jännite-käyrät [7]

Kuvassa 2.4 on esitetty piiaurinkokennon virta-jännitekäyriä eri säteilyvoimakkuuksilla lämpötilan ollessa 25°C ja eri lämpötiloissa säteilyvoimakkuuden ollessa 1 kW/m². [7]

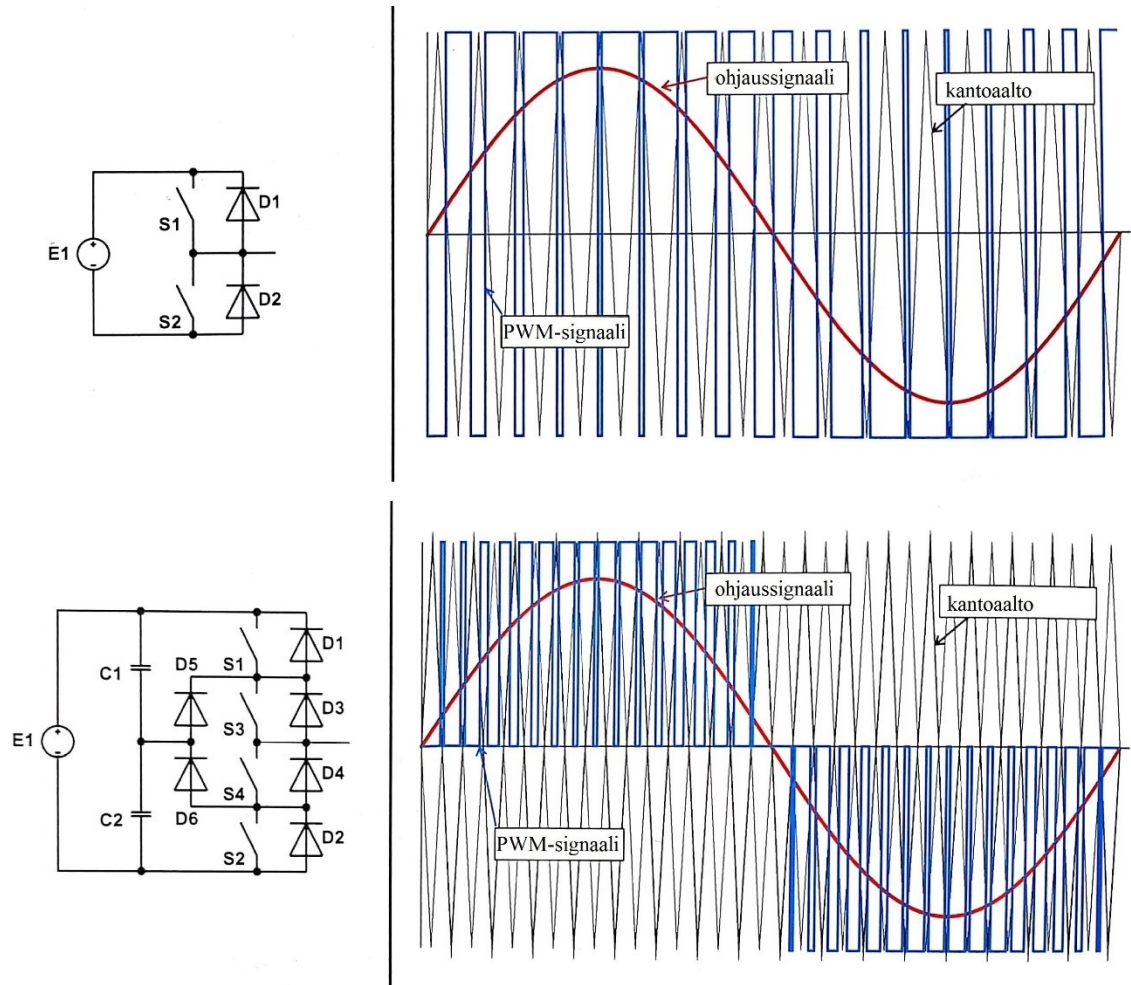


Kuva 2.4. Piiaurinkokennon virta-jännite-käyriä eri säteilyvoimakkuuksilla ja eri lämpötiloissa [7]

Kuvasta 2.4 nähdään, että säteilyintensiteetti vaikuttaa selvästi kennon virtaan ja jännitteeseen vähemmän. Lämpötila taas vaikuttaa enemmän jännitteeseen, mutta virtaan vähemmän. Tästä käyttäytymisestä johtuen kennon maksimitehopiste liikkuu lämpötilan ja säteilyintensiteetin muuttuessa. Tavallisesti aurinkokennoa kannattaa käyttää maksimitehopisteessä, koska tällöin saadaan suurin mahdollinen teho ulos. Piiaurinkokennon maksimitehopisteen jännite on tavallisesti $V_m = (0,75 \dots 0,9) V_{OC}$ ja virta $I_m = (0,85 \dots 0,95) I_{SC}$ [8]. Monikide- ja yksikidekennoilla on parempi täyterroin kuin amorfisilla kennoilla, joten niiden maksimitehopisteen jännite on suurempi suhteessa avoimen piirin jännitteeseen. Lämpötilan noustessa avoimen piirin jännite ja näin ollen myös maksimitehopisteen jännite laskevat huomattavasti. Tästä johtuen maksimitehopisteen jännite voi pudota hyvinkin matalaksi verrattuna voimalan nimelliseen arvoon.

2.2.2 Invertterit

Aurinkopaneelien tuottama sähkö on tasasähköä ja sähköverkoissa useimmiten käytetään vaihtosähköä. Tästä johtuen paneelien verkkoon kytkemiseksi tarvitaan vaihtosuuntaaja eli invertteri, jolla tasasähkö muunnetaan vaihtosähköksi. Tämä tapahtuu tehoelektroniikkakomponenteilla, tässä työssä käsiteltävien inverttereiden teholuokassa käytetään usein IGBT:itä. Kuvassa 2.5 on esitetty yksivaiheisten kaksi ja kolmitasoisien invertterin periaatetopologiat ja modulointikäyrät.



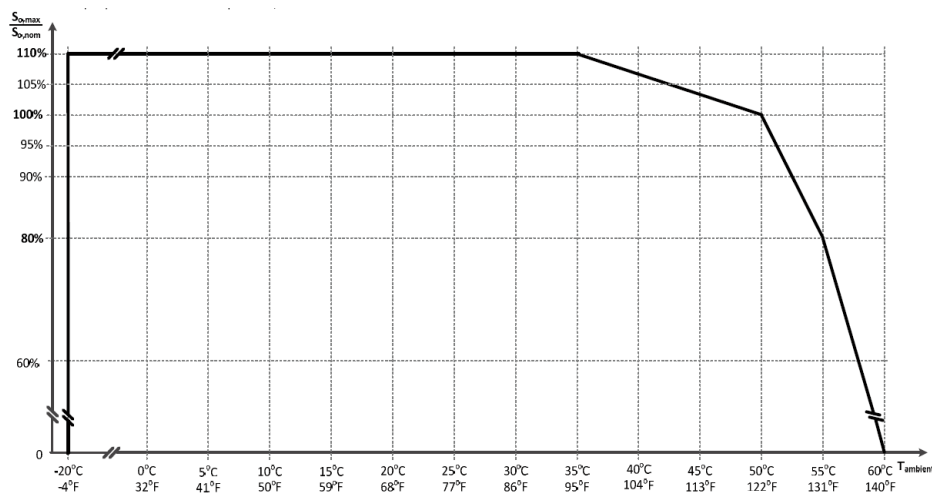
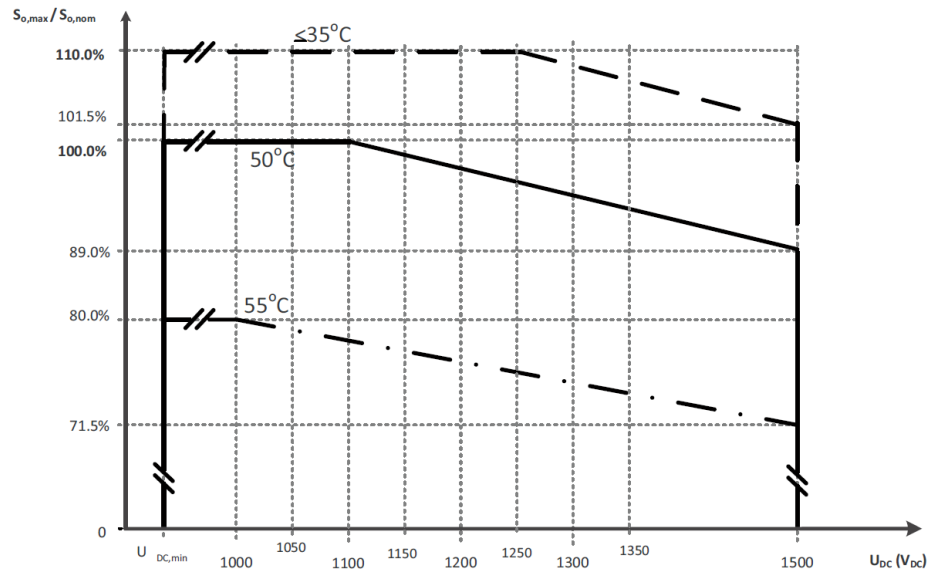
Kuva 2.5. Kaksi ja kolmitasoisin invertterin topologiat ja modulointiperiaate [9]

Kuvassa 2.5 esitetty modulointi on CB-PWM, eli kantaaltopohjainen pulssinleveysmodulointi. Kuvassa ohjaussignaali on invertterille ohje, jonka mukainen signaali halutaan luoda. Kantaalto on kolmioaalto, johon ohjaussignaalia verrataan. Vertaamalla ohjaussignaalia ja kantaaltoa, luodaan PWM-signaali, joka määrittää, mikä kytkin on milloinkin kiinni ja auki. Kaksitasoisessa topologiassa ulostuloa kytketään DC-puolen positiiviseen ja negatiiviseen potentiaaliin. Kolmitasoisessa topologiassa on lisäksi neutraali piste. Ulostuloa kytketään ohjaussignaalin positiivisella puolijaksolla positiivisen ja neutraalin pisteen välillä ja negatiivisella puolijaksolla negatiivisen ja neutraalin pisteen välillä. [9][10]

Pulssinleveysmodulointiin on muitakin tekniikoita, mutta niiden periaate ulostulon kannalta on sama, eli kytkinten ohjaussignaali koostuu eripituisista pulsseista, jotka riippuvat ohjaussignaalin arvosta sillä hetkellä. Pulssinleveysmoduloidusta signaalista saadaan verkkoon sopiva sinimuotoista muistuttava jännite ja virta kytkemällä ulostuloon suodatin.

2.2.3 Aurinkosähköjärjestelmän toiminta-alueet

Työssä käytetään esimerkkinä invertteristä ABB:n PVS980 1500 V aurinkosähköinvertteriä. Kuvassa 2.6 on esitetty invertterin tehonrajoituskäyrät DC-jännitteen suhteen ja lämpötilan suhteen alle 1000 m korkeudella merenpinnasta [11]. Verrattaessa kuvien 2.3 ja 2.4 aurinkokennon toimintakäyriä kuvan 2.6 invertterin tehonrajoituskäyriin huomataan, että aurinkokennon maksimitehopisteen jännite laskee lämpötilan noustessa. Tällöin paneelista saatava tehokin laskee, joten invertterin tehonrajoitus suurilla lämpötiloilla mukailee aurinkokennojen käytöstä. Nimellisjännitteeltään 1500 V aurinkovoimalasta ei paneelien ominaisuuksista johtuen saada koskaan 1500 V jännitteellä täyttä tehoa. Tästä johtuen invertterin tehoa voidaan rajoittaa myös suurilla jännitteillä.



Kuva 2.6. PVS980 aurinkoinvertterin tehonrajoituskäyrät ympäristön lämpötilan ja DC-jännitteen suhteen [11]

Kappaleessa 2.2.1 todettiin, että aurinkokennon maksimitehopisteen jännite on $V_m = (0,75 \dots 0,9) V_{OC}$. Tästä pääteltynä 1500 V aurinkosähköjärjestelmän maksimitehopisteen jännite olisi:

$$0,75 \cdot 1500 \text{ V} = 1125 \text{ V}$$

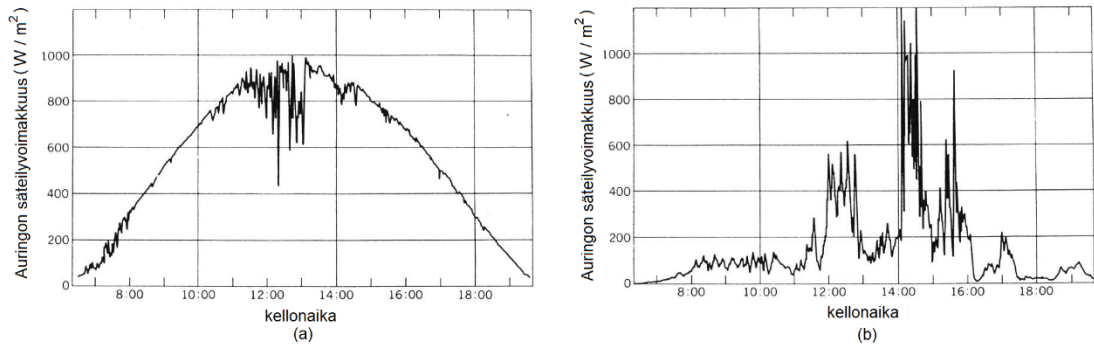
$$0,9 \cdot 1500 \text{ V} = 1350 \text{ V}$$

1500 V aurinkosähköjärjestelmän maksimitehopisteen jännite on siis noin 1125 V ja 1350 V välillä. Olosuhteista riippuen jännite voi olla vieläkin alhaisempi. Kuvasta 2.6 nähdään, että alle 35°C lämpötilassa invertteri on suunniteltu toimivaksi täydellä teholla 1250 V jännitteeseen asti. Invertterin DC-jännite voi AC-jännitteestä riippuen vaihdella 850...1500 V välillä [11]. Auringon säteilyn ollessa suurimmillaan se lämmittää paneeleja, joten 50°C on todennäköinen lämpötila suurilla tehoilla. Tällöin invertterin jännite käytettäessä maksimitehopisteen jäljitystä on 850...1100 V välillä [11].

2.3 Aurinkosähkö ja varastointi

Aurinkosähköenergian ongelmana on tuotannon vaihtelevuus. Auringosta saatavan säteilyenergian määrä vaihtelee suuresti vuodenajan ja vuorokaudenajan mukaan ja myös pilvisuus estää säteilyn pääsemistä paneeleille. Aurinkopaneeleista saatava teho saattaa siis vaihdella huomattavasti. Tästä johtuen aurinkopaneelien lisäksi tarvitaan muita energiantuotantomenetelmiä tai energiavarastoja, joihin voi varastoida aurinkopaneeleilla tuotettua energiaa ja käyttää sellaisina aikoina kun auringosta ei ole energiaa saatavilla. [5][12]

Kuvassa 2.7 on esitetty esimerkki auringosta Maan pinnalle päätyvästä säteilystä aurinkoisena (a) ja pilvisenä (b) päivänä. Kuvasta käy hyvin ilmi, miten säteilyintensiteetti vaihtelee vuorokaudenajan mukaan. Myös hetkelliset vaihtelut voivat olla hyvinkin suuria. Eri puolilla maailmaa auringon säteilyintensiteetti käyttäytyy tietysti hieman eri tavoin, mutta kuvista havaitaan hyvin miten suuria muutoksia säteilyintensiteetissä voi tapahtua nopeastikin. Nämä muutokset näkyvät suoraan myös aurinkovoimalan tuotannossa. Isossa aurinkovoimalassa tuotannon muutokset eivät ole niin nopeita, koska voimalan pienen osan varjostuminen ei näy kokonaistuotannossa kovin merkittävänä. Isot voimalat rakennetaan myös niin, että rakennusten tai muiden paneelien aiheuttamaa varjostumista ei tapahdu. Pilvisyys kuitenkin saattaa aiheuttaa säteilyvoimakkuudessa vaihtelua.



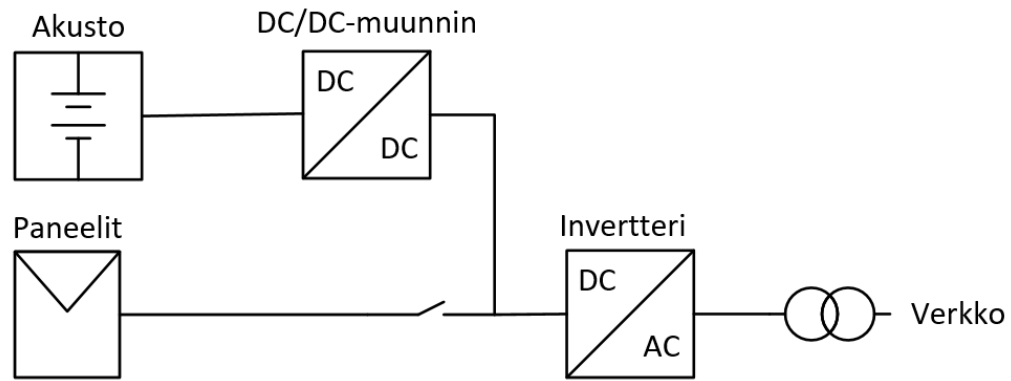
Kuva 2.7. Esimerkki auringon säteilystä aurinkoisena ja pilvisenä päivänä [13]

Energianvarastointimenetelmiä on useita, kuten vesipumppuvoimalaitos, vauhtipyörä, superkondensaattori, paineilmaravasto ja akku. Aurinkopaneelien tuottama energia on tasasähköä, ja energian muuttaminen toiseen muotoon aiheuttaa häviöitä. Tästä johtuen akut ovat hyvä varastointimenetelmä aurinkopaneelien yhteyteen, sillä akkuja ladataan ja puretaan myös tasasähköllä. Akuista saadaan myös energiaa nopeasti kompensoimaan tuotannon nopeita muutoksia, ja toisaalta niihin pystytään varastoimaan energiaa pitkikisiksi ajoiksi. [14]

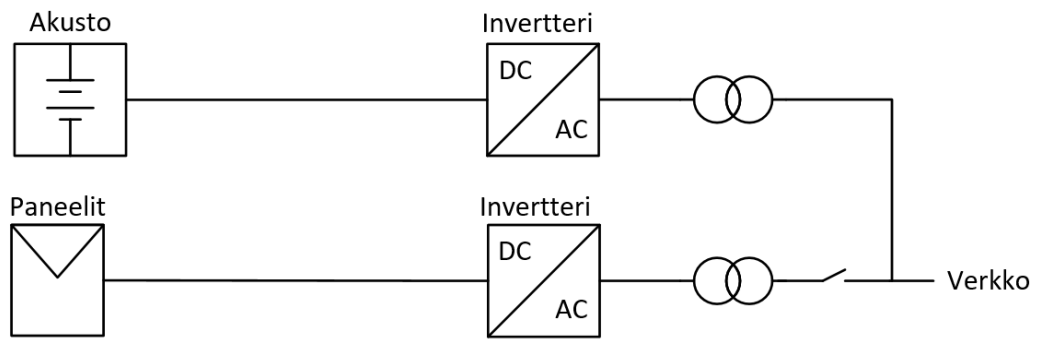
Akut ja aurinkopaneelit voidaan kytkeä yhteen DC-puolelta tai AC-puolelta. AC-puolelta yhdistettäessä akuille ja paneeleille on omat invertterinsä, joilla muunnetaan tasasähkö verkkoon soveltuvaksi vaihtosähköksi. DC-puolelta yhdistettäessä paneeleilla ja akuilla on yhteinen invertteri, jolloin akkujen ja invertterin väliin tarvitaan DC/DC-muunnin, jolla muutetaan akkujen jännite invertterille ja paneeleille sopivaksi ja ohjataan akkujen lataamista ja purkamista. [14]

AC-kytkennässä ei tarvitse ottaa huomioon akkujen ja paneelien jännitetasojen yhteensopivuuksia, koska invertterit toimivat melko suurella DC-jännite alueella. Ladattaessa energiaa paneeleilta akkuihin on välissä kaksi invertteriä ja kaksi muuntajaa, joissa kaikissa tapahtuu häviöitä. Toisaalta purettaessa energiaa akuista verkkoon on välissä vain yksi invertteri ja yksi muuntaja, jolloin häviöt ovat pienemmät.

DC-kytkennässä ladattaessa akkuja paneeleilla on välissä vain yksi DC/DC-muunnin, jolloin häviöt ovat pienemmät kuin AC-kytkennässä. Purettaessa energiaa akuista verkkoon on välissä DC/DC-muunnin, invertteri ja muuntaja, jolloin häviöt ovat suuremmat kuin AC-kytkennän vastaavassa tilanteessa. Molemmilla tavoilla on siis hyvät ja huonot puolensa. Kuvassa 2.8 on esitetty DC-kytketty järjestelmä ja kuvassa 2.9 on esitetty AC-kytketty järjestelmä.



Kuva 2.8. DC-kytketty akkujärjestelmä



Kuva 2.9. AC-kytketty akkujärjestelmä

DC-kytketyssä järjestelmässä on vähemmän komponentteja, jolloin se on halvempi toteuttaa. Akkua ladattaessa DC-kytketyssä järjestelmässä ei kuormiteta invertterisiä, jolloin se voidaan mitoittaa pienemmäksi. DC/DC-muunnin on myös halvempi kuin toinen invertteri.

AC-kytketyssä järjestelmässä pitää olla kaksi invertterisiä ja kaksi muuntajaa, jotka ovat molemmat kalliita komponentteja. AC-kytkennässä pitää olla keskijännitepuolella kytkinkomponentti, jolla estetään tehon syöttäminen akulta paneeleille. Myös DC-kytkennässä tehon syöttäminen akulta paneeleille pitää estää, mutta DC-puolella kytkinkomponentti on huomattavasti halvempi tai voidaan käyttää vaihtoehtoisesti diodia.

DC-kytkennässä invertterin tehorojoituksen ylittävä tuotanto voidaan syöttää DC/DC-muuntimen kautta akustoon. AC-kytkennässä tämä energia menisi hukkaan, koska sitä ei voida syöttää invertterin läpi. AC-kytkennän suurin etu olisi parempi hyötysuhde akkua purettaessa. Kuitenkin akkua ladattaessa DC-kytkennällä on huomattavasti parempi hyötysuhde, jolloin sillä on parempi lataus-purku syklin kokonaishyötysuhde. Taulukossa 2.1 on koottu yhteen DC- ja AC-kytkettyjen akkujärjestelmien edut.

Taulukko 2.1. DC- ja AC-kytkettyjen akkujärjestelmien edut

DC-kytketty	AC-kytketty
Matalampi hinta	Parempi verkosta lataamisen hyötysuhde
Parempi lataus-purku-syklin kokonaishyötysuhde	Parempi verkkoon purkamisen hyötysuhde
Parempi paneeleilta lataamisen hyötysuhde	
Invertterin tehon ylittävän tuotannon hyödyntäminen	
Akun lataaminen paneeleilta ei kuormita invertteriä	

Taulukosta 2.1 havaitaan nopeasti, että DC-kytketyllä akkujärjestelmällä on enemmän etuja kuin AC-kytketyllä. AC-kytketty on parempi ainoastaan silloin, kun akkua ladataan verkosta ja puretaan verkkoon, mikä ei hyödytä aurinkosähkötuotannon varastoinnin kannalta. Näin ollen DC-kytketty akkujärjestelmä on parempi vaihtoehto.

2.4 Akut

Akut ovat energiavarastoja, joissa sähköenergia varastoidaan kemialliseksi energiaksi. Akkujen toiminta perustuu hapettumis-pelkistymis-reaktioon. Akkua ladattaessa elektroneja siirretään ulkoisen jännitteen avulla akun materiaalista toiseen virtapiiriin kautta. Purrettaessa elektronien siirtyminen tapahtuu akkuun kytketyn kuorman kautta.

2.4.1 Akkujen ominaisuudet

Akkuteknologioita on useita, jotka perustuvat eri materiaaleihin. Sähkövoimajärjestelmissä käytetyimpiä ovat lyijyakut, natrium-rikki-akut ja litium-ioni akut. Näistä vaihtoehdoista litium-ioni akut ovat kalleimpia (€/kWh), mutta niillä on myös suurin energiatiheys, suurin tehotiheys ja pisin elinikä. Taulukossa 2.2 on vertailu eri akkutyypin ominaisuuksista. [14]

Taulukko 2.2. Akkutyypin ominaisuuksia [14]

Ominaisuudet	Lyijyakku	Natrium-rikki (NaS)	Litium-ioni
Hinta (€/kWh)	25 – 250	220	1500
Energiatiheys (Wh/kg)	25 – 40	103	240
Tehotiheys (W/kg)	75 – 300	14	350
Elinikä (vuotta)	12	15	20
Elinikä (sykliä)	1000	2500	> 1000
Toimintalämpötila (°C)	< 100	300	< 100

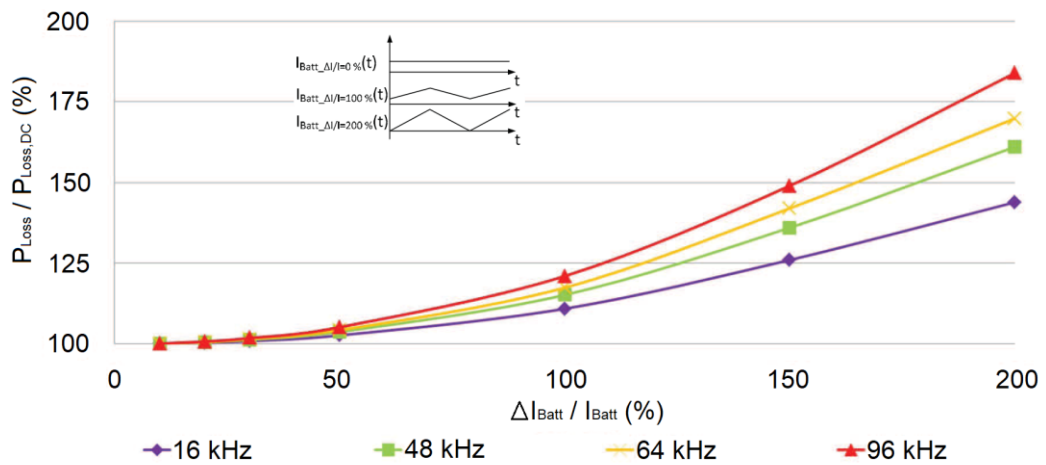
Taulukosta 2.2 nähdään, että litium-ioni-akku on vertailun paras lähes kaikissa ominaisuuksissa. Natrium-rikki-akkujen ongelmana on myös korkea toimintalämpötila. Lyijyakkujen ominaisuuksiin vaikuttaa merkittävästi akussa käytetyn hapon väkevyys [15]. Väkevämmällä hapolla saadaan parempi energiatiheys, mutta se vaikuttaa myös jäätymisspisteeseen. Litium-ioni-akkujen kehitys ja tuotanto on aktiivista maailmanlaajuisesti ja niitä on täten myös parhaiten saatavilla suuren mittakaavan energiavarastoihin.

Akkua ladattaessa on oleellista, että latausjännite ei ylitä akun suurinta jännitekestoja, ja että virta pysyy nollassa suurempana akun suuntaan. Tästä saadaan yksi edellytys hakkurin ulostulolle akun puolella. Latausjännitteen aaltoilun on pysyttävä sellaisella alueella, että akun suurin jännitekesto ei ylity. Toisaalta taas virta ei tässä tilanteessa saa kulkea akusta pois päin. Virran aaltoilun alaraja voidaan määrittää akun minimilatausvirrasta. Kun latausvirta pysyy akun minimilatausvirtaa suurempana, ei tapahdu korkeataajuisia akun purkautumista ja latautumista hakkurin kytkentäaajuudella. Vaikka virtariippeli pysyisi riittävän pienenä, ettei korkeataajuisia latautumista ja purkautumista tapahdu, lisää se akun lämpenemistä ladattaessa ja purettaessa. [16][17][18]

Pienitaajuinen virtariippeli on akun eliniän kannalta haitallisempaa kuin suuritaajuinen. Suuritaajuinen rippeli varaa ja purkaa ainoastaan akun kaksoiskerroskapasitanssia. Pienitaajuinen rippeli, jonka jaksonaika on selvästi pidempi kuin kennojen aikavakio, kulkee varauksen siirtoresistanssin läpi, jolloin se vastaa lataus-purkaus-sykliä. [15][19]

Unon ja Tanakan tekemän tutkimuksen mukaan, yli 100 Hz taajuisella rippelillä ladatuissa ja puretuissa akuissa, havaittiin vain normaaliin ikääntymiseen liittyvää heikkenemistä. Alle 10 Hz taajuiselle rippelille altistuneet akut puolestaan heikkenivät huomattavasti. Matalataajuisella rippelillä oli myös suurempi vaikutus kennojen lämpötilaan. Korkeataajuinen rippeli nosti lämpötilaa vain marginaalisesti, mutta matalataajuisella rippelille altistuneiden kennojen lämpötilat olivat selvästi korkeampia. [19]

Kuvassa 2.10 on esitetty Panasonicin NCR-18650E litium-ioni-akusta tehdyllä simulointimallilla saadut tulokset virtarippelin vaikutuksesta suhteellisiin häviöihin akussa [16]. Kuvassa vaaka-akselilla on virtarippelin huipusta-huippuun-arvon suuruus prosentteina virran DC-komponentin suuruudesta. Pystyakselilla on rippelivirran aiheuttamat häviöt suhteessa rippelittömän virran aiheuttamiin häviöihin. Näin ollen 100% tarkoittaa siis virran DC-komponentin aiheuttamia häviöitä ja 100%:n ylittävä osuus on rippelin aiheuttamia häviöitä. Tällöin 200% tarkoittaa, että rippelivirran aiheuttamat häviöt olisivat kaksinkertaiset rippelittömään virtaan verrattuna.



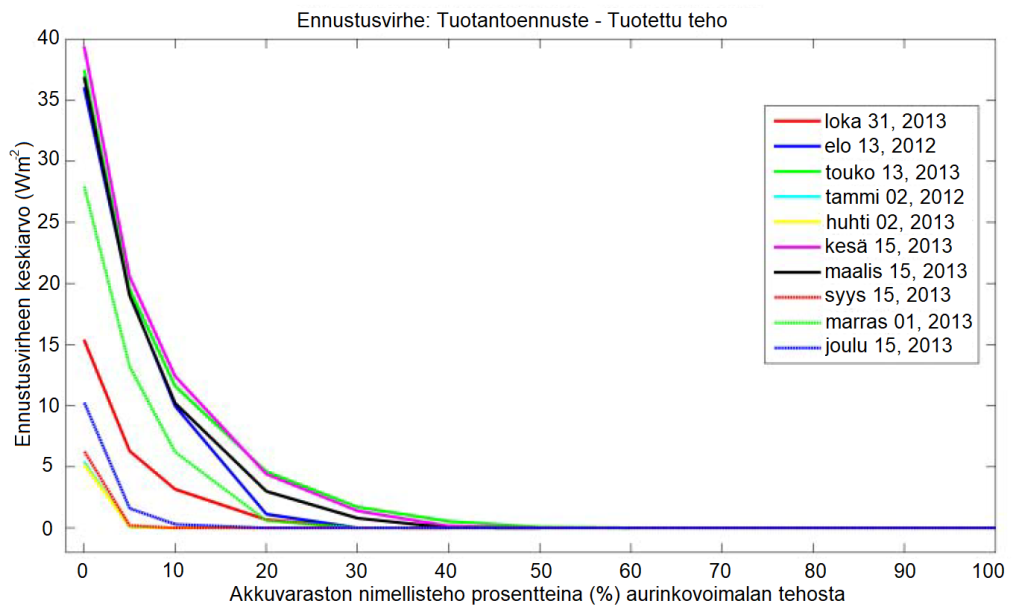
Kuva 2.10. Simuloidut suhteelliset häviöt suhteessa virtarippelin suuruuteen Panasonicin NCR-18650E Litium-ioni-akussa [16]

Kuvasta 2.10 nähdään, kuinka korkeataajuinen rippeli vaikuttaa akussa tapahtuviin häviöihin. Kuvan perusteella näyttää, että virran vaihtelun merkitys häviöihin on hyvin pieni noin alle 50% rippelillä. Vaikka aiemmin todettiin, että pienitaajuinen rippeli on haitallisempaa akuille, suurilla taajuuksilla ero näyttäisi olevan päinvastainen. Kuvaaja on kuitenkin tehty simulointimallilla saaduista arvoista, joten se ei välttämättä vastaa täysin todellista tilannetta.

Valmistajat määrittävät litium-ioni akuille tavallisesti 7...30% sallitun virtarippelin. Rippeli lasketaan akun 1 C:n virrasta. Akun C arvo kertoo kuinka suuren jatkuvan virran akusta saa purettua suhteessa varauskykyyn. Esimerkiksi varauskyvyltään 200 Ah akun 1 C virta on 200 A. Tällöin akun sallittu virtarippeli lasketaan 200 A virrasta.

2.4.2 Akkuvaraston mitoitus

Akkuvaraston mitoitus verrattuna aurinkovoimalan nimellistehoon on yksi DC/DC-muuntimen tarpeisiin vaikuttava tekijä. Boulderissa, Coloradossa tehtyjen mittausten perusteella on tutkittu akkuvaraston nimellistehon vaikutusta aurinkovoimalan tuotannon ennustusvirheeseen [20]. Kuvassa 2.11 on esitetty aurinkovoimalan tehotuotannon ennustusvirhe suhteessa akkuvaraston nimellistehoon eri vuodenaikoina. Akkuvaraston nimellisteho on annettu prosentteina aurinkovoimalan nimellistehosta.



Kuva 2.11. Akkuvaraston nimellistehon vaikutus aurinkovoimalan tuotannon ennustusvirheeseen [20]

Kuvasta 2.11 nähdään, että pienelläkin akkuvarastolla on suuri vaikutus ennustusvirheeseen verrattuna täysin akuttomaan aurinkovoimalaan. Jo akkuvaraston nimellistehon ollessa 10% aurinkovoimalan nimellistehosta ennustusvirhe pienenee merkittävästi. 20% akkuvarastolla päästään jo erittäin hyviin tuloksiin, ja 50% akkuvarastolla ennustusvirhe on olematon kaikkina vuodenaikoina. Tuloksiin vaikuttaa tietysti maantieteellinen sijainti ja paikallinen ilmasto. Ennustusvirheen yksikkö on Wm^{-2} , joten sen suuruuteen vaikuttaa myös tuotetun tehon suuruus, josta virhe on laskettu. [20]

Kuvassa 2.11 esitettyjen tulosten perusteella jo 20% aurinkovoimalan nimellistehosta oleva akkuvarasto toisi siis merkittävän hyödyn. Tällöin esimerkiksi 2000 kVA invertterin yhteyteen riittäisi 400 kW DC/DC-muunnin ja akusto. Tämä mitoituskriteeri huomioi vain akun tehon eikä varauskykyä.

