

LAPPEENRANNAN TEKNILLINEN YLIOPISTO
Teknillinen tiedekunta
Sähkötekniikan koulutusohjelma

Tommi Kärkkäinen

**IGBT-SIMULAATIOMALLIEN SOVELTUVUUS LAITETASON
HYÖTYSUHDESIMULAATIOIHIN**

Työn tarkastajat: Professori Pertti Silventoinen
 DI Juho Tyster

TIIVISTELMÄ

Lappeenrannan teknillinen yliopisto
Teknillinen tiedekunta
Sähkötekniikan koulutusohjelma

Tommi Kärkkäinen

IGBT-simulaatiomallien soveltuvuus laitetason hyötysuhdesimulaatioihin

Diplomityö

2011

58 sivua, 24 kuvaa, 3 taulukkoa ja 1 liite

Tarkastajat: Professori Pertti Silventoinen
DI Juho Tyster

Hakusanat: hyötysuhde, tehohäviö, IGBT, simulaatio, tehohäviön mittaaminen
Keywords: efficiency, power loss, IGBT, simulatio, measurement of power loss

Tehoelektroniikkalaitteiden tehon kasvun myötä niiden hyötysuhteesta on tullut yksi niiden tärkeimmistä ominaisuuksista. Suurilla tehoilla prosentuaalisesti pienetkin tehohäviöt ovat merkittäviä ja aiheuttavat laitteen käyttäjälle ylimääräisiä energiakustannuksia ja tarvetta hukkalämmön poistolle. Näistä syistä asiakkaat vaativat hyvällä hyötysuhteella toimivia laitteita, joten laitevalmistajat pyrkivät tekemään niistä sellaisia.

Simulaatiomallit ovat arvokkaita työkaluja laitesuunnittelussa. Hyötysuhdeoptimoinnin kannalta tehohäviöt tulisi pystyä mallintamaan, jotta komponenttivalintojen, ohjaustapojen ja pääpiiritopologioiden vaikutusta hyötysuhteeseen voitaisiin arvioida.

Tässä työssä perehdytään eristehilabipolaaritransistorista (IGBT) tehtyihin simulaatiomalleihin ja arvioidaan niiden soveltuvuutta IGBT:ssä syntyvien tehohäviöiden mallintamiseen. Lisäksi verrataan mallia mittaukseen ja pohditaan, millaiset vaatimukset simulaatiomalliin todellisuudessa kohdistuvat.

ABSTRACT

Lappeenranta University of Technology
Faculty of Technology
Electrical Engineering Degree Programme

Tommi Kärkkäinen

The Applicability of IGBT Simulation Models for the Device Level Simulation of Efficiency

Master's thesis

2011

58 pages, 24 figures, 3 tables and 1 appendix

Examiners: Professor Pertti Silventoinen
M.Sc. (Tech.) Juho Tyster

Keywords: efficiency, power loss, IGBT, simulation, measurement of power loss

As the power specifications of power electronic devices has increased, efficiency has become one of their most important features. At high power levels, even relatively low losses are significant and cause unnecessary energy costs and need to remove heat from the devices. For these reasons customers demand devices that operate at high efficiency, so manufacturers pursue to make such devices.

Simulation models are valuable tools in the device design process. Efficiency optimization requires that the losses can be modeled, so that the effect of component choices, control methods and main circuit topologies on efficiency can be estimated.

In this thesis we take a look at the different insulated gate bipolar transistor (IGBT) models, and their applicability for modeling the losses present in IGBTs is assessed. Further, a model is compared against measurements, and the requirements directed at the models are considered.

Alkusanat

Tämä työ on tehty Lappeenrannan teknillisessä yliopistossa VAT 3 -hankkeessa yhteistyössä Vacon Oyj:n kanssa. Työn tekemiseen on liittynyt paljon sekä henkistä että fyysistä uurastusta, ja haluankin kiittää kaikkia, jotka ovat avustaneet ja tukeneet minua pohdinnassa, mittauksissa ja toimintasavujen haistelussa.

Kiitos koko työhuoneen porukalle vapaasta ilmapiiristä, joka huoneellamme vallitsee. Sitä voisi kai nimittää myös tekemisen meiningiksi. Erityisesti haluan kiittää Janne Hannosta avusta laboratoriotyöskentelyssä, Juho Tysteriä avusta mittausten suunnittelussa ja työn tarkastajana toimimisesta ja Pertti Silventoista tarkastajana ja ohjaajana toimimisesta.

Kiitos kuuluu myös Hannu Sarénille, Osmo Miettiselle ja muille Vaconin puolesta työhön vaikuttaneille. Aihe oli ja on mielenkiintoinen ja haastava.

Lämmin kiitos myös vanhemmilleni, jotka ovat tukeneet minua koko opiskeluaikani.

Lappeenrannassa 1.5.2011

Tommi Kärkkäinen

Käytetyt merkinnät ja lyhenteet

Symbolit

I, i	Virta
K_p	MOSFET:n transkonduktanssiparametri
n	emissiokerroin
P	Teho
T	Lämpötila [K]
t	Aika
U, u	Jännite
θ	Lämpötila [$^{\circ}C$]

Alaindeksit

C	Kollektori
CE	Kollektori-emitteri
D	Nielu
GE	Hila-emitteri
S	Kyllästys-
Th	Terminen

Lyhenteet

AC	Alternating current, vaihtovirta
BJT	Bipolar Junction Transistor, bipolaaritransistori
DC	Direct current, tasavirta
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor, eristehilabipolaaritransistori
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor, kanavatransistori
NPT	Non Punch Through
PT	Punch Through

Sisältö

1	Johdanto	9
2	Mallinnettava komponentti	12
2.1	Tehokytkimien rakenne	12
2.1.1	Bipolaaritransistori	12
2.1.2	MOSFET	13
2.1.3	IGBT	15
2.2	IGBT:n ominaisuudet	17
2.3	Nolladiodin ominaisuudet	19
2.4	Häviöiden muodostuminen	20
2.4.1	IGBT	20
2.4.2	Diodi	21
2.4.3	Laitteen muiden komponenttien vaikutukset	23
3	Olemassa olevat IGBT-mallit	25
3.1	Lauritzenin malli	27
3.2	Simplorerin IGBT-mallit	28
3.3	Hefner-malli	29
3.4	Simulinkin mallit	30
4	Mittauslaitteisto	31
4.1	Mittauskytkentä	31
4.2	Ohjaustopologia ja mekaaninen rakenne	32
4.3	Sähköiset mittaukset	36
4.4	Lämpötilamittaus	40
5	Mittaus- ja simulaatiodatan vertailu	43
5.1	Simplorerin malli	43
5.1.1	IGBT:n sammutus	43
5.1.2	IGBT:n sytytys	46
5.2	Simulink-malli	48
6	Johtopäätökset	51
6.1	Vaatimukset IGBT-mallille	51
6.2	Potentiaalisia malleja	52

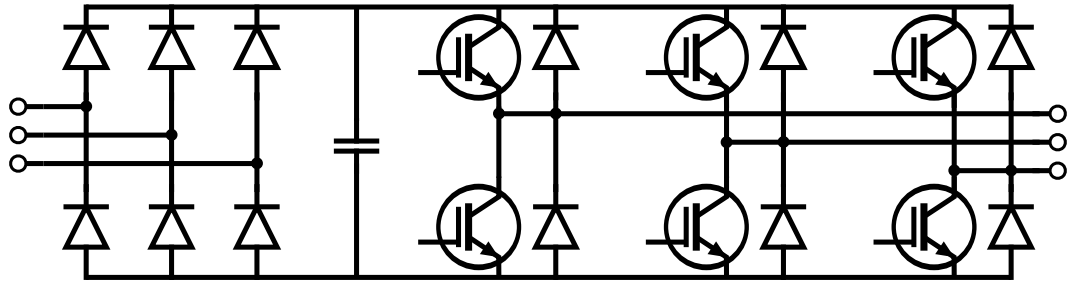
7 Yhteenveto	54
Viitteet	55
Liitteet	58
Liite I Yksittäisen pulssin spektri	58

1. Johdanto

Eristehilabipolaaritransistori (IGBT, Insulated Gate Bipolar Transistor) esiteltiin vuonna 1981, ja ensimmäinen kaupallinen laite tuli markkinoille vuonna 1986. Sen jälkeen alkoi kehitys, jonka tuloksena eristehilatransistoreista tuli useiden tehoelektroniikkasovellusten kytkin. Eristehilabipolaaritransistorin alkuperäinen tarkoitus oli yhdistää bipolaaritransistoreiden (BJT, Bipolar Junction Transistor) pienet johtavuustilan häviöt ja metallioksidikanavatransistoreiden (MOSFET, Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) nopeat kytkentäajat. (Niiranen, 2001; Mohan et al., 2003).

Vaihtosuuntaaja eli invertteri on yksi tunnetuimmista IGBT:n käyttökohteista. Tyypillinen kolmivaiheinen AC-AC-muuntimen pääpiirin kytkentäkaavio on esitetty kuvassa 1.1. Tulojännite muunnetaan tasajännitteeksi kuudesta diodista koostuvan tasasuuntaajan avulla. Tasajännitevälipiirissä on kondensaattori, jonka avulla jännite tasataan. Vaihtosuuntaus eli DC-AC-muunnos tehdään käyttämällä kuutta kytkintä, jotka on kytketty samaan tapaan kuin tasasuuntaajan diodit. Kuvassa 1.1 kytkinkomponenttina on IGBT, mikä on tehoelektronikkalaitteille varsin tyypillistä. Nolladiodit – jotka eivät ole synnynnäinen osa IGBT:tä, mutta jollaiset IGBT-moduuleista tyypillisesti löytyvät – sallivat loistehon virtaamisen takaisin välipiiriin. Tyypillisesti lähtövirraksi tehdään kolmivaiheinen sinimuotoinen aalto kytkemällä kytkimiä pulssinleveysmoduloidun signaalin mukaan. Laitteita käytetään tyypillisesti moottorinohjaukseen ja muihin käyttökohteisiin, joissa halutaan helposti muunneltavaa jännitettä tai taajuutta.

Suurilla tehoilla suhteellisesti pienetkin häviöt ovat merkittäviä ja aiheuttavat ylimääräisiä energiakustannuksia. Lisäksi tarve hukkalämmön poistolle on suurempi kuin pienitehoisissa laitteissa. Tehoelektronikkalaitteiden tehon kasvun myötä hyvästä hyötysuhteesta onkin tullut yksi niiden tavoitelluista ominaisuuksista. Sen vuoksi laitevalmistajat pyrkivät tekemään mahdollisimman hyvällä hyötysuhteella toimivia laitteita.