Tässä työssä käsiteltävän aurinkoinvertterin maksimijännite on 1500 V, mutta tällä hetkellä 1500 V akkuja on tarjolla vähän. Pääasiassa akkuvarastojen jännitteet vaihtelevat 800 V ja 1100 V välillä. Tästä johtuen, ensisijainen ajatus on, että DC/DC-muunnin toimii jännitettä laskevana akkuun päin ja jännitettä nostavana invertteriin päin. 1500 V akkuja on kuitenkin olemassa ja invertterin jännite vaihtelee maksimitehopistettä seurattaessa. Myös akkujen jännite muuttuu ladattaessa ja purettaessa. Tämä aiheuttaa ongelmia, jos DC/DC-muunnin toimii vain toiseen suuntaan nostavana ja toiseen suuntaan laskevana, koska akkujen jännite saattaa olla ajoittain invertterin jännitettä suurempi ja invertterin jännite ajoittain akkujen jännitettä suurempi.

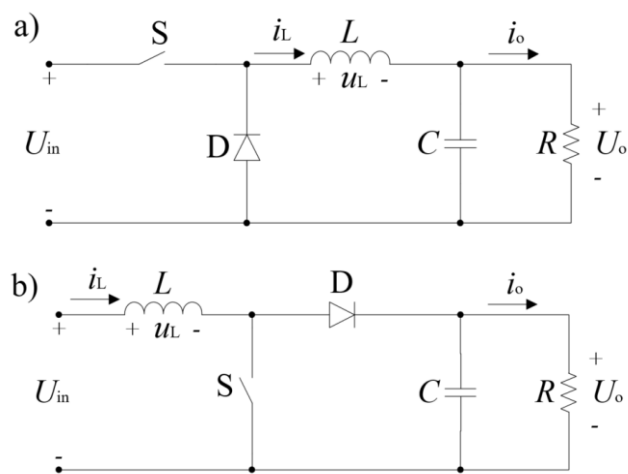
Aurinkosähköjärjestelmiin soveltuvien akustojen jännitetasot ovat tavallisesti 1100 V ja 630 V välillä, riippuen akustosta ja sen varaustilasta. Täydellä varauksella lähes 1500 V jännitteisiä akkuja on olemassa ja jännitetasot ovat nousemassa. Kappaleessa 3.4 todetun perusteella tässä työssä käsiteltävällä laitteella tulisi ongelmia käytettäessä 1500 V akustoja. Tästä johtuen työssä keskitytään 630...1100 V akustojännitteisiin.

3. HAKKURITEHOLÄHTEET

Hakkuriteholähde on laite, jolla voidaan muuttaa tasajännitettä pienemmäksi tai suuremmaksi. Hakkureiden toiminta perustuu kytkinkomponentteihin, kuten IGBT, ja energiaa varastoiiviin komponentteihin eli kuristimiin ja kondensaattoreihin. Tässä kappaleessa esitellään yksinkertaiset jännitettä nostava ja jännitettä laskeva hakkuri ja perehdytään kaksisuuntaisen, toiseen suuntaan jännitettä nostavan ja toiseen suuntaan laskevan, hakkurin toimintaan, komponentteihin ja häviöihin.

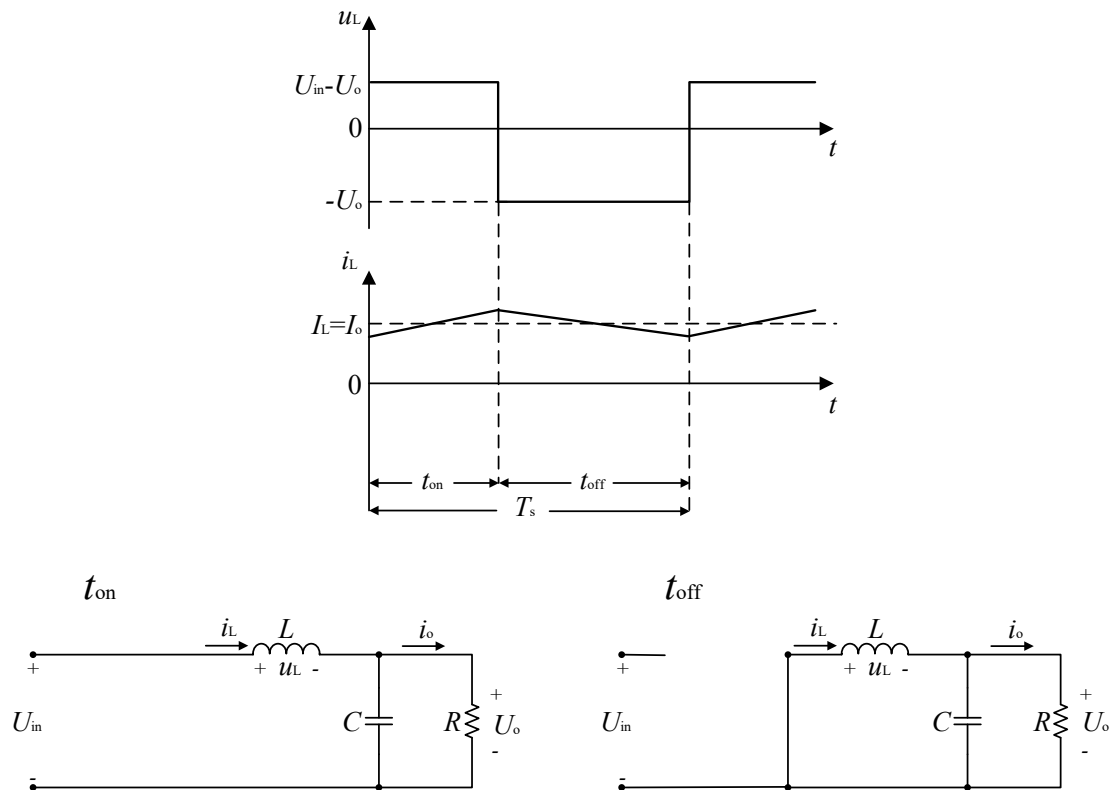
3.1 Jännitettä nostava ja jännitettä laskeva hakkuriteholähde

Yksinkertaisimpia hakkureita ovat buck converter eli jännitettä laskeva hakkuri ja boost converter eli jännitettä nostava hakkuri. Kuvassa 3.1 on esitetty jännitettä laskevan ja jännitettä nostava hakkurin sijaiskytkennät, joissa kuormina ovat vastukset. [21]



Kuva 3.1. a) Jännitettä laskeva hakkuri b) jännitettä nostava hakkuri [21]

Kytkeitä S ohjaamalla säädetään kytkennän ulostulojännitettä U_o . Kytkennällä a ulostulojännite on aina pienempi tai yhtä suuri kuin syöttöjännite U_{in} . Kytkennällä b ulostulojännite on aina suurempi kuin syöttöjännite. Kuvassa 3.2 on esitetty jännitettä laskevan hakkurin toimintatilat kytkimen ollessa kiinni ja auki.



Kuva 3.2. Jännitettä laskevan hakkurin toimintatilat [21]

Kytkimen ollessa kiinni syöttöjännite on kuristimen ja kuorman yli, jolloin kuristimen virta kasvaa ja siihen varastoituu energiaa. Kytkimen avautuessa kuristimen virran täytyy päästä kulkemaan jotain reittiä, joten se kulkee diodin kautta. Tällöin kuristimen yli on jännitteen U_o suuruinen jännite virran kulkusuuntaa vastaan, joten kuristimen virta alkaa laskea. Kytkimen kiinnioloaika on t_{on} ja aukioloaika on t_{off} . Yhden kytkentäjaksen aika on $T_s = t_{on} + t_{off}$. Tarkasteltaessa jatkuvaa tilaa tulee kuristimen yli olevan jännitteen integraalin yhden kytkentäjaksen yli olla nolla: [21]

$$\int_0^{T_s} u_L dt = \int_0^{t_{on}} u_L dt + \int_0^{t_{off}} u_L dt \quad (3.1)$$

Jännitteenjaolla voidaan määrittää kelan yli oleva jännite kytkimen eri tiloilla, jolloin saadaan yhtälö 3.2.

$$(U_{\text{in}} - U_{\text{o}})t_{\text{on}} = U_{\text{o}}(T_{\text{s}} - t_{\text{on}}), \quad (3.2)$$

josta saadaan selvitettyä pulssisuhde, D , (duty ratio):

$$\frac{U_{\text{o}}}{U_{\text{in}}} = \frac{I_{\text{in}}}{I_{\text{o}}} = \frac{t_{\text{on}}}{T_{\text{s}}} = D \quad (3.3)$$

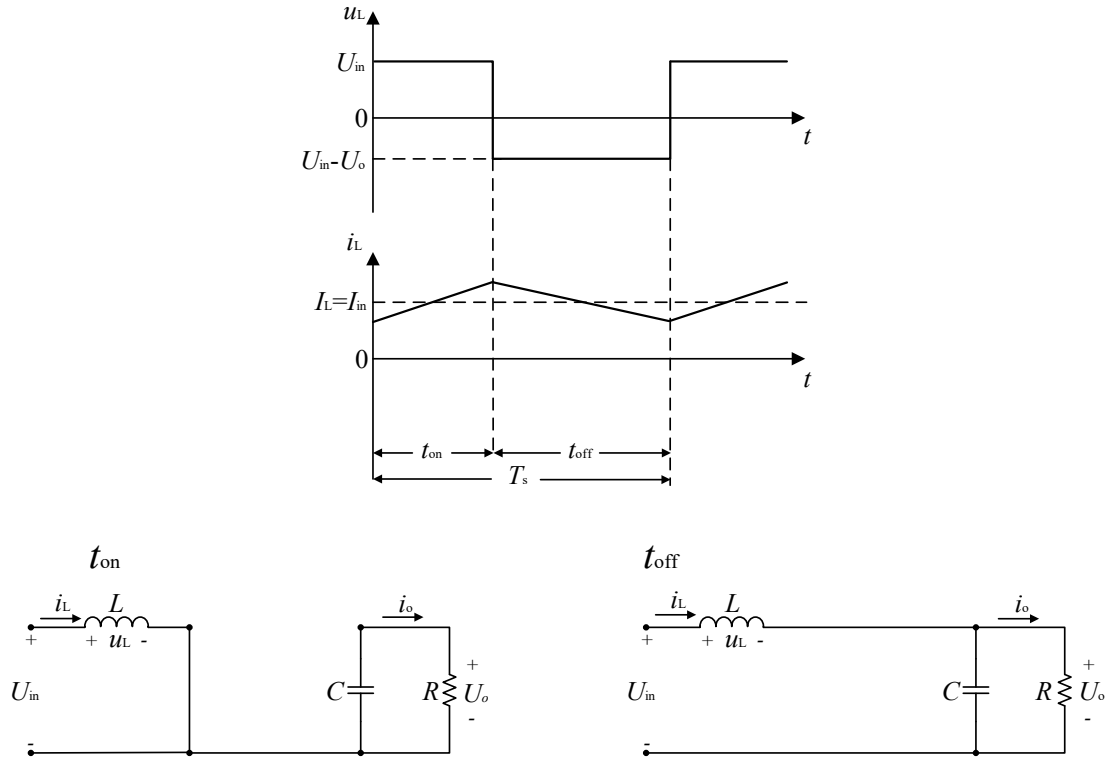
Tarkasteltaessa jatkuvaa tilaa tulee kondensaattorin virran integraalin yhden kytkentäjaksan yli olla nolla [21]:

$$\int_0^{T_{\text{s}}} i_{\text{C}} dt = \int_0^{t_{\text{on}}} i_{\text{C}} dt + \int_0^{t_{\text{off}}} i_{\text{C}} dt \quad (3.4)$$

Virranjaolla voidaan määrittää kondensaattorin virta kytkimen eri tiloilla, jolloin saadaan yhtälö 3.5.

$$(i_{\text{in}} - i_{\text{o}})t_{\text{on}} = (i_{\text{L}} - i_{\text{o}})(T_{\text{s}} - t_{\text{on}}), \quad (3.5)$$

Jännitettä laskevalla hakkurilla pulssisuhde kertoo suoraan ulostulo- ja syöttöjännitteiden ja -virtojen suhteen. Kuvassa 3.3 on esitetty jännitettä nostavan hakkurin toimintatilat kytkimen ollessa kiinni ja auki.



Kuva 3.3. Jännitettä nostavan hakkurin toimintatilat [21]

Kytkimen ollessa kiinni syöttöjännite on kuristimen yli, jolloin sen virta kasvaa ja siihen varastoituu energiaa. Tällöin ulostuloa syöttää kondensaattori. Kytkimen ollessa auki syöttöjännite on kuristimen ja kuorman yli. Tällöin kuristimen yli on jännite virran kulkuun vastaan, joten kuristimen virta alkaa laskea. Kuormalle energiaa syöttävät sisääntulo ja kuristin. Tällöin myös kondensaattori varautuu. [21]

Yhtälön 3.1 mukaisesti jatkuvaa tilaa tarkasteltaessa kuristimen yli olevan jännitteen integraalin yhden kytkentäjakson yli olla nolla. Jännitteenjaolla voidaan määrittää kelan yli oleva jännite kytkimen eri tiloilla, jolloin saadaan yhtälö 3.6.

$$U_{\text{in}} t_{\text{on}} = (U_{\text{o}} - U_{\text{in}})(T_{\text{s}} - t_{\text{on}}), \quad (3.6)$$

josta saadaan selvitettyä pulssisuhde, D :

$$\frac{U_{\text{o}} - U_{\text{in}}}{U_{\text{o}}} = \frac{t_{\text{on}}}{T_{\text{s}}} = D \quad (3.7)$$

Pulssisuhteesta saadaan ulostulo- ja syöttöjännitteiden ja -virtojen välinen suhde yhtälön 3.8 mukaisesti.

$$\frac{U_{in}}{U_o} = \frac{I_o}{I_{in}} = 1 - D \quad (3.8)$$

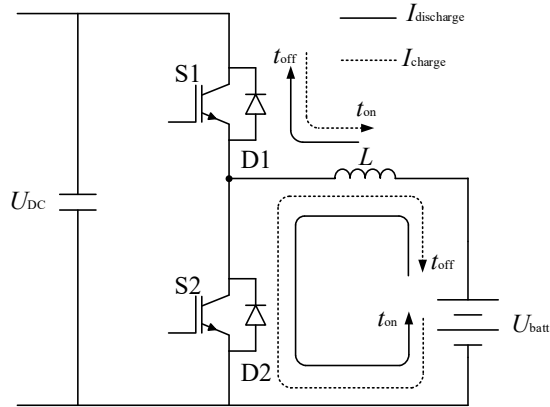
Yhtälön 3.4 mukaisesti jatkuvaa tilaa tarkasteltaessa kondensaattorin virran integraalin yhden kytkentäjakson yli olla nolla. Virranjaolla voidaan määrittää kondensaattorin virta kytkimen eri tiloilla, jolloin saadaan yhtälö 3.9.

$$i_o t_{on} = (i_{in} - i_o)(T_s - t_{on}) \quad (3.9)$$

Hakkureissa on tavallisesti ulostulon kondensaattori mitoitettu niin suureksi, että ulostulon jännite pysyy hyvin tasaisena. Ulostulovirran rippeliin vaikuttaa kuristimen L koko. [21]

3.2 Kaksisuuntaiseen tehonsyöttöön kykenevä hakkuriteho- lähde

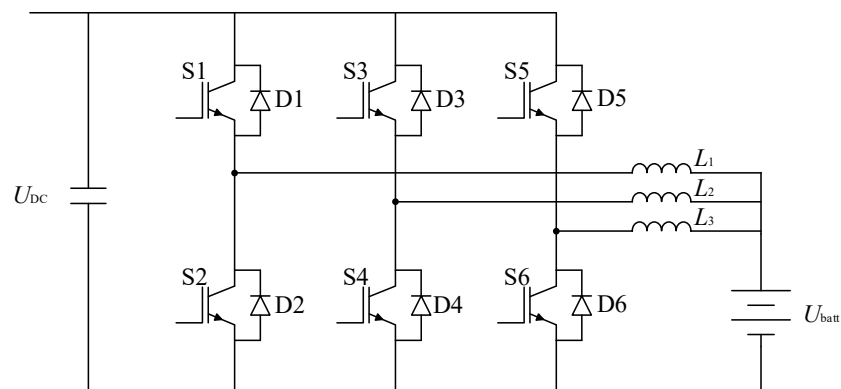
Käyttämällä diodin tilalla kytkinkomponenttia voidaan hakkuria käyttää molempiin suuntiin. Kuvassa 3.4 on esitetty akkuun kytketty yksivaiheinen kaksisuuntainen hakkuri, joka laskee jännitettä akun suuntaan ja nostaa akusta pois päin. Se toimii siis akun suuntaan jännitettä laskevana buck-hakkurina ja akusta pois päin jännitettä nostavana boost-hakkurina. Syötettäessä virtaa akkuun päin kytkin S2 on koko ajan kiinni ja S1 toimii hakkurin kytkimenä. Syötettäessä virtaa akusta pois päin kytkin S1 on koko ajan kiinni ja S2 toimii hakkurin kytkimenä. [22]



Kuva 3.4. Yksivaiheinen, kaksisuuntaiseen tehonsyöttöön kykenevä, akkuun kytketty hakkuriteholähde [22]

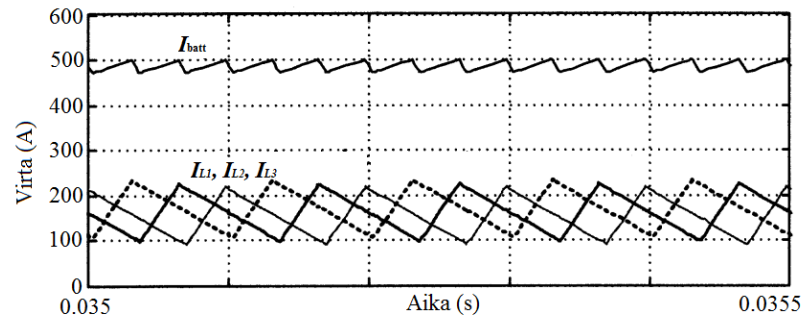
Kuvassa 3.4 on esitetty myös virran kulkureitit akkua ladattaessa ja purettaessa eri toimintatiloilla. Katkoviivalla on esitetty akun latausvirran (I_{charge}) reitit ylemmän kytkimen S1 ollessa kiinni (t_{on}) ja auki (t_{off}). Yhtenäisellä viivalla on esitetty akun purkuvirran ($I_{\text{discharge}}$) reitit alemman kytkimen S2 ollessa kiinni (t_{on}) ja auki (t_{off}).

Suurempaa tehoa tarvittaessa voidaan käyttää monivaiheista hakkurikytkentää. Kytke-mällä kolme hakkuria rinnan, saadaan kolmivaiheinen hakkuri. Kuvassa 3.5 on esitetty akkuun kytketty, kaksisuuntainen, kolmivaiheinen hakkuri. Kolmivaiheinen versio toimii samalla periaatteella kuin yksivaiheinen, mutta virta jakautuu kolmelle vaiheelle. Virran rippelin pienentämiseksi vaiheita voidaan käyttää 120° vaihe-erolla. Tällöin virtaripeli pienenee kolmasosaan yhden vaiheen rippelistä. [23]



Kuva 3.5. Kolmivaiheinen, kaksisuuntaiseen tehonsyöttöön kykenevä, akkuun kytketty hakkuriteholähde [23]

Kuvassa 3.6 on esitetty kolmivaiheisen hakkurin virrat 120° vaihe-erolla. Kuvassa I_{L1} , I_{L2} ja I_{L3} ovat hakkurin vaihevirit ja I_{batt} on vaiheviriten summa eli akulle menevä kokonaisvirta.



Kuva 3.6. Kolmivaiheisen hakkurin virrat 120° vaihe-erolla [24]

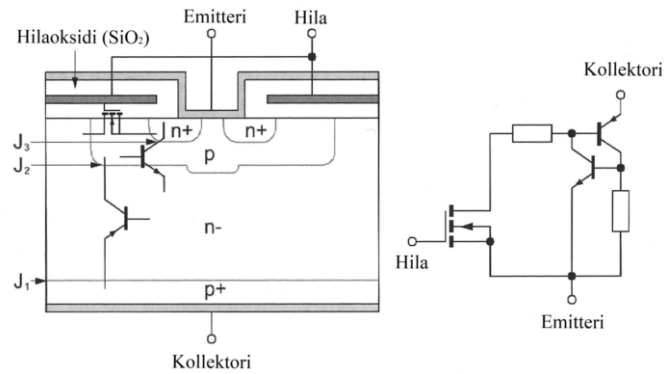
Kuvaa 3.6 tarkastelemalla havaitaan, että kokonaisvirran rippelin huiput ovat vaiheviriten huippujen kohdilla. Kokonaisvirran rippelin taajuus on siis kolminkertainen verrattuna vaihevirtaan. Kuvasta nähdään myös, että kokonaisvirran ripperi on amplitudiltaan noin kolmasosa vaiheviriten rippelistä, ja kokonaisvirran keskiarvo on kolme kertaa vaiheviriten keskiarvo.

3.3 IGBT

IGBT eli hilaeristetty bipolaaritransistori (insulated-gate bipolar transistor) on suuritehoisissa käyttökohteissa suosittu puolijohdekytkin, jossa yhdistyvät bipolaaritransistorin ja MOSFET:n eli Metallioksidi-puolijohdekanavatransistorin (metal-oxide field-effect transistor) ominaisuudet. IGBT:n kytkentänopeus on suurempi kuin bipolaaritransistorilla ja johtamishäviöt ovat pienemmät kuin MOSFET:lla.

3.3.1 Toiminta

IGBT:n toiminta perustuu puolijohdeisiin. Puolijohdeet ovat aineita, joiden sähkönjohtavuus on parempi kuin eristeillä, mutta heikompi kuin johteilla. Niiden sähkönjohtavuutta voidaan parantaa ulkoisella energialla. Puolijohdeista voidaan seostaa P- ja N-tyypin puolijohdeita. P-tyyppisissä varauksenkuljettajina toimivat aukot ja N-tyyppisissä elektronit. Yhdistämällä P- ja N-tyypin puolijohdeita voidaan valmistaa puolijohdekomponentteja, kuten diodeja ja transistoreja. Kuvassa 3.7 on esitetty IGBT:n rakennekuva ja sijaiskytkentä.



Kuva 3.7. IGBT:n rakenne ja sijaiskytkentä [22]

IGBT:n ollessa sammutettuna, jolloin hilalla on 0 V tai negatiivinen jännite, ja kollektorilla ollessa emitteriä suurempi jännite IGBT on myötäestotilassa. Tällöin liitos J_2 on estotilassa, mutta J_1 ja J_3 ovat johtavassa tilassa. Riittävään estokykyyhin vaaditaan riittävän leveä ja vähän seostettu n- alueen. [22]

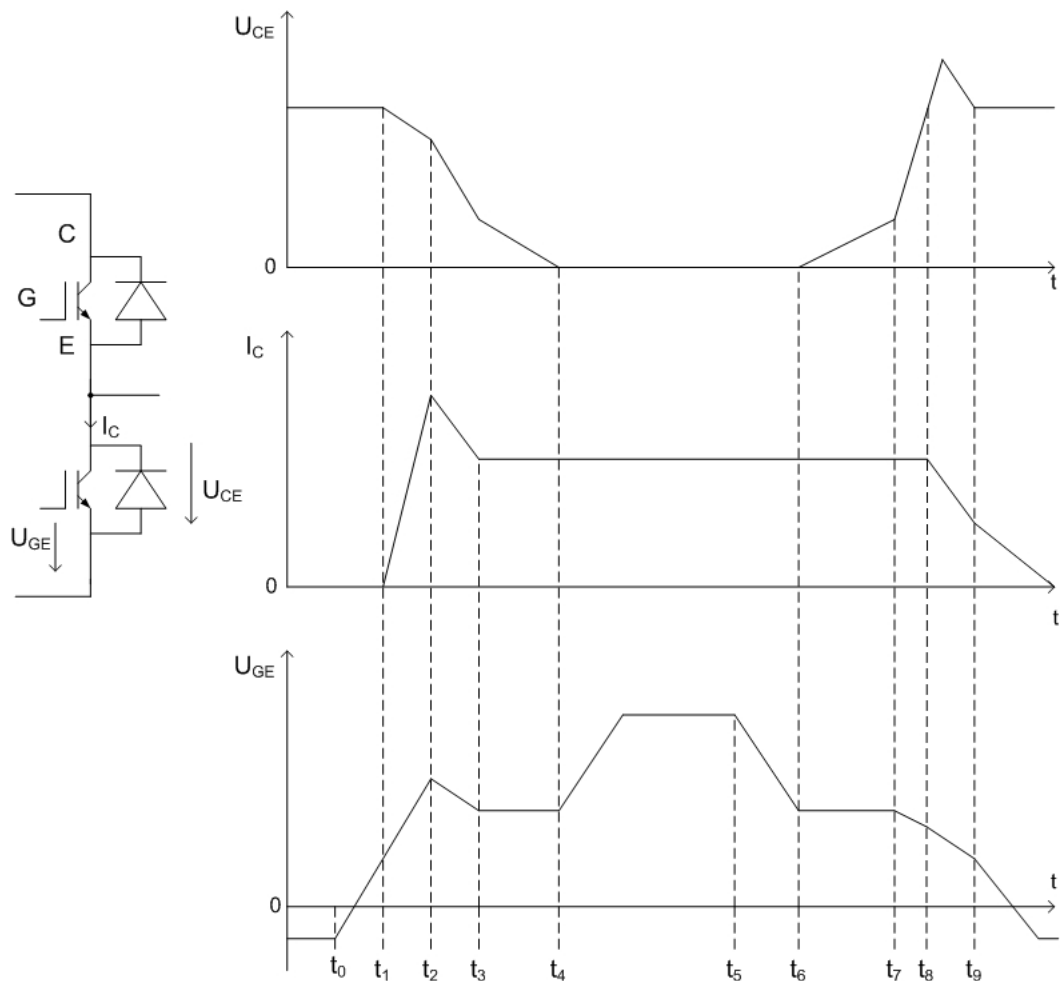
Kytettäessä hilalle 15 V jännite IGBT kytkeytyy päälle ja siirtyy johtotilaan. Hilan ja p- alueen välille syntyy johtava kanava, ja elektronivirta pääsee kulkemaan emitteriltä n- alueelle. Tämä johtaa n- alueen potentiaalinen pienemiseen, jolloin liitos J_1 avautuu. Vähemmistövarauksen kuljettajat eli aukot kulkevat p+ alueelta n- alueelle. Tästä johtuen emitterin n⁺-alueelta alkaa kulkea enemmän elektroneja, jotta varaustasapaino säilyy. Varausten kuljettajien kulkeminen n- alueelle kasvattaa sen johtavuutta huomattavasti. [22]

Kytettäessä hilalle 0 V tai negatiivinen jännite hilakanava muotoutuu uudelleen ja elektronien kulkeminen n- alueelle estyy. Varausten kuljettajien suuresta määrästä johtuen elektronit kulkevat p+ alueelle ja aukot kulkeutuvat vähemmän seostettuun p kerrokseen. Elektronien vähentyessä varausten liike pysähtyy ja loput varausten kuljettajat poistuvat rekombinaatiolla eli elektronit ja aukot yhdistyvät. [22]

Myötäestotilan kollektorijännitteen ollessa liian suuri saattaa IGBT:ssä tapahtua vyöryläpilyönti. Jos liitoksen J_2 kentänvoimakkuus ylittyy, se menettää estokykynsä, jolloin myötäestosuunnassa pääsee kulkemaan suuri virta. IGBT ei välttämättä tuhoudu, jos virta katkaistaan riittävän nopeasti. Virran noustessa IGBT kuitenkin lämpenee, mikä johtaa epätasaiseen virran jakautumiseen. Tästä johtuen maksimivirrantiheys voi ylittyä joillain alueilla, mikä johtaa jännitteen putoamiseen ja virran nopeaan kasvamiseen. [22]

3.3.2 Häviöt

Hakurissa tapahtuvat häviöt voidaan jakaa johtotilassa tapahtuviin johtamishäviöihin ja kytkentätilanteissa tapahtuviin kytkentähäviöihin. Kuvassa 3.8 on esitetty IGBT:n virran ja jännitteiden käyrämuodot kytkentähetkillä. Kuvassa on kollektorijännite U_{CE} , kollektorivirta I_C ja hilajännite U_{GE} . Kuvaajassa näkyy päälle- ja poiskytkentähetket.



Kuva 3.8. IGBT:n virran ja jännitteiden käyrämuodot kytkentähetkillä [23]

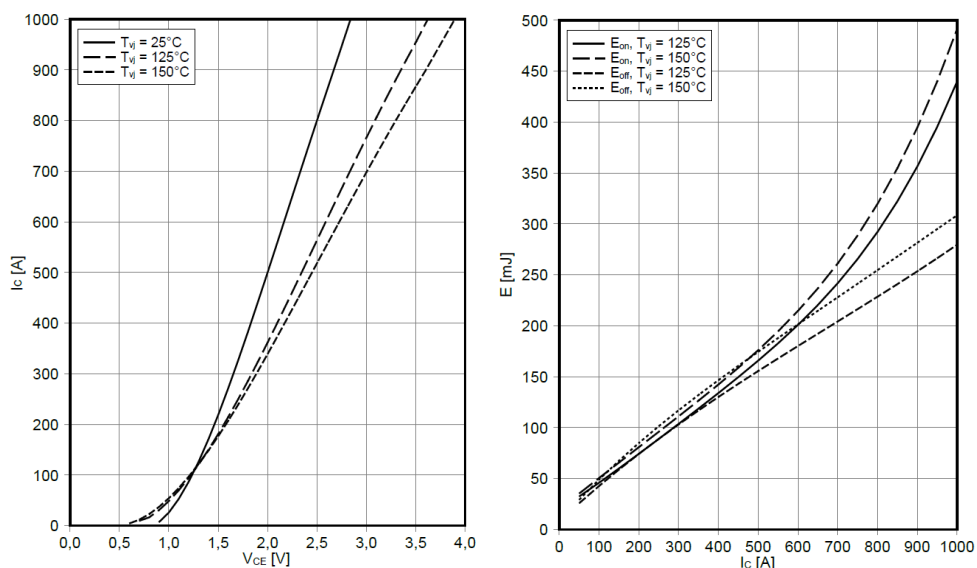
Alussa virta kulkee ylemmän diodin kautta ja alempi IGBT on estotilassa. Ajanhetkellä t_0 alemman IGBT:n hilalle kytketään jännite. Hilajännitteen noustua riittävästi IGBT alkaa johtaa, sen kollektorivirta I_C alkaa nousta ja kollektorijännite alkaa pudota. Hetkellä t_2 virta on saavuttanut kytkentähetken huippunsa ja IGBT on johtavassa tilassa. Ylemmän diodin sammussa aiheutuvasta takavirrasta johtuen kollektorivirrassa näkyy ylitys hetkellä t_2 . Kollektorijännite kuitenkin jatkaa vielä laskuaan. Hetkellä t_3 kollektorivirta on saavuttanut lopullisen arvonsa, minkä jälkeen hilajännite U_{GE} pysyy vakiona hetken t_4

asti Millerin kapasitanssista, eli hilan ja kollektorin välisestä kapasitanssista, johtuen. Ajanhetkellä t_4 kollektorijännite U_{CE} ei voi laskea enää alemmas, ja hilajännite alkaa jälleen nousemaan kunnes saavuttaa lopullisen arvonsa. [23][25]

Hetkellä t_5 hilalle kytketään estotilan jännite, jolloin hilajännite alkaa laskea. Hetkellä t_6 kollektorijännite alkaa nousta, jonka jälkeen hilajännite pysyy vakiona Miller-ilmiöstä johtuen, kunnes hetkellä t_7 hilajännite alkaa jälleen laskea ja kollektorijännitteen nousu kiihtyy. Hetkellä t_8 kollektorivirta alkaa laskea, kun virta siirtyy kulkemaan ylemmän diodin kautta. Hetkellä t_9 kollektorijännite on saavuttanut estotilan arvonsa, minkä jälkeen kollektorivirta putoaa nolnaan.[23][25]

Hetkien t_1 ja t_3 välisenä aikana häviöt ovat suuret, koska jännite ei ole vielä laskenut, mutta virta on alkanut nousta. Sammutettaessa häviöt ovat suurimmat hetkien t_7 ja t_8 välillä, koska jännite on jo alkanut nousta, mutta virta on edelleen suuri. Kokonaiskytkentähäviöt riippuvat kytkentätaajuudesta. Mitä suurempi kytkentätaajuus, sitä suuremmat kytkentähäviöt, koska kytkentöjä tapahtuu enemmän.

IGBT-moduulin datalehdessä on tavallisesti esitetty päälle- ja pois kytkentöjen häviöenergiat nimellisjännitteellä ja virralla muutamassa eri lämpötilassa. Kuvassa 3.9 on esitetty esimerkkinä tutkittavan IGBT:n datalehdeltä (liite A) kollektorivirta johtamistilan kollektorijännitteen funktiona ja kytkentähäviöenergiat kollektorivirran funktiona. Kollektorijännitekuvaajasta pystytään määrittämään johtamistilan häviöt ja häviöenergiakuvaajasta kytkentähäviöt. [26]



Kuva 3.9. IGBT-moduulin kollektorivirta johtotilan kollektorijännitteen funktiona ja kytkentähäviöenergiat kollektorivirran funktiona (liite A)

Kuvasta 3.9 nähdään, että IGBT:n kytkentähäviöt melko lineaarisesti normaalilla toiminta-alueella (0...200 A). Näin ollen datalehden arvoista pystytään laskemaan kytkentähäviöt halutulla virralla ja jännitteellä. Pääle kytkennän häviöenergia E_{on} ja -teho P_{on} voidaan laskea datalehden arvoista E_{ono} , E_{off0} , U_{on0} ja I_{on0} yhtälöillä 3.10 ja 3.11, joissa N_{IGBT} on rinnakkaisten IGBT:iden määrä. Pois kytkennän häviöenergia E_{off} ja -teho P_{off} voidaan laskea datalehden arvoista E_{off0} , U_{off0} ja I_{off0} yhtälöillä 3.12 ja 3.13. [26]

$$E_{\text{on}} = \frac{U_{\text{DC}}}{U_{\text{on0}}} \frac{I_{\text{on}}}{N_{\text{IGBT}} I_{\text{on0}}} E_{\text{on0}} \quad (3.10)$$

$$P_{\text{on}} = \frac{E_{\text{on}}}{T_{\text{S}}} \quad (3.11)$$

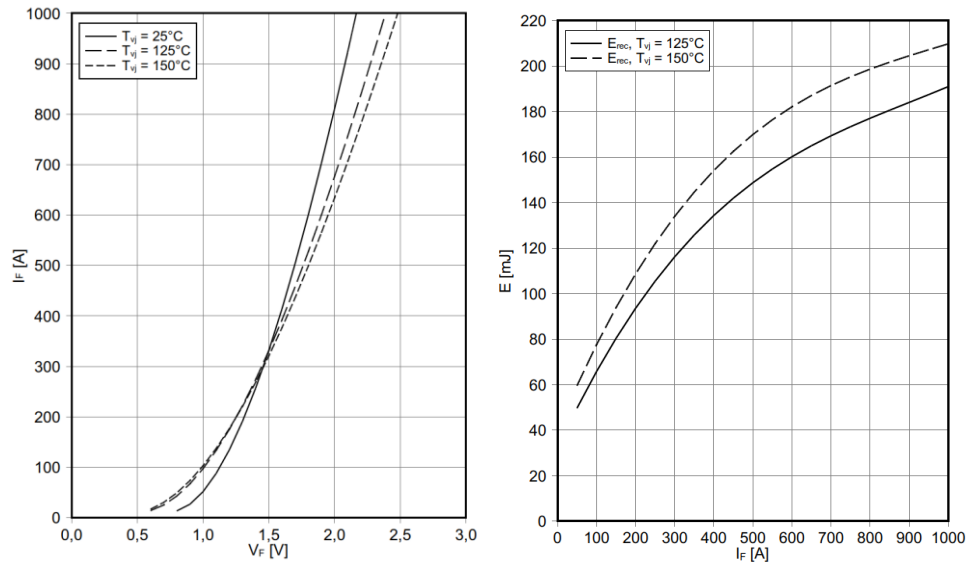
$$E_{\text{off}} = \frac{U_{\text{DC}}}{U_{\text{off0}}} \frac{I_{\text{off}}}{N_{\text{IGBT}} I_{\text{off0}}} E_{\text{off0}} \quad (3.12)$$

$$P_{\text{off}} = \frac{E_{\text{off}}}{T_{\text{S}}} \quad (3.13)$$

IGBT:n johtamishäviöihin vaikuttavat johtotilan kollektorijännite eli saturaatiojännite $U_{\text{CE,sat}}$ ja kollektorivirta I_{C} . IGBT-moduulin datalehdessä on esitetty saturaatiojännitteen arvot nimellisvirralla muutamalla eri lämpötilalla ja ne käyttäytyvät kuvan 3.9 mukaisesti. Linearisoimalla kuvaaja voidaan määrittää johtotilan kollektori-emitteri-resistanssi r_{C} . $U_{\text{CE,sat0}}$ on IGBT:n kynnsjännite. Kuvaajasta määritetyistä arvoista voidaan laskea johtamishäviöt halutulla virralla tehon yhtälöllä 3.14. [26]

$$P_{\text{con,IGBT}} = U_{\text{CE,sat}} I_{\text{C}} = U_{\text{CE,sat0}} I_{\text{C}} + r_{\text{C}} I_{\text{C}}^2 \quad (3.14)$$

Myös diodissa tapahtuu häviöitä, jotka voidaan jakaa johtamishäviöihin, jotka johtuvat virran kulkemisesta diodin läpi, ja kytkentähäviöihin, jotka johtuvat estosuunnan toipumisajasta. Diodin poiskytketyymishäviöt jätetään tavallisesti huomiotta. IGBT-moduulin datalehdessä on tavallisesti annettu diodin kytkentähäviöenergia nimellisvirralla ja -jännitteellä. Kuvassa 3.10 on esitetty datalehdeltä (liite A) diodin virta johtotilan jännitteen funktiona ja kytkentähäviöenergiat virran funktiona. [26]



Kuva 3.10. Diodin virta johtotilan jännitteen funktiona ja kytkentähäviöenergiat virran funktiona (liite A)

Kuvasta 3.10 nähdään, että myös diodin kytkentähäviöt käyttäytyvät melko lineaarisesti normaalilla toiminta-alueella (0...200 A). Diodin kytkentähäviöenergia E_{REC} ja -teho P_{REC} voidaan siis laskea datalehdessä olevista E_{REC0} yhtälöillä 3.15 ja 3.16. [26]

$$E_{\text{REC}} = \frac{U_{\text{DC}}}{U_{\text{On0}}} \frac{I_{\text{on}}}{N_{\text{IGBT}} I_{\text{On0}}} E_{\text{REC0}} \quad (3.15)$$

$$P_{\text{REC}} = \frac{E_{\text{REC}}}{T_S} \quad (3.16)$$

Diodin johtamishäviöihin vaikuttavat johtotilan jännite U_F ja virta I_F . IGBT-moduulin datalehdessä on esitetty arvot nimellisvirralla muutamalla eri lämpötilalla ja ne käyttäytyvät kuvan 3.10 mukaisesti. Linearisoimalla kuvaaja voidaan määrittää diodin johtotilan resistanssi r_F . Linearisoidun kuvaajan jännitteen arvo virran ollessa nolla on U_{F0} . Kuvaajasta määritetyistä arvoista voidaan laskea johtamishäviöt halutulla virralla tehon yhtälöllä 3.17. [26]

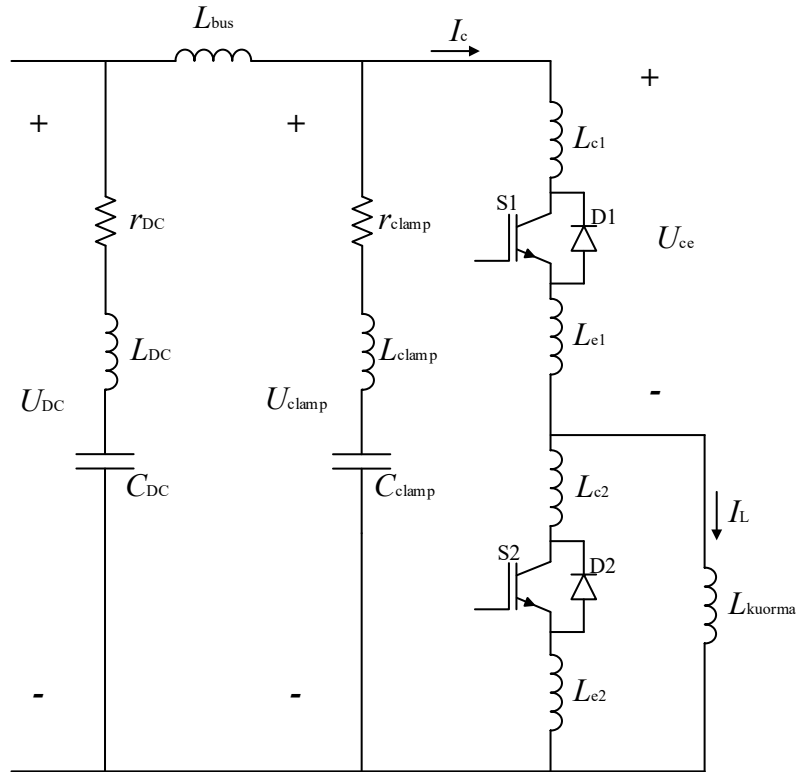
$$P_{\text{con,diode}} = U_F I_F = U_{F0} I_F + r_F I_F^2 \quad (3.17)$$

Hakkurikäytössä IGBT johtaa t_{on} ajan ja diodi johtaa t_{off} ajan. Tällä perusteella voidaan laskea johtamishäviöt tiedettäessä pulssisuhde ja jaksonaika. Johtamishäviöiden ja kytkentähäviöiden suhde riippuu kytkentätaajuudesta. Suurella kytkentätaajuudella kytkentöjä tapahtuu enemmän, jolloin kytkentähäviöt ovat suuremmat. Pienellä kytkentätaajuudella kytkemishäviöt ovat pienemmät, jolloin johtamishäviöt ovat merkittävämmässä osassa.

3.3.3 Parasiittiset komponentit

Katkaistaessa virtaa IGBT:llä tapahtuu sammutushetkellä kollektorijännitteessä ylitys, joka näkyy myös kuvassa 3.8. Ylitys johtuu IGBT:n sisäisestä hajainduktanssista, joka vastustaa sammutushetken nopeaa virran muutosta. Sammutushetken jännitepiikit ovat merkittävä tekijä IGBT:iden mitoituksen kannalta. Tarvittaessa jännitepiikkejä voidaan rajoittaa asentamalla vaimennuskondensaattori eli ”snubberi”. Pieni vaimennuskondensaattori voidaan kytkeä suoraan IGBT-moduulin napoihin, jolloin hajainduktanssi virran kulkureitillä pienenee huomattavasti. Vaimennuskondensaattoriksi kannattaa valita komponentti, jolla on mahdollisimman pieni ESL-arvo ja se kannattaa asentaa mahdollisimman lähelle IGBT-moduulin napoja hajainduktanssin minimoimiseksi. [22]

Kuvassa 3.11 on esitetty tyypillisen kaksisuuntaisen hakkurin yhden vaiheen komponentit ja kuormainduktanssi. C_{DC} on suurikapasitanssinen kondensaattoripaketti, jolla pidetään syöttöjännite tasaisena. L_{DC} ja r_{DC} kuvaavat C_{DC} -kondensaattoreiden ekvivalenttia sarjainduktanssia (ESL) ja -resistanssia (ESR). L_{bus} kuvaa C_{DC} -kondensaattoreiden kytkentäkiskoston induktanssia. C_{clamp} on pienikapasitanssinen vaimennuskondensaattori, jonka tarkoituksena on vaimentaa sammutushetken piikkejä kollektorijännitteessä. L_{clamp} ja r_{clamp} kuvaavat vaimennuskondensaattorin ESL ja ESR arvoja sekä liitoksen induktanssia ja resistanssia. L_{c1} , L_{e1} , L_{c2} ja L_{e2} kuvaavat ylemmän ja alemman IGBT:n sisäistä hajainduktanssia, joka aiheuttaa piikit kollektorijännitteeseen sammutushetkellä. U_{CE} on kollektorijännite, I_c on kollektorivirta ja I_L on kuormavirta.



Kuva 3.11. Kaksisuuntaisen hakkurin kytkentä häviökomponentteineen

Jännitepiikkien suuruuteen vaikuttavat kaikki virtareitillä olevat induktanssit. Muiden kuin IGBT:n sisäisen hajainduktanssin vaikutusta on kuitenkin hankalampi määrittää matemaattisesti. Yksinkertaistetusti ottaen huomioon vain IGBT-moduulin sisäiset induktanssit voidaan ylempään IGBT:n jännitepiikin maksimiarvo laskea kuvassa 3.11 esitetyistä komponenteista seuraavasti [22]:

$$U_{CE,max} = U_{DC} + (L_{c1} + L_{e1}) \frac{di_C}{dt} \quad (3.18)$$

Sama virta kulkee hajainduktanssien L_{c1} ja L_{e1} läpi, joten ne voidaan yhdistää:

$$U_{CE,max} = U_{DC} + L_{\sigma,IGBT} \frac{di_C}{dt} \quad (3.19)$$

Kuten yhtälöstä 3.19 nähdään, jännitepiikin huippuarvoon vaikuttaa DC-jännite, IGBT:n hajainduktanssi ja virran muutosnopeus. Infineonin tekemän tutkimuksen mukaan kollektorivirran laskuaika pysyy melko saman suuruisena IGBT:n normaalilla toiminta-alueella [29]. Näin ollen virran kasvaessa sen muutosnopeus kasvaa myös. Testaustulosten perusteellakin virran muutosnopeus kasvaa melko lineaarisesti virran kasvaessa.

Käyttämällä vaimennuskondensaattoria jäävät L_{DC} ja L_{bus} virtareitiltä pois ja jäljelle jää vain L_{clamp} . Vaimennuskondensaattorille sopiva kapasitanssi voidaan laskea kokonaishajainduktanssista $L_{\sigma,tot} = L_{DC} + L_{bus} + L_{\sigma}$, halutusta maksimivirrasta I_{max} ja suurimmasta sallitusta kollektorijännitteen arvosta seuraavasti [22]:

$$C_{clamp} = \frac{L_{\sigma,tot} I_{max}}{(U_{CE,max} - U_{DC})^2} \quad (3.20)$$

Vaimennuskondensaattorin ESL arvo vaikuttaa kuitenkin merkittävästi sen toimintaan, joten kapasitanssi ei ole ainoa määrittävä tekijä. Vaimennuskondensaattorin käyttö aiheuttaa vaimenevan värähtelypiirin DC-kondensaattoreiden ja kytkentäkiskojen induktanssien kanssa. Värähtelyn huippuarvo voidaan laskea seuraavasti:

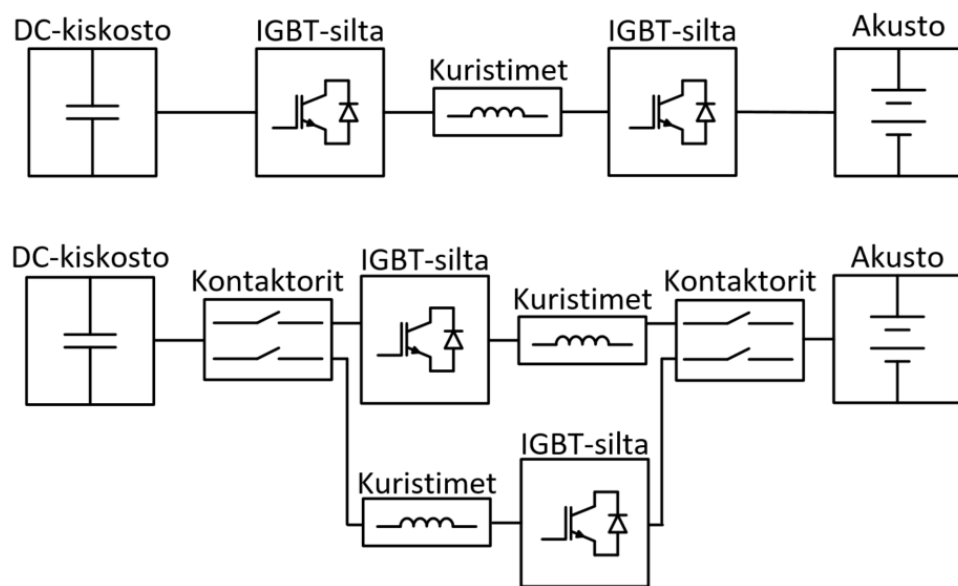
$$U_{clamp,max} = U_{DC} + \sqrt{\frac{(L_{DC} + L_{bus}) I_c^2}{C_{clamp}}} \quad (3.21)$$

Värähtelyä tapahtuu kuitenkin myös IGBT:n hajainduktanssin kanssa, joten yhtälö 3.21 ei kerro koko totuutta. Todellisuudessa värähtelyn amplitudi, ja näin ollen myös huippuarvo, saattaa olla suurempi kuin laskettu arvo.

3.4 Hakkuriteholähteen toiminta-alueet

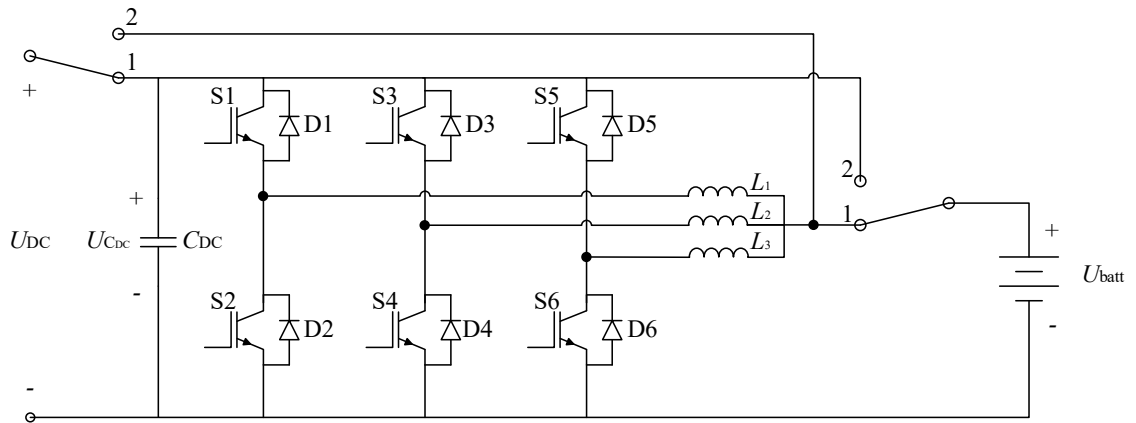
Kuvan 3.5 mukaista ratkaisua pystytään käyttämään vain niin, että U_{dc} on suurempi tai yhtä suuri kuin U_{batt} . Hakkuri voidaan myös kytkeä toisin päin, mutta tällöin U_{batt} tulee aina olla suurempi tai yhtä suuri kuin U_{dc} . Jos joudutaan tilanteeseen, jossa kumpi tahansa jännite voi olla suurempi, pitää ratkaisun olla erilainen. Tällöin kuvan 3.5 mukaisia hakkureita voitaisiin kytkeä kaksi rinnan tai sarjaan käänteisesti.

Kuvassa 3.12 on esitetty esimerkit käänteisesti rinnan ja sarjaan kytketyistä järjestelmistä. Sarjakytkennässä riittäisi todennäköisesti yksi kuristinpakka molemmille IGBT-silloille. Rinnankytkentä olisi hankalampi toteuttaa vain yhdellä kuristinpakalla ja vaatisi enemmän kontaktoreja kuin kuvan 3.12 järjestelmässä. Sarjakytkentä olisi yksinkertaisempi toteuttaa eikä vaatisi ylimääräisiä kontaktoreja, mutta siinä virta kulkee kahden IGBT-sillan läpi. Riippuen jännitetasoista kuitenkin toisen sillan kytkimet ovat kytketty vain kiinni tai auki, joten kytkentähäviöitä tapahtuu vain toisessa sillassa. Myös kontaktoreissa tapahtuu häviöitä, mikä heikentää rinnankytketyn version hyötysuhdetta, joten kytkentöjen välinen hyötysuhde-ero ei ole välttämättä kovin suuri.

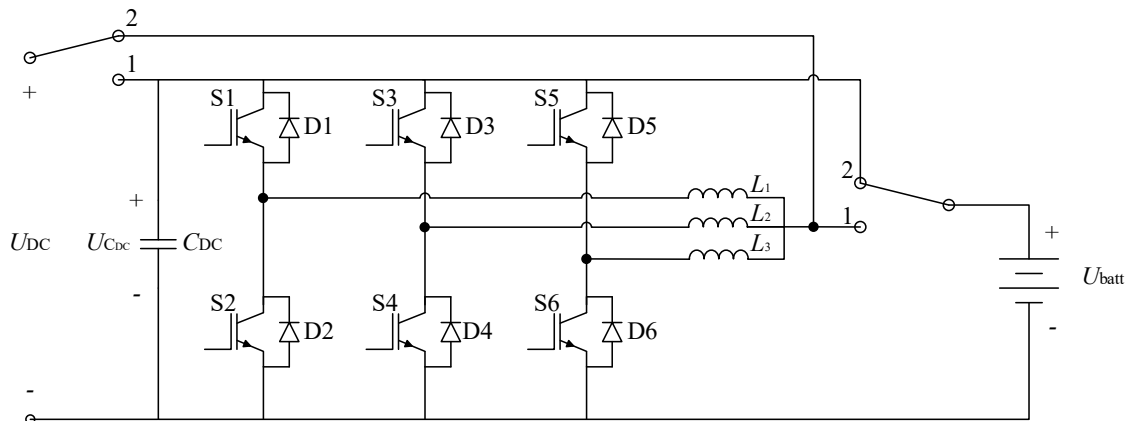


Kuva 3.12. Käänteisrinnan- ja –sarjaankytketyt järjestelmät

Myös yhdellä hakkurilla voidaan kytkentää muuttamalla toteuttaa molempiin suuntiin jännitettä nostava ja laskeva ratkaisu. Tällöin pitäisi olla vaihtokytkin tai kaksi kontaktoria hakkurin molemmissa päissä. Kytkimillä valitaan kumpi hakkurin puoli on kytketty akustoon ja kumpi invertterin DC-piiriin. Kuvissa 3.13 ja 3.14 on esitetty vaihtokytkimillä toteutettu ratkaisu molemmiin päin kytkettynä.



Kuva 3.13. Akun suuntaan jännitettä laskeva kytkentä



Kuva 3.14. Akun suuntaan jännitettä nostava kytkentä

Kuvassa 3.13 molemmat vaihtokytkimet ovat asennossa 1, jolloin akusto on kytketty hakkurin matalamman jännitteen päähän. Kuvassa 3.14 molempien vaihtokytkinten ollessa asennossa 2 akusto on kytketty hakkurin korkeamman jännitteen päähän. Tällaisella ratkaisulla pystytään helposti kääntämään hakkuri. Laite pitää kuitenkin ajaa virrattomaksi ennen kuin voidaan vaihtaa kytkinten asentuja. Kuristimien yhteyteen pitäisi myös lisätä kondensaattori, jotta DC-puolen kapasitanssi ei muuttuisi hakkurin suuntaa käännettäessä.

3.5 Suojaukset

Turvallisuus on tärkeä tekijä henkilösuojauksen sekä laitteiden kestävyuden kannalta. Aurinkosähkö-akku-järjestelmässä voi tapahtua oikosulku akun ja DC/DC-muuntimen välissä tai DC/DC-muuntimen ja invertterin ja paneelien välissä. Vikavirta pitää pystyä katkaisemaan sen tullessa akulta tai invertteriltä ja paneeleilta. Invertterissä on myös omat suojauksensa, joten sen kautta kulkeva vikavirta katkeaa myös sitä kautta.

Vian tapahtuessa DC/DC-muuntimen ulkopuolella, muuntimen suodatinkuristimet ovat vikavirran kulkureitillä, mikä hidastaa virran nousunopeutta. Vian tapahtuessa muuntimen sisäpuolella, saattaa vikainduktanssi jäädä hyvinkin pieneksi, jos virta ei kulje suodatinkuristimien läpi. Tällöin virran nousunopeus voi olla erittäin suuri, jolloin vaaditaan nopeaa katkaisua.

Kappaleessa 3.3.3 esitelty ja kuvassa 3.8 näkyvä kollektorijännitteen ylitys sammutushetkellä aiheuttaa sen, että IGBT:itä ei voida käyttää suurten vikavirtojen katkaisuun. Suurilla virroilla kollektorijännite nousee sammutushetkellä niin suureksi, että suurilla DC-jännitteillä IGBT:n jännitekesto ylittyisi. Tästä johtuen tarvitaan muita suojausmenetelmiä suurten vikavirtojen katkaisuun.

Normaalikäytössä IGBT:t sammutetaan kovalla sammutuksella eli hilalle kytketään suoraan -15 V jännite. Vaihtoehtoisesti voidaan käyttää pehmeää sammutusta, jolloin hilalle ei kytketä suoraan sammutusjännitettä vaan verrattain suuri impedanssi, jonka kautta, jonka kautta hila purkautuu hitaammin. Vasta hilajännitteen purkauduttua kytketään hilalle -15 V sammutusjännite. Tällöin IGBT sammuu hitaammin, jolloin virran muutosnopeus on pienempi ja sammutushetken kollektorijännitteen piikki jää pienemmäksi. Pehmeässä sammutuksessa sammuminen tapahtuu hitaammin, joten kytkentähäviöt ovat suuremmat. Sammuminen voi myös tapahtua eri nopeudella eri kytkimissä, mikä voi aiheuttaa erovirtoja. Tästä johtuen pehmeää sammutusta ei voida käyttää normaalissa käytössä. Vikatilanteissa kuitenkin pehmeä sammutus on hyvä ratkaisu, koska sillä saadaan kollektorijännitteen sammutuspiikit huomattavasti pienemmiksi, jolloin IGBT:itä voidaan käyttää myös vikavirtojen katkaisuun.

Suojaus voidaan toteuttaa suuri-induktanssisille vioille virranmittauksella, jolloin laukaisuviive on, vaadittujen näytteiden määrästä riippuen, joitain kymmeniä millisekunteja ylivirtarajan ylityttyä. Vikainduktanssin ollessa riittävän suuri virta ei ehdi nousta liian suureksi laukaisuviiveen aikana. Pieni-induktanssisille vioille suojaus voidaan toteuttaa saturaatiojännitteen valvonnalla. Tällöin laukaisuviive saadaan tavallisesti huomattavasti lyhemmäksi kuin ylivirtalaukaisulla, jotta vikavirta ei ehtisi nousta pienestä vikainduktanssista huolimatta liian suureksi. Molempiin vikasuojauksiin voidaan käyttää tarvittaessa pehmeää sammutusta kollektorijännitepiikkien rajoittamiseksi.

4. KOMPONENTTISUUNNITTELU

Työssä tutkitaan 1000 V järjestelmään suunniteltua, kaksisuuntaiseen tehonsyöttöön kykenevää, kolmivaiheista hakkuria, joka on komponenteiltaan sama tehomoduli kuin kaksitasoisessa invertterissä. Hakkurikäytössä laitteessa on eri ohjelma ja ulostulosuodattimen tilalle kytketään vain kolme hakkurikuristinta. Testausta ja 1500 V käyttöä varten tutkittavaa laitetta tarvitsee muokata, jotta se kestäisi alkuperäistä tarkoitusta suuremmat jännitteet. Akun virtarippelin rajoittamiseksi suodatinkuristimet mitoitetaan uudelleen, ja DC-kondensaattoripaketin kapasitanssin ja virtarippelin keston riittävyys selvitetään.

4.1 Hakkurimitoitus

Hakkurin induktanssien ja kapasitanssien arvot lasketaan haluttujen virta- ja jänniterippelin arvojen perusteella akkua ladattaessa ja purettaessa. Rippeliä saa pienennettyä passiivikomponentteja kasvattamalla tai ilman komponenttimuutoksia nostamalla kytkentäaajuutta, mutta se kasvattaa kytkentähäviöitä huomattavasti. Tehomoduleita voidaan kytkeä rinnan suurempaa tehoa tarvittaessa. Kahden moduulin rinnankytkennällä voidaan luoda 6-vaiheinen järjestelmä, jolloin virtarippeli laskee puoleen 3-vaiheiseen verrattuna.

4.1.1 Mitoitusperiaatteet

Kappaleissa 2.2.3, 3.4 ja 2.4.2 määritettyjen toiminta-alueiden perusteella voidaan määrittää hankalimmat tilanteet, joiden perusteella komponentit mitoitetaan. Hakkurin todennäköinen toimintajännite on 850 V ja 1300 V välillä, ja akuston todennäköinen jännite on 630 V ja 1100 V välillä, joten näitä jännitealueita käytetään mitoituslaskuissa. Rippeli määritetään ottaen huomioon akustojen aiheuttamat vaatimukset, jotka todettiin kappaleessa 2.4. Virtarippelin rajaksi asetetaan siis 50 A huipusta huippuun.

Kappaleiden 3.1, 4.1.2 ja 4.1.3 yhtälöiden avulla piirrettiin kuvaajat kapasitansseista ja induktansseista jännitteiden funktiona, joiden perusteella on määritetty toiminta-alueiden puitteissa mitoituksen kannalta pahimmat tilanteet. Liitteessä C esitettyjen kuvaajien perusteella kaikkien induktanssien ja kapasitanssien kannalta pahin tilanne on sama, joka on esitetty taulukossa 4.1 muiden mitoituslaskuissa käytettyjen arvojen kanssa. Yhden vaiheen kytkentäaajuutena käytetään 4 kHz, jolloin saadaan ulostulon kytkentäaajuudeksi 12 kHz. Laitteen suunniteltu nimellisvirta on 600 A.

Taulukko 4.1. Mitoituksessa käytetyt arvot

$f_{s,\text{phase}}$ (kHz)	f_s (kHz)	I_{batt} (A)	$\Delta I_{\text{batt,pp}}$ (A)	$\Delta U_{\text{batt,pp}}$ (V)	$\Delta U_{\text{DC,pp}}$ (V)	U_{batt} (V)	U_{DC} (V)
4	12	600	50	10	10	650	1300

Kaikkien komponenttien kannalta pahin tilanne on pulssisuhteen ollessa 0,5, jolloin $U_{\text{DC}} = 2 \times U_{\text{batt}}$. Kondensaattoreiden mitoituksessa ei ole väliä jännitteiden suuruudella, mutta pahin tilanne on virran ollessa suurimmillaan, koska suuremmalla virralla kondensaattori purkautuu ja latautuu nopeammin. Kuristimien mitoituksessa virran suuruudella ei ole vaikutusta, mutta pahin tilanne on jännitteiden ollessa suurimmillaan, koska kelan virran muutosnopeus on suurempi suuremmalla jännitteellä.

4.1.2 Buck

Ladattaessa akustoa hakkuria käytetään jännitettä laskevana. Tässä kappaleessa määritetään kuristin akun virtarippelin perusteella ja akun puolella tarvittava kapasitanssi. Kuristimen yli oleva jännite on yhtälön 4.1 mukainen. Se voidaan jakaa yhtälöihin 4.2 ja 4.3 hakkurin toimintatilojen mukaan. Yhtälöissä $i_{L,\text{pp}}$ on kelan virtarippelin huipusta huippuun arvo ja $u_{L,\text{on}}$ ja $u_{L,\text{off}}$ ovat kelan jännitteet kytkimen ollessa kiinni ja auki.

$$u_L = L \frac{di_{L,\text{pp}}}{dt} \quad (4.1)$$

$$u_{L,\text{on}} = L \frac{\Delta i_{L,\text{pp}}}{DT_s} \quad (4.2)$$

$$u_{L,\text{off}} = L \frac{\Delta i_{L,\text{pp}}}{(1-D)T_s} \quad (4.3)$$

Kappaleessa 3.1 todettiin, että kytkimen ollessa kiinni $u_{L,\text{on}} = U_{\text{in}} - U_o$, joten yhtälöstä 4.2 saadaan johdettua yhtälö 4.4, jonka avulla pystytään ratkaisemaan vaadittu induktanssi halutun virtarippelin ja pulssisuhteen perusteella.

$$L_{\text{buck}} = \frac{DT_s u_{L,\text{on}}}{\Delta i_{L,\text{pp}}} = \frac{DT_s(U_{\text{in}} - U_o)}{\Delta i_{L,\text{pp}}} \quad (4.4)$$

Lasketaan 50 A virtarippeliin vaadittu yhden vaiheen induktanssi yhtälön 4.4 avulla. Käytettäessä kolmivaiheista hakkuria 120° vaihe-erolla ulostulovirran rippeli pienenee kolmasosaan yhden vaiheen rippelistä. Induktanssin arvo voidaan jakaa siis kolmella. Lasketaan taulukon 4.1 mukaisesti jännitteillä $U_{\text{DC}} = 1300 \text{ V}$ ja $U_{\text{batt}} = 650 \text{ V}$, jolloin pulssisuhde on 0,5. Kytkentäaajuutena käytetään 4 kHz.

$$L_{\text{buck}} = \frac{0,5 \cdot \frac{1}{4 \text{ kHz}} \cdot (1300 \text{ V} - 650 \text{ V})}{3 \cdot 50 \text{ A}} = 0,54 \text{ mH}$$

Kondensaattorin virta on yhtälön 4.5 mukainen. Se voidaan jakaa yhtälöihin 4.6 ja 4.7 hakkurin toimintatilojen mukaan.

$$i_C = C \frac{du_{C,\text{pp}}}{dt} \quad (4.5)$$

$$i_{C,\text{on}} = C \frac{\Delta u_{C,\text{pp}}}{DT_s} \quad (4.6)$$

$$i_{C,\text{off}} = C \frac{\Delta u_{C,\text{pp}}}{(1-D)T_s} \quad (4.7)$$

Kappaleessa 3.1 todettiin, että kytkimen ollessa kiinni $i_{C,\text{on}} = i_o - i_{\text{in}}$, joten yhtälöstä 4.6 saadaan johdettua yhtälö 4.8, jonka avulla pystytään ratkaisemaan vaadittu kapasitanssi halutun jänniterippelin ja pulssisuhteen perusteella.

$$C_{\text{buck}} = \frac{DT_s i_{C,\text{on}}}{\Delta u_{C,\text{pp}}} = \frac{DT_s (i_o - i_{\text{in}})}{\Delta u_{C,\text{pp}}} \quad (4.8)$$

Lasketaan 10 V jänniterippeliin vaadittu kapasitanssi yhtälön 4.8 mukaisesti. Käytetään taulukon 4.1 mukaisesti jännitteitä $U_{DC} = 1300 \text{ V}$ ja $U_{\text{batt}} = 650 \text{ V}$, jolloin pulssisuhde on 0,5. KytKentätaajuutena käytetään 4 kHz. Yhden vaiheen kytKentätaajuutena käytetään 4 kHz ja virtana 200 A. Tällöin kondensaattorin näkemä kytKentätaajuus on 12 kHz ja virrat ovat $i_o = 3 \times 200 \text{ A} = 600 \text{ A}$ ja $i_{in} = 600 \text{ A} \times 0,5 = 300 \text{ A}$.

$$C_{\text{batt}} = \frac{0,5 \cdot \frac{1}{12 \text{ kHz}} \cdot (600 \text{ A} - 300 \text{ A})}{10 \text{ V}} = 1,25 \text{ mF}$$

Jänniterippeli riippuu suuresti akun sisäisestä resistanssista ja kapasitanssista. Tästä joh-tuen akkuliitännän kapasitanssitarvetta ei pystytä todellisuudessa mitoittamaan. Sille puo-lle hakkuria ei välttämättä tarvita kapasitanssia lainkaan.