Kuva 1.1 Kolmivaiheisen taajuusmuuttajan pääpiiri. Kolme liittintä vasemmalla ovat tulo-liittimet ja kolme liittintä oikealla vastaavasti lähtöliittimet. Välipiirin kondensaattorin vasemmalla puolella olevat kuusi diodia toimivat tasasuuntaajana ja oikealla puolella olevat kuusi transistoria vaihtosuuntaajana. Kuvassa ei ole esitetty pääpiirin ohjaukseen käytettävää ohjaus- ja mittauselektroniikkaa.

Hyötysuhdeoptimoinnin avuksi tarvitaan simulaatiomalleja, joiden avulla voidaan arvioida komponenttivalintojen ja ohjaustapojen ja monimutkaisemmissa laitteissa pääpiiritopologioiden vaikutusta hyötysuhteeseen. Häviöitä syntyy periaatteessa kaikissa laitteen komponenteissa, mutta käytännössä valtaosa niistä muodostuu kuitenkin puolijohdekytkimissä. Tässä työssä paneudutaan IGBT-transistoreissa syntyvien häviöiden mallintamiseen.

IGBT:stä on olemassa matemaattisia malleja, mutta "täydellistä" mallia ei ole olemassa. Erittäin tarkalla mallilla simulointi kestää yleensä kauan, ja nopea malli ei todennäköisesti ole kovinkaan tarkka (Sheng et al., 2000). Mallien nopeutta arvioitaessa tulee huomata, että laitetason simulaatiossa mallinnettavia laitteita on useita ja järjestelmän muiden osien simulointi vie myös aikansa.

Joidenkin mallien vaatimien parametrien hankkiminen on hankalaa, sillä se vaatii tarkkoja mittauksia ja yhteistyötä puolijohdevalmistajan kanssa. Toiset mallit puolestaan jättävät huomiotta kaiken monimutkaisuuden ja käyttävät mallina yksinkertaista jänniteohjattua ideaalista kytkintä. Tässä työssä olemassa olevia IGBT-malleja tarkastellaan näistä näkökulmista, ja soveltuvimpien mallien tarkkuus verifioidaan mittauksin. Erityisesti mallilla halutaan mallintaa tehohäviöitä.

Tehoelektroniikkakomponentteja valmistava Semikron on tehnyt SEMISEL-ohjelman, jolla voidaan arvioida komponenttien häviöitä. Ohjelman tarkoitus on auttaa suunnittelijoita valitsemaan sopiva laite sovellukseensa ja auttaa jäähdytyksen mittaamisessa. SEMISELin toiminta perustuu yhtälöön, jossa arvioidaan kytkentä- ja johtavuustilan häviöt kytkentäparametrien ja johtavuusaikojen avulla. Menetelmä on riittävän tarkka, kun annetuissa rajaehdoissa on enemmän virhettä kuin laskentamenetelmässä itsessään, mutta tarkempaan laskentaan se ei sovellu.

2. Mallinnettava komponentti

Tässä osassa tarkastellaan mallinnettavien komponenttien ominaisuuksia ja sitä kautta simulaatiomalliin kohdistuvia vaatimuksia. Ensin tarkastellaan IGBT:n rakennetta ja ominaisuuksia. Lisäksi paneudutaan myös siihen, miten eri ominaisuudet vaikuttavat häviöihin. Myös nolladiodin ominaisuuksiin perehdytään.

2.1. Tehokytkimien rakenne

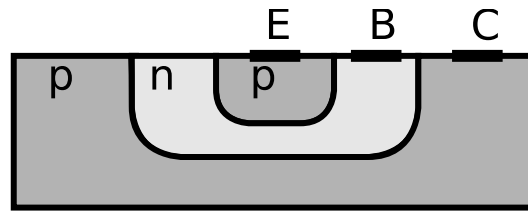
Koska IGBT on sukua sekä MOSFET:lle että BJT:lle, käsitellään tässä ensin pintapuolisesti BJT:n ja MOSFET:n toimintaa ja rakennetta.

2.1.1. Bipolaaritransistori

Bipolaaritransistori voidaan ajatella virtaohjattuna virtalähteenä, jonka kantavirta ohjaa kollektorivirtaa (Silvonen, 2009). Toisaalta tehoelektronikkasovelluksissa, joissa transistoria käytetään vain sulku- ja kyllästystiloissa, se voidaan ajatella virtaohjattuna kytkimenä.

Bipolaaritransistori koostuu kahdesta pn-liitoksesta, ja se voidaan toteuttaa joko npn- tai pnp-rakenteisena. Yleensä oppikirjoissa käsitellään pääasiassa npn-rakennetta, mutta tyypillisessä IGBT:ssä rakenteena on pnp, joten tässä työssä käsitellään ensisijaisesti pnp-rakennetta (kuva 2.1). Kuvaan ei ole merkitty seostussuhteita, mutta emitteri on kuitenkin vahvemmin seostettu kuin kollektori (Silvonen, 2009).

Emitterin ja kannan välisen liitoksen voidaan ajatella toimivan diodina. Kun tämä diodin yli luodaan myötäsuuntainen jännite, liitoksen potentiaalivalli pienenee ja aukot pääsevät injektoitumaan vallin yli kannalle, jossa ne ovat vähemmistövarauksenkuljettajia. Emitteriltä injektoituvien varauksenkuljettajien rekombinoitumispi- tuus on suurempi kuin heikosti seostetun ja lyhyen kannan pituus, joten vain pie-



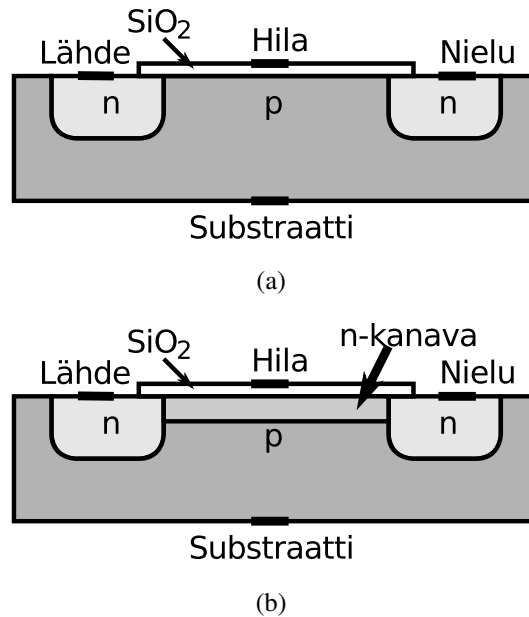
Kuva 2.1 Puolijohderakennekuva pnp-tyyppisestä bipolaaritransistorista. (Sedra & Smith, 2004)

ni osa aukoista rekombinoituu kannalla. Loput joutuvat kollektoripiiriin, jossa ne muodostavat kollektorivirran. Kollektorivirta on kantavirtaan verrattuna huomattavan suuri ja voimistuu kantavirtaa kasvatettaessa, kunnes virran kasvu ei enää ole mahdollista. Tällöin transistorin sanotaan olevan kyllästynyt. (Sedra & Smith, 2004; Niiranen, 2001; Silvonen, 2009)

Bipolaaritransistorin terminaalien nimet kuvaavat niiden puolijohdefysiikallista merkitystä. Emitteri emittoi varauksenkuljettajia (pnp-transistorissa aukkoja) ja kollektori kerää niitä. Kannan nimitys puolestaan tulee siitä, että ensimmäisessä transistorissa kanta oli pohjalevynä (base). Nykytransistoreissa pohjalevynä on kollektori. (Silvonen, 2009)

2.1.2. MOSFET

Kanavatransistoreita (field effect transistor, FET, suomeksi myös fetti) ohjataan virran sijaan jännitteellä. Hilajännitteellä transistoriin luodaan sähkökenttä, jonka avulla johtava kanava voidaan avata tai kuristaa kiinni. Eristehilakanavatransistoreita (insulated gate field effect transistor, IGFET), joita myös MOSFET:iksi kutsutaan, on useampaa tyyppiä kanavan ja toiminnan mukaan. Tässä käsitellään n-kanavaisia avaustyyppin transistorireita (rakenne kuvassa 2.2), sillä IGBT:n sisäiset kanavatransistorit ovat tätä tyyppiä. Avaustyyppi tarkoittaa, että positiivinen hilajännite avaa kanavan, jolloin virta pääsee kulkemaan transistorin nielusta lähteesen. (Sedra & Smith, 2004; Niiranen, 2001; Bose, 1997; Silvonen, 2009)



Kuva 2.2 N-kanavaisen avaustyyppin MOSFET:n rakennekuva kanava suljettuna (a) ja avattuna (b). (Sedra & Smith, 2004; Niiranen, 2001)

Kuvassa 2.2 lähde- ja nielutermiinit on kytketty n-tyyppiseen puolijohteeseen. Niiden välillä komponentin runko (substraatti), joka koostuu p-aineesta. Hila on eristetty muusta komponentista piioksidikerroksen avulla. Tavallisesti substraatin ja lähteen välisen pn-liitoksen myötäsuntainen biasoituminen estetään kytkemällä substraatti ja lähde toisiinsa, eikä substraatissa olevaa liitäntää tarjota komponentin kotelon ulkopuolelle. Tällöin komponenttiin muodostuu diodi, joka johtaa virtaa lähteestä nieluun. (Sedra & Smith, 2004; Niiranen, 2001)

Kuva 2.2 (a) esittää tilannetta, kun hilajännitettä ei ole. Tällöin pn-rajapinta estää virran kulun nielusta lähteeseen, eli kytkin on avattu. Kun hilan ja lähteen välille tuodaan positiivinen jännite, positiivisesti varautunut hila vetää puoleensa p-alueen elektroneja ja hylkii aukkoja. Tällöin muodostuu kuvan 2.2 (b) mukainen tilanne, jossa nielun ja lähteen välillä on n-tyyppinen kanava, ja p-alueeseen muodostuu tyhjennysalue, jossa ei ole vapaita varauksenkuljettajia. Kanava sallii virran kulun molempiin suuntiin. (Niiranen, 2001; Sedra & Smith, 2004; Silvonen, 2009)