4.1.3 Boost

Purettaessa akustoa hakkuria käytetään jännitettä nostavana. Tässä kappaleessa määrite-tään kuristin akun virtarippelin perusteella ja invertterin puolella tarvittava kapasitanssi. Kuristimen yli oleva jännite on yhtälön 4.9 mukainen. Se voidaan jakaa yhtälöihin 4.10 ja 4.11 hakkurin toimintatilojen mukaan.

$$u_L = L \frac{di_{L,pp}}{dt} \quad (4.9)$$

$$u_{L,on} = L \frac{\Delta i_{L,pp}}{DT_s} \quad (4.10)$$

$$u_{L,off} = L \frac{\Delta i_{L,pp}}{(1-D)T_s} \quad (4.11)$$

Kappaleessa 3.1 todettiin, että kytkimen ollessa kiinni $u_{L,on} = U_{in}$, joten yhtälöstä 4.10 saa-daan johdettua yhtälö 4.12, jonka avulla pystytään ratkaisemaan vaadittu induktanssi ha-lutun virtarippelin ja pulssisuhteen perusteella.

$$L_{\text{boost}} = \frac{DT_s u_{L,\text{on}}}{\Delta i_{L,\text{pp}}} = \frac{DT_s U_{\text{in}}}{\Delta i_{L,\text{pp}}} \quad (4.12)$$

Lasketaan 50 A virtariippeliin vaadittu yhden vaiheen induktanssi yhtälön 4.12 avulla. Käytettäessä kolmivaiheista hakkuria 120° vaihe-erolla sisäänmenovirran rippeli pienee kolmasosaan yhden vaiheen rippelistä. Induktanssin arvo voidaan jakaa siis kolmella. Lasketaan taulukon 4.1 mukaisesti jännitteillä $U_{\text{DC}} = 1300 \text{ V}$ ja $U_{\text{batt}} = 650 \text{ V}$, jolloin pulssisuhde on 0,5. Kytkeäntaajuutena käytetään 4 kHz.

$$L_{\text{boost}} = \frac{0,5 \cdot \frac{1}{4 \text{ kHz}} \cdot 650 \text{ V}}{3 \cdot 50 \text{ A}} = 0,54 \text{ mH}$$

Kondensaattorin virta on yhtälön 4.13 mukainen. Se voidaan jakaa yhtälöihin 4.14 ja 4.15 hakkurin toimintatilojen mukaan.

$$i_C = C \frac{du_{C,\text{pp}}}{dt} \quad (4.13)$$

$$i_{C,\text{on}} = C \frac{\Delta u_{C,\text{pp}}}{DT_s} \quad (4.14)$$

$$i_{C,\text{off}} = C \frac{\Delta u_{C,\text{pp}}}{(1-D)T_s} \quad (4.15)$$

Kappaleessa 3.1 todettiin, että kytkimen ollessa kiinni $i_{C,\text{on}} = i_o$, joten 4.14 saadaan johdettua yhtälö 4.16, jonka avulla pystytään ratkaisemaan vaadittu kapasitanssi halutun jänniterippelin ja pulssisuhteen perusteella.

$$C_{\text{boost}} = \frac{DT_s i_{C,\text{on}}}{\Delta u_{C,\text{pp}}} = \frac{DT_s I_o}{\Delta u_{C,\text{pp}}} \quad (4.16)$$

Lasketaan 10 V jänniterippeliin vaadittu kapasitanssi yhtälön 4.16 mukaisesti. Käytetään taulukon 4.1 mukaisesti jännitteitä $U_{DC} = 1300 \text{ V}$ ja $U_{batt} = 650 \text{ V}$, jolloin pulssisuhde on 0,5. Yhden vaiheen kytkentätaajuutena käytetään 4 kHz ja virtana 200 A. Tällöin kondensaattorin näkemä kytkentätaajuus on 12 kHz ja virta $i_o = 3 \times 200 \text{ A} \times 0,5 = 300 \text{ A}$.

$$C_{DC} = \frac{0,5 \cdot \frac{1}{12 \text{ kHz}} \cdot 300 \text{ A}}{10 \text{ V}} = 1,25 \text{ mF}$$

Mitoituslaskuissa ei ole otettu huomioon häviöitä, joten lasketuilla arvoilla saatetaan todellisuudessa saavuttaa hieman erisuuruisia rippeleitä kuin laskuissa on suunniteltu. Kuriinimien induktanssin riittävyttä tarkastellaan vielä simuloinneissa kappaleessa 5. Taulukossa 4.2 on esitetty vielä lasketut komponenttiarvot ja yhtälöt, joilla ne on laskettu.

Taulukko 4.2. Komponenttimitoituksen lopputulokset

	Kapasitanssi	Induktanssi
Jännitettä laskeva	$C_{batt} = \frac{DT_s(I_{batt} - I_{DC})}{\Delta u_{C,pp}}$	$L = \frac{DT_s(U_{DC} - U_{batt})}{\Delta i_{batt,pp}}$
	$\leq 1,25 \text{ mF}$ (akusta riippuvainen)	0,54 mH
Jännitettä nostava	$C_{DC} = \frac{DT_s I_{DC}}{\Delta u_{C,pp}}$	$L = \frac{DT_s U_{batt}}{\Delta i_{batt,pp}}$
	1,25 mF	0,54 mH

Kappaleen 5 simuloinneissa todetaan, että laskettu 0,54 mH induktanssi ei aivan riitä 50 A virtarippeliin ja arvoksi päivitetään 0,56 mH. Kappaleessa 4.2 esitetyn muokatun DC-kondensaattorikytkennän kapasitanssi on 2,25 mF. Yhtälöllä 4.16 laskien tällä kapasitanssilla akkua purettaessa DC-jännitteen rippele olisi noin 5,6 V.

4.2 DC-kondensaattorit

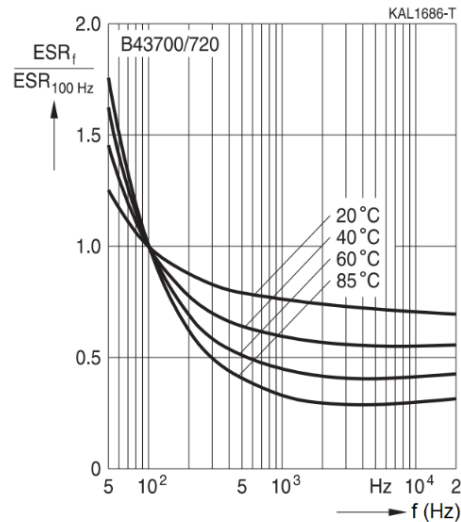
Tehomodulin DC-kondensaattoripakettia täytyy muokata jännitekeston kasvattamiseksi 1500 V käyttöä varten. Kondensaattoripakettia voidaan muokata riittävän jännitekeston saavuttamiseksi esimerkiksi niin, että kytketään jännitekestoaltaan 400 V kondensaattoreita neljä sarjaan ja kaksi rinnan, jolloin jännitekestoiksi tulee 1600 V. Kappaleessa 4.1 määritetyn kapasitanssin saavuttamiseksi voidaan käyttää esimerkiksi 4,5 mF kondensaattoreita, jolloin kytkennän kapasitanssi lasketaan seuraavasti.

$$C_{tot1} = 2 \cdot \left(4 \cdot \frac{1}{4,5 \text{ mF}}\right)^{-1} = 2,25 \text{ mF}$$

Kappaleen 4.1.3 perusteella voidaan todeta, että kytkennän kapasitanssi olisi riittävä. Edellä mainitulla kytkennällä kondensaattorikytkennän nimellisjännitekesto on siis 1600 V. Laitteen suunniteltu vaadittu jännitekesto on 1500 V, joten kytkentä riittää hyvin. DC-välipiirin kondensaattoreiden virtaripperi saattaa kuitenkin aiheuttaa ongelmia. Esimerkkinä käytettävillä kondensaattoreilla, joiden datalehti on esitetty liitteessä B, laitteen muokatun kondensaattorikytkennän rajaksi tulee 61,2 A ripperi 100 Hz taajuudella, 85°C lämpötilassa. Ripperi on annettu virran tehollisarvona. Kondensaattorin virtarippelin kesto johtuu sen sisäisen resistanssin eli ESR:n aiheuttamasta lämpenemästä. ESR arvo on taajuusriippuvainen, joten myös virtarippelin kesto riippuu sen taajuudesta [27].

Akkua ladattaessa kondensaattorin virtarippelin suuruuteen vaikuttaa invertterikytkennän resistanssi ja kondensaattoripaketin ESR. Pienemmällä ESR-arvolla suurempi osa virrasta tulee kondensaattoreilta ja pienemmällä resistanssilla DC-syötössä suurempi osa virrasta tulee invertteriltä ja paneeleilta. Akkua purettaessa kondensaattorin virtarippelin suuruuteen vaikuttaa akun sisäinen resistanssi, akkukytkennän resistanssi ja kondensaattoripaketin ESR. Pienemmällä ESR-arvolla suurempi osa virrasta tulee kondensaattoreilta ja pienemmällä akuston resistanssilla suurempi osa virrasta tulee akulta. Kaikkien kytkinten ollessa yhtä aikaa kiinni kaikki virta tulee kondensaattoreilta. Tällaista tilannetta ei kuitenkaan tule toiminta-alueiden rajoissa.

Kondensaattorin ESR on lämpötilasta riippuvainen ja pienenee merkittävästi lämpötilan noustessa. Tällöin kondensaattorilta tuleva virta kasvaa, jolloin virtarippelikin kasvaa. Kondensaattorin virtarippelin kestävyys on kuitenkin myös riippuvainen ESR-arvosta. Resistanssin pienentyessä virtarippelin kesto paranee, koska siitä johtuva häviöteho pienenee. Vastaavantyyppisen kondensaattorin datalehden ESR-taajuus-kuvaaja on esitetty kuvassa 4.1.



Kuva 4.1. ESR-taajuus-kuvaaja [28]

Esimerkkinä esitetyn kondensaattorikytkennän ESR-arvoksi tulee 70°C lämpötilassa 3 kHz taajuudella 9 mΩ (liite B). Kuvasta 4.1 nähdään, että ESR-arvo ei juurikaan muutu 1 kHz ja 20 kHz ja pienimmillään se on suurilla lämpötiloilla. Voidaan siis päätellä, että 12 kHz taajuudella resistanssi on lähes sama. Se olisi hieman pienempi 85°C lämpötilassa, mutta arvoa ei pysty tarkkaan määrittämään, joten käytetään 70°C arvoa. ESR-arvo 100 Hz taajuudella on 46 mΩ ja virtarippelin kesto 85°C lämpötilassa on 61,2 A (liite B). Merkitsemällä häviötehot yhtä suuriksi, tehon yhtälöstä 4.17 voidaan johtaa yhtälö 4.18, jolla voidaan määrittää suurin sallittu virtarippelin tehollisarvo 12 kHz taajuudella [28].

$$P = RI^2 \quad (4.17)$$

$$I_{12 \text{ kHz}} = I_{100 \text{ Hz}} \sqrt{\frac{R_{100 \text{ Hz}}}{R_{12 \text{ kHz}}}} \quad (4.18)$$

Lasketaan tehomodulin kondensaattoreiden suurin sallittu virtarippelin tehollisarvo 12 kHz taajuudella yhtälöllä 4.18:

$$I_{12 \text{ kHz}} = 61,2 \text{ A} \cdot \sqrt{\frac{46 \text{ m}\Omega}{9 \text{ m}\Omega}} = 138 \text{ A}$$

Kappaleessa 5.2.2 simulointituloksissa määritetään DC-kondensaattoreiden virtarippelin suuruus nimellisvirralla ja virran tehollisarvoksi todetaan 24,4 A. Esiitetty kytkentä kestää 138 A virtarippelin 12 kHz taajuudella. Tämän tarkastelun perusteella se siis kestää esiintyvän virtarippelin.

Tarvittaessa jännitekeston lisäämiseksi voidaan käyttää kondensaattoreita, joilla on suurempi jännitekesto. Käyttöön soveltuvia jännitekestoaltaan 550 V kondensaattoreita on saatavilla 2,7 mF kapasitanssilla, esimerkiksi TDK B43700 sarjasta [28]. Kytkemällä 550 V kestäviä kondensaattoreita kolme sarjaan ja kuusi rinnan saadaan kondensaattori-kytkennän jännitekestoksi $3 \times 550 \text{ V} = 1650 \text{ V}$. Käytettäessä 2,7 mF kondensaattoreita uuden kytkennän kapasitanssi lasketaan seuraavasti.

$$C_{tot2} = 6 \cdot \left(3 \cdot \frac{1}{2,7 \text{ mF}}\right)^{-1} = 5,4 \text{ mF}$$

Kytkemällä kondensaattoreita enemmän rinnan saadaan virtarippelin kestoa suuremmaksi. Edellä mainittujen kondensaattoreiden virtavärähtelyn kesto 100 Hz taajuudella on 13,7 A ja ESR-arvot ovat $R_{100\text{Hz}} = 34 \text{ m}\Omega$ ja 300 Hz taajuudella 60°C lämpötilassa 9 m Ω [28]. ESR-arvo 12 kHz taajuudella 85°C lämpötilassa pitäisi kuvan 4.1 perusteella olla hieman pienempi, mutta sitä ei pystytä tarkkaan määrittämään, joten käytetään 300 Hz, 60°C arvoa. Datalehden arvoista käyttäen yhtälöä 4.18 kondensaattoreiden virtarippelin kestoksi saadaan 26,6 A. Kuuden kondensaattorin rinnankytkennälle arvo on siis 159 A. Käyttämällä 3×6 kondensaattorikytkentää saataisiin kytkennästä myös symmetrinen ja sen induktanssia pienemmäksi, mikä saattaa pienentää sammutushetken jännitepiikkejä.

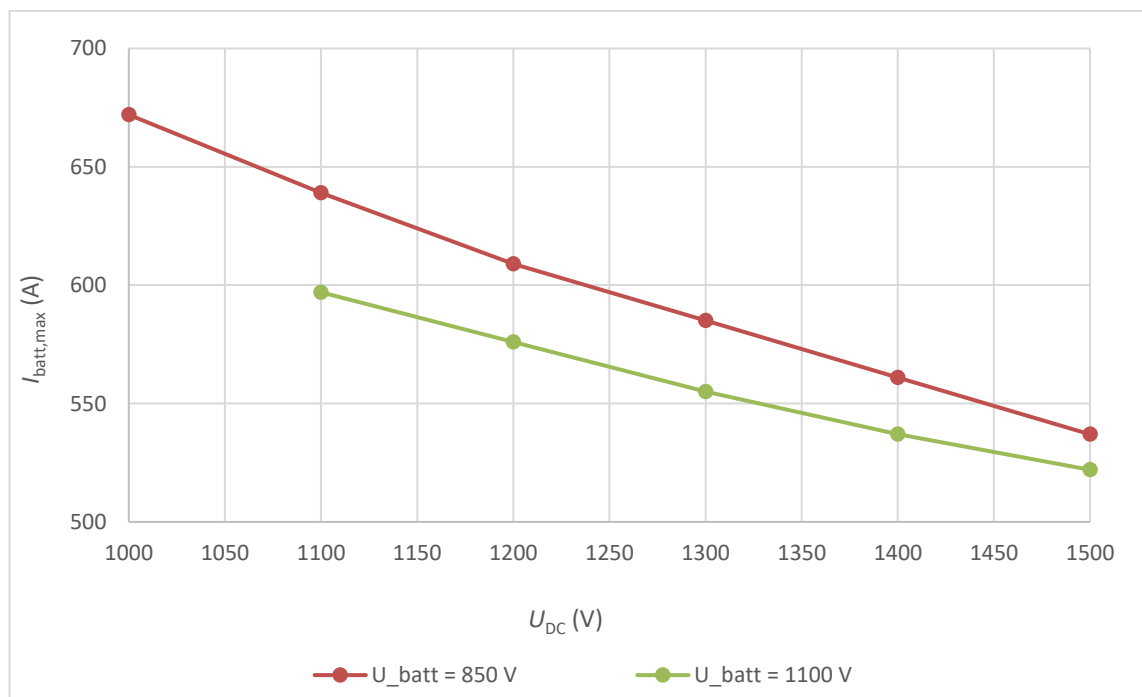
4.3 Muut komponentit

Laitteen muita jännitekeston kannalta oleellisia komponentteja ovat vaimennuskondensaattorit, piirikortit ja purkuvastukset. Kytkentätilanteet aiheuttavat värähtelyä vaimennuskondensaattoreiden jännitteisiin kappaleessa 3.3.3 esitetyn teorian mukaisesti. Testauskappaleessa todetaan, että normaaleilla käyttövirroilla värähtely ei ylitä kondensaattoreiden jännitekestoja, joten normaalitilanteissa jännitekeston suhteen ei pitäisi olla ongelmia. Kondensaattorit kestävät hetkellisesti yli luvatus jännitekeston, joten vikatilanteidenkaan ei pitäisi tuottaa ongelmia.

Käytetystä DC-kondensaattorikytkennästä riippuen purkuvastuksia pitää joko lisätä yksi tai vaihtaa ne resistanssiltaan suurempiin, jotta niiden häviöt pysyisivät samoina. Lisäksi laitteen apusähköjen piirikortit eivät normaalisti toimi koko jännitealueella. Tarjoamalla vaihtoehtoinen syöttö piirikorttien tehölähdekortille, ei laitteen korkea DC-jännite aiheuta ongelmia. Puhaltimina voidaan käyttää AC-käyttöisiä puhaltimia, jolloin DC-jännitetaso ei vaikuta niiden toimintaan.

4.4 Häviömitoitus

Jännitetasojen noustessa hakkurin häviöt kasvavat. Kappaleessa 3.3.2 esitetyn teorian pohjalta voidaan laskea häviötehon aiheuttaman lämpenemän kannalta turvallinen toiminta-alue. Häviötehon suuruuteen vaikuttaa hakkurin molempien puolien jännite ja virta. Ympäristön lämpötilana mitoituksessa on käytetty 50°C:tta. Lämpöresistanssi on määritetty aiemmilla lämpöajoilla. Mitoituksessa on otettu huomioon hakkurin toiminta molempiin suuntiin. Pulssisuhteen ollessa $D > 0,5$ lämpötila on korkeampi ladattaessa akkua ja sen ollessa $D < 0,5$ lämpötila on korkeampi purettaessa akkua. Kuvassa 4.2 on esitetty laitteesta rakennetulla häviölaskentataulukolla määritetty virran rajoituskäyrä DC-jännitteen funktiona 850 V ja 1100 V akusto-jännitteillä. Kuvaajan arvot ovat virran tehollisarvoja. Pienemmillä akkujännitteillä häviöt ovat pienempiä.



Kuva 4.2. Virranrajoituskäyrä tehohäviöiden perusteella kahdella eri akusto-jännitteellä

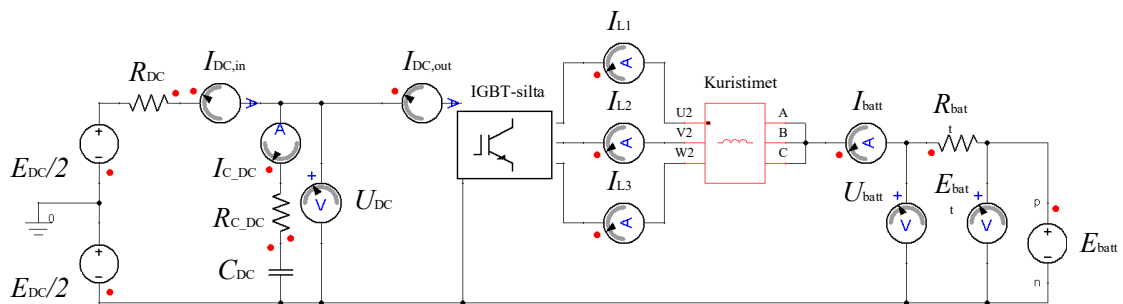
Kuvan 4.2 käyrät esittävät, miten hakkurin virtaa tulee rajoittaa suurilla jännitteillä häviötehon aiheuttaman lämpenemän perusteella. Kappaleessa 6.3 määritetään testaustulosten perusteella jännitepiikkien aiheuttamat rajoitukset. Yhdistämällä nämä rajoituksia aiheuttavat tekijät, saadaan laitteen lopullinen turvallinen toiminta-alue, joka esitetään kappaleessa 6.4.

5. SIMULOINTI

Simulointeja suoritettiin komponenttimitoituksen toimivuuden tarkistamiseksi. Tarkoituksena oli tutkia akun virtarippelin suuruutta valituilla kuristimilla. DC-kondensaattoripaketin virtarippeliä tutkittiin kondensaattorikytkennän virtarippelin keston riittävyyden selvittämiseksi.

5.1 Simulointimalli

Simuloinnit tehtiin Ansys Simplorer 19.1 ohjelmalla. Työssä käytetty simulointimalli perustuu valmiista tuotteesta tehtyyn simulointimalliin, joten sen ohjausjärjestelmä on oikean laitteen mukainen. Simulointimallin pääpiiri on esitetty kuvassa 5.1.



Kuva 5.1. Simulointimallin pääpiiri

Simuloinnin tarkoituksena on pääasiassa kuristinmitoitus. Akustosta on mallinnettu vain sisäinen resistanssi R_{batt} . Mallissa on otettu huomioon komponenttien sisäisiä häviöitä ja kytkentäkiskoissa tapahtuvia häviöitä. R_{DC} kuvastaa invertterin, DC/DC-muuntimen välisiä häviöitä, $R_{\text{C_DC}}$ kuvastaa muuntimen kondensaattoripaketin sisäisiä häviöitä. Kuristimien häviöitä ovat myös kuvastamassa R_{L1} , R_{L2} ja R_{L3} , jotka eivät näy kuvassa. Akun puolelta on jätetty kondensaattori pois, koska sillä ei simulointien kannalta ollut juurikaan vaikutusta, eikä sitä oikeassa laitteessakaan todennäköisesti tarvita akun kapasitiivisten ominaisuuksien vuoksi. Taulukossa 5.1 on esitetty simulointiparametrit.

Taulukko 5.1. Simulointiparametrit

U_{DC} (V)	U_{batt} (V)	$i_{ref,phase}$ (A)	$f_{s,phase}$ (kHz)	L (μ H)	t_{sample} (ns)
1300	650	200	4	560	250

Virtaohjeen, kytkentätaajuuden ja kuristimen induktanssin arvot i_{ref} , f_s , ja L ovat yhden vaiheen arvoja. Virtaohje on yhden vaiheen virta ja purettaessa se on annettu negatiivisena. Taulukossa 5.2 on esitetty simulointimallissa käytetyt häviökomponenttien arvot.

Taulukko 5.2. Simulointimallin häviökomponentit

R_{DC} (m Ω)	R_{CDC} (m Ω)	R_{batt} (m Ω)
2,82	9	10

Invertteriltä tulevan DC-syötön häviöitä kuvastava R_{DC} arvo on määritetty laskemalla ja eri arvojen vaikutusta on testattu. R_{CDC} on laskettu kappaleessa 4.2 esitettyllä esimerkkikytkennällä. R_L arvo on hakkurin 1000 V versiossa käytettävästä kuristinsuodattimesta. Akun sisäinen resistanssi R_{batt} on arvioitu eri valmistajien akkujen resistansseja vertailemalla. Simulointien näytteenottovälinä on käytetty 250 ns.

Ensisijainen ajatus on, että DC/DC-muunnin asennettaisiin samaan kaappiin invertterin kanssa. Tähän tilanteeseen voidaan määrittää inverttereiden alumiinikiskoista DC/DC-muuntimen ja invertterin välisten alumiinikiskojen tarvittavaksi virrantiheydeksi 1,25 A/mm². Hakkurin suunnitellulla nimellisvirralla 600 A:lla tarvittavaksi kiskopinta-alaksi tulee tällöin $600 \text{ A} / 1,25 \text{ A/mm}^2 = 480 \text{ mm}^2$.

Laitteiden ollessa saman kaapin sisällä voidaan arvioida kiskojen pituudeksi 10 m. Alumiinin resistiivisyys 20°C lämpötilassa on $0,028 \cdot 10^{-6} \Omega\text{m}$ ja alumiinin lämpötilakerroin on $4 \times 10^{-3} 1/^\circ\text{C}$. Kappaleessa 4.2 todettiin, että kondensaattorin virtarippeli on sitä suurempi, mitä suurempi resistanssi on hakkurin ja invertterin välillä. Näin ollen pahempi tilanne on, jos hakkuri asennetaan eri kaappiin ja joudutaan liittämään invertteriin pitkillä kaapeleilla. Myös lämpötilan nousu kasvattaa resistanssia. Kaapelit jäähtyvät heikommin, koska niissä on eristeet päällä, joten kaapeleiden poikkipinta-alan tarvitsee olla suurempi kuin jäähdytetyn kiskon. Rippelin kannalta pahin tilanne on lämmennyt pitkä kaapeli ja paras tilanne on jäähdytetty lyhyt kisko. Lasketaan invertterin ja DC/DC-muuntimen välisten yhdyskiskojen resistanssi 20°C lämpötilassa ja 50 m pitkien $3 \times 185 \text{ mm}^2$ alumiinikaapeleiden resistanssi 50°C lämpötilassa.

$$R_{DC,20^{\circ}\text{C}} = \frac{0,028 \cdot 10^{-6} \Omega\text{m} \cdot 10 \text{ m}}{480 \text{ mm}^2} = 0,58 \text{ m}\Omega$$

$$R_{DC,50^{\circ}\text{C}} = \frac{0,0314 \cdot 10^{-6} \Omega\text{m} \cdot 50 \text{ m}}{3 \cdot 185 \text{ mm}^2} = 2,82 \text{ m}\Omega$$

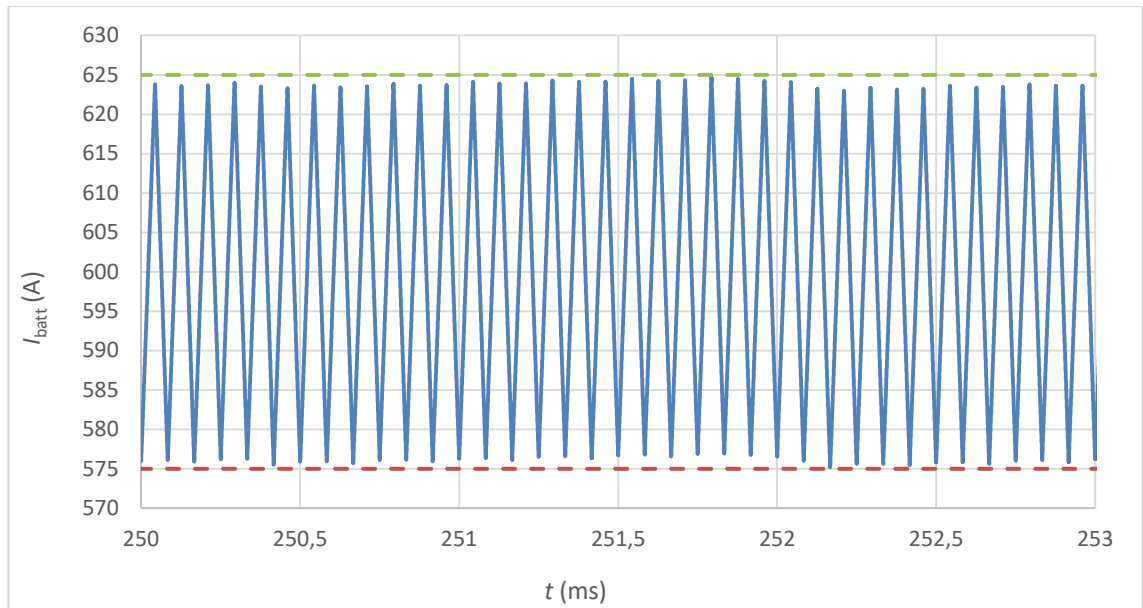
Lasketut arvot kuvaavat kondensaattorin virtarippelin kannalta parasta tilannetta (0,58 mΩ) ja pahinta tilannetta (2,82 mΩ). Pääosa simuloinneista on tehty pahimman tilanteen kannalta, mutta kappaleessa 5.2.2 on esitetty tuloksia muillakin resistansseilla.

5.2 Simulointitulokset

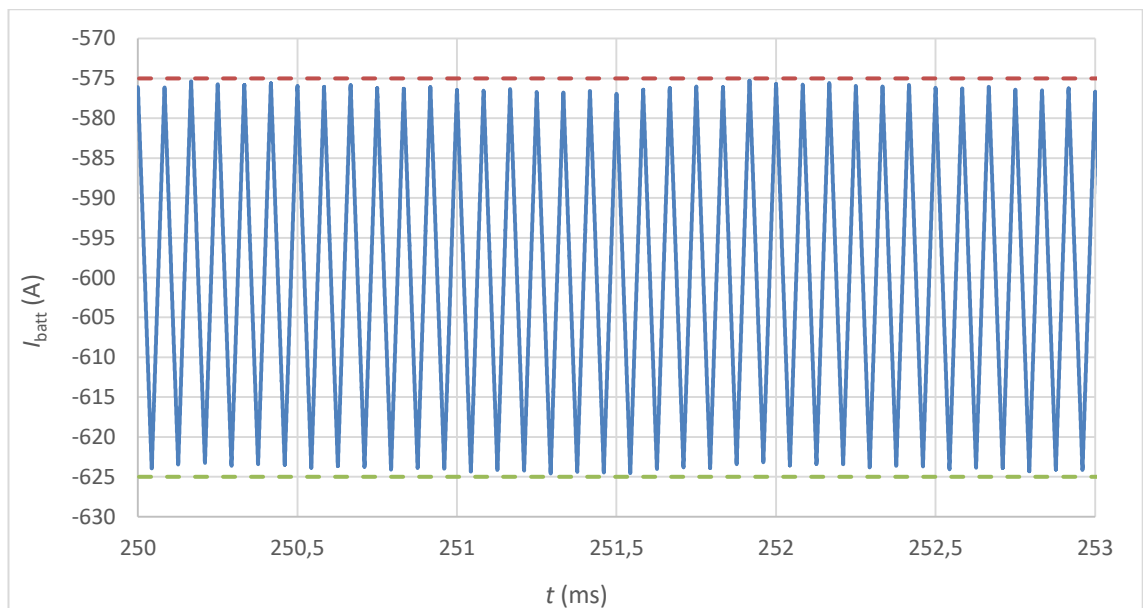
Simulointituloksista esitetään akun ja kuristimien virtojen käyrämuotoja ja todetaan induktanssin riittävyys virtarippelin kannalta. DC-kapasitanssin virtarippelistä lasketaan tehollisarvo, jotta voidaan määrittää kondensaattoreiden riittävyys sen aiheuttaman lämpenemän kannalta.

5.2.1 Kuristimien virtarippeli

Kuristimen virtarippelissä oleellista on virran huipusta-huippuun-arvo. Kappaleessa 4.1 mitoitettiin 50 A rippeliin tähdäten 540 μH induktanssi yhden vaiheen kuristimelle. Simuloinneissa havaittiin, että induktanssi oli hieman liian pieni virtarippelin suuruuden kannalta ja induktanssia kasvatettiin 560 μH suuruiseksi. Arvoon on lisätty myös tehoduulin sisäinen induktanssi. Pieni ero mitoitusarvoissa johtunee simulointimallin häviöresistansseista ja hajainduktansseista, joita ei otettu huomioon mitoituslaskuissa. Kuvissa 5.2 ja 5.3 on esitetty simuloitua akun virran käyrämuodot ladattaessa ja purettaessa akkua 600 A virralla.

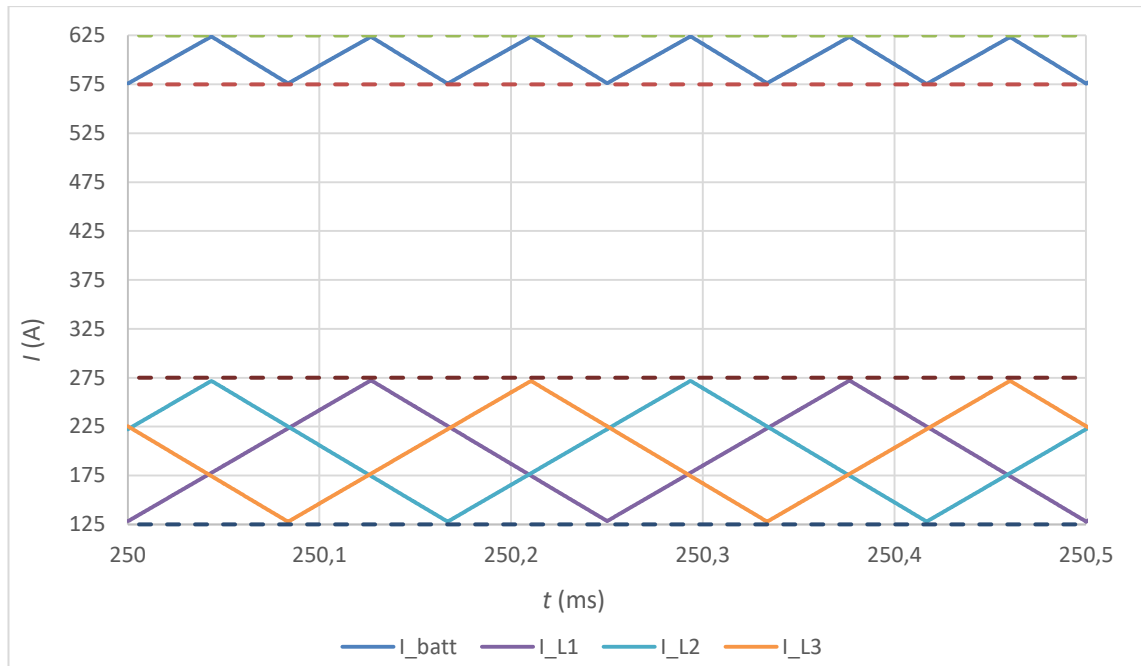


Kuva 5.2. Akkuvaraston virran I_{batt} rippeli ladattaessa



Kuva 5.3. Akkuvaraston virran I_{batt} rippeli purettaessa

Kuvista 5.2 ja 5.3 nähdään, että $560 \mu\text{H}$ kuristimella virtarippeli on alle 50 A ladattaessa ja purettaessa akkua. Tilanne on virtarippelin kannalta pahin, koska jännitteet ovat toiminta-alueen rajoissa suurimmillaan ja pulssisuhde $D = 0,5$. Muissa pisteissä samoilla kuristimilla ja kytkentätaajuudella virtarippeli on siis pienempää riippumatta virran kulkuuunnasta. Kuvassa 5.4 on esitetty akkuvaraston kokonaisvirran lisäksi vaihevirrat I_{L1} , I_{L2} ja I_{L3} .