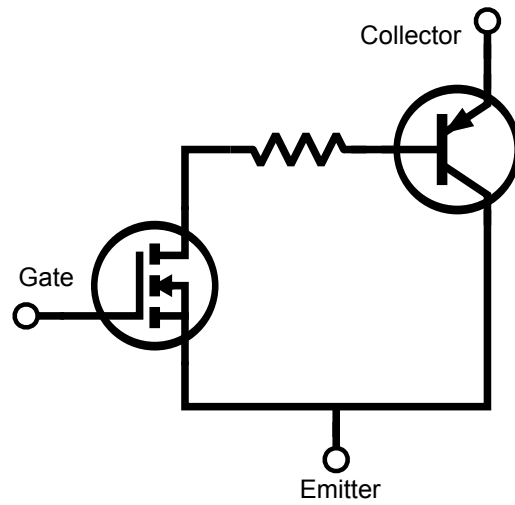
Kanavatransistorin nopeat kytkentäajat perustuvat siihen, että virtaa kuljettavat koko ajan enemmistövarauksenkantajat, eli n-tyypin fetissä ja n-kanavassa elektronit. Tällöin vähemmistövarauksenkuljettajat eivät hidasta virran katkaisua. Jos komponentin jännitekestoisuutta halutaan kasvattaa, varauksenkuljettajien tiheyttä täytyy pienentää. Tästä seuraa verraten suuri johtavan tilan vastus. (Niiranen, 2001)

2.1.3. IGBT

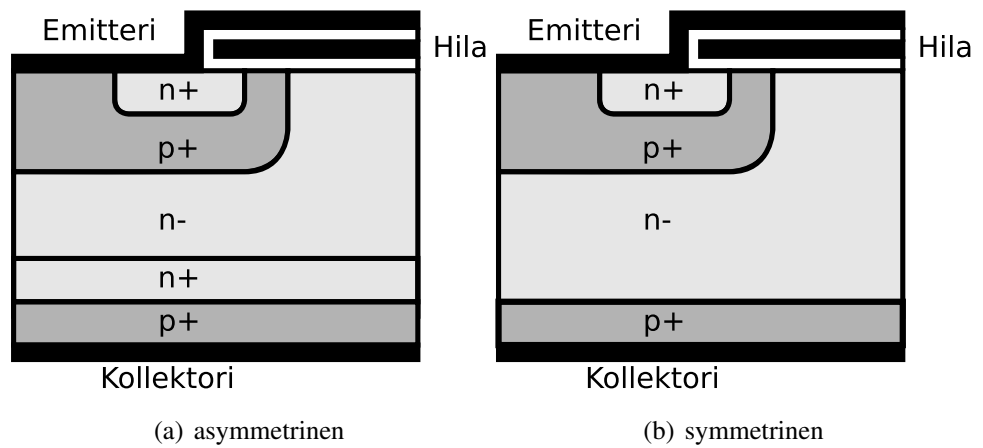
Sähköiseltä sijaiskytkennältään IGBT koostuu MOSFET:sta ja BJT:stä, kuten kuvan 2.3 sähköisessä sijaiskytkennässä on esitetty. Sijaiskytkennässä on kolme liitospistettä – hila, kollektori ja emitteri; myös nimityksiä hila, hila, nielu ja lähde käytetään. Käytännön komponenteissa on yleensä neljä terminaalia. Neljäs terminaali on apuemitteri, jonka tarkoitus on avustaa hilan ohjaamisessa. Tällöin apuemitterin ja varsinaisen tehoemitterin välinen induktanssi ei vaikuta hilan ohjaukseen (Bhosale & Hermwille, 2006). kun hila-emitterijännite on riittävän suuri, IGBT:n sisäinen MOSFET alkaa johtaa ja sisäisen bipolaaritransistorin kantavirta alkaa kulkea. Tällöin BJT alkaa johtaa ja kollektorivirta eli varsinainen kuormavirta pääsee kulkemaan. Huomionarvoista on, että "kollektoriksi" kutsuttu terminaali on itse asiassa sisäisen BJT:n emitteri. Nimitysero tulee siitä, että IGBT matkii npn-tyyppisen BJT:n toimintaa, jolloin on luonnollisempaa, että kuormavirta kulkee emitteristä pois päin, kun taas sijaiskytkennässä on pnp-transistori.

IGBT voidaan toteuttaa useammalla erilaisella puolijohderakenteella. Asymmetrinen ja symmetrinen eli punch through (PT) - ja non punch through (NPT) -rakenteet on esitetty kuvassa 2.4.

Molemmissa rakenteissa kuvan 2.3 MOSFET muodostuu emitteriin kytketystä n-alueesta, sitä ympäröivästä p-alueesta, n-tyyppisestä tyhjennysalueesta ja eristetystä hilasta. Sijaiskytkennän pnp-transistori puolestaan muodostuu kollektorin ja emitterin p-alueista ja niiden välisestä n-alueesta. Lisäksi MOSFET:n muodostavista alueista muodostuu myös parasiittinen npn-transistori, jota ei ole piirretty kuvaan



Kuva 2.3 Yksinkertaistettu IGBT:n sijaiskytkentä, jossa näkyy BJT:n kantavirtaa ajava MOSFET. Resistanssi kuvaa ajautumisalueen resistanssia. (Mohan et al., 2003)



Kuva 2.4 IGBT:n asymmetrinen ja symmetrinen rakenne. (Bose, 1997; Niiranen, 2001)

2.3. Yhdessä IGBT:n sisäiset transistorit muodostavat parasiittisen tyristorin. (Niiranen, 2001; Bose, 1997; Silvonen, 2009)

Kuvasta 2.4 nähdään myös, että kummallaakaan rakenteella IGBT:hen ei muodostu sisäistä diodia MOSFET:n tapaan. Näin ollen kytkennöissä, joissa sitä tarvitaan, täytyy kytkeä erillinen diodi IGBT:n rinnalle. Monissa IGBT-moduuleissa tämä on huomioitu, ja saman komponenttikotelon sisältä löytyy valmiiksi diodi.

Sen, onko IGBT PT- vai NPT-tyyppiä, määrää käytännössä valmistusprosessi. PT-komponentit valmistetaan epitaksiaalisesti kasvattamalla, mikä on hidas ja kallis prosessi. Tällöin heikosti seostetun n-alueen kollektoripuolelle muodostetaan voimakkaasti seostettu puskurialue, johon tyhjennysalue ulottuu johtamattomuustilassa. NPT-rakenteisen komponentit puolestaan valmistetaan diffusoimalla, ja tällöin erillistä puskurikerrosta ei tarvita. (Niiranen, 2001)

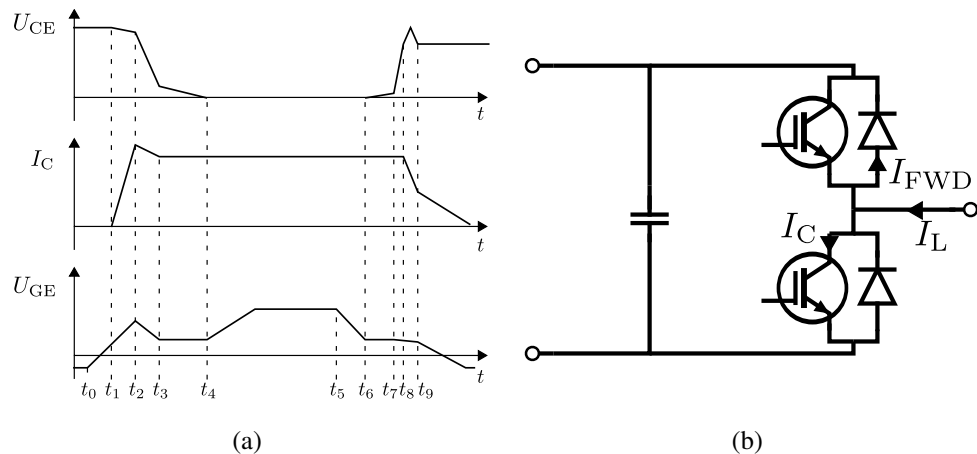
NPT-rakenteisessa IGBT:ssä oikosulkuvirta rajoittuu hilajännitteen määräämään arvoon, eikä vaaraa parasiittisen tyristorin aktivoitumisesta ole. Lisäksi NPT-rakenteessa jännitehäviön lämpötilakerroin on positiivinen, jälkivirran suuruus ei riipu lämpötilasta ja kytkentähäviöt ovat pienet. Toisaalta PT-rakenteisessa komponentissa johtavan tilan häviöt ovat pienemmät ja kasvavat vähemmän lämpötilan funktiona. (Niiranen, 2001; Sattar)

Häntävirta on NPT-rakenteisessa komponentissa pienempi, mutta se vaikuttaa kauemmin kuin PT-rakenteisessa. Lämpötilan vaikutus sammutushäviöön on PT-rakenteisessa kytkimessä huomattavasti suurempi kuin NPT-rakenteisessa. (Sattar)

2.2. IGBT:n ominaisuudet

Tyypilliset IGBT:n kytkentäkäyrämuodot sytytyksessä ja sammutuksessa on esitetty kuvassa 2.5. Käyrämuodot vastaavat tilannetta, jossa ei ole suojaavaa snubberkytkentää. Kuvassa 2.5b on esitetty puolisiltakytkentä, jossa on kuvattu myös kuormalta tuleva virta. Puolisillan oletetaan sisältävän kytkimien rinnalle kytketyt nol-

laidodit. Oletetaan, että käyrämuodot kuvassa 2.5 ovat puolisillan alemmasta kytkimestä ja että ennen ajanhetkeä t_0 virta kulkee välipiiriin ylemmän nolladiodin kautta. Ajanhetkellä $t = t_0$ hilaohjain saa positiivisen signaalin ja IGBT:n hilajännite alkaa nousta. Hetkellä t_1 hilajännite on noussut riittävästi ja IGBT:n sisäinen MOSFET alkaa johtaa ja kollektorivirta I_C kasvaa. I_C :n kasvu tarkoittaa, että nolladiodin virta laskee, ja lopulta katkeaa. I_C :ssä näkyvä piikki johtuu diodin estoviivevirrasta. (Niiranen, 2001)



Kuva 2.5 IGBT:n yleiset kytkentäominaisuudet sytytykselle ja sammutukselle. IGBT:n käyrämuodot on esitetty (a):ssa ja kytkennän relevantti osa (b):ssä. Ennen hetkeä $t = t_0$ I_L kulkee ylemmän nolladiodin kautta, ja alemman kytkimen sytytyksen jälkeen $I_C = I_L$. (Niiranen, 2001)

Hetkellä t_2 diodin estoviivevirta on loppunut ja I_C alkaa asettua kuormavirran mukaiseen arvoon. Samalla kollektori-emitterijännite U_{CE} laskee nopeasti. Hetkellä t_3 hilajännite asettuu väliaikaisesti vakioarvoon Miller-kapasitanssista johtuen, kunnes se kasvaa loppuarvoonsa U_{CE} :n saavutettua minimiarvonsa. Sammutus on muuten samankaltainen kuin sytytys, mutta hetken t_9 jälkeen I_C :ssä nähdään häntävirraksi kutsuttu virta. Häntävirta on vähemmistövarauksen kuljettajiin perustuville komponenteille ominainen ilmiö, jollaisia IGBT ja BJT ovat. (Niiranen, 2001; Sattar)

Tärkeimmät kytkentähäviöiden aiheuttajat kuvan 2.5 kytkentätapahtumassa ovat ajanhetkien t_1 ja t_3 välillä, ja ajanhetkestä t_7 ajanhetken t_9 jälkeisen häntävirran loppuun (Niiranen, 2001). Näillä aikaväleillä sekä I_C että U_{CE} poikkeavat nolasta, mikä tarkoittaa tehohäviöiden syntymistä.