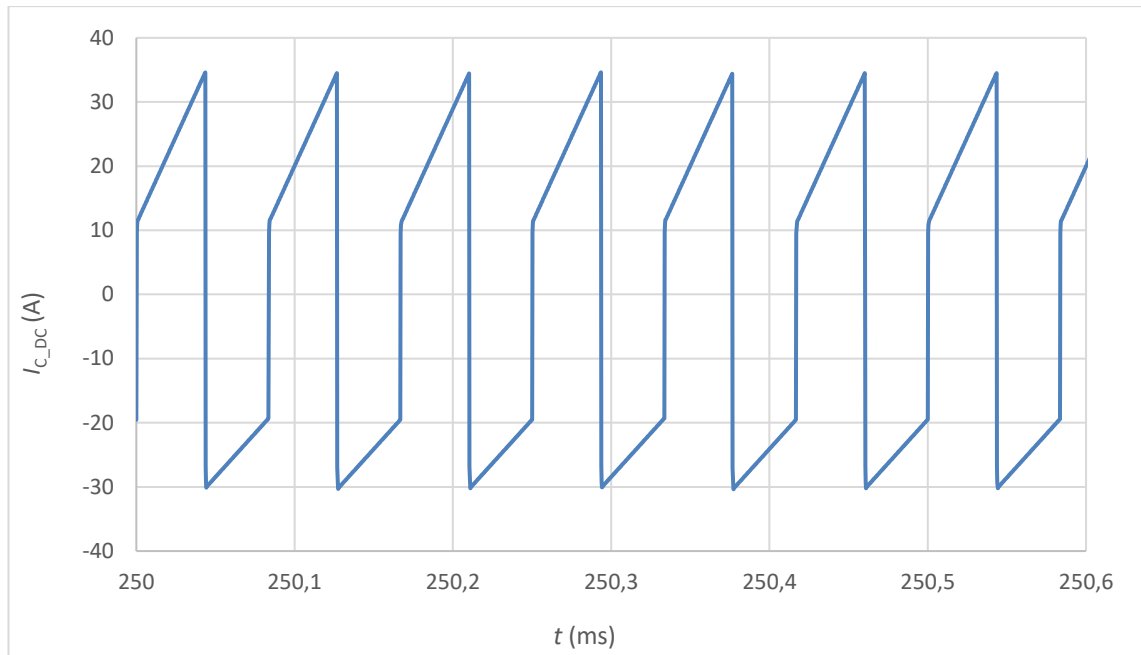


Kuva 5.4. Akkuvaraston virran I_{batt} ja vaihevirtojen I_{L1} , I_{L2} ja I_{L3} rippeli akkua ladattaessa

Kuvasta 5.4 nähdään, että vaihevirroilla on 120° vaihe-ero, ja niiden rippeli on noin 150 A. Kokonaisvirran rippeli on noin 50 A eli kolmasosa vaihevirtojen rippelistä. KytKentä toimii siis odotetusti simulointimallissa. Simulointien perusteella voidaan siis todeta, että kolme yksivaiheista $560 \mu\text{H}$ kuristinta olisi riittävä ulostulosuodatin.

5.2.2 DC-kondensaattorin virtarippeli

Kondensaattorin virtarippeli johtuu kondensaattorin purkautumisesta ja latautumisesta hakkurin kytkentätaajuudella. Kappaleessa 4.2 todettiin, että virtarippeli aiheuttaa lämpenemistä. Tästä johtuen simuloinneissa tutkittiin myös DC-kondensaattorin virtarippeliä. Sen suuruuteen vaikuttavat DC-kondensaattoreiden ESR, R_{CDC} , sekä invertterin ja DC/DC-muuntimen välinen resistanssi, R_{DC} . Myös akun sisäisen resistanssin R_{batt} vaikutusta tutkittiin simuloimalla. Simulointeja tehtiin eri resistanssiarvoilla, ja kuvassa 5.5 on esitetty arvoilla $R_{\text{DC}} = 2,82 \text{ m}\Omega$ ja $R_{\text{batt}} = 10 \text{ m}\Omega$ saatu virran käyrämuoto akkua ladattaessa.



Kuva 5.5. DC-kondensaattorin virta

Kuvasta 5.5 nähdään, että virtarippelin taajuus on noin 12 kHz ja keskiarvo on noin 0 A. Positiivisella puolijaksolla kondensaattori purkautuu ja syöttää virtaa kuormalle. Negatiivisella puolijaksolla kondensaattori latautuu. Kondensaattorin virtarippelin kesto ilmoitetaan tehollisarvona. Virran tehollisarvo voidaan laskea hetkellisarvoista yhtälöllä 5.1 [21].

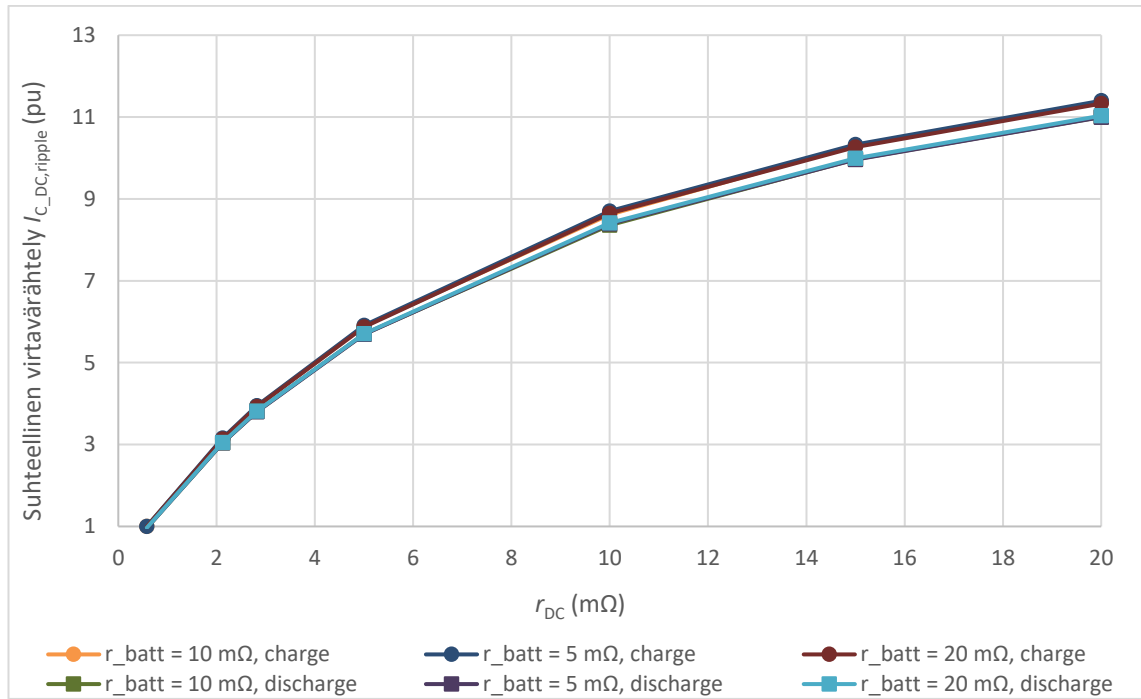
$$I_{RMS} = \sqrt{\sum_{k=1}^n i_k^2} \quad (5.1)$$

Simulointitulosten hetkellisarvoista aikaväliltä 250...262 ms, jolloin rippeli oli tasaista, laskettiin sen tehollisarvo yhtälöllä 5.1. Tulokset kahdella R_{DC} arvolla R_{batt} ollessa 10 mΩ on esitetty taulukossa 5.3.

Taulukko 5.3. Virtarippelin tehollisarvot kahdella eri resistanssilla

R_{DC} (mΩ)	I_{RMS} (A)
0,58	6,2
2,82	24,4

Rippeliä simuloitiin myös muilla resistanssiarvoilla ladattaessa ja purettaessa akkua. Kuvassa 5.6 on esitetty virran 12 kHz komponentin suuruus eri resistansseilla suhteessa parhaaseen tilanteeseen eli $R_{DC} = 0,58 \text{ m}\Omega$.



Kuva 5.6. Virtarippelin suhteellinen arvo r_{DC} :n funktiona eri akkuresistansseilla

Kuvasta 5.6 nähdään, että rippelin suuruuteen vaikuttaa vain vähän puretaanko vai ladattaanko akkua. Akkuresistanssillakaan ei vaikuta olevan juurikaan vaikutusta. Invertterikytkennän resistanssilla R_{DC} on kuitenkin selkeä vaikutus rippelin suuruuteen. Kytkennän resistanssit ovat kuitenkin pieniä. Vielä $20 \text{ m}\Omega$ arvollakin ripperi vaikuttaisi pysyvän pienempänä kuin kappaleessa 4.2 kondensaattoreille määritetty 138 A rippelin kesto.

6. TESTAUS

Tutkittavalle laitteelle tehtiin pulssitesti IGBT:issä sammutushetkellä esiintyvien jännitepiikkien määrittämiseksi. Alkuperäinen suunnitelma oli käyttää tuplapulssitestiä, mutta nopeat päälle ja pois kytkemiset aiheuttivat kollektorijännitteeseen värähtelyä, mistä johdettujen testitulokset olivat epäsäännöllisiä. Oikeassa käytössä kytkentätaajuus on niin pieni, että värähtelyt ehtivät tasaantua ennen uutta kytkentää, joten tilanne ei vastaisi todellisuutta. Tarkoituksena oli tutkia sammutushetken kytkentäpiikkejä kollektorijännitteessä, joten käyttämällä yhtä pulssia saadaan tarvittavat tulokset. Testit tehtiin huoneenlämmössä eli noin 25°C lämpötilassa, mutta purkuvastusten häviötehon aiheuttama lämpeneminen on saattanut vaikuttaa myös IGBT:iden lämpötilaan.

6.1 Pulssitesti

Pulssitestissä tutkittavalle kytkinkomponentille annetaan ohjauspulssi, jolloin kytkin alkaa johtaa ja sen läpi kulkeva virta alkaa kasvaa. Pulssin päättyessä kytkin lakkaa johtamasta, jolloin sen läpi ei kulje enää virtaa. Sammutushetkellä tutkitaan kytkentäilmiöitä, kuten virran nopeasta muutoksesta aiheutuvia jännitepiikkejä. Käyttämällä induktiivista kuormaa pystytään pulssin pituudella säätämään katkaistavan virran suuruutta. Induktiivisella kuormalla saadaan myös suurimmat jännitepiikit. Testiin sopiva kuormainduktanssi voidaan laskea yhtälön 6.1 mukaisesti [22].

$$L_{\text{kuorma}} = \frac{U_{DC} \cdot t_{\text{on}}}{I_L} \quad (6.1)$$

Lasketaan yhtälöllä 6.1 esimerkiksi kuormainduktanssi, jolla päästään 1000 A virtaan 1500 V jännitteellä, 10 μs pulssilla.

$$L_{\text{kuorma}} = \frac{1500 \text{ V} \cdot 10 \text{ } \mu\text{s}}{1000 \text{ A}} = 15 \text{ } \mu\text{H}$$

Tällöin esimerkiksi 1000 V jännitteellä, haluttaessa 1000 A virta, pulssin keston tulisi olla:

$$t_{\text{on}} = \frac{1000 \text{ A} \cdot 15 \mu\text{H}}{1000 \text{ V}} = 15 \mu\text{s}$$

Esimerkkikomponentille kollektorivirran laskuajaksi (fall time) nimellisjännitteellä ja -virralla arvosta $0,9I_C$ arvoon $0,1I_C$ on määritetty datalehdessä (liite A) $0,11 \mu\text{s}$, 25°C lämpötilassa. Näin ollen kollektorivirran muutosnopeutta voidaan arvioida yhtälön 6.2 mukaisesti:

$$\frac{di_C}{dt} = \frac{0,8 \cdot I_C}{t_f} \quad (6.2)$$

Olettaen, että IGBT-moduulin ylemmän ja alemman kytkimen hajainduktanssit ovat yhtä suuret, datalehdessä (liite A) saadusta IGBT-moduulin hajainduktanssin arvosta voidaan laskea moduulin yhden haaran yhden kytkimen hajainduktanssi seuraavasti [22]:

$$L_\sigma = \frac{3 \cdot L_{\sigma, \text{mod}}}{2} \quad (6.3)$$

Lasketaan yhden haaran yhden kytkimen hajainduktanssin arvo yhtälön 6.3 avulla.

$$L_\sigma = \frac{3 \cdot 20 \text{ nH}}{2} = 30 \text{ nH}$$

Yhtälöistä 6.1 ja 6.2 saadaan yhtälö 6.4, jonka avulla voidaan laskea sallittu kollektori-
virta, joka voidaan katkaista halutulla DC-jännitteellä ylittämättä tiettyä jännitteen arvoa.

$$I_C = (U_{\text{CE,max}} - U_{\text{DC}}) \frac{t_f}{0,8L_\sigma} \quad (6.4)$$

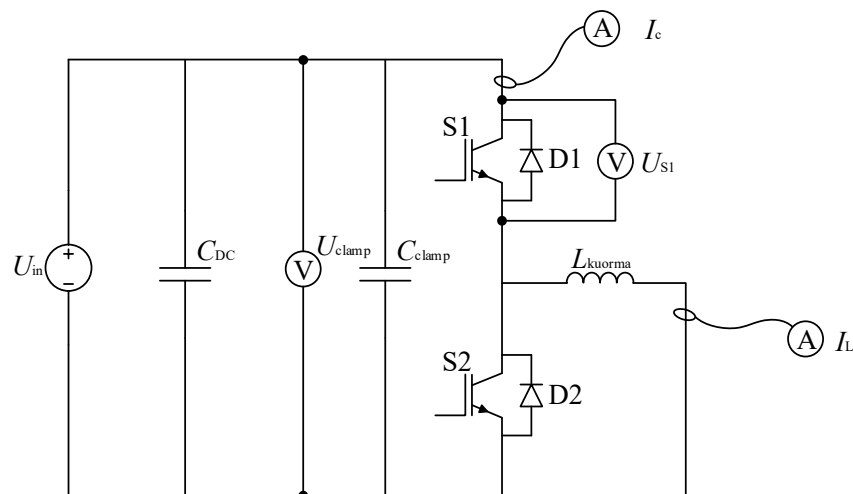
Lasketaan esimerkiksi virta, joka voidaan katkaista ylittämättä 1600 V kollektorijännitettä DC-jännitteen ollessa 1500 V.

$$I_C = (1600 \text{ V} - 1500 \text{ V}) \frac{0,11 \mu\text{s}}{0,8 \cdot 30 \text{ nH}} = 458 \text{ A}$$

Esitettyjen laskutoimitusten ja yhtälöiden avulla pystytään arvioimaan testauksessa tutkittavien ilmiöiden käyttäytymistä. Kytkentäkaapeleiden ja liitosten häviöresistanssit ja hajainduktanssit vaikuttavat kuitenkin niin paljon, että lasketut arvot eivät vastaa todellisuutta. Myös moduulin muunneltu DC-kiskosto vaikuttaa tuloksiin.

6.2 Testikytkentä

Testikytkennässä oli 1500 V säädettävä jännitelähde U_{in} , jolla varattiin DC-kondensaattorit C_{DC} . Kollektorijännitteet ja vaimennuskondensaattorin jännite mitattiin differentiaali-antureilla, kuormavirta virta-antureilla, ja antureiden tulokset tallennettiin oskilloskoopilla. Myös hilajännitettä ja eri haarojen virtoja tarkkailtiin oskilloskoopin rajallisen kanavamäärän tarjoamien mahdollisuuksien mukaan. Mittalaiteluettelo on liitteessä D. Kuormana käytettiin ilmasydämissiä 8 μH kuristimia, joita kytkemällä luotiin sopiva induktanssi haluttujen virtojen saavuttamiseksi. Testikytkentä on esitetty kuvassa 6.1 ykkösvaiheen ylemmän IGBT:n testaamista varten.



Kuva 6.1. Testikytkentä

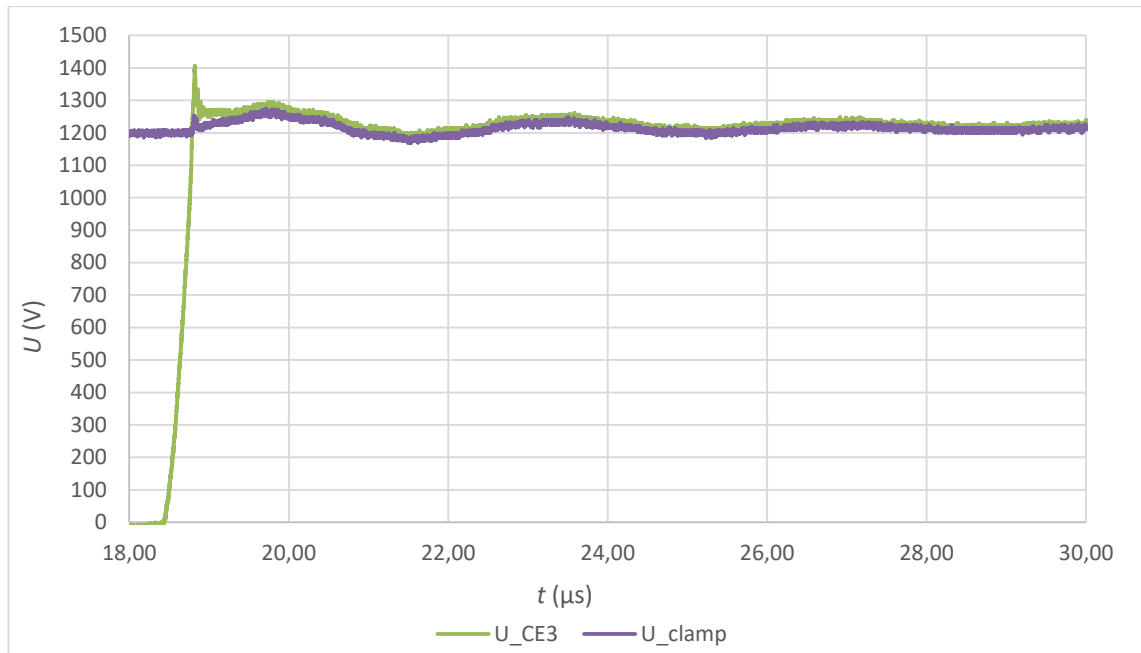
Testaus toimii siten, että ylempi kytkin, S1, kytketään päälle, jolloin sen läpi alkaa kulkea virtaa kuormalle. Kun S1 sammutetaan, kuormavirta jatkaa kulkuaan alemman diodin D2 kautta. Aiemman tutkimuksen perusteella on todettu, että alemmasta kytkimestä ei saada mitattua pahimpia jännitepiikkejä. Alemman kytkimen kollektorin mittapiste on sama kuin ylempään kytkimen emitterillä, joten mittapisteen jälkeen olisi pitkä virtareitti. Tästä johtuen mittaukset tehtiin pääosin ylempään kytkimestä.

6.3 Testaustulokset

Testeissä käytettiin 1000...1500 V jännitteitä ja testattiin normaalia ja pehmeää sammu- tusta. Tulokset ovat kolmosvaiheen IGBT-moduulin mittauksista. Mittauksia tehtiin kai- kista kolmesta vaiheesta, mutta vaiheiden välillä ei havaittu merkittäviä eroja. Esitetyt tulokset ovat ylempään kytkimestä, mutta myös alemmista kytkimistä otettiin vertailun vuoksi tuloksia ja todettiin, että jännitepiikit ovat samaa suuruusluokkaa.

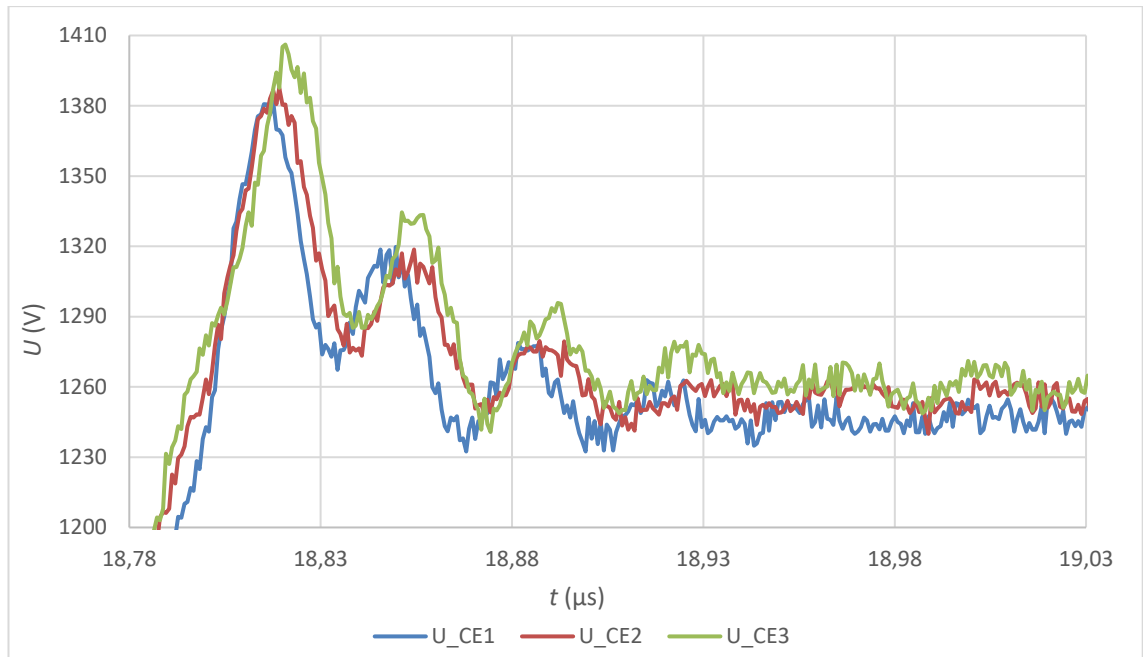
6.3.1 Normaali sammutus

Normaalia sammutusta testattaessa oli tarkoitus määrittää laitteen suurin virta eri DC- jännitteillä. Mittauksia tehtiin 100 A välein 100...1000 A virroilla ja muutamia mittapis- teitä yli 1000 A virroilla suurimman normaalisti sammutettavan virran määrittämiseksi eri jännitteillä. DC-jännitteillä 1450 V ja 1500 V tehtiin mittaukset 50 A välein 100...300 A virroilla, koska suuremmilla virroilla jännitepiikit olisivat ylittäneet IGBT:n jännitekeston. 100...1000 A virroilla käytettiin 24 μ H kuormakuristinta moduulin oman kuristimen lisäksi. Suuremmilla virroilla käytettiin pienempiä kuristinarvoja, jotta puls- sien pituudet pysyivät riittävän lyhyinä. Kuvassa 6.2 on esitetty IGBT-moduulin kolman- nen haaran kollektorijännite ja vaimennuskondensaattorin jännite kytkentähetkellä DC- jännitteen ollessa 1200 V ja virran ollessa katkaisuhetkellä noin 400 A.

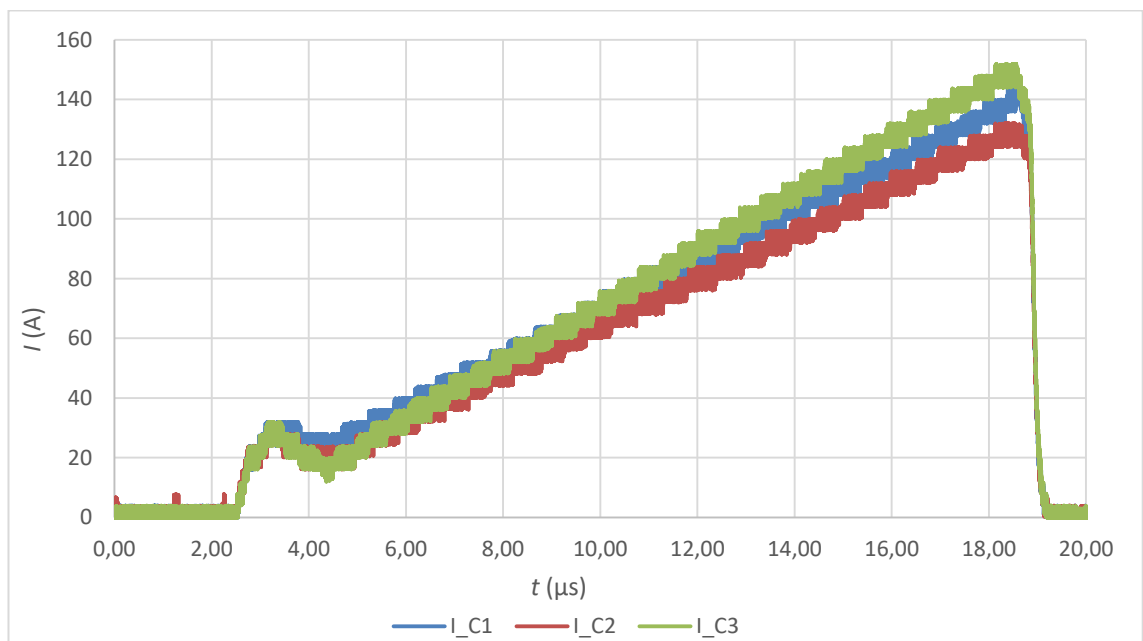


Kuva 6.2. Kolmoshaaran kollektorijännite ja vaimennuskondensaattorin jännite kytkentähetkellä

Kuvasta 6.2 nähdään, kuinka kollektorijännite jatkaa nousua selvästi yli DC-jännitetason 1400 V asti virtareitin induktanssista ja virran nopeasta muutoksesta johtuen. Vaimennuskondensaattorin jännite ei nouse yhtä korkealle, mutta siinäkin on havaittavissa pieni terävä piikki, joka johtuu vaimennuspiirin induktanssista. Ensimmäisen piikin jälkeen kollektorijännite asettuu värähtelemään samaan tahtiin vaimennuskondensaattorin jännitteen kanssa. Suurilla virroilla vaimennuskondensaattorin jännitteen värähtelyn amplitudikin kasvaa melko suureksi. Kuvassa 6.3 on esitetty IGBT-moduulin kaikkien kolmen haaran kollektorijännitteet kytkentähetkellä lähennettynä ja kuvassa 6.4 on esitetty haarojen virrat pulssin ajalta.



Kuva 6.3. Kollektorijännitteet 400 A virralla kytkentähetkellä lähennettynä

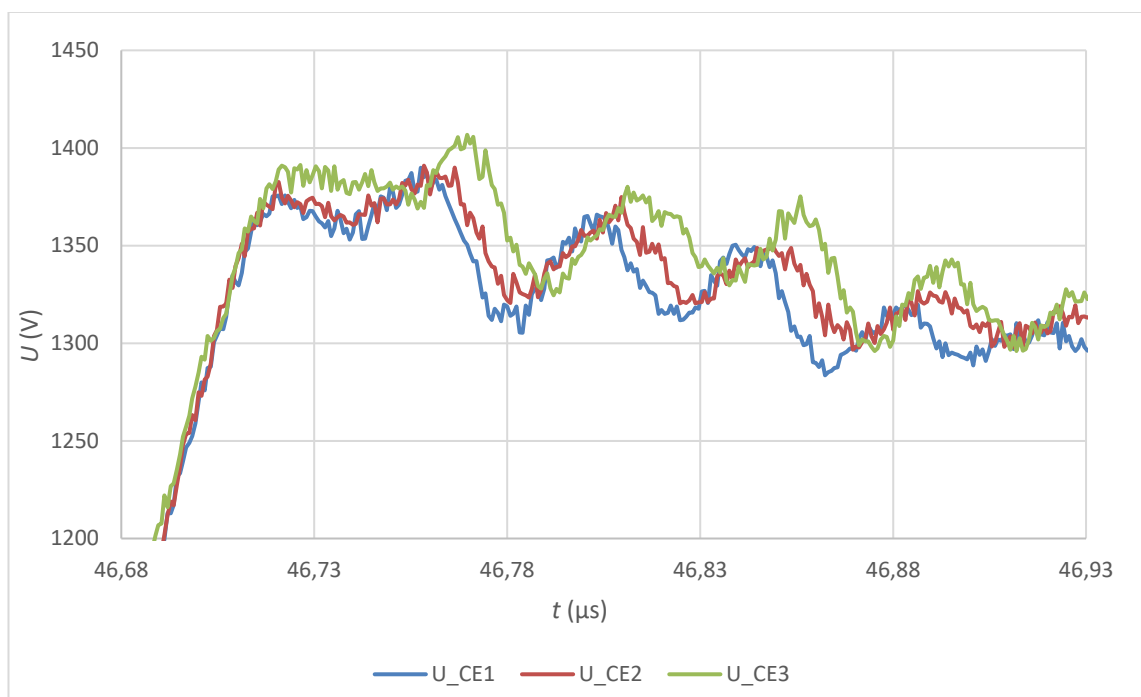


Kuva 6.4. Kolmen haaran kollektorivirrat pulssin aikana

Kuvasta 6.3 nähdään, että haarojen välillä on eroja jännitepiikkien suuruudessa. Kolmoshaaran piikki on suurin ja kuvassa 6.4 esitetyistä virroista nähdään, että siinä on ollut myös suurin virta katkaistavana. Muilla jännitteillä ja virroilla tulokset ovat samansuuntaisia, eli kolmoshaaran virta ja näin ollen myös jännitepiikki on suurin lähes kaikissa

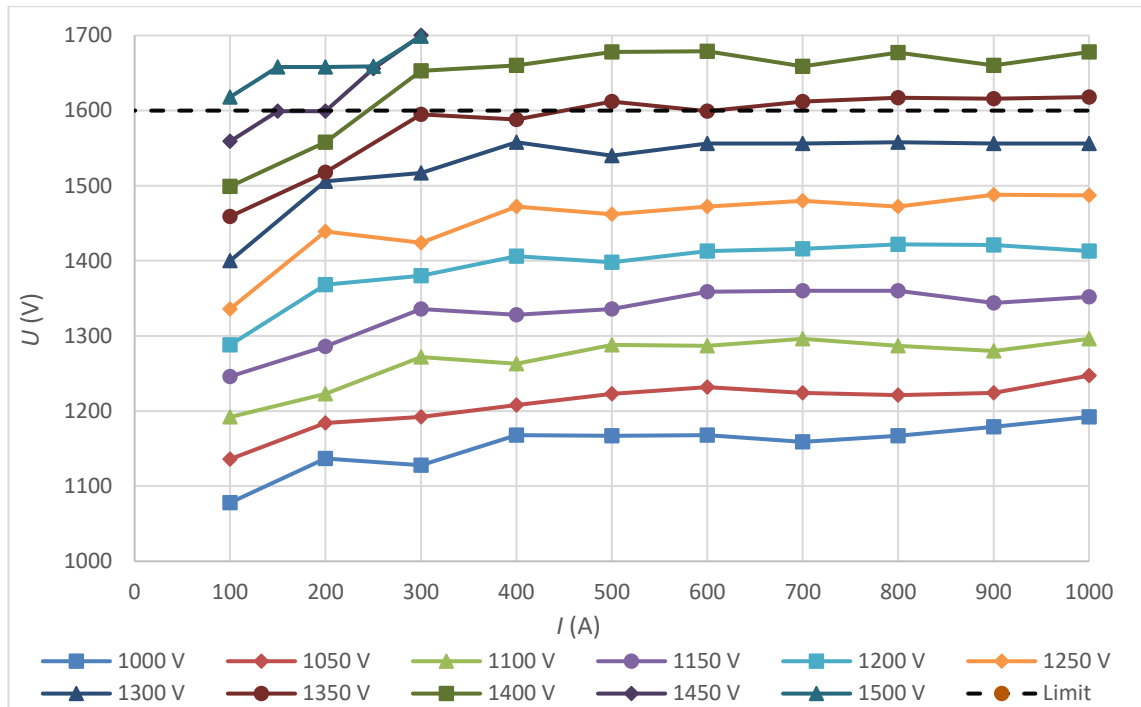
mittapisteissä. Haarojen 1 ja 2 jännitepiikkien välinen ero on pienempi. Kuvissa haaran 2 jännitepiikki on hieman suurempi, mutta sen virta on pienempi. Eri jännitteillä ja virroilla haarojen 1 ja 2 väliset erot kuitenkin vaihtelevat, haaran 3 virran ja jännitepiikin ollessa suurin lähes aina. Eri haarojen jännitteillä on myös hieman vaihe-eroa, mikä johtunee virtareittien erisuuruuksista induktansseista.

Testeissä havaittiin, että jännitepiikit eivät kasva suoraviivaisesti katkaistavan virran kasvaessa, vaan tietyllä virta-alueella piikit saattavat jopa pienentyä virran kasvaessa. Kuvassa 6.5 on esimerkkinä esitetty kollektorijännitteet 1000 A virran katkaisuhetkellä DC-jännitteen ollessa 1200 V.

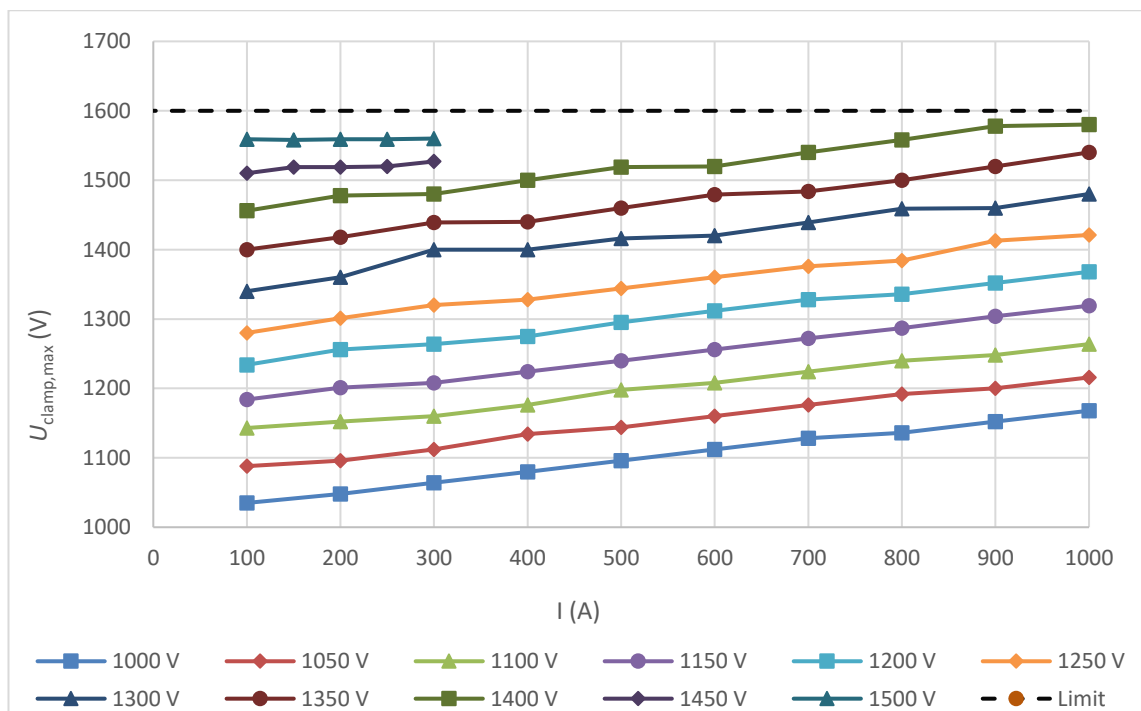


Kuva 6.5. Kollektorijännitteet 1000 A virralla kytkentähetkellä suurennettuna

Vertaamalla kuvia 6.3 ja 6.5 havaitaan, että jännitteiden huippuarvoilla ei ole juurikaan eroa katkaistaessa 400 A ja 1000 A virtoja. Kuvista nähdään, että 400 A virralla jännitteet nousevat terävästi huippuunsa, jonka jälkeen ne myös laskevat terävästi, kun taas 1000 A virralla jännitteiden nousu pysähtyy eikä selkeää terävää piikkiä ole. Tästä johtuen 1000 A virralla jännitteiden huippuarvot eivät nouse juurikaan suuremmiksi. Yli 1000 A virroilla jännitepiikin kuitenkin nousevat taas selvästi suuremmiksi ja kasvavat virran kasvaessa. Kuvassa 6.6 ja 6.7 on esitetty kollektorijännitteen ja vaimennuskondensaattorin jännitteen piikkien huippuarvot virran funktiona 1000 A asti eri DC-jännitteillä. Liitteessä E on esitetty mittaustulokset myös yli 1000 A virroilla.