2.3. Nolladiodin ominaisuudet

Toisin kuin MOSFET, IGBT ei sisällä synnynnäistä diodia. Yleensä on kuitenkin toivottavaa, että komponentissa olisi nolladiodi, ja tämän vuoksi moduuleista tavallisesti löytyy diodi IGBT:n rinnalta.

Diodi on puolijohdekomponenteista yksinkertaisin: se koostuu vain yhdestä pn-liitoksesta. Tämän vuoksi myös sen mallintaminen on verraten yksinkertaista. Ideaalidiodi ei päästä virtaa lainkaan lävitseen estosuunnassa eikä rajoita virran kulkua lainkaan myötäs suunnassa. Käytännön diodilla puolestaan on kynnysjännite, joka määrää, kuinka suuri myötäs suunnan jännitteen tulee vähintään olla ennen kuin virta alkaa kulkea. Diodin ominaiskäyrä määräytyy yhtälöstä

$$I = I_S \left(e^{\frac{U}{nU_{Th}}} - 1 \right), \quad (2.1)$$

jossa I_S on diodin kyllästys- eli vuotovirta, U diodin yli vaikuttava jännite ja n emissiokerroin. U_{Th} tarkoittaa termistä jännitettä, joka riippuu lämpötilasta yhtälön

$$U_{Th} = \frac{kT}{q} \quad (2.2)$$

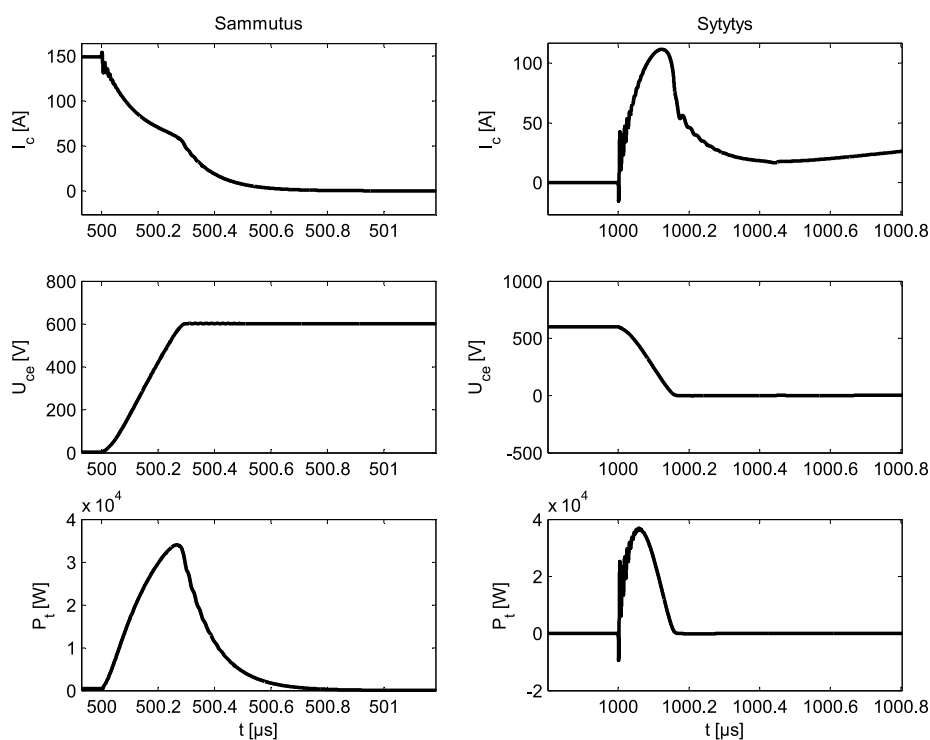
mukaisesti. Yhtälössä k on Boltzmannin vakio, T lämpötila ja q alkeisvaraus. (Silvonen, 2009; Niiranen, 2001; Mohan et al., 2003)

Kaikilla diodeilla ilmenee virran katkaisun yhteydessä estosuuntainen virtapulssi, jota kutsutaan estoviivevirraksi tai eräissä lähteissä (Niiranen, 2001; Silvonen, 2009) takavirraksi. Pulssi johtuu tyhjennysalueen muodostumisesta diodin pn-liitokseen ja se voi olla amplitudiltaan hyvinkin suuri. Ilmiö on tehodiodeilla voimakkaampi kuin piensignaali diodeilla. (Mohan et al., 2003; Niiranen, 2001; Silvonen, 2009)

2.4. Häviöiden muodostuminen

2.4.1. IGBT

Kuvassa 2.6 on esitetty IGBT:n kytkentäreunoilla tapahtuvat ilmiöt kollektorivirrassa I_c , kollektori-emitterijännitteessä U_{ce} ja niistä lasketussa hetkellisessä tehossa P_t . Käyrät on saatu käyttäen Simplorerin simulaatiomallia. Sammutuksessa hetkellinen teho kasvaa jännitteen nousureunan ajan. Tämän jälkeen tehohäviö alkaa laskea, mutta on kuitenkin merkityksellinen häntävirran ajan.



Kuva 2.6 Simuloitu IGBT:n kollektorivirta, kollektori-emitterijännite ja niistä laskettu teho sytytyksessä ja sammutuksessa.

Sytytys tapahtuu sammutusta nopeammin. Sytytyksessä tapahtuvien ilmiöiden tulkinta ei kuitenkaan ole yhtä suoraviivaista kuin sammutuksessa, sillä hetkellinen teho käy myös negatiivisena. Jos teho tulkittaisiin suoraan lämpöhäviöinä, negatiiv-

vinen teho tarkoittaisi, että laite absorboi lämpöä ja tuottaa siitä sähköä. Tämä selitys ei kuitenkaan ole uskottava, vaan kyseessä on mitä todennäköisimmin jonkin kapasitanssin purkautuminen. Tätä teoriaa tukee myös virrassa ja tehossa näkyvä värähtely, mikä tarkoittanee energian siirtymistä kahden energiavaraston välillä.

Kuvassa 2.6 näkyvällä virralla on paikallinen huippu jännitteen laskureunan aikana, jonka jälkeen virta laskee ja alkaa sen jälkeen loivasti nousta. Tällä virran nousulla ei kuitenkaan ole vaikutusta kytkentähäviöön, koska kollektori-emitterijännite on jo saavuttanut saturaatioarvonsa.

2.4.2. Diodi

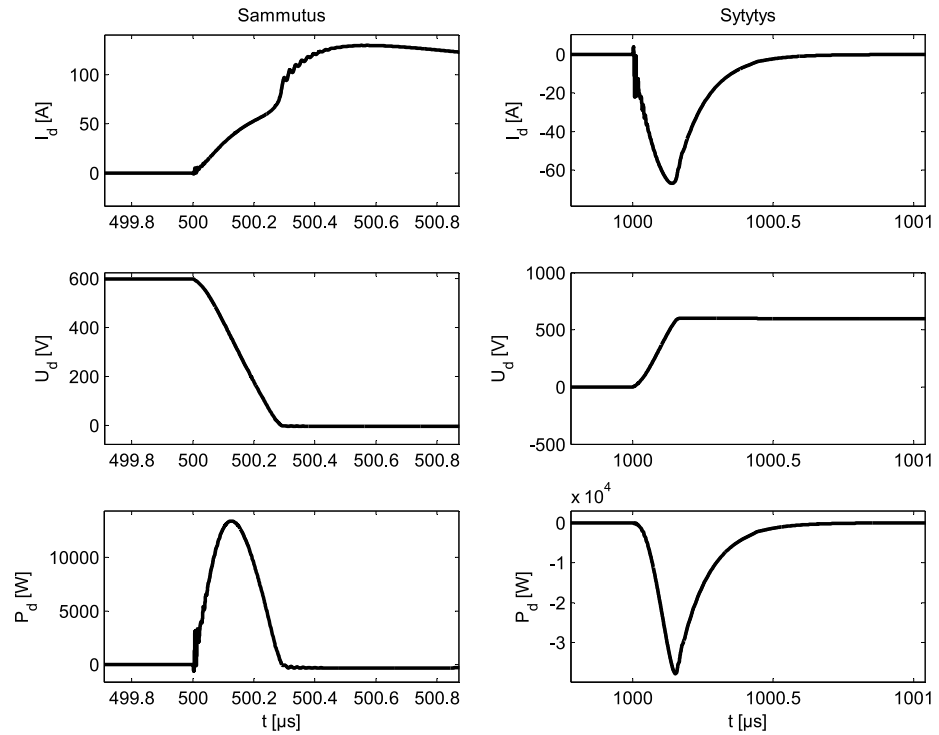
Diodin kytkentäilmiöt on esitetty kuvassa 2.7. Sammutus ja sytytys viittaavat nyt edelleen transistorin sytytykseen ja sammutukseen. Transistorin sammutuksen aikana tapahtuva kytkentähäviö sijoittuu jännitteen laskevan reunan ajalle, jonka jälkeen tehohäviö palautuu staattisen tilan arvoonsa.

Transistorin sytytyksen aikana diodin kytkentähäviö on käytännössä koko ajan ”negatiivinen”, mikä johtuu suurimmaksi osaksi siitä, että suurin diodissa näkyvä teho aiheutuu diodin estoviivevirrasta.

Sytytyksessä tapahtuvan tehohäviön energia voidaan laskea yhtälöstä

$$E_{\text{sw,on}} = \int_{t_{r1}}^{t_{r2}} (u_{\text{CE}}i_{\text{C}} + u_{\text{D}}i_{\text{D}})dt, \quad (2.3)$$

jossa t_{r1} on ajanhetki, jolloin häviöteho alkaa nousta suuremmaksi kuin tilassa, jossa kytkin ei johda. Vastaavasti t_{r2} ajanhetki, jossa häviöteho on laskenut johtavan tilan jatkuvan tehohäviön tasolle. Yhtälöä voidaan luonnollisesti soveltaa myös sammutushäviön laskentaan. Kuvan 2.7 mukaisesta datasta laskettuna häviöenergia jää kuitenkin negatiiviseksi kun sytytys- ja sammutusenergiat lasketaan yhteen. Energi-aa ei voida sen vuoksi tulkita suoraan häviönä, vaan kyse on varastoituneen energian purkautumisesta.



Kuva 2.7 Simuloitu diodin virta, jännite ja niistä laskettu teho transistorin sytytyksen ja sammutuksen.

Toisaalta mittauksissa, joissa tavoitteena on määrittää laitteen hyötysuhde

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} = \frac{E_{\text{in}}}{E_{\text{out}}} \quad (2.4)$$

sähköisten mittausten avulla mitataan usein nimenomaan lähtöteho P_{out} ja syöttöteho P_{in} , joista saadaan integroimalla laskettua energiat E_{in} ja E_{out} . Häviöteho voidaan tällöin laskea energian säilymisen perusteella yhtälöstä

$$P_{\text{loss}} = P_{\text{in}} - P_{\text{out}}, \quad (2.5)$$

ja yhtälö (2.3) voidaan nyt kirjoittaa muodossa

$$E_{\text{sw,on}} = \int_{t_{r1}}^{t_{r2}} (u_{\text{in}} i_{\text{in}} - u_{\text{out}} i_{\text{out}}) dt. \quad (2.6)$$

Tällöin kuitenkin menetetään tieto häviöiden jakautumisesta IGBT:n ja diodin kesken. Toisaalta mikäli ollaan kiinnostuneita ainoastaan IGBT:n häviöistä, voidaan

mittauskytkentä tehdä siten, että siinä ei synny loistehoa, jolloin nolladiodin kautta ei myöskään kulje virtaa. Toisaalta mielenkiinnon kohteena simulaatioissa on nimenomaan moduulin häviöt, joten laskentatapa on hyväksyttävä.

2.4.3. Laitteen muiden komponenttien vaikutukset

Tehopuolijohdekomponenttien häviöt riippuvat niiden yli vaikuttavasta jännitteestä ja läpi kulkevasta virrasta kullakin ajanhetkellä. Useimmissa tehoelektronikkalaitteissa kumpikaan ei kuitenkaan ole vakio: vaikka siihen pyritäänkin, välipiirin jännite ei pysy täysin vakaana, ja virta muuttuu vaihtosuuntaajissa jo määritelmällisestikin.

Välipiirin jännitteen vaihtelu riippuu välipiirin energiavaraston mitoituksesta, välipiiriä syöttävästä lähteestä ja kuormasta. Tehon syöttäminen kuormaan tai jarruvastukseen tarkoittaa energian ottamista välipiiristä, mikä aiheuttaa jännitevälipiirissä jännitteen alenemista. Jännitteen nousu välipiirissä johtuu vastaavasti siitä, että välipiiriin syötetään energiaa. Laitetta syöttävä lähde luonnollisesti lataa välipiiriä, mutta myös kuorma voi syöttää välipiiriin loistehoa tai jarrutusenergiaa. Esim. kuusipulssitasasuunnattu 50 Hz kolmivaihejännite ”pompottaa” välipiiriä 300 Hz taajuudella, koska lataavia pulsseja tulee kuusi kunkin verkkojännitejakson aikana.

Virta ja sen vaihtelu puolestaan riippuvat ennen kaikkea kuormasta ja siitä, millaista virtaa kuormalle halutaan syöttää. Inverteri tyypillisesti syöttää vaihtovirtaa, jonka taajuus on pieni verrattuna kytkentätaajuuteen. Ero kytkinhaaran virrassa kahden mielivaltaisesti valitun kytkentäjakson välillä voi siis olla huomattava, enimmillään kaksinkertainen huippuvirtaan verrattuna. Yksittäisen kytkimen osalta virta voi vaihdella nollan ja huippuvirran välillä.

Näin ollen ero häviötehossa kahden mielivaltaisesti valitun kytkentäjakson välillä voi olla huomattava. Tästä syystä häviöt tulee laskea kytkentätapahtumaan nähden pitkällä aikavälillä. Tarkasteluvälin tulisi ulottua usean jakson ajalle hitaimman huomioitavan taajuuden mukaan. Tällä tavoin jaksollinen vaihtelu suureissa tulee

huomioiduksi. Lisäksi voidaan myös varmistua siitä, että kytkimissä tehona näkyvät reaktiivisten komponenttien varautumiset ja purkautumiset kumoavat toisensa jättäen jäljelle vain häviötehon.

Jotta häviöiden arviointi onnistuisi, laitteen muut komponentit tulee siis mallintaa riittäväällä tarkkuudella samoin kuin kytkinohjeiden muodostaminenkin. Nämä vaatimukset pätevät kuitenkin myös laitteen tavalliseen simulointiin, joten ne eivät oikeastaan ole suuri lisävaatimus.

3. Olemassa olevat IGBT-mallit

Tässä osiossa tarkastellaan olemassa olevia IGBT-malleja. Malleja on tehty erilaisiin käyttötarkoituksiin, jotka voidaan jakaa laitetason mallinnukseen ja IGBT:n sisäisen toiminnan ymmärtämiseen. Laitetason mallit toimivat nopeammin, koska ne ovat yksinkertaisempia ja mahdollistavat ainoastaan komponentin terminaaleissa vaikuttavien jännitteiden ja virtojen tarkastelun. Sisäisen toiminnan mallintamiseen tähtäävät mallit mahdollistavat lisäksi IGBT:n sisäisten ilmiöiden tarkastelun. Komponentin ulkopuolelta mitattavien virtojen ja jännitteiden tarkkuudessa näillä kahdella mallityypillä ei siis välttämättä ole eroa, joskin laitetason malleissa näiden suureiden tarkkuus voi olla pienempi.

Tässä työssä mallin vaatimuksina on, että malli mallintaa IGBT:n kytkentäilmiöt riittävän tarkasti. Lisäksi mallin parametroidin tulee olla riittävän yksinkertainen ajatellen tilannetta, jossa laitetta simuloidaan ennen kuin sitä on edes olemassa. Näin ollen parametroidin tulisi onnistua kokonaisuudessaan datalehden arvojen perusteella.

Malleista on olemassa ainakin kaksi aiempaa selvitystä. Lauritzen ym. (2000) tekivät selvityksensä ennen kuin kehittivät oman mallinsa (Lauritzen et al., 2001). He hylkäsivät kaikki olemassa olleet mallit, koska niissä kaikissa oli joko liian monimutkainen parametroidintiprosessi, huono tarkkuus tai malli oli suljettu ja saatavilla vain yhdelle simulaattorille. Sheng ym. (2000) tekivät samankaltaisen, mutta laajemman selvityksen ennen Lauritzenin selvitystä.

Mallit voidaan jakaa eri ryhmiin. Jaottelu on subjektiivista, sillä jaottelun tekijä määrää kriteerinsä itse. Esimerkiksi Lauritzen ym. jaottelevat mallit niiden suorituskyvyn mukaan tarkkoihin ja perusmalleihin. Tarkoilla malleilla tarkoitetaan malleja, joiden tarkkuus on hyvä, mutta parametrien hankkiminen voi olla hankalaa. Perusmalleille sallitaan joitakin epätarkkuuksia, kunhan malli tarjoaa riittävän tarkkuuden käyttötarkoituksessaan. Tarkkojen mallien kuvataan olevan tarkoitettu pääasiassa puolijohdevalmistajia varten, joille parametroidintiprosessi ei ole ongelma.

Perusmallien puolestaan nähdään olevan tarkoitettu yleispiirisimulaatioihin. Perusmallien vaaditaan myös olevan vapaasti hyödynnettäviä, ”jotta niitä voidaan käyttää useissa simulaattoreissa.” (Lauritzen et al., 2001)

Shengin ym. jaotteluperusteena on mallien toimintaperiaate, ja mallit jaetaan neljään ryhmään: matemaattisiin, puolimatemaattisiin, kvalitatiivisiin ja seminumerisiin. Matemaattisilla malleilla viitataan analyttisiin malleihin, jotka perustuvat puolijohdefysiikkaan; puolimatemaattiset mallit perustuvat osin fysiikkaan, mutta niihin on yhdistetty joidenkin komponenttien olemassa olevia malleja. Nissä saatetaan esimerkiksi käyttää erillistä BJT-mallia sellaisenaan IGBT:n sisäisen BJT:n mallintamiseen. Kvalitatiiviset mallit perustuvat empiiriseen tietoon, ja mallit ovat pohjimmiltaan mittauksiin perustuvia käyräsovitteita. Seminumeriset mallit käyttävät elementtilaskentaa leveän kannan mallinnukseen ja käyttävät muita analyttisiä menetelmiä muiden osien mallintamiseen. (Sheng et al., 2000)

Sekä Lauritzen että Sheng tekivät selvityksensä 2000-luvun alussa. Sen jälkeen mallien kehitys on ollut vähäistä. Palmer (2003) ja Bryant (2007) ovat kehittäneet uusia fysiikkaperustaisia kaksiulotteisia malleja. Heidän työnsä on lähinnä tarkoitettu puolijohdevalmistajille, jotka haluavat optimoida ja simuloida tuotteitaan. Simulaatiot ovat yleisesti ottaen hitaita ja tarjoavat hyvin vähän lisäarvoa järjestelmätai laitesuunnittelijalle, joka haluaa simuloida IGBT:tä osana laitetta eikä suunnitella IGBT:tä.

Shengin selvitys viittaa yli 80 artikkeliin ja arvioi mallien suoriutumista staattisten ja dynaamisten ominaisuuksien puitteissa eri kytkennöissä, tarkkuutta erilaisilla IGBT-rakenteilla (käytännössä punch-through (PT) ja non-punch-through (NPT)) ja eri lämpötiloissa. Selvityksen mukaan ennen vuosituhannen vaihdetta kehitettyistä malleista vain Hefner-malli on riittävän tarkka muuhun kuin hyvin yleistettyihin tilanteisiin. (Sheng et al., 2000)

Karkeasti jaotellen mallit perustuvat joko puolijohdekomponentin fyysiseen mallintamiseen tai IGBT:n sijaiskytkentään. Fyysinen malli voi mallintaa joko IGBT:n sisäisiä ominaisuuksia tai olla joukko yhtälöitä, jotka on johdettu yleistetystä mallista.

Sisäisten ominaisuuksien mallintamiseen perustuvat mallit vaativat paljon laskenta-tehoa ja simulointiajat voivat olla pitkiä. Ne vaativat myös tarkkaa tietoa puolijohdekomponentista itsestään. Yleistetyimmät fysiikkaperustaiset mallit ovat yleisesti ottaen erittäin tarkkoja, mutta vaativat huolellista parametointia ollakseen käyttökelpoisia.