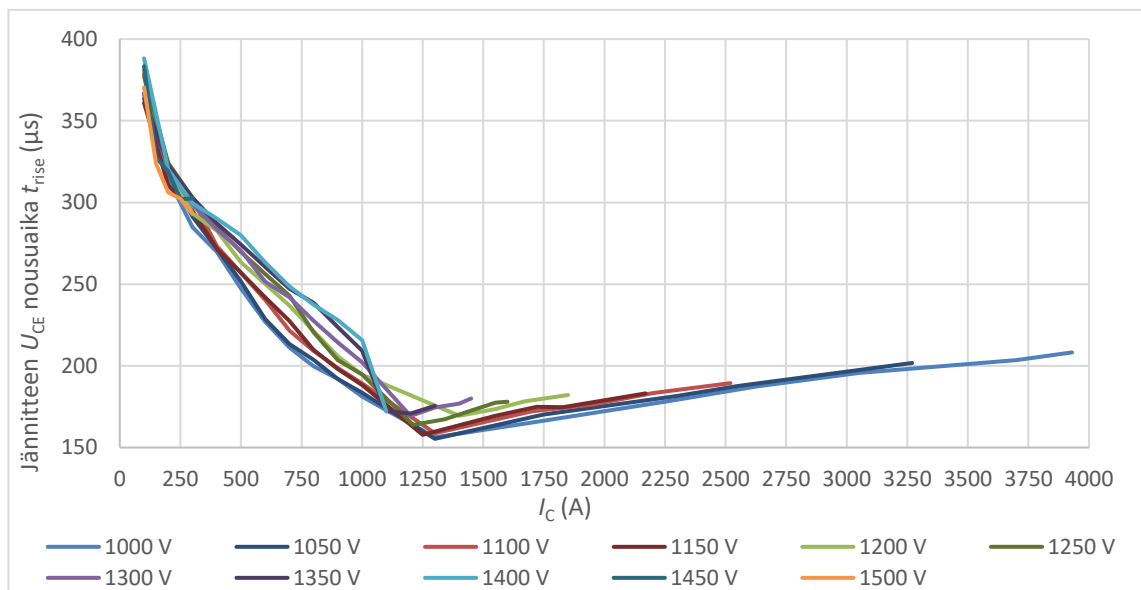
Kuva 6.6. Kollektorijännitteen piikkien huippuarvot, $U_{CE,max}$, virran funktiona eri DC-jännitteillä



Kuva 6.7. Vaimennuskondensaattorin jännitteen huippuarvot, $U_{clamp,max}$, virran funktiona eri DC-jännitteillä

Kuvasta 6.6 nähdään, että noin 200 – 400 A jälkeen kollektorijännitepiikkien huippuarvot eivät juurikaan kasva virran noustessa 1000 A:iin. Kuvassa 6.7 vaimennuskondensaattorin jännitteen huippuarvot nousevat melko lineaarisesti virran suhteen. Jännite pysyi normaalikäytössä esiintyvillä virroilla kaikilla DC-jännitteillä vaimennuskondensaattoreiden jännitekeston rajoissa. Hetkellisesti kondensaattorit kestävät huomattavasti suurempia jännitteitä, joten vikavirtojenkaan ei pitäisi aiheuttaa ongelmia.

Kollektorivirran laskuajassa ja kollektorijännitteen nousuajassa havaittiin eroja virran suhteen. Infineonin testien mukaan on ominaista, että pienillä virroilla IGBT:n sammutusaika on merkittävästi suurempi [29]. Sammutusaika tarkoittaa aikaa, joka kuluu hetkestä, jolloin hilajännite on pudonnut 90%:iin johtotilan arvostaan hetkeen, jolloin kollektorijännite on noussut 90%:iin myötäestotilan arvostaan. Näin ollen kollektorijännitteen nousuaika vaikuttaa sammutusaikaan merkittävästi. Kuvassa 6.8 on esitetty kollektorijännitteen nousuajat virran funktiona eri DC-jännitteillä. Nousuaikojen arvot ovat mitaustulosten keskiarvoja.



Kuva 6.8. Kollektorijännitteen nousuaika kollektorivirran funktiona eri DC-jännitteillä

Kuvasta 6.8 nähdään, että jännitteen nousuaika lyhenee selvästi virran kasvaessa hieman yli 1000 A asti kaikilla DC-jännitteillä. Tällä vaikuttaa olevan yhteys jännitepiikkien suuruuteen, koska piikit alkavat kasvaa selvästi juuri 1000 A suuremmilla virroilla. Nousuajan lasku myös hieman loivenee 200 – 400 A jälkeen, jolloin jännitepiikkien nousu myös tasaantuu. Kollektorivirtojen laskuaikoja, ja laskunopeuksia on esitetty liitteessä E. Tuloksista huomataan, että virran laskuaika lyhenee selvästi 300 A asti, mutta sitä suuremmilla virroilla se pysyy tasaisempana. Laskuajan käyttäytyminen näkyy lievästi myös

virran muutosnopeuksissa, mutta ei yhtä jyrkkinä muutoksina. Vertaamalla virran laskuaikojia ja muutosnopeuksia kollektorijännitepiikkien käyttäytymiseen voidaan todeta, että niillä on yhteys, koska laskuaikojen pysyessä tasaisempina, ja jopa hieman kasvavan, 300 A ja 1000 A välillä myös jännitepiikit pysyvät melko saman suuruisina.

Jännitteen nousuajan lyhenemiseen vaikuttanee IGBT:n sammutuksen toiminta. Suuremmalla virralla suurempi määrä varauksenkuljettajia kulkee samassa ajassa kuin pienemmällä virralla. Näin ollen n- alue tyhjenee varauksenkuljettajista nopeammin virran ollessa suurempi. Yli 1000 A virroilla jännitteen nousuaika kuitenkin alkaa jälleen kasvaa virran kasvaessa.

Kuvaa 6.6 tarkastelemalla voidaan havaita, että jännitepiikkien suuruus ei ole sama kaikilla jännitetasoilla. Erityisesti 1400 V ja 1500 V jännitteiden ylityksessä näyttäisi olevan suuri ero. Vaikuttaa siis siltä, että jännitepiikkien ylitys on suurempi suuremmilla jännitteillä virran ollessa sama. Taulukossa 6.1 on esitetty jännitepiikkien suuruudet eri jännitetasoilla ja virroilla. Arvot on laskettu vähentämällä piikin huippuarvosta asetettu DC-jännitteen arvo. Taulukossa on väriskaalaus erojen havainnollistamiseksi. Suuremmat luvut näkyvät punaisina ja pienemmät vihreinä.

Taulukko 6.1. Jännitepiikkien suuruudet eri jännitetasoilla ja virroilla

I (A)	Jännitepiikin ylitys $U_{CE,max} - U_{DC}$ (V)										
	1000 V	1050 V	1100 V	1150 V	1200 V	1250 V	1300 V	1350 V	1400 V	1450 V	1500 V
100	78	86	92	96	88	86	100	109	99	109	118
200	137	134	123	136	168	189	206	168	158	149	158
300	128	142	172	186	180	174	217	245	253	250	199
400	168	158	163	178	206	222	258	238	260		
500	167	173	188	186	198	212	240	262	278		
600	168	182	187	209	213	222	256	249	279		
700	159	174	196	210	216	230	256	262	259		
800	167	171	187	210	222	222	258	267	277		
900	179	174	180	194	221	238	256	266	260		
1000	192	197	196	202	213	237	256	268	278		

Taulukosta 6.1 käy ilmi, kuten kuvasta 6.6 todettiin, että virran kasvaessa lähes kaikilla jännitteillä noin 300 A asti jännitepiikin suuruus kasvaa. Sen jälkeen on hieman vaihtelua eivätkä piikit kasva niin selkeästi suhteessa virtaan. Taulukosta nähdään kuitenkin myös, että DC-jännitteen kasvaessa myös jännitepiikit pääasiassa kasvavat. Tämäkään ei kuitenkaan päde täysin kaikilla virroilla. Erityisesti pienillä virroilla, jotka ovat laitteen normaalikäytössä esiintyviä, eivät piikit eivät suoraan kasva DC-jännitteen noustessa.

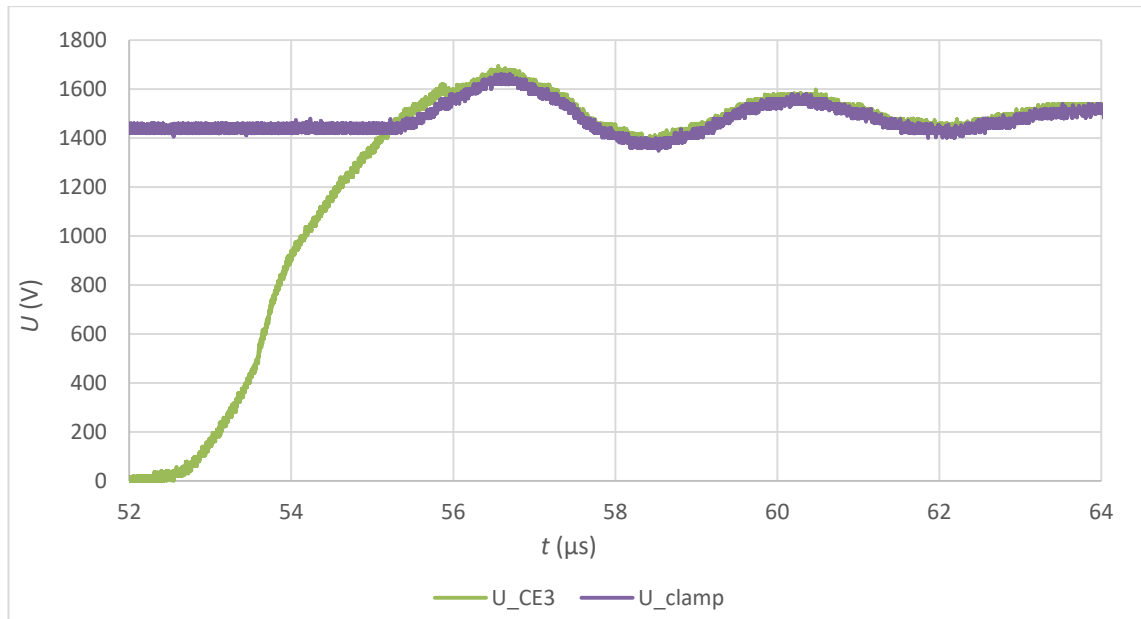
6.3.2 Pehmeä sammutus

Pehmeää sammutusta testattaessa oli tarkoitus määrittää laitteen suurin vikavirta, joka pystytään katkaisemaan pehmeällä sammutuksella. Mittauksia tehtiin eri kuormainduktansseilla, tarkoituksena selvittää vikainduktanssin vaikutus suurimpaan katkaistavaan virtaan.

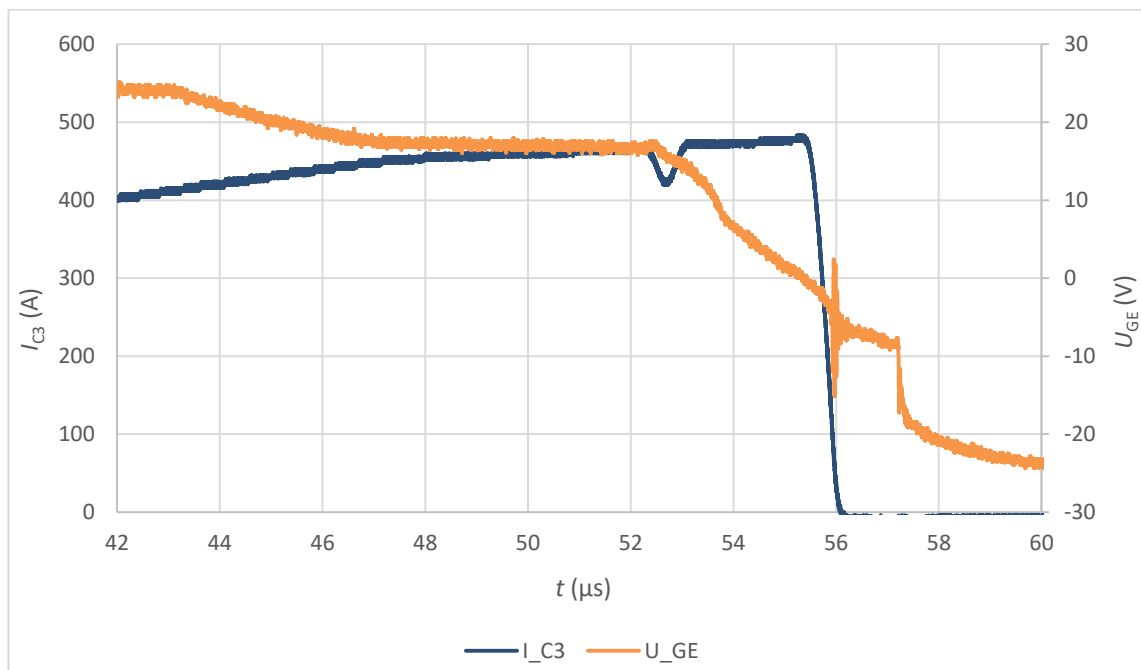
Testatessa pehmeää sammutusta havaittiin, että laitteen oletussammutusaika on joissain tilanteissa liian lyhyt, jolloin hilajännite ei ehdi laskea riittävästi ennen varsinaista sammutusta. Tästä johtuen siitä ei saatu toivottua hyötyä vaan kollektorijännitteessä oli edelleen terävä piikki sammutettaessa. Pidentämällä sammutusaikaa saatiin aikaan kuvien 6.9 ja 6.10 mukainen pehmeä sammutus. Kuvissa esitetyssä tapauksessa on käytetty 13 μ s sammutusaikaa. Sekään ei ollut kuitenkaan riittävä kaikissa mittapisteissä. Suuremmalla jännitteellä ja kuormainduktanssilla vaadittiin pidempi sammutusaika. Katkaistavan virran kasvaessa tarvittava sammutusaika lyheni. Käytettäessä 20 μ s sammutusaikaa ei ilmennyt ongelmia missään mittapisteessä.

Testeissä havaittiin, että tietyn rajan jälkeen sammutusajalla ei ole merkitystä, vaan kollektorijännite nousee ja kollektorivirta laskee aina, kun hilajännite on ehtinyt laskea noin nolnaan volttiin. Tämän jälkeen hilajännitteen laskeminen tasaantui, kunnes asetettu sammutusaika oli kulunut, jolloin hilajännite putosi myötäestotilan arvoonsa. Tämän havainnon perusteella sammutusajan asettaminen liian pitkäksi ei haittaa, vaan sammuminen tapahtuu hilajännitteen pudottua nolnaan, jonka tapahtumiseen kuluva aika riippuu jännitteen, virran ja kuormainduktanssin suuruudesta.

Kuvassa 6.9 on esitetty yhden haaran kollektorijännite ja vaimennuskondensaattorin jännite ja kuvassa 6.10 yhden haaran virta ja hilajännite kytkentähetkellä sammutettaessa 1200 A virta pehmeästi DC-jännitteen ollessa 1400 V.



Kuva 6.9. Yhden haaran kollektorijännite ja vaimennuskondensaattorin jännite kytkentähetkellä sammutettaessa 1200 A virta pehmeästi



Kuva 6.10. Yhden haaran virta ja hilajännite kytkentähetkellä sammutettaessa 1200 A virta pehmeästi

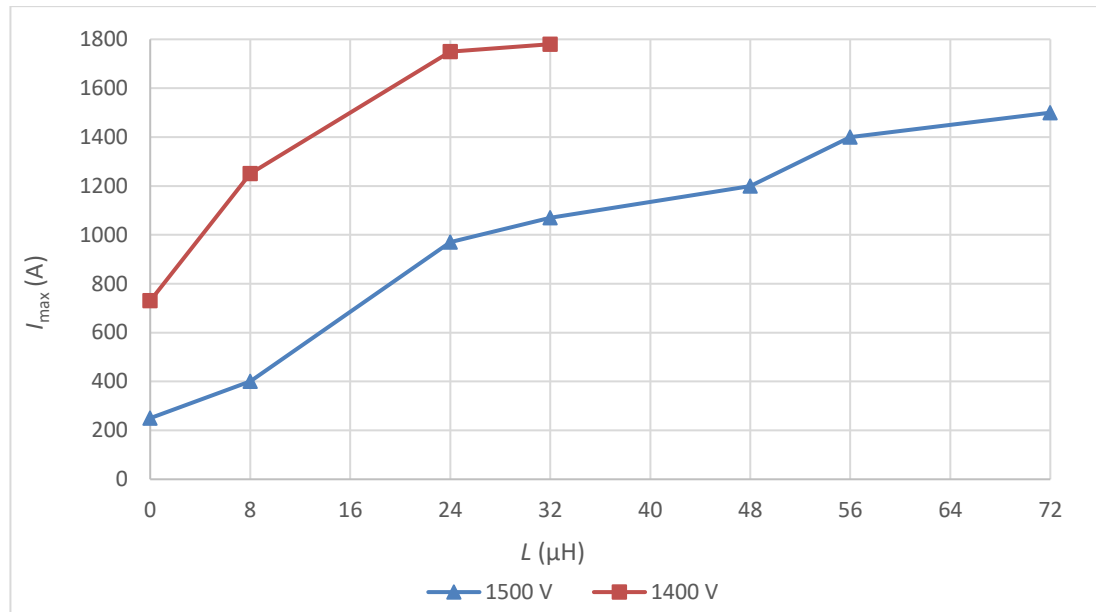
Kuvasta 6.10 nähdään, että pehmeä sammutus alkaa noin hetkellä $43 \mu\text{s}$, jolloin hilajännite alkaa laskea loivasti. Kollektorivirta jatkaa kuitenkin nousuaan, vaikka se hieman hidastuukin, kunnes hieman ennen $56 \mu\text{s}$ hetkeä, hilajännite saavuttaa 0 V tason, jolloin kollektorivirta putoaa nolnaan. Pehmeän sammutuksen ansiosta virran muutosnopeus on hieman hitaampi kuin kovalla sammutuksella. Tästä johtuen kuvassa 6.9 nähtävässä kollektorijännitteessä ei ole samanlaista terävää piikkiä kuin esimerkiksi kuvassa 6.2, vaan jännite nousee hitaammin ja asettuu värähtelemään vaimennuskondensaattorin jännitteen tahdissa.

Ongelmallista on, että kollektorivirta ehtii nousta huomattavasti vielä sammutuksen alkamisen jälkeen, jolloin lopullinen katkaistava virta on suurempi kuin sammutuksen aloitushetken virta. Tästä johtuen esimerkiksi vikainduktanssin ollessa $0 \mu\text{H}$ pystytään 1500 V jännitteellä katkaisemaan pehmeällä sammutuksella suurimmillaan vain 250 A virta, koska sammutuksen aikana virta ehtii kasvaa niin suureksi, että sammutuksen jälkeinen värähtely nousee 1700 V asti. Vikainduktanssin kasvaessa virran nousunopeus pienenee, jolloin virta ei nouse niin paljoa sammutuksen aikana ja pystytään katkaisemaan suurempia virtoja. Taulukossa 6.2 on esitetty suurimmat virrat, jotka pystytään katkaisemaan $0 \mu\text{H}$ kuormainduktanssilla.

Taulukko 6.2. Suurimmat pehmeällä sammutuksella katkaistavat vikavirrat vikainduktanssilla $0 \mu\text{H}$

$U \text{ (V)}$	$I_{\text{max}} \text{ (A)}$
1200	3450
1300	1850
1400	730
1500	250

Taulukon 6.2 perusteella voidaan todeta, että vikainduktanssin ollessa $0 \mu\text{H}$ vikavirtojen katkaisussa tulisi ongelmia suurilla jännitteillä. Kuvassa 6.11 on esitetty suurin virta, joka pystytään katkaisemaan pehmeällä sammutuksella, vikainduktanssin funktiona 1400 V ja 1500 V jännitteillä.



Kuva 6.11. Suurimmat pehmeällä sammutuksella katkaistavat vikavirrat vikainduktanssin funktiona 1400 V ja 1500 V jännitteillä

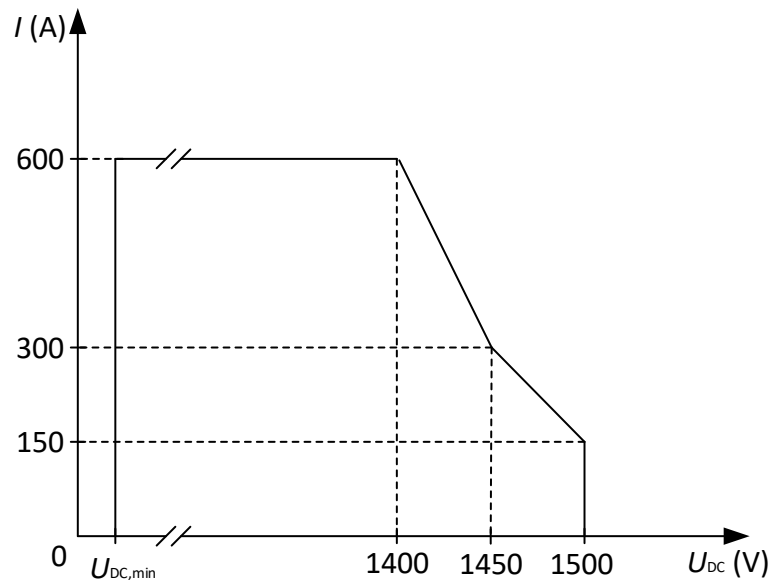
Kuvasta 6.11 havaitaan, että induktanssilla on suuri merkitys pehmeän sammutuksen katkaisukykyyn. Induktanssin kasvaessa virran nousunopeus pienenee, jolloin se ei ehdi nousta niin suureksi sammutuksen aikana ja sammutuksen jännitepiikit jäävät pienemmiksi. Kuvan perusteella 1500 V jännitteellä pystytään katkaisemaan noin 1500 A virta vikainduktanssin ollessa 72 μH. Kappaleissa 4.1 ja 5 mitoitettiin hakkurin kuristimien induktanssiksi 560 μH, joten vian tapahtuessa jossain muualla kuin IGBT-sillan ja kuristimien välissä induktanssi on huomattavasti suurempi kuin 72 μH. Tällöin vikavirta, joka pystytään katkaisemaan 1500 V jännitteellä on vielä selvästi suurempi kuin 72 μH induktanssilla.

6.4 Johtopäätökset

Testauksen tarkoituksena oli määrittää laitteen toimintakyky 1000...1500 V jännitteillä. Tulosten pohjalta voidaan määrittää jännitepiikkien kannalta turvallinen toiminta-alue. Jos hakkurin kuristimet mitoitetaan 50 A virtaripplille kappaleissa 4.1 ja 5 esitettyjen tietojen perusteella, on DC-virran keskiarvo 25 A rippelin huippuarvoa pienempi. IGBT:n katkaisema virta on kuitenkin aina rippelin huippuarvon suuruinen. Tästä johtuen hakkurin suurin sallittu virta tulee rajoittaa 25 A pienemmäksi, kuin testeissä todettu turvallisesti katkaistava virta.

Jännitelähteen ominaisuuksista johtuen testeissä ei pystytty 1500 V jännitteellä kompensoimaan jännitteen laskua pulssin aikana. Suurilla jännitteillä pulssit olivat kuitenkin niin lyhyitä, että jännite ei ehtinyt laskea merkittävästi mittaustarkkuus huomioon ottaen. Alle 100 A virroilla ei saatu päteviä tuloksia, koska käytössä olleilla kuormakuristimilla alle 100 A virtojen saavuttamiseksi tarvittavat pulssit ovat niin lyhyitä, että kytkentähetken kollektorivirtoihin aiheuttama piikki ei ehdi tasaantua.

Kuvassa 6.12 on esitetty jännitepiikkitestien pohjalta tehty tehonrajoituskäyrä. Käyrää tehtäessä on jätetty 100 V marginaali IGBT:n jännitekesto eli jännitteen maksimi-arvo on rajoitettu 1600 V:iin. Tämä johtuu mittalaitteiden tarkkuuden mahdollisesti testaustuloksiin aiheuttamasta virheestä ja olosuhteiden aiheuttamista vaikutuksista. Testit tehtiin yhdellä vaiheella, joten kuvan 6.12 käyrään suurimmat sallitut virrat on kerrottu kolmella ja näin ollen saatu kolmivaiheisen ulostulovirran arvot.

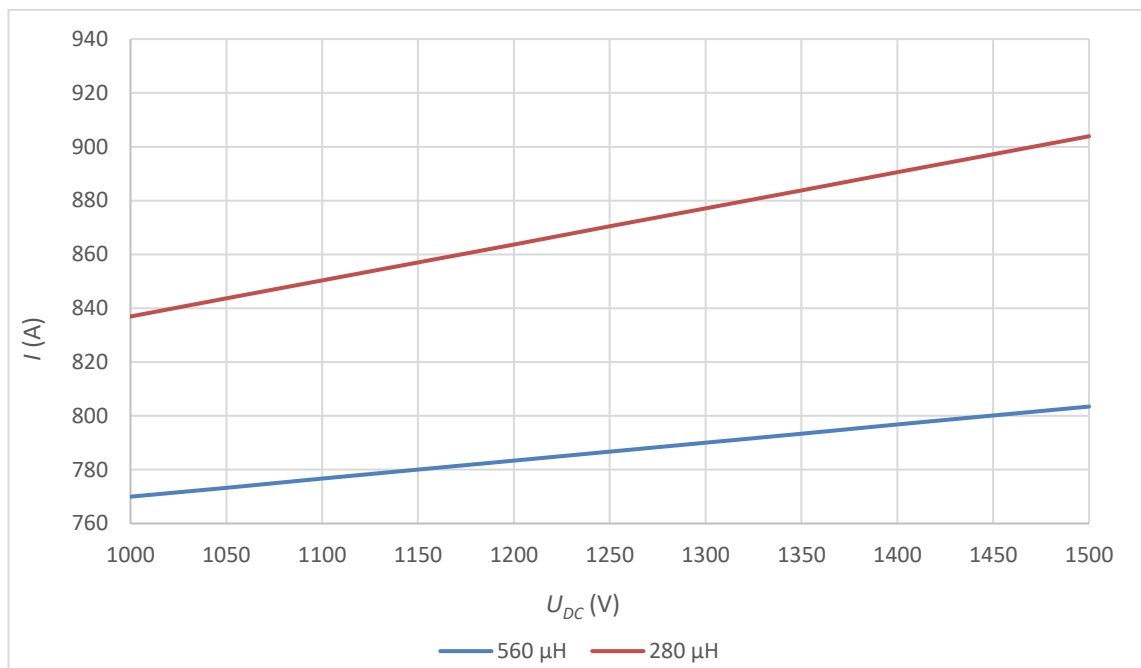


Kuva 6.12. Jännitepiikkien kannalta turvallinen toiminta-alue

Kuvasta 6.12 nähdään, että virtaa joudutaan rajoittamaan jännitepiikkien takia vain yli 1400 V jännitteillä. Pienemmillä DC-jännitteillä kollektorijännitteen piikit jäivät niin pieniksi, että niiden puolesta laitetta pystytään käyttämään häviöiden rajoittamalla virralla turvallisesti. Korkeimmilla 1450 V ja 1500 V jännitteillä virtaa joudutaan kuitenkin rajoittamaan merkittävästi, jotta IGBT:iden jännitekesto ei ole vaarassa ylittyä. Jännitepiikkien lisäksi virtaa rajoittavat hakkurin häviöt, jotka on käsitelty kappaleessa 4.4. Lopullinen jännitepiikit ja häviöt huomioon ottava turvallisen toiminta-alueen kuvaaja on esitetty tämän kappaleen lopussa.

Normaalikäytön turvallisen toiminta-alueen määrittämisen lisäksi testauksessa tutkittiin laitteen toimintaa vikatilanteissa. Kuten kuvasta 6.12 voidaan todeta, normaalilla sammutuksella 1500 V jännitteellä jännitepiikit nousivat niin suuriksi jo pienillä virroilla, että vikavirtoja ei pystytä katkaisemaan turvallisesti. Myös pehmeällä sammutuksella jännitteet nousivat suuriksi oikosulkutilanteessa, mikä johtuu sammutuksen aikana tapahtuvan, pienestä vikainduktanssista johtuvasta virran nopeasta noususta. Suuremmilla vikainduktansseilla pystytään kuitenkin katkaisemaan pehmeällä sammutuksella ylittämättä IGBT:iden jännitekestoja.

Tehomoduulin ylivirtarajan ja laukaisuviiveen perusteella tuotetussa kuvassa 6.13 on esitetty vikavirran arvo ylivirtalaukaisun tapahtuessa DC-jännitteen funktiona, kahdella mahdollisella suodatininduktanssilla. Suurempi 560 μH kuristin on kappaleissa 4.1 ja 5 mitoitettu arvo ja pienempi 280 μH on puolet siitä, joten se riittäisi virtarippelin kannalta käytettäessä kahta laitetta rinnakkain 6-vaiheisena. Kuvaajaan on laskettu arvot, joihin vikavirta ehtii nousta ylivirtarajan ylittämisen jälkeen laukaisuviiveen aikana.



Kuva 6.13. Vikavirran arvo ylivirtavalvonnan laukaisun toimiessa DC-jännitteen funktiona, kahdella eri kuristininduktanssilla

Vertaamalla kuvia 6.11 ja 6.13 havaitaan, että vikavirran kulkiessa suodatinkuristimien läpi pystytään se katkaisemaan ylivirtasuojauksella käyttäen pehmeää sammutusta ylittämättä IGBT:iden jännitekestoja. Vian tapahtuessa moduulin ja suodatinkuristimien välissä vikainduktanssi on niin pieni, että virta nousee erittäin nopeasti. Tällöin normaali ylivirtalaukaisu ei ehdi toimia vaan IGBT todennäköisesti hajoaa. Tästä johtuen laitteessa on

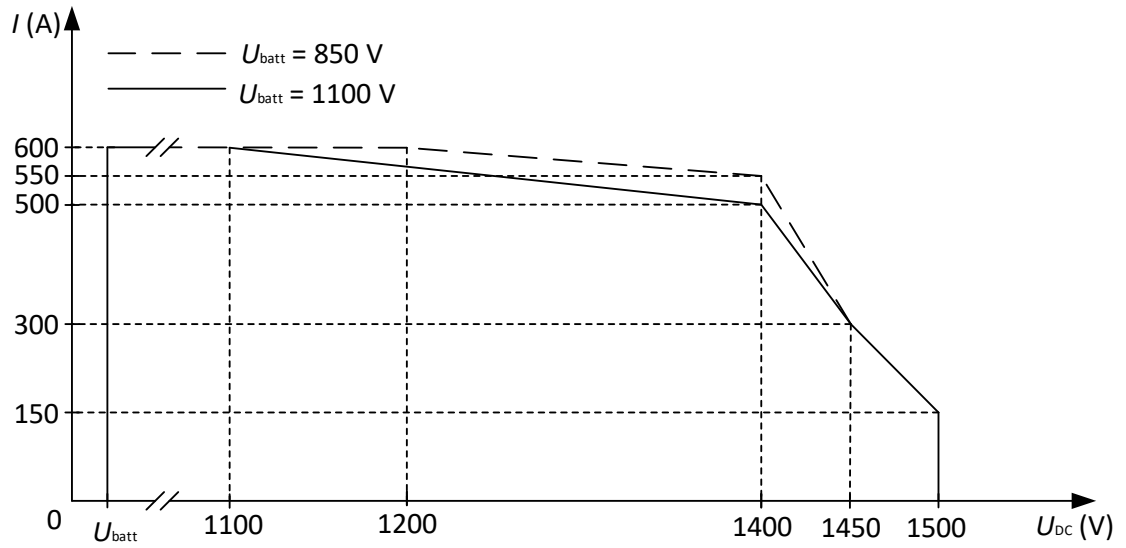
oikosulkusuojaus, joka toimii kollektori-emitteri-saturaatiojännitettä tarkkailemalla. Tällöin vika havaitaan nopeasti. Oikosulkusuojaus toimii vasta niin suurella virralla, että kovaa sammutusta ei voida käyttää suurien jännitepiikkien vuoksi. Pehmeällä sammutuksella virta ehtii kuitenkin suurilla jännitteillä nousta sammutuksen aikana niin suureksi, että silloinkin kollektorijännitteet nousevat liian suuriksi. Moduulin ja suodatinkuristimien välissä tapahtuva vika on kuitenkin erittäin epätodennäköinen.

Nykyaikaisilla IGBT:illä on positiivinen lämpötilakerroin eli niiden resistanssi kasvaa lämpötilan kasvaessa. Haaran, jolla on pienin resistanssi, läpi kulkee suurin virta, jolloin se lämpenee enemmän kuin muut haarat. Lämpötilan noustessa haaran resistanssi kasvaa, enemmän kuin muilla haaroilla, jolloin virran jakautuminen tasoittuu. Pulssitestillä ei saada moduulissa aikaan yhtä suuria häviöitä kuin normaalikäytössä. Tästä johtuen IGBT:n positiivisen lämpötilakertoimen vaikutus ei näy tuloksissa. Pulssitestissä näkyvä epäsymmetria moduulien tai moduulin haarojen välillä tasoittuu oikeassa käytössä. [22]

Toinen virtojen ja jännitepiikkien epäsymmetrisyyteen vaikuttava tekijä on virtareittien symmetrisyys. Muokattaessa kondensaattorikytkentää kestämään 1500 V jännite eri haarojen virtareiteistä tuli epäsymmetrisiä. Tämä voi myös aiheuttaa virran jakautumista epäsymmetrisesti, mikä näkyy haarojen välisinä eroina jännitepiikkien suuruudessa.