Sijaiskytkennän tarkkuus riippuu sen elementtien tarkkuudesta. MOSFET ja BJT ovat sen tärkeimmät osat. Malleissa on yleensä erilaisia kapasitiivisia ja induktiivisia elementtejä ja useita diodeja, joista tärkein on nolladiodi. Tyydyttävien mallien löytäminen sisäiselle MOSFET:lle ja BJT:lle voi olla vaikeaa, sillä ne ovat hyvin erilaisia kuin diskreetit komponentit, joille mallit on yleensä suunniteltu (Hefner & Diebolt, 1994; Sheng et al., 2000). Esimerkiksi Lauritzen ym. (2000) hylkäsivät erään mallin, koska siinä käytetty Gummel-Poon-BJT-malli (Gummel & Poon, 1970) ei ollut sopiva IGBT:n mallintamiseen, ja sen seurauksena osa tärkeistä IGBT-ominaisuuksista jäi huomioimatta. Gummel-Poon-malli on kenties käytetyin BJT-malli, sillä se on riittävän nopea ja tarkka simulaatioihin, joissa simuloidaan diskreettiä BJT:tä.

IGBT:lle on kehitetty myös nimenomaan häviöiden mallintamiseen tarkoitettu malli (Blaabjerg et al., 1996). Se perustuu siihen, että häviöt tunnetaan jossakin tietyssä toimintapisteessä, jonka perusteella ne voidaan laskea myös toisiin toimintapisteisiin virran, jännitteen ja lämpötilan funktiona. Mallin käyttö kuitenkin edellyttää, että sen vaatimat parametrit mitataan. Mallia on käytetty mm. apuna taajuusmuuttajan lämpötilojen hallinnassa (Ikonen et al., 2006).

3.1. Lauritzenin malli

Lauritzen asetti kolme tavoitetta IGBT-mallilleen: parametrien täytyy olla helposti saatavissa, kaikki parametrit voidaan hankkia pelkästään datalehden tiedoista ja mallilla on ”hyvä staattinen ja dynaaminen suorituskyky”. Häntävirralta vaadittiin erityistä tarkkuutta. (Lauritzen et al., 2001)

Malli perustuu hajavaraustekniikkaan (lumped-charge technique). Menetelmä valittiin, koska laskenta on tällöin nopeaa ja parametrien saanti helppoa. Vaikka malli sinänsä onkin tarkka ja soveltuu hyvin IGBT:n kytkentäilmiöiden havainnollistamiseen, mallin tarkkuus mittauksia vastaan verrattaessa (Lauritzen et al., 2001) ei mitenkään voi riittää hyötysuhdesimulaation vaatimuksiin. Näin ollen Lauritzenin mallia ei käsitellä tässä työssä sen enempää.

3.2. Simplorerin IGBT-mallit

Simplorer 8 -simulaattori sisältää valmiita IGBT-malleja. Käyttäjä voi valita yhden viidestä simulaatiotasosta ja tehdä samalla kompromissin simulaationopeuden ja tarkkuuden välillä. Simulaatioparametrit lasketaan käyttäjän syötteen perusteella, ja kaikki tarvittava tieto voidaan hankkia yksityiskohtaisesta datalehdestä. Kotelon vaikutukset voidaan laskea Q3D-mallilla. (Ansoft, 2010)

Vähiten tarkka mutta nopeimmin laskettava simulaatiotaso sisältää staattisen käyttäytymisen laskennan, mutta käyttäytyy melko ideaalisesti kytkentäilmiöissä. Kaikkein tarkin simulaatiotaso osaa laskea kytkimen staattisen ja dynaamisen tilan, ja lisäksi se sisältää virtalähteen, joka mallintaa häntävirtaa. Tällä tasolla häntävirta otetaan huomioon myös muita ilmiöitä laskettaessa. (Ansoft, 2010)

Mallin dokumentaatio ei kuvaa mallin sisäistä toimintaa kovinkaan tarkkaan, eikä se esitä mallin verifointia mittausdataa vastaan. Parametroinnista voidaan päätellä, että häntävirtaa mallinnetaan ensimmäisen kertaluvun mallilla, mitä mm. Sheng (2000) pitää huonona ratkaisuna. Koska häntävirralla on suuri vaikutus häviöihin, malli pitää ehdottomasti verifioida ennen kuin sitä voidaan käyttää suurta tarkkuutta vaativaan simulointiin.

3.3. Hefner-malli

Hefnerin IGBT-malli (Hefner & Diebolt, 1994) on yksi käytetyimmistä IGBT-malleista. Malli on tarkka, mutta Lauritzenin ym. (2001; 2000) mukaan parametroidiprosessi on erittäin vaikea. Kuitenkin Lauritzenin tutkimuksen jälkeen Withanage ym. (2006) kehittivät metodin Hefner-mallin parametrien mittaamiseen. Heidän menetelmänsä vaatii kaksi mittausjärjestelyä, joista toinen on vakiokollektorijännitemittaus ja toinen resistiivistä kuormaa käyttävä mittaus. Lähdeartikkelissa luvataan, että menetelmän tarkkuus verifioidaan, mutta tähän liittyvää artikkelia ei löytynyt.

Hefner kirjoitti konferenssiesitelmän parametroidinnista, jossa kuvataan järjestelmä, joka mittaa parametrit automaattisesti. Järjestelmässä tietokoneohjelma kommunikoi mittalaitteiden kanssa IEEE 488-väylää käyttäen. Toisin kuin Withanagen menetelmä, Hefnerin parametroidintapa tarvitsee viisi mittausta parametrien mittaamiseen.

Mallista on olemassa myös termiset ominaisuudet sisältävä malli, joka mahdollistaa tehohäviöiden laskennan ja lämpötilavaikutusten huomioinnin (Hefner, 1994). Lämpötilariippuvuutta lukuun ottamatta mallin yhtälöt ja toiminta ovat samat kuin ”tavallisessa” Hefner-mallissa.

Hefner-mallin katsottiin olevan sopiva ALSTOM Powerin vaatimiin mittauksiin (Karlsson, 2002), ja parametroidintiin käytettiin Hefnerin menetelmää (Hefner, 1992). Syy Hefner-mallin valintaan oli, että PSPICE-malli, joka on kuvattu lähteessä (Karlsson, 2002) perustuu Hefner-malliin.

Tässä työssä Hefner-malli sivuutetaan. Sen parametroidintia edellyttää mittausten suorittamista, ja tässä työssä tavoitteena on löytää malli, jonka parametroidintia onnistuu datalehden tietojen perusteella.

3.4. Simulinkin mallit

MATLABin Simulink-ympäristön SimPowerSystems-paketista löytyy kaksi IGBT-mallia. Toinen sisältää myös vastadiodin, toinen ei. Vastadiodin sisältävä malli toimii itse asiassa ideaalisena jänniteohjattuna kytkimenä, joten se ei sovellu kytkentäilmiöiden mallintamiseen lainkaan.

Toinen malli puolestaan mallintaa virran kytkentäreunat, mutta ei jännitteen. Tämän vuoksi sen on täysin mahdotonta mallintaa kytkentätapahtuma ja siinä syntyvät häviöt täsmällisesti. Virran nousureuna puolestaan mallinnetaan suorana, ja laskureuna kahtena suorana, joista toinen kuvastaa varsinaista laskureunaa ja toinen häntävirtaa. Lisäksi mallissa on induktanssia ja resistanssia.

Häviöiden syntyminen edellyttää, että sekä jännite että virta poikkeavat samaan aikaan nollost. Koska Simulinkin mallissa jännitteen nousunopeus on ääretön, sen vaikutus jää mallintamatta. Kuvan 2.5 perusteella voidaan kuitenkin todeta, että IGBT:n sytytyksessä virta nousee ennen kuin jännite laskee. Näin ollen syntyy kytkentähäviö. Sammutuksessa puolestaan virran lasku alkaa jännitteen noustua. Tällöin häviöitä syntyy virran laskureunan ajan.

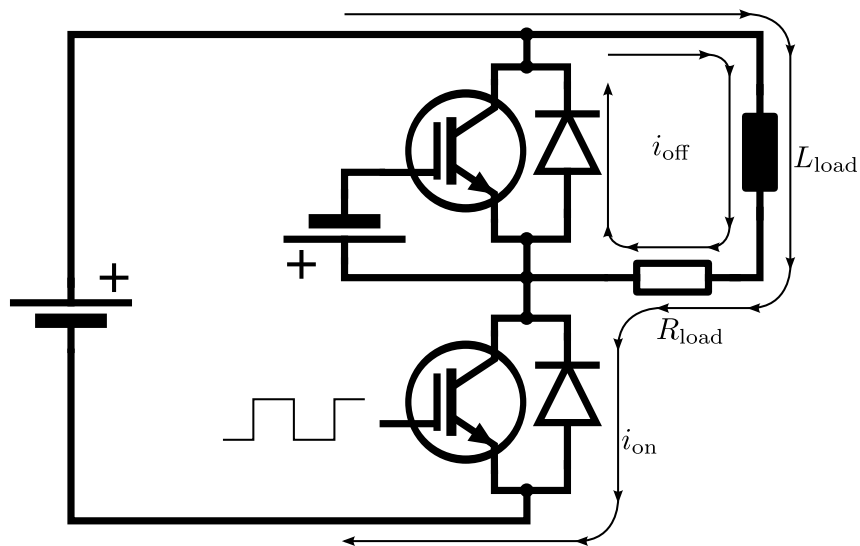
Malli siis hukkaa tiedon häviöistä, jotka syntyvät sytytyksessä virran nousureunan jälkeen ja sammutuksessa ennen virran laskureunaa. Koska kyseessä on kuitenkin yleisesti käytetty malli – Simulink on yleinen työkalu tehoelektroniikan mallinnuksessa – tarkastellaan tässä työssä myös Simulinkillä tehdyn simulaation perusteella saatavia arvioita häviöissä.

4. Mittauslaitteisto

Mallien verifiointia varten tarvittiin mittauslaitteisto, jossa kytkentäilmiöt voidaan mitata kontrolloidusti. Laitteisto koostuu mitattavasta päävirtapiiristä, ohjauselektronikasta, mittalaitteista ja tarvittavasta mekaniikasta.

4.1. Mittauskytkentä

Jotta nolladiodin vaikutukset saataisiin mukaan, käytettiin induktiivista kuormaa. Mittauskytkentä on esitetty kuvassa 4.1. Kytkennässä on IGBT-puolisiltamoduuli. Ylempää kytkintä ei ohjata mittausjärjestelyssä, ja sen hilalle tehdään negatiivinen jännite. Alemmaa kytkintä ohjataan mikrokontrollerilta saatavilla ohjeilla.