Näiden ominaisuuksien perusteella voidaan päätellä, että vaikka testituloksissa jännitepiikeissä on suurehkojakin eroja haarojen välillä, normaalissa käytössä erot tasoittuvat. Jos valmiiseen laitteeseen asennetaan kondensaattorit, joilla on suurempi jännitekesto, saadaan kondensaattorikytkennästä symmetrinen, mikä johtaa myös symmetrisempiin virtareitteihin. Ajettaessa virtaa laitteen läpi, IGBT:t lämpenevät, jolloin haarojen väliset virtaerot ja näin ollen myös jännitepiikkien erot tasoittuvat.

Häviömitoituksen ja pulssitestin perusteella voidaan määrittää laitteelle turvallinen toiminta-alue, joka on esitetty kuvassa 6.14. Häviöihin ja niiden aiheuttamaan lämpenemään vaikuttavat sekä DC-jännite että akkujännite. Tästä johtuen turvallinen toiminta-alue määritettiin DC-jännitteen funktiona kahdella eri akkujännitteellä.



Kuva 6.14. Turvallinen toiminta-alue

Kuten kuvassa 6.14 esitetystä kuvaajasta voidaan todeta, laitetta pystytään käyttämään 1500 V jännitteeseen asti, mutta suurimmilla jännitteillä virtaa joudutaan rajoittamaan merkittävästi. Normaalitylanteessa jännite ei kuitenkaan nouse niin korkeaksi, joten suurilla jännitteillä ei tarvitsekaan pystyä yhtä suuriin virtoihin. Alle 1400 V jännitteillä rajoittavana tekijänä ovat häviöt. Näiden määritysten perusteella tutkittua laitetta pystytään käyttämään 1500 V järjestelmässä työssä esitettyjen toiminta-alueiden rajoissa.

7. YHTEENVETO

Työssä tutkittiin kolmivaiheisen kaksitasoisen IGBT-sillan soveltuvuutta DC/DC-muuntimeksi 1500 V aurinkosähkö-akkuvarasto-järjestelmään. Työssä selvitettiin akustojen ja aurinkosähköjärjestelmien laitteelle aiheuttamia vaatimuksia ja rajoitteita. Laitteelle mitoitettiin kuristimet määritettyjen virtarippelirajojen perusteella sekä kapasitanssitarve jänniterippelin perusteella. Komponenttien riittävyttä tutkittiin myös simuloinneilla, joiden avulla selvitettiin kuristinmitoituksen riittävyys ja kondensaattoreiden virtarippelin keston riittävyys. 1700 V IGBT:illä toteutetulle laitteelle laskettiin häviöiden aiheuttamat rajoitukset ja tehtiin pulssitesti jännitepiikkien aiheuttamien rajoitusten määrittämiseksi. Testissä tutkittiin IGBT:n sammutushetken jännitepiikkejä eri virroilla ja jännitteillä silmäläpikäytönä normaalia käyttöä ja vikatilanteita. Testillä selvitettiin myös muiden komponenttien jännitekestävyys.

Työssä tutkittiin pääasiassa tilannetta, jossa akkujännite on matalampi kuin invertterin jännite ja esitetty hakkuria käytettäväksi sen mukaisesti. Toiminta-alueen rajoina käytettiin DC-jännitteelle 850 V ja 1300 V ja akkujännitteelle 630 V ja 1100 V. Suurijännitteisiä akkuja käytettäessä laite voidaan kuitenkin kytkeä toisinpäin, jolloin pätevät samat mitoitukset ja rajoitukset. Myös tilanteeseen, jolloin kumpi vain jännite voi olla suurempi, esitettiin vaihtoehtoisia ratkaisuja toteutettuna yhdellä ja kahdella DC/DC-muuntimella.

Työssä selvisi, että akkuenergiavarastojen asettamista rajoitteista on melko vähän tutkimustietoa. Akkukytken kapasitanssitarpeeseen vaikuttaa suuresti käytettävän akuston ominaisuudet, joten sitä ei pystytä suoraan mitoittamaan. Saatavilla olevan tiedon perusteella pystyttiin kuitenkin määrittämään hakkurille virtarippelin raja, jonka perusteella mitoitettiin suodatinkuristimien induktanssiksi 560 μ H. Jännitekeston kasvattamista varten laitteeseen esitetty esimerkki DC-kondensaattorikytkennästä, jonka kapasitanssi oli 2,25 mF, todettiin riittäväksi invertterikytkennän puolella.

Häviömitoituksen ja pulssitestin perusteella laitteelle määritettiin turvallinen toiminta-alue. Määritys tehtiin kahdella eri akkujännitteellä, koska häviöihin vaikuttavat sekä DC-jännite että akkujännite. Laitetta voidaan siis käyttää 1500 V jännitteeseen asti, mutta suurimmilla jännitteillä virtaa joudutaan rajoittamaan merkittävästi jännitepiikeistä johtuen. Suurimmilla jännitteillä ei kuitenkaan ole tarkoituskaan ajaa suuria virtoja, koska normaalitilanteessa jännite ei nouse niin korkeaksi. Alle 1400 V jännitteillä rajoittavana tekijänä ovat häviöt. Vikatilanteista testauksessa määritettiin, että jos vika ei tapahdu tehomodulin ja suodatinkuristimien välissä, se pystytään katkaisemaan ylivirtasuojauksella käyttäen pehmeää sammutusta. Näiden määritysten perusteella tutkittua laitetta pystytään käyttämään 1500 V järjestelmässä työssä esitettyjen toiminta-alueiden rajoissa.

Laitteen lopullisen soveltuvuuden selvittämiseksi sitä tulisi testata oikeassa käytössä. Laskennallisesti tehty häviömitoitus ei välttämättä ota huomioon kaikkia lämpenemiseen vaikuttavia tekijöitä. Tästä johtuen lopullisen turvallisen toiminta-alueen määrittämiseksi pitäisi laitteen lämpenemistä tutkia käytännössä. Myös todellisen virta- ja jänniterippelin selvittämiseksi pitäisi laitetta testata oikeassa käytössä ja parhaiden tulosten saavuttamiseksi oikeaan akustoon kytkettynä.

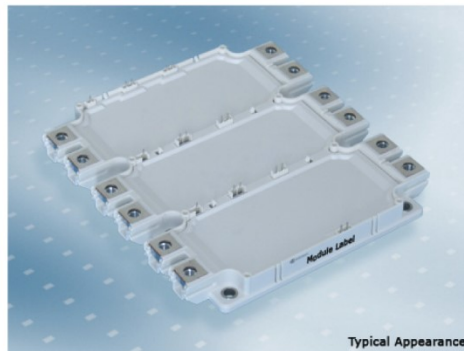
LÄHTEET

- [1] H. Ritchie, M. Roser, 2018, Energy Production & Changing Energy Sources, Saatavissa: <https://ourworldindata.org/energy-production-and-changing-energy-sources>
- [2] H. Ritchie, M. Roser, CO₂ and other Greenhouse Gas Emissions, 2018, Saatavissa: <https://ourworldindata.org/co2-and-other-greenhouse-gas-emissions>
- [3] H. Ritchie, M. Roser, Renewables, 2018, Saatavissa: <https://ourworldindata.org/renewables>
- [4] H. Ritchie, M. Roser, Fossil Fuels, 2018, Saatavissa: <https://ourworldindata.org/fossil-fuels>
- [5] B. Sørensen, Solar Energy Storage, 2015, Saatavissa: <https://app.knovel.com/hot-link/toc/id:kpSES00002/solar-energy-storage/solar-energy-storage>
- [6] G.N. Tiwari, A. Tiwari, Shyam, Handbook of Solar Energy: Theory, Analysis and Applications, 2016, Saatavissa: <https://link.springer.com/book/10.1007%2F978-981-10-0807-8>
- [7] H. Häberlin, Photovoltaics System Design and Practice : System Design and Practice, John Wiley & Sons, Incorporated, 2012
- [8] A. Goetzberger, V.U. Hoffmann, Photovoltaic Solar Energy Generation, Springer, Saksa, 2016
- [9] P. Zacharias, Use of Electronic-Based Power Conversion for Distributed and Renewable Energy Sources, Second Edition, Germany, 2009
- [10] T. Geyer, Model predictive control of high power converters and industrial drives, John Wiley & Sons, Ltd, United Kingdom, 2017
- [11] PVS980 central inverters hardware manual, ABB Oy, 2017
- [12] S. Ameta, R. Ameta, Solar Energy Conversion and Storage: Photochemical Modes, 2015, Boca Raton, Florida, Yhdysvallat, Saatavissa: <https://www-taylor-francis-com.libproxy.tut.fi/books/9781482246315>
- [13] W. B. Stine, M. Geyer, Power From The Sun, 2001, Saatavissa: <http://www.powerfromthesun.net/book.html>

- [14] V. Rudolf, K. D. Papastergiou, Financial analysis of utility scale photovoltaic plants with battery energy storage, Ruotsi, 2013, Saatavissa: <https://www-sciencedirect-com.libproxy.tut.fi/science/article/pii/S0301421513008185>
- [15] D. Linden, T. B. Reddy, Linden's Handbook of Batteries, Fourth Edition, McGraw-Hill's Access Engineering, 2011
- [16] M. Jung, Optimized design of DC-DC converter LC output filter for EV battery charging applications in terms of defined battery current and voltage ripple as well as overall system efficiency, 2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe), Karlsruhe, Saksa, 2016, Saatavissa: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7695419/>
- [17] M. Jung, G. Lempidis, D. Hölsch and J. Steffen, Control and optimization strategies for interleaved dc-dc converters for EV battery charging applications, 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Montreal, Kanada, 2015, Saatavissa: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7310504/>
- [18] K. Uddin, A. D. Moore, A. Barai, J. Marco, The effects of high frequency current ripple on electric vehicle battery performance, 2016, Saatavissa: <https://www-sciencedirect-com.libproxy.tut.fi/science/article/pii/S030626191630808X>
- [19] M. Uno and K. Tanaka, Influence of High-Frequency Charge–Discharge Cycling Induced by Cell Voltage Equalizers on the Life Performance of Lithium-Ion Cells, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 60, 2011 Saatavissa: <http://ieeexplore.ieee.org.libproxy.tut.fi/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5730509&isnumber=5765536>
- [20] S. Essakiappan, M. Manjrekar, J. Enslin, J. Ramos-Ruiz, P. Enjeti, P. Garg, A utility scale battery energy storage system for intermittency mitigation in multi-level medium voltage photovoltaic system, 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Montreal, QC, 2015, Saatavissa: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7309669&isnumber=7309651>
- [21] N. Mohan, T. Undeland, W. Robbins, Power Electronics - Converters, Applications, and Design (3rd Edition), John Wiley & Sons, (2003), Saatavissa: <https://app.knovel.com/hotlink/pdf/id:kt008C5KZ2/power-electronics-converters/control-dc-dc-converters>
- [22] A. Volke, M. Hornkamp, IGBT Modules: Technologies, Driver and Application, Infineon Technologies AG, Munich, 2011

- [23] T. Salmia, Taajuusmuuttajaan liitettävän superkondensaattorienergiavaraston tehonsiirron mitoitus, diplomityö, Aalto-yliopisto, 2010
- [24] S. Kim, S. Sul, Control of Rubber Tyred Gantry Crane With Energy Storage Based on Supercapacitor Bank, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 21, no. 5, 2006. Saatavilla: <http://ieeexplore.ieee.org.lib-proxy.tut.fi/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1687992&isnumber=35610>
- [25] S. Linder, Power Semiconductors, Taylor and Francis Group, LLC, 2006
- [26] D. Graovac, M. Pürschel, IGBT Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters, Application Note, Infineon Technologies AG, 2009, Saatavissa: <https://www.element14.com/community/servlet/JiveServlet/download/20553-1-3493/IGBT%20Power%20Losses%20Calculation%20using%20the%20Data%20Sheet%20Parameters.pdf>
- [27] Epcos AG, Aluminum Electrolytic Capacitors, General technical information, 2016, Saatavissa: <https://jp.tdk-electronics.tdk.com/download/537898/5f33d2619fa73419e2a4af562122e90c/pdf-generaltechnicalinformation.pdf>
- [28] Epcos AG, Aluminum Electrolytic Capacitors, Capacitors with screw terminals, B43700, B43720, datalehti, 2018, Saatavissa: https://en.tdk-electronics.tdk.com/inf/20/30/db/aec/B43700_B43720.pdf
- [29] Infineon Technologies AG, AN2007-04, How to calculate and minimize the dead time requirement for IGBTs properly, V1.0, 2007, Saatavissa: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-AN2007_04_Deadtime_calculation_for_IGBT_modules-AN-v01_00-EN.pdf?fileId=db3a30431a5c32f2011a5daefc41005b

LIITE A: IGBT:N DATALEHTI



Typische Anwendungen

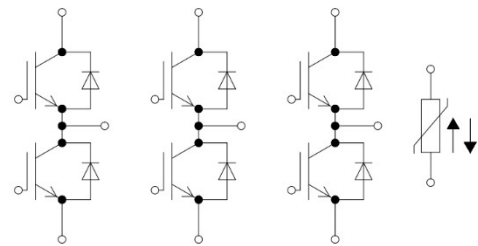
- Hilfsumrichter
- Hochleistungsumrichter
- Motorantriebe
- Windgeneratoren

Elektrische Eigenschaften

- Hohe Kurzschlussrobustheit
- Hohe Stoßstromfestigkeit
- Sehr große Robustheit
- $T_{vj\ op} = 150^{\circ}\text{C}$
- Trench IGBT 4

Mechanische Eigenschaften

- Hohe mechanische Robustheit
- Integrierter NTC Temperatur Sensor
- Isolierte Bodenplatte
- PressFIT Verbindungstechnik
- RoHS konform
- Thermisches Interface Material bereits aufgetragen



$V_{CES} = 1700\text{V}$
 $I_{C\ nom} = 500\text{A} / I_{CRM} = 1000\text{A}$

Typical Applications

- Auxiliary inverters
- High power converters
- Motor drives
- Wind turbines

Electrical Features

- High short-circuit capability
- High surge current capability
- Unbeatable robustness
- $T_{vj\ op} = 150^{\circ}\text{C}$
- Trench IGBT 4

Mechanical Features

- High mechanical robustness
- Integrated NTC temperature sensor
- Isolated base plate
- PressFIT contact technology
- RoHS compliant
- Pre-applied Thermal Interface Material

IGBT, Wechselrichter / IGBT, Inverter**Höchstzulässige Werte / Maximum Rated Values**

Kollektor-Emitter-Sperrspannung Collector-emitter voltage	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$	V_{CES}	1700	V
Kollektor-Dauergleichstrom Continuous DC collector current	$T_H = 50^{\circ}\text{C}, T_{vj\text{ max}} = 175^{\circ}\text{C}$	$I_{C\text{ nom}}$	500	A
Periodischer Kollektor-Spitzenstrom Repetitive peak collector current	$t_p = 1\text{ ms}$	I_{CRM}	1000	A
Gate-Emitter-Spitzenspannung Gate-emitter peak voltage		V_{GES}	+/-20	V

Charakteristische Werte / Characteristic Values

			min.	typ.	max.		
Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung Collector-emitter saturation voltage	$I_C = 500\text{ A}, V_{GE} = 15\text{ V}$ $I_C = 500\text{ A}, V_{GE} = 15\text{ V}$ $I_C = 500\text{ A}, V_{GE} = 15\text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	$V_{CE\text{ sat}}$	1,95 2,35 2,45	2,30	V V V	
Gate-Schwellenspannung Gate threshold voltage	$I_C = 20,0\text{ mA}, V_{CE} = V_{GE}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$		$V_{GE\text{ th}}$	5,20	5,80	6,40	V
Gateladung Gate charge	$V_{GE} = -15\text{ V} \dots +15\text{ V}$		Q_G	5,10			μC
Interner Gatewiderstand Internal gate resistor	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$		$R_{G\text{ int}}$	1,5			Ω
Eingangskapazität Input capacitance	$f = 1\text{ MHz}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}, V_{CE} = 25\text{ V}, V_{GE} = 0\text{ V}$		C_{ies}	40,0			nF
Rückwirkungskapazität Reverse transfer capacitance	$f = 1\text{ MHz}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}, V_{CE} = 25\text{ V}, V_{GE} = 0\text{ V}$		C_{res}	1,30			nF
Kollektor-Emitter-Reststrom Collector-emitter cut-off current	$V_{CE} = 1700\text{ V}, V_{GE} = 0\text{ V}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$		I_{CES}			3,0	mA
Gate-Emitter-Reststrom Gate-emitter leakage current	$V_{CE} = 0\text{ V}, V_{GE} = 20\text{ V}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$		I_{GES}			400	nA
Einschaltverzögerungszeit, induktive Last Turn-on delay time, inductive load	$I_C = 500\text{ A}, V_{CE} = 900\text{ V}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{G\text{ on}} = 1,8\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	$t_{d\text{ on}}$	0,19 0,23 0,24			μs μs μs
Anstiegszeit, induktive Last Rise time, inductive load	$I_C = 500\text{ A}, V_{CE} = 900\text{ V}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{G\text{ on}} = 1,8\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	t_r	0,08 0,08 0,09			μs μs μs
Abschaltverzögerungszeit, induktive Last Turn-off delay time, inductive load	$I_C = 500\text{ A}, V_{CE} = 900\text{ V}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{G\text{ off}} = 1,8\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	$t_{d\text{ off}}$	0,70 0,85 0,90			μs μs μs
Fallzeit, induktive Last Fall time, inductive load	$I_C = 500\text{ A}, V_{CE} = 900\text{ V}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{G\text{ off}} = 1,8\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	t_f	0,11 0,16 0,18			μs μs μs
Einschaltverlustenergie pro Puls Turn-on energy loss per pulse	$I_C = 500\text{ A}, V_{CE} = 900\text{ V}, L_S = 35\text{ nH}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}, di/dt = 6200\text{ A}/\mu\text{s}$ ($T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$) $R_{G\text{ on}} = 1,8\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	E_{on}	125 165 175			mJ mJ mJ
Abschaltverlustenergie pro Puls Turn-off energy loss per pulse	$I_C = 500\text{ A}, V_{CE} = 900\text{ V}, L_S = 35\text{ nH}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}, du/dt = 3100\text{ V}/\mu\text{s}$ ($T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$) $R_{G\text{ off}} = 1,8\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	E_{off}	94,0 155 175			mJ mJ mJ
Kurzschlußverhalten SC data	$V_{GE} \leq 15\text{ V}, V_{CC} = 1000\text{ V}$ $V_{CE\text{ max}} = V_{CES} - L_{SCE} \cdot di/dt$ $t_p \leq 10\ \mu\text{s}, T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$		I_{SC}	2100			A
Wärmewiderstand, Chip bis Kühlkörper Thermal resistance, junction to heatsink	pro IGBT / per IGBT valid with IFX pre-applied thermal interface material		$R_{th\text{ JH}}$			0,0852	K/W
Temperatur im Schaltbetrieb Temperature under switching conditions			$T_{vj\text{ op}}$	-40		150	$^{\circ}\text{C}$

Diode, Wechselrichter / Diode, Inverter Höchstzulässige Werte / Maximum Rated Values

Periodische Spitzensperrspannung Repetitive peak reverse voltage	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$	V_{RRM}	1700	V
Dauergleichstrom Continuous DC forward current		I_F	500	A
Periodischer Spitzenstrom Repetitive peak forward current	$t_p = 1 \text{ ms}$	I_{FRM}	1000	A
Grenzlastintegral I^2t - value	$V_R = 0 \text{ V}, t_p = 10 \text{ ms}, T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $V_R = 0 \text{ V}, t_p = 10 \text{ ms}, T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	I^2t	41000 37000	A^2s A^2s

Charakteristische Werte / Characteristic Values

			min.	typ.	max.	
Durchlassspannung Forward voltage	$I_F = 500 \text{ A}, V_{GE} = 0 \text{ V}$ $I_F = 500 \text{ A}, V_{GE} = 0 \text{ V}$ $I_F = 500 \text{ A}, V_{GE} = 0 \text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	V_F	1,70 1,75 1,80	2,05	V V V
Rückstromspitze Peak reverse recovery current	$I_F = 500 \text{ A}, -di_F/dt = 6200 \text{ A}/\mu\text{s} (T_{vj}=150^{\circ}\text{C})$ $V_R = 900 \text{ V}$ $V_{GE} = -15 \text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	I_{RM}	700 815 855		A A A
Sperrverzögerungsladung Recovered charge	$I_F = 500 \text{ A}, -di_F/dt = 6200 \text{ A}/\mu\text{s} (T_{vj}=150^{\circ}\text{C})$ $V_R = 900 \text{ V}$ $V_{GE} = -15 \text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	Q_r	145 240 265		μC μC μC
Abschaltenergie pro Puls Reverse recovery energy	$I_F = 500 \text{ A}, -di_F/dt = 6200 \text{ A}/\mu\text{s} (T_{vj}=150^{\circ}\text{C})$ $V_R = 900 \text{ V}$ $V_{GE} = -15 \text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	E_{rec}	82,0 150 170		mJ mJ mJ
Wärmewiderstand, Chip bis Kühlkörper Thermal resistance, junction to heatsink	pro Diode / per diode valid with IFX pre-applied thermal interface material		$R_{th,JH}$		0,119	K/W
Temperatur im Schaltbetrieb Temperature under switching conditions			$T_{vj,op}$	-40	150	$^{\circ}\text{C}$

NTC-Widerstand / NTC-Thermistor

Charakteristische Werte / Characteristic Values

			min.	typ.	max.	
Nennwiderstand Rated resistance	$T_{NTC} = 25^{\circ}\text{C}$		R_{25}	5,00		$\text{k}\Omega$
Abweichung von R100 Deviation of R100	$T_{NTC} = 100^{\circ}\text{C}, R_{100} = 493 \Omega$		$\Delta R/R$	-5	5	%
Verlustleistung Power dissipation	$T_{NTC} = 25^{\circ}\text{C}$		P_{25}		20,0	mW
B-Wert B-value	$R_2 = R_{25} \exp [B_{25/50}(1/T_2 - 1/(298,15 \text{ K}))]$		$B_{25/50}$	3375		K
B-Wert B-value	$R_2 = R_{25} \exp [B_{25/80}(1/T_2 - 1/(298,15 \text{ K}))]$		$B_{25/80}$	3411		K
B-Wert B-value	$R_2 = R_{25} \exp [B_{25/100}(1/T_2 - 1/(298,15 \text{ K}))]$		$B_{25/100}$	3433		K

Angaben gemäß gültiger Application Note.

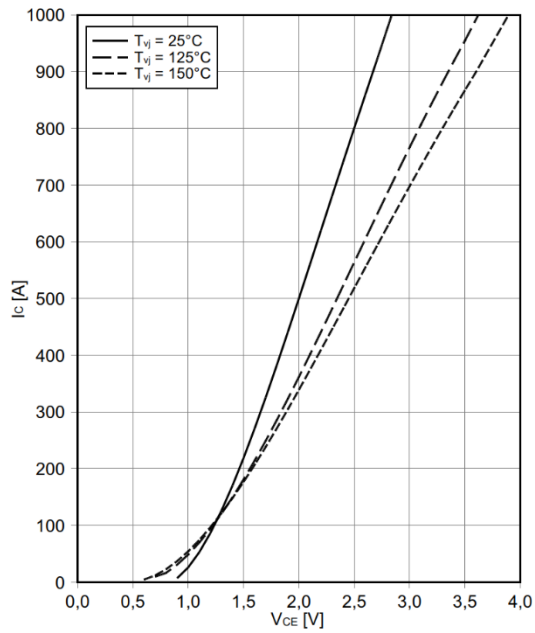
Specification according to the valid application note.

Modul / Module

Isolations-Prüfspannung Isolation test voltage	RMS, f = 50 Hz, t = 1 min.	V _{ISOL}	3,4		kV
Material Modulgrundplatte Material of module baseplate			Cu		
Innere Isolation Internal isolation	Basisisolierung (Schutzklasse 1, EN61140) basic insulation (class 1, IEC 61140)		Al ₂ O ₃		
Kriechstrecke Creepage distance	Kontakt - Kühlkörper / terminal to heatsink Kontakt - Kontakt / terminal to terminal		18,5 12,6		mm
Luftstrecke Clearance	Kontakt - Kühlkörper / terminal to heatsink Kontakt - Kontakt / terminal to terminal		16,0 10,0		mm
Vergleichszahl der Kriechwegbildung Comperative tracking index		CTI	> 200		
			min.	typ.	max.
Modulstreuintduktivität Stray inductance module		L _{SCE}		20	nH
Modulleitungswiderstand, Anschlüsse - Chip Module lead resistance, terminals - chip	T _H = 25°C, pro Schalter / per switch	R _{CC+EE}		1,10	mΩ
Lagertemperatur Storage temperature		T _{stg}	-40		125 °C
Höchstzulässige Bodenplattenbetriebstemperatur Maximum baseplate operation temperature		T _{BPmax}			125 °C
Anzugsdrehmoment f. Modulmontage Mounting torque for modul mounting	Schraube M5 - Montage gem. gültiger Applikationsschrift Screw M5 - Mounting according to valid application note	M	3,00		6,00 Nm
Anzugsdrehmoment f. elektr. Anschlüsse Terminal connection torque	Schraube M6 - Montage gem. gültiger Applikationsschrift Screw M6 - Mounting according to valid application note	M	3,0	-	6,0 Nm
Gewicht Weight		G		924	g

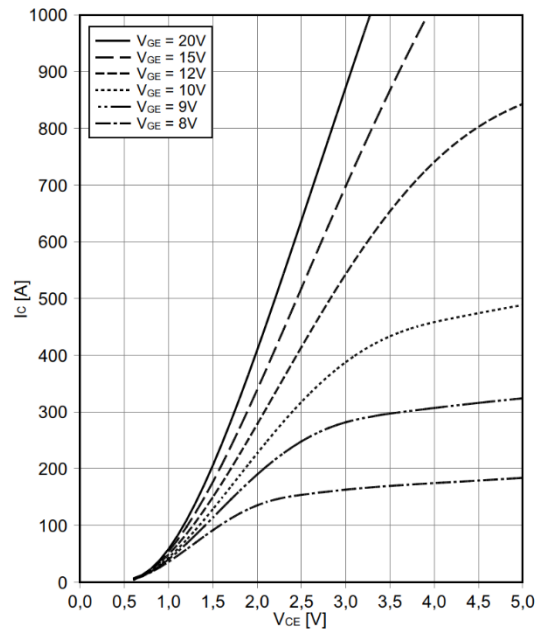
Ausgangskennlinie IGBT, Wechselrichter (typisch)
output characteristic IGBT, Inverter (typical)

$I_C = f(V_{CE})$
 $V_{GE} = 15\text{ V}$



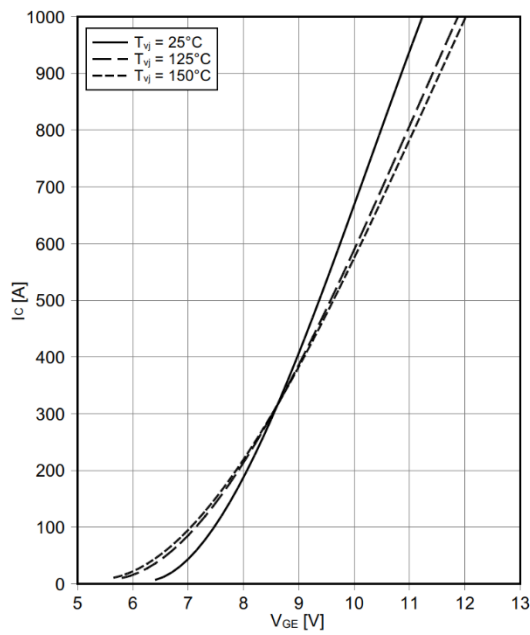
Ausgangskennlinienfeld IGBT, Wechselrichter (typisch)
output characteristic IGBT, Inverter (typical)

$I_C = f(V_{CE})$
 $T_{vj} = 150^\circ\text{C}$



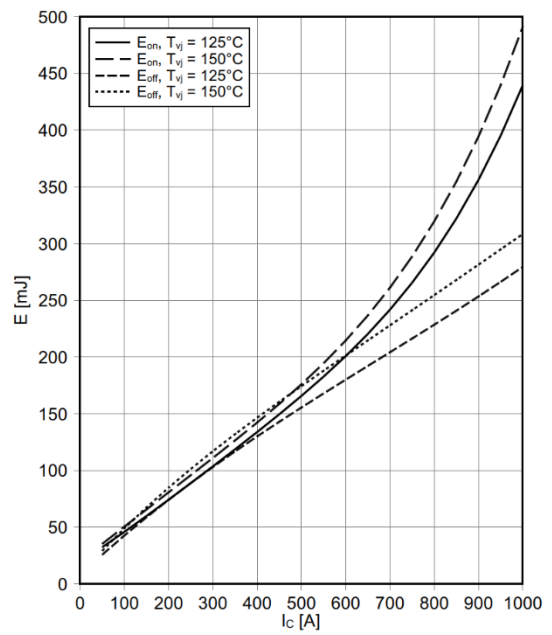
Übertragungscharakteristik IGBT, Wechselrichter (typisch)
transfer characteristic IGBT, Inverter (typical)

$I_C = f(V_{GE})$
 $V_{CE} = 20\text{ V}$

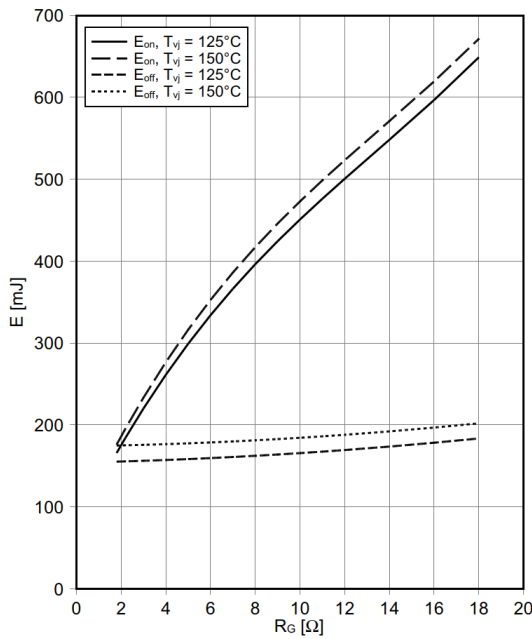


Schaltverluste IGBT, Wechselrichter (typisch)
switching losses IGBT, Inverter (typical)

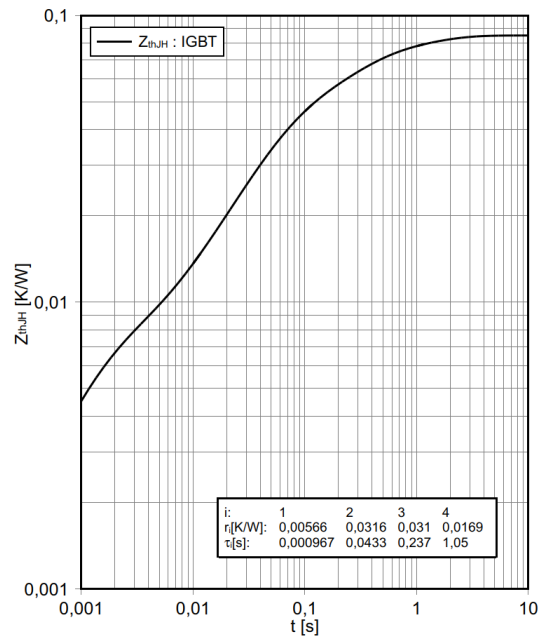
$E_{on} = f(I_C), E_{off} = f(I_C)$
 $V_{GE} = \pm 15\text{ V}, R_{Gon} = 1.8\ \Omega, R_{Goff} = 1.8\ \Omega, V_{CE} = 900\text{ V}$



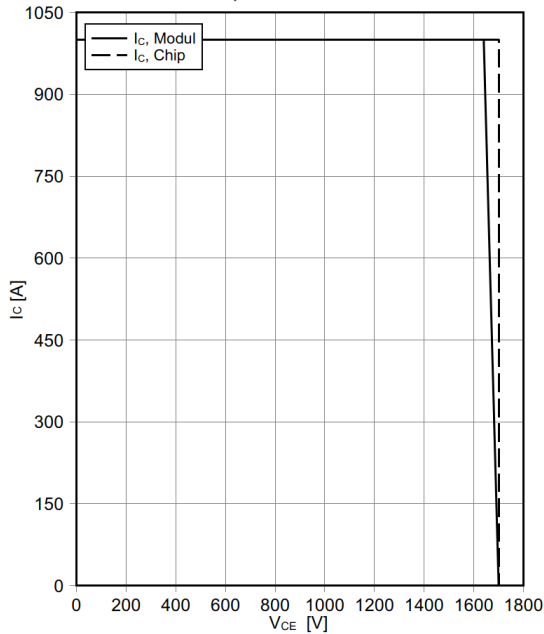
Schaltverluste IGBT, Wechselrichter (typisch)
switching losses IGBT, Inverter (typical)
 $E_{on} = f(R_G)$, $E_{off} = f(R_G)$
 $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$, $I_C = 500\text{ A}$, $V_{CE} = 900\text{ V}$



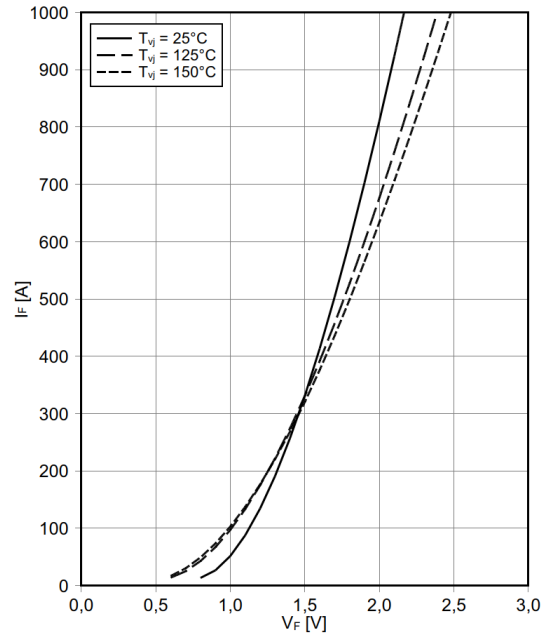
Transienter Wärmewiderstand IGBT, Wechselrichter
transient thermal impedance IGBT, Inverter
 $Z_{thJH} = f(t)$



Sicherer Rückwärts-Arbeitsbereich IGBT, Wechselrichter (RBSOA)
reverse bias safe operating area IGBT, Inverter (RBSOA)
 $I_C = f(V_{CE})$
 $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$, $R_{Goff} = 1.8\ \Omega$, $T_{vj} = 150^\circ\text{C}$

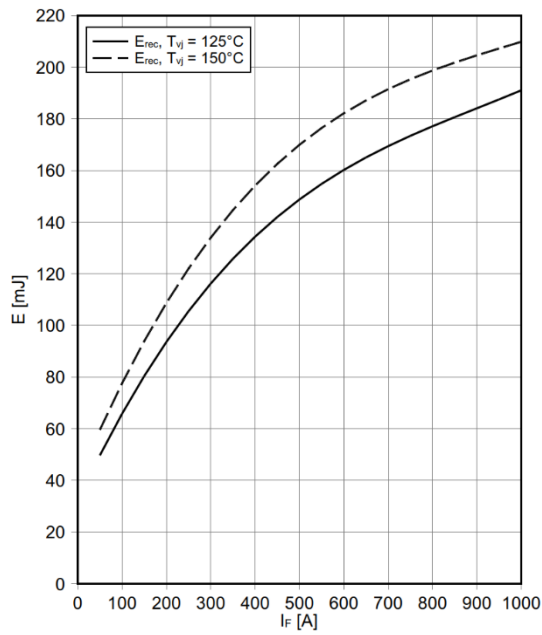


Durchlasskennlinie der Diode, Wechselrichter (typisch)
forward characteristic of Diode, Inverter (typical)
 $I_F = f(V_F)$



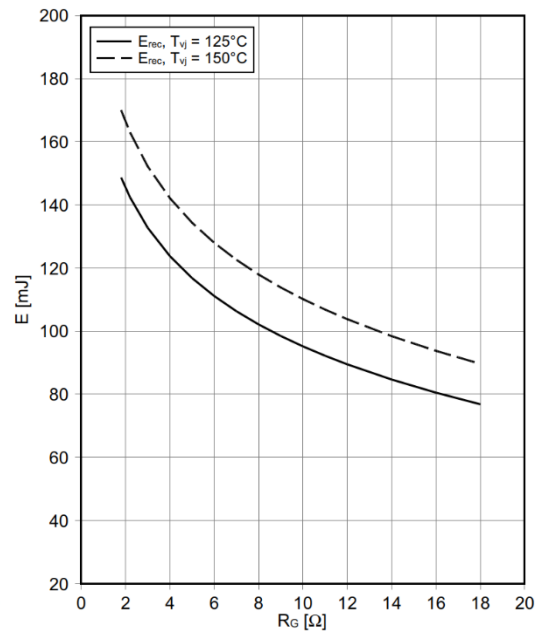
Schaltverluste Diode, Wechselrichter (typisch)
switching losses Diode, Inverter (typical)

$E_{rec} = f(I_F)$
 $R_{Gon} = 1.8 \Omega, V_{CE} = 900 V$



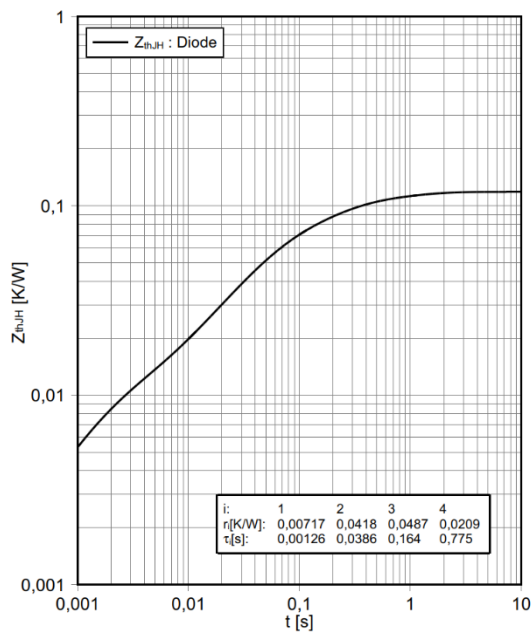
Schaltverluste Diode, Wechselrichter (typisch)
switching losses Diode, Inverter (typical)

$E_{rec} = f(R_G)$
 $I_F = 500 A, V_{CE} = 900 V$



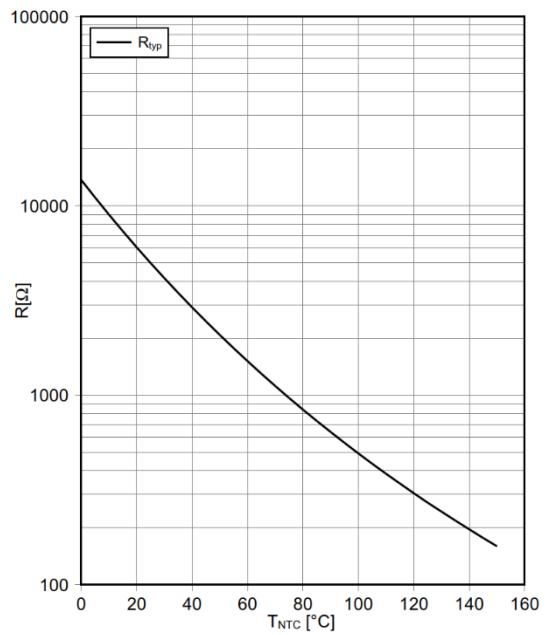
Transienter Wärmewiderstand Diode, Wechselrichter
transient thermal impedance Diode, Inverter

$Z_{th,jh} = f(t)$



NTC-Widerstand-Temperaturkennlinie (typisch)
NTC-Thermistor-temperature characteristic (typical)

$R = f(T)$

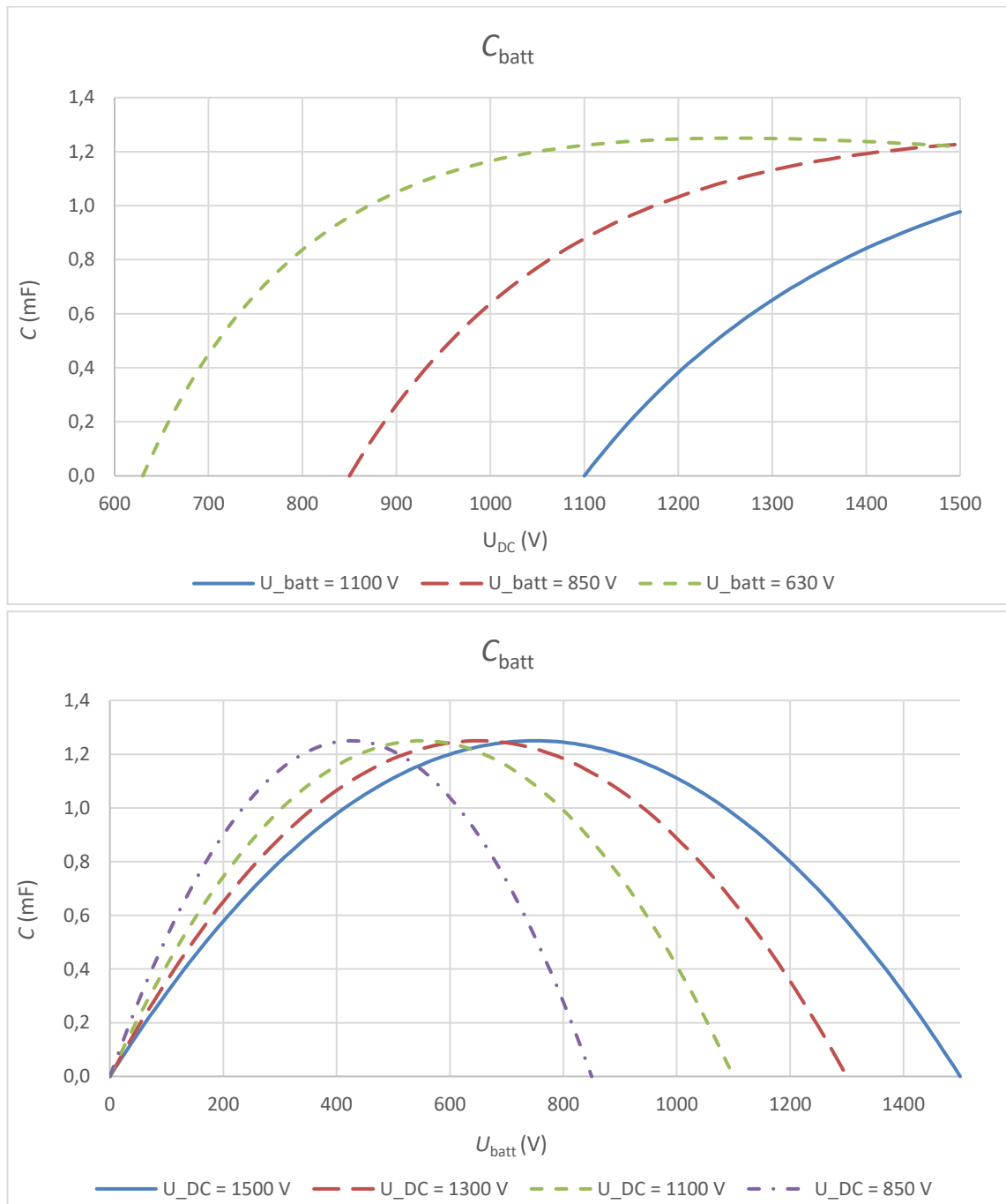


LIITE B: KONDENSAATTORIN DATALEHTI

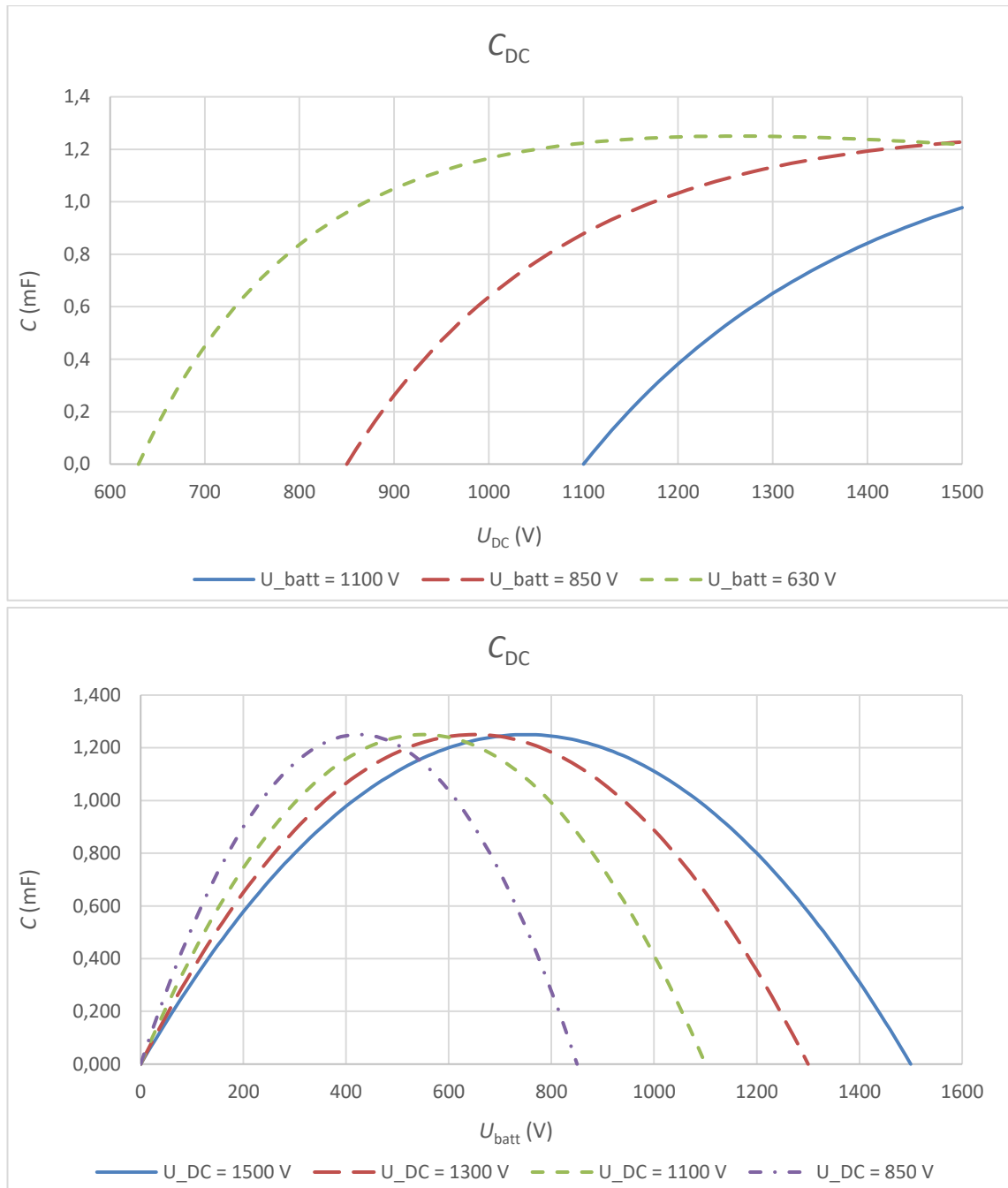
Technical data

Rated capacitance	C_R	100 Hz, 20 °C	4500 μ F	
Capacitance tolerance			-10 / +30%	
Rated voltage	V_R		400 V	
Surge voltage	V_S		440 V	
Operating temperature range			-25 / +85 °C	
Maximum leakage current	I_{leak}	5 min, 20 °C	7.2 mA	
Typical ESR	ESR_{typ}	100 Hz, 20 °C	23 m Ω	
Maximum ESR	ESR_{max}	100 Hz, 20 °C	34 m Ω	
Typical ESR	ESR_{typ}	300 Hz, 70 °C	5.9 m Ω	
Maximum ESR	ESR_{max}	300 Hz, 70 °C	8.3 m Ω	
Typical ESR	ESR_{typ}	3 kHz, 70 °C	4.5 m Ω	
Maximum ESR	ESR_{max}	3 kHz, 70 °C	6.3 m Ω	
Maximum impedance	Z_{max}	10 kHz, 20 °C	29 m Ω	
Rated ripple current	$I_{AC,R}$	100 Hz, 85 °C	14.9 A	
Rated ripple current	$I_{AC,R(B)}$	100 Hz, 85 °C	30.6 A	for base cooling
Maximum ripple current	$I_{AC,max(B)}$	100 Hz, 40 °C	82.3 A	for base cooling
Voltage endurance test		85 °C, V_R	2000 h	After test: $ \Delta C/C \leq 10\%$ of initial value ESR ≤ 1.3 x initial spec. limit $I_{leak} \leq$ initial spec. limit
Useful life		85 °C, V_R , $I_{AC,R}$	15000 h	After test: $ \Delta C/C \leq 30\%$ of initial value ESR ≤ 3 x initial spec. limit $I_{leak} \leq$ initial spec. limit
Other specifications	IEC 60384-4, CECC 30301-803, Data Book 2009, RoHS-compatible			

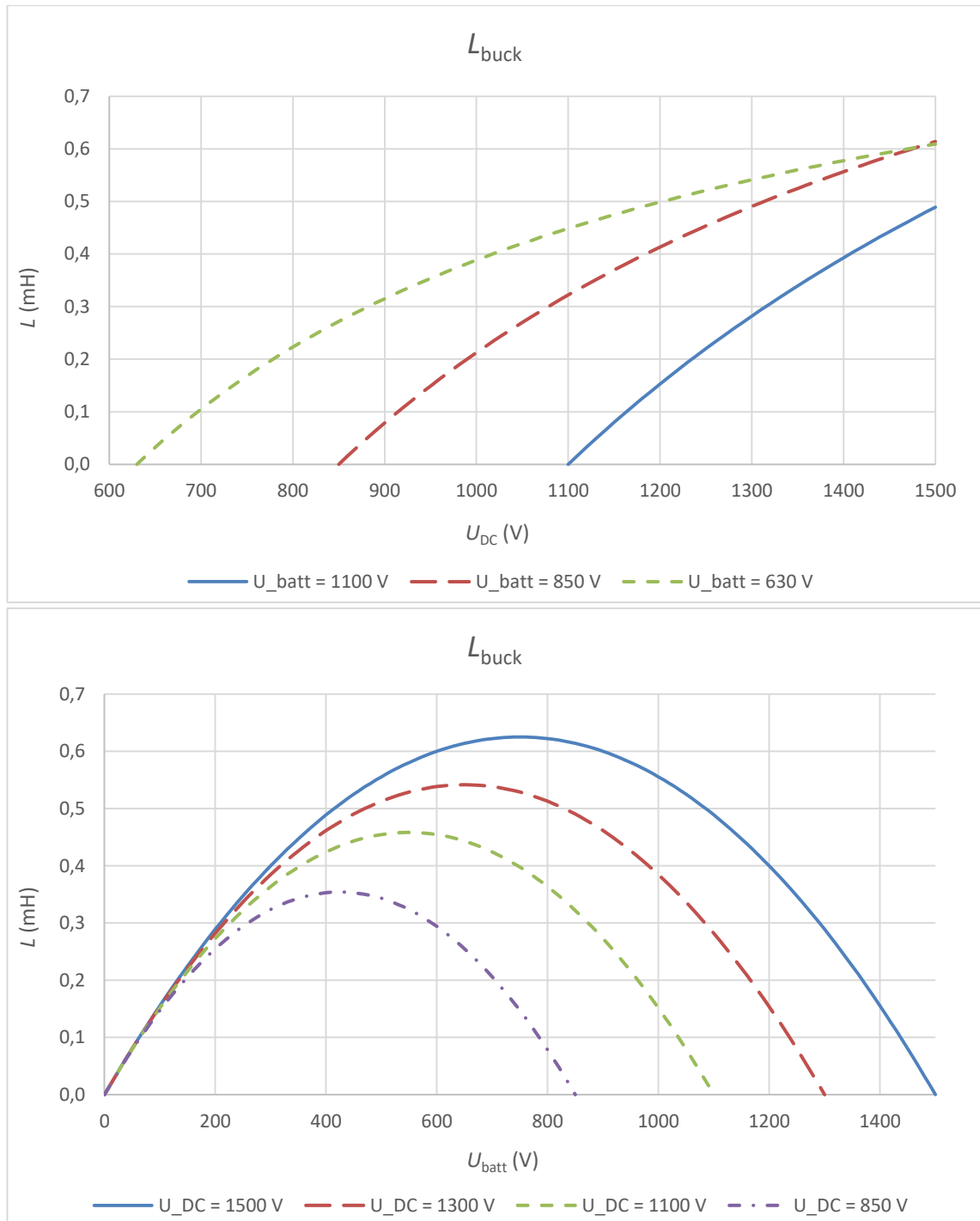
LIITE C: HAKKURIN MITOITUSKÄYRÄT



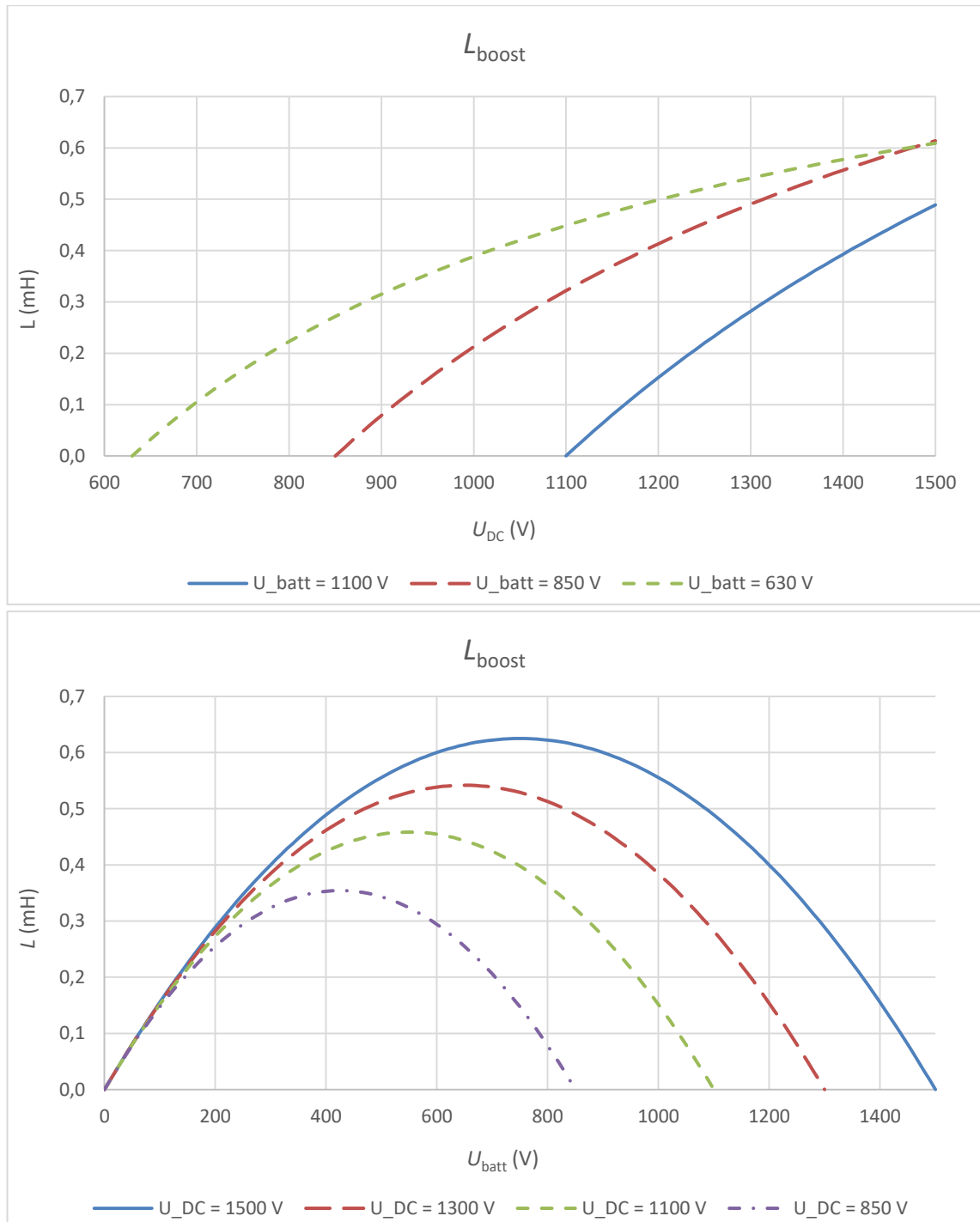
Kuva C.1. Jännitettä laskevan hakkurin kapasitanssitarve ulostulossa eli akun puolella



Kuva C.2. Jännitettä nostavan hakkurin kapasitanssitarve ulostulossa eli invertterin puolella



Kuva C.3. Jännitettä laskevan hakkurin induktanssitarve



Kuva C.4. Jännitettä nostavan hakkurin induktanssitarve

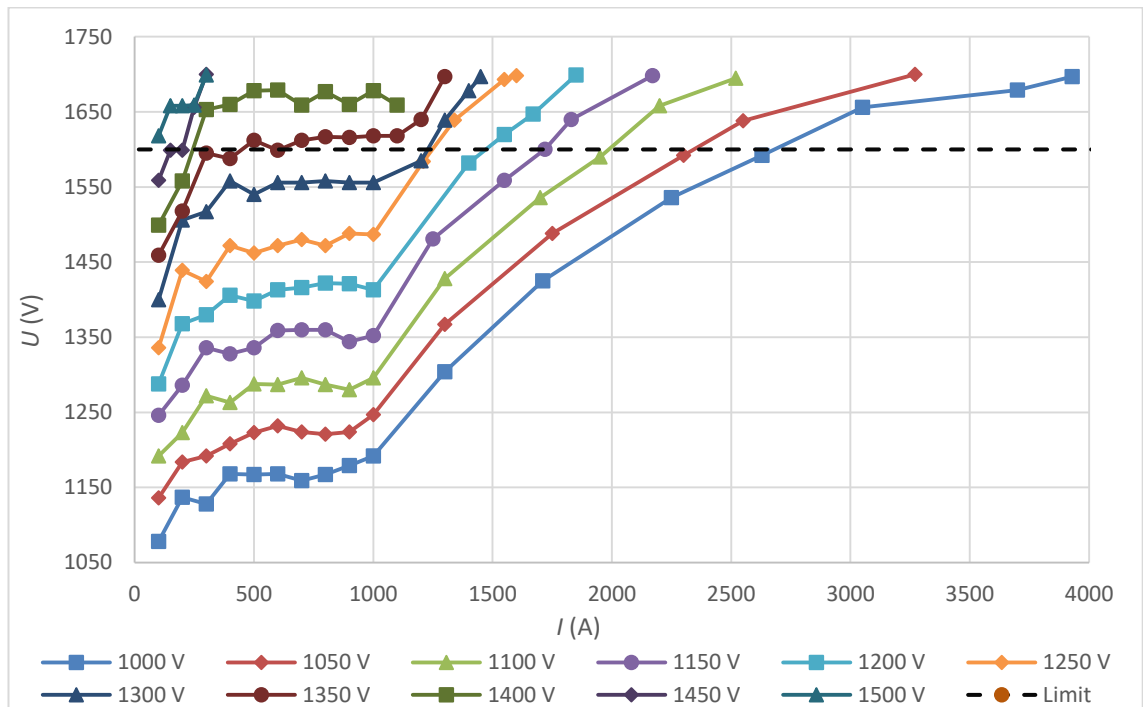
Taulukko C.1. Kuvaajien laskemisessa käytetyt arvot

$f_{\text{S,phase}}$ (kHz)	f_{S} (kHz)	I_{batt} (A)	$\Delta I_{\text{batt,pp}}$ (A)	$\Delta U_{\text{batt,pp}}$ (V)	$\Delta U_{\text{DC,pp}}$ (V)
4	12	600	50	10	10

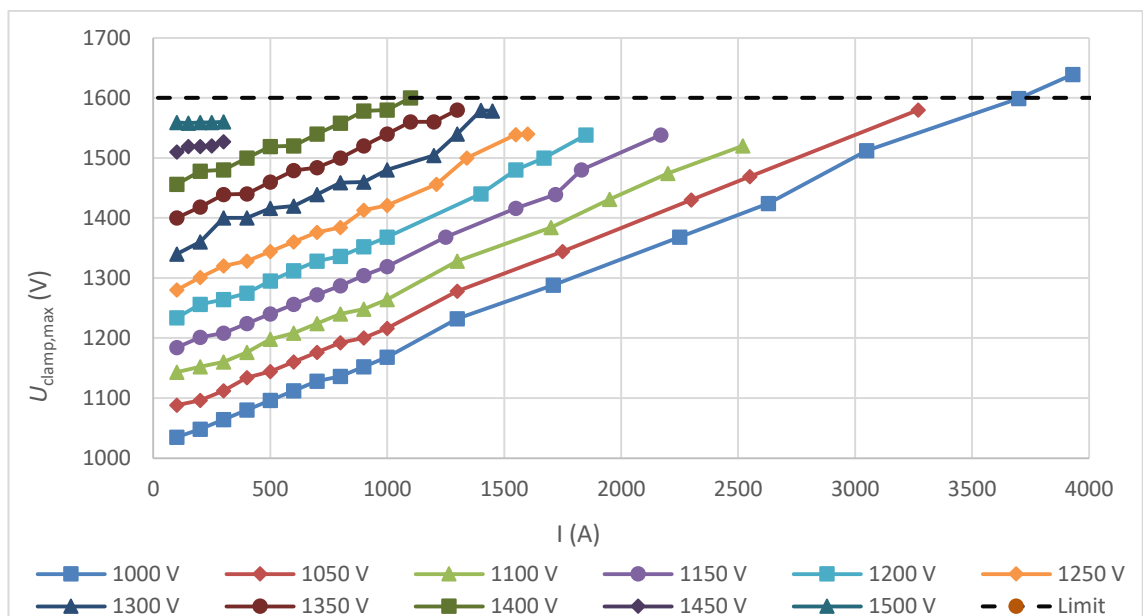
LIITE D: MITTALAITELUETTELO

Laite	Merkki ja malli	Kommentit
Oskilloskooppi	Yokogawa 4058	500 MHz, 8 kanavaa
Jännitemittari	Yokogawa 701926	50 MHz, differentiaali
Jännitemittari	Yokogawa 701926	50 MHz, differentiaali
Jännitemittari	Yokogawa 701926	50 MHz, differentiaali
Jännitemittari	Yokogawa 701926	50 MHz, differentiaali
Jännitemittari	Yokogawa 701926	50 MHz, differentiaali
Virtamittari	Rogowski	1200 A.
Virtamittari	Rogowski	1200 A.
Virtamittari	Rogowski	3000 A.
Virtamittari	Rogowski	3000 A.
Virtamittari	Rogowski	12 000 A.
Yleismittari	Fluke 87V	Lämpötilan tarkkailuun
Yleismittari	Amprobe HD160C	DC-jännitemittaus 1500 V

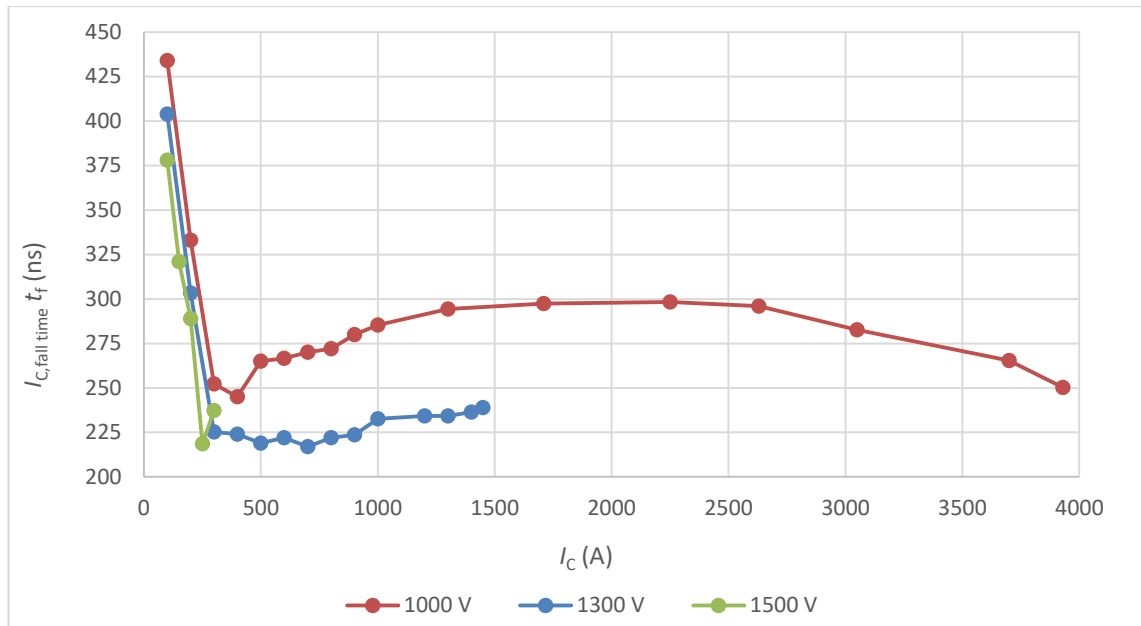
LIITE E: MITTAUSTULOKSIA



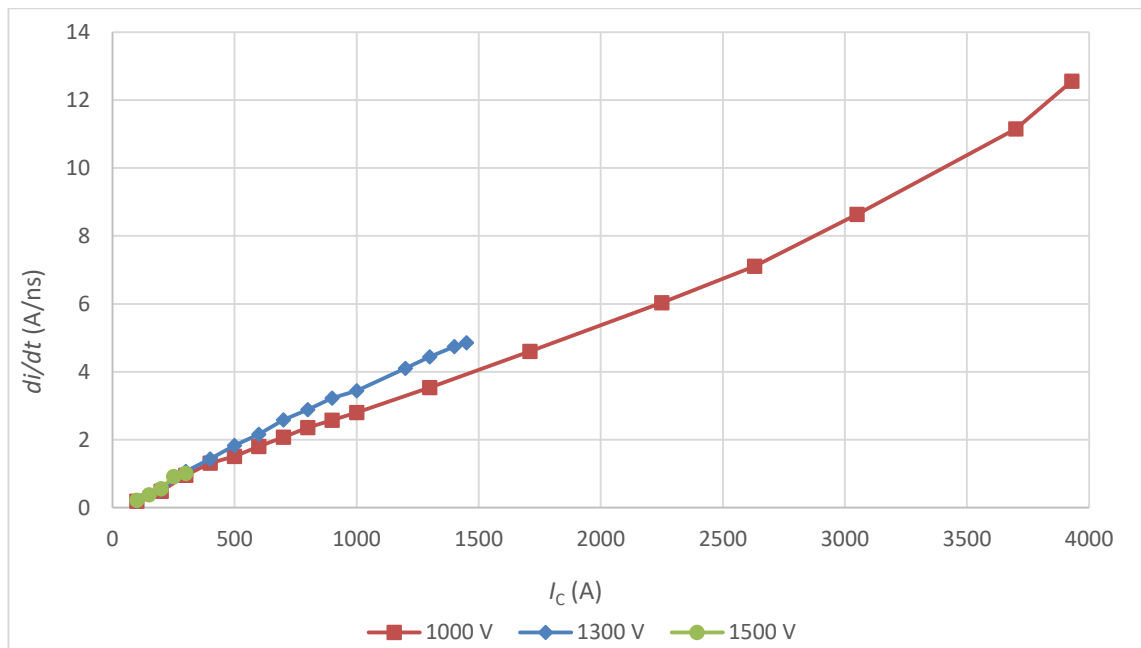
Kuva E.1. Kollektorijännitteen piikkien huippuarvot, $U_{CE,max}$, virran funktiona eri DC-jännitteillä



Kuva E.2. Vaimennuskondensaattorin jännitteen huippuarvot, $U_{clamp,max}$, virran funktiona eri DC-jännitteillä



Kuva E.3. Sammutushetken kollektorivirran laskuajat virran funktiona eri DC-jännitteillä



Kuva E.4. Kollektorivirran muutosnopeus sammutushetkellä virran funktiona eri DC-jännitteillä