Kuva 4.1 Mittausjärjestely, jossa kuormavirta kulkee sekä ylemmän diodin että alemman kytkimen kautta riippuen kytkimen asennosta

Tarkastellaan aluksi kytkennän toimintaa ideaalisesta näkökulmasta. Alempi kytkin on aluksi avattu, eikä virralla ole kulkureittiä. Kun alempi kytkin suljetaan, kelassa L_{load} alkaa kulkea virta ja siihen varastoituu energiaa. Virta nousee RL-piirin as-

kelvasteen mukaisesti, ja vastus R_{load} rajoittaa virtaa. Virran kulkureitti on kuvaan 4.1 piirretty virta i_{on} . Kun alempi kytkin taas avataan, induktanssi pyrkii pitämään lävitseen kulkevan virran vakiona. Koska alemman kytkimen kautta ei kuitenkaan enää pääse kulkemaan virtaa, virta alkaa kulkea ylemmän diodin kautta, eli virran reitti on kuvaan 4.1 piirretty virta i_{off} .

Välipiirin induktanssi eli välipiirin kondensaattoreiden ja kytkinmoduulin välisessä johdotuksessa vaikuttava induktanssi on pyrittävä minimoimaan, jotta se ei indusoi jännitepiikkejä kytkinten yli kytkentähetkillä. Myös nolladiodin kanssa sarjassa oleva induktanssi on ongelmallinen, koska se aiheuttaa suuria jännitepiikkejä, kun kuormavirran reitti muuttuu kulkemaan alemman kytkimen sijaan ylemmän diodin kautta.

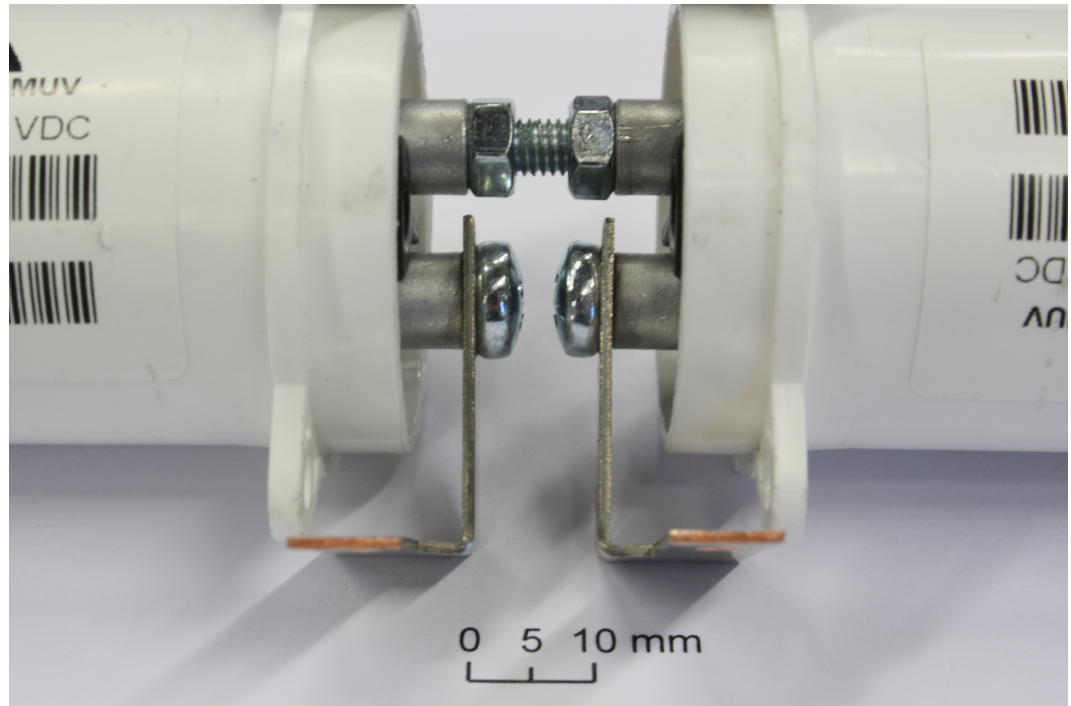
Kaikkien induktanssien minimointi on kuitenkin vaikeaa muun muassa mittalaitteiden kytkennän takia. Mittalaitteiden mittausteknisiin ominaisuuksiin ja niiden mitauskytkentään kohdistamiin vaikutuksiin perehdytään myöhemmin.

Sarjaan kytketyt elektrolyyttikondensaattorit on yhdistetty toisiinsa siten, että ne ovat mekaanisesti lähellä toisiaan ja niihin on mahdollista tehdä sähköiset kytkennät siten, että johdinsilmukan pinta-ala jää mahdollisimman pieneksi (kuva 4.2). Kondensaattorista lähtevien kiskojen välille on kytketty myös muovieristeinen kondensaattori, koska se toimii suurilla taajuuksilla paremmin.

Toinen välipiirikiskoista on ruuvattu suoraan kiinni hilaohjainkorttiin, johon myös kytkinmoduuli on juotettu. Toiseen kiskoon on puolestaan kiinnitetty johtimet, jotka on toisesta päästään kytketty shunttivastuksiin. Shunttivastuksilta johdotus jatkuu edelleen kuormalle ja hilaohjainkortille.

4.2. Ohjaustopologia ja mekaaninen rakenne

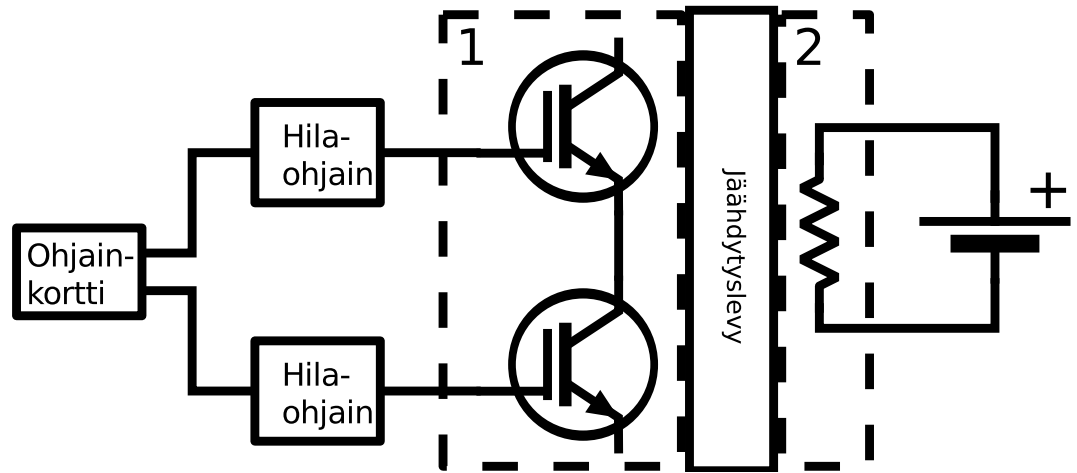
Laitteiston ohjaustopologia ja mekaaninen rakenne on esitetty kuvassa 4.3. Mitattava puolisolamoduuli on kiinnitetty jäähdytyslevyyn, jonka toiselle puolelle on kiin-



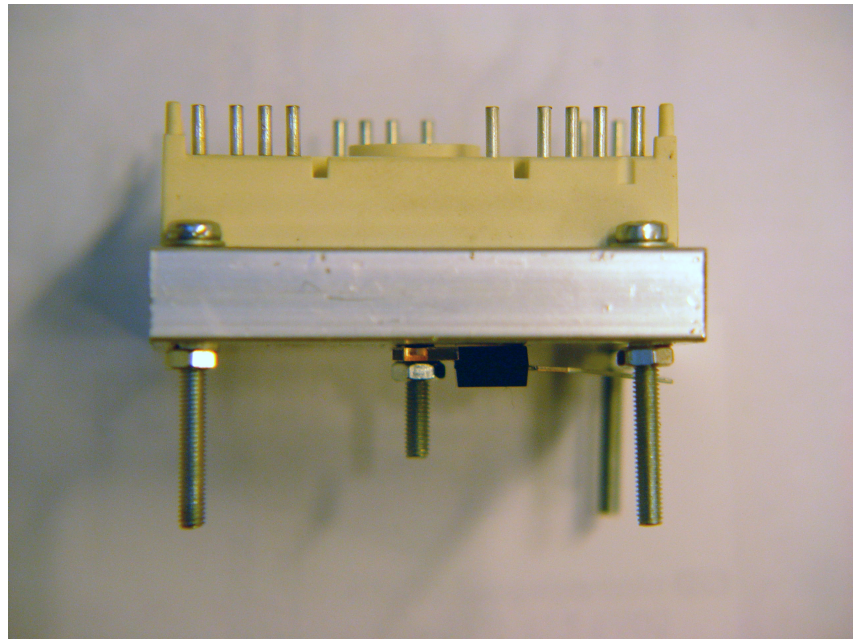
Kuva 4.2 Välipiirin rakenne. Kiskoilla tehty johdotus mahdollistaa pienen johdinsilmukan pinta-alan.

nitetty lämmitysvastus. Tämä konstruktio on esitetty myös kuvan 4.4 valokuvassa, jossa IGBT-moduulia ei ole juotettu hilaohjainpiirilevyille. Mittauksen aluksi jäähdytyslementti ja siten myös mitattava moduuli lämmitetään haluttuun lämpötilaan. Lämpötilaa voidaan seurata jäähdytyslevyssä olevan lämpötila-anturin tai vaihtoehtoisesti mitattavissa IGBT-moduuleissa olevien termistoreiden avulla.

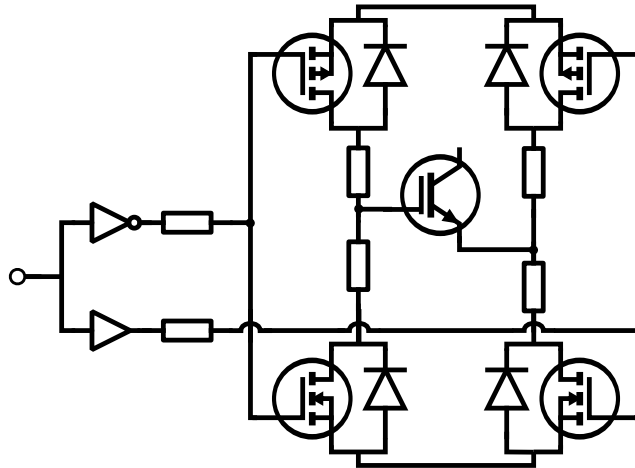
Koska transistorin toimintaa ohjataan hilalta, on hilajännitteen käyrämuodolla merkitystä saavutettavien kytkentäkäyrämuotojen kannalta. H-siltaan perustuvat hilaohjaimet tuottavat kaksipuoleisen hilajännitteen yksipuoleisesta 12 V käyttöjännitteestä. Yhden hilan ohjaus on esitetty kuvassa 4.5. Kuvassa ei yksinkertaisuuden vuoksi näy käyttöjännitteen ja tulosignaalin galvaanista erotusta, vaikka ne ovatkin välttämättömät hilaohjaimen toimintaa varten.



Kuva 4.3 Mittausjärjestely: Ohjainkortti tuottaa hilaohjainten avulla hilajännitteet mitattavalle puolisiltamoduulille (1). Moduli on kiinnitetty jäähdytyslementtiin, josta voidaan lämmittää lämmitysvastuksella (2). Jäähdytyslementissä on myös lämpötilamittaus.



Kuva 4.4 Mitattava IGBT-moduuli, jäähdytyslevy ja lämmitysvastus. Ruuvit muodostavat jalat, joiden avulla kuumat komponentit saadaan irti alustasta.



Kuva 4.5 Hilaohjaimen kytkentäkaavio. Tulosignaali tuodaan vasemmalla olevaan liittimeen.

Hilavastus on jaettu neljäksi erilliseksi vastukseksi, jotta hilajännitteen muutokset olisivat lineaarisempia. Eräässä aiemmassa toteutuksessa hilavastuksia oli kaksi – kuvan 4.5 ylemmät vastukset – jolloin H-sillan tilaa vaihdettaessa hilakapasitanssi joutui oikosulkuun alemman kytkimen ja toisen alemman vastadiodin kautta, kunnes hilajännite oli pudonnut noltaan. Tämän jälkeen hilajännite kasvoi vastakkaisuuntaiseksi vastuksen kautta. Kuvassa 4.5 esitettyssä kytkennässä ongelma on poistunut, ja hilavirta kokee saman resistanssin reitistä riippumatta.

Mittausten aikana IGBT:n sammutukseen vaikuttavat hilavastukset vaihdettiin suuremmiksi, jotta sammutus hidastuisi ja virran derivaatta sitä kautta pienenesi. Aiemmissa mittauksissa jokin kytkennässä vaikuttava hajainduktanssi oli ilmeisesti reagoinut virran muutokseen tuottamalla jännitepiikin, joka aiheutti läpilyönnin IGBT:ssä ja poltti sitä kautta kytkennässä olleen vastuksen.

Hilaohjainta syötettiin prosessorikortilta, jonka ainoa tehtävä oli vastaanottaa napinpainallus ja reagoida siihen tuottamalla mittapulssi. Kontrollerille kirjoitettu ohjelma sisälsi myös kytkinvärähtelyn eliminoinnin (debouncer).

4.3. Sähköiset mittaukset

Tehohäviön määrittämisessä pitää luonnollisesti tietää häviöllisen kuorman yli vaikuttava jännite ja läpi kulkeva virta. Puolisiltamoduulin tapauksessa samassa moduulissa on neljä puolijohdekomponenttia: kaksi IGBT:tä ja kaksi diodia. Mittauskytkentä suunniteltiin sellaiseksi, että vain alempi IGBT ja ylempi diodi ovat käytössä. Näin diodin ja IGBT:n virtojen erottaminen toisistaan mittauksessa on kohtuullisen yksinkertaista. Kytkevän IGBT:n rinnalla oleva diodi kuitenkin vaikuttaa piirin toimintaan, vaikka se ei koskaan biasoidukaan johtavaksi.

Mitattavia jännitteitä on kolme: IGBT:n kollektori-emitterijännite, diodin yli oleva jännite ja hilajännite. Kytkennästä halutaan tietää myös kolme virtaa: alemman IGBT:n kollektorivirta, ylempään diodin läpi kulkeva virta ja kuormavirta. Kuvan 4.1 mukaisessa kytkennässä IGBT:n kollektorivirta voidaan laskea Kirchoffin virtalain perusteella, jos kuormavirta ja diodin virta tunnetaan. Näin oskilloskoopissa tarvitaan vähemmän kanavia.

Mittalaitteiden kaistanleveysvaatimukset ovat kuormavirtaa lukuun ottamatta kohtuullisen vaativat. Kuormavirran kaistanleveys on pieni, sillä RL-piiri rajoittaa luonnostaan virran kaistaa. Kuormavirta jakautuu kollektori- ja diodivirraksi puolisolilla välipisteessä. IGBT:n syyttäminen tai sammuttaminen muuttaa kuormavirran kulureittiä IGBT:n ja diodin välillä hyvinkin nopeasti, ja sen takia mitattaessa IGBT:n tai diodin virtaa kaistanleveyttä on oltava riittävästi.

Pulssin pituus määrittää lähinnä spektrin matalilla taajuuksilla. Koska pulssin keskiarvo poikkeaa nolasta, spektri ulottuu DC:hen saakka. Spektri ylempillä taajuuksilla määräytyy pääasiassa kytkentäaikojen perusteella. Jos kanttiaalto koostetaan siten, että ideaalista kanttiaaltoa suodatetaan ensimmäisen kertaluvun alipäästösuo-
timella, saadaan -3 dB kaistanleveydeksi

$$f_{bw} = \frac{0,35}{t_r}, \quad (4.1)$$

jossa t_r on signaalin nousuaika (Bogatin, 2004). Suurinta taajuuskomponenttia arvioitaessa käytetään usein kokeellista yhtälöä

$$f_{\max} \approx \frac{2}{t_r}, \quad (4.2)$$

vaikka se ei teoreettisesti perusteltavissa olekaan.

Mitattavien kytkinten nousuajat ja niitä vastaavat kaistanleveydet on esitetty taulukossa 4.1. Varsinkin yhtälön (4.2) antamat arviot asettavat mittalaitteelle huomattavan suuret vaatimukset, jopa n. 30 MHz. Kuvassa 4.6 on myös esitetty teoreettinen spektri yhdelle pulssille, jonka pituus on 1 ms ja amplitudi yksi. Spektrin laskenta on esitetty liitteessä I.

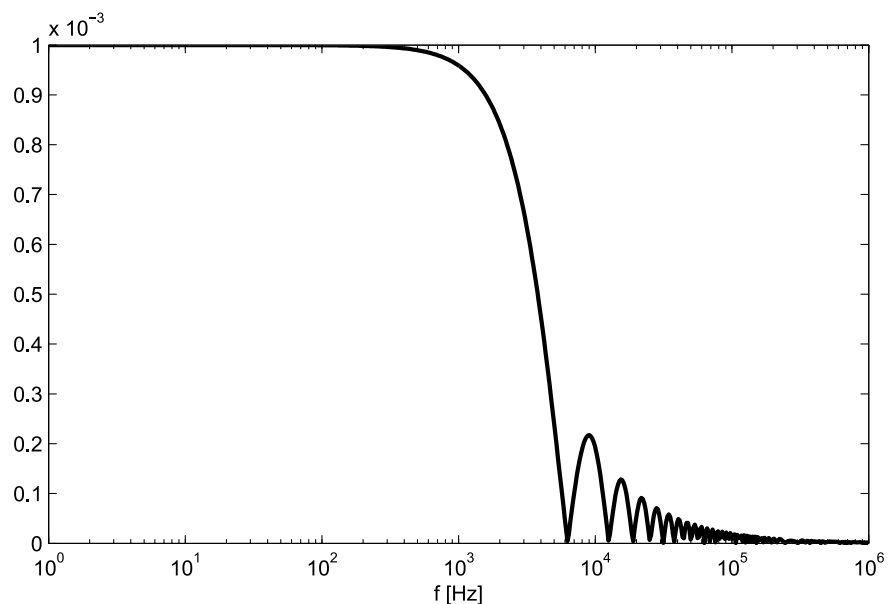
Taulukko 4.1 Mitattavan signaalin kaistanleveyden arviointi

Komponentti	t_r [ns]	f_{bw} [MHz]	f_{\max} [MHz]
SK75GB12T4T	65	5,4	30,8
SK80GB125T	110	3,2	18,2

Virranmittaukseen on olemassa useita eri ratkaisuja. Perinteisinä tehoelektronikan mittausratkaisuuina voidaan pitää virtamuuntajaa, Hall-anturia, Rogowski-kelaa ja shunttivastusta. Myös Faradayn ilmiöön ja magnetoresistanssiin perustuvia antureita on olemassa, mutta ne ovat harvinaisempia. (McNutt, 1999; Silventoinen & Kuisma, 1999; Mulolani & Ni, 2006; Liu & Hirsi, 2008)

Virtamuuntajat, Hall-anturit ja Rogowski-kelat tekevät mittauksesta luonnollisesti galvaanisesti erotetun, sillä ne kytkeytyvät piiriin ainoastaan virran aiheuttaman magneettikentän kautta. Virtamuuntaja toimii periaatteessa kuten tavallinenkin muuntaja, joten se ei kykene mittaamaan tasavirtaa. Sen vuoksi ne eivät sovellu tähän mittaukseen.

Rogowski-kela mittaa itse asiassa virran derivaattaa, joka muunnetaan virtaa kuvaavaksi signaaliksi integraattorilla. Integraattori tuottaa mittaukseen tarkkuuson-



Kuva 4.6 Yhden 1 ms pituisen pulssin spektri, kun pulssin kaistanleveys on 5,38 MHz.

gelmia. Lisäksi virran aiheuttamaa magneettivuota derivoiva mittauskela ei ole ideaalinen derivaattori, vaan sillä on alarajataajuus, ja sen vuoksi osa mitattavasta informaatiosta katoaa. Näistä ongelmista johtuen Rogowski-kela ei sovellu suoritettavaan mittaukseen.

Hall-antureilla ja niihin pohjautuvilla takaisinkytketyillä virtamuuntajilla (nollavuoanturi) on mahdollista mitata myös DC-taso, mutta niiden kaistanleveys on usein rajoittunut. Suurella taajuuskaistalla ja virranmittauskyvyllä varustettuja oskilloskoopin mittapäitä on olemassa, mutta niitä ei ollut saatavilla.

Shunttivastus toimii varsin hyvin matalilla taajuuksilla. Sen suorituskyky suurilla taajuuksilla riippuu erittäin paljon vastuksen rakenteesta. Shunttivastuksia on olemassa erilaisia. Mittauksissa kokeiltiin koaksiaalishunttia ja piirilevyllä tarkoitettua nitojan niitin muotoista shunttivastusta (kuva 4.7). Niitin muotoisessa vastuksessa ongelmana on sen muodostama induktanssi, joka luonnollisesti vaikuttaa kytkennän toimintaan. Lisäksi induktanssi on vastuksen kanssa samassa laitteessa, joten jännitteen mittaaminen pelkästään shuntin resistanssin yli on mahdotonta. Induktanssinsa

takia tällainen shuntti myös kerää ympäristöstä huomattavan paljon häiriöitä, minkä takia se ei sovellu mittaukseen.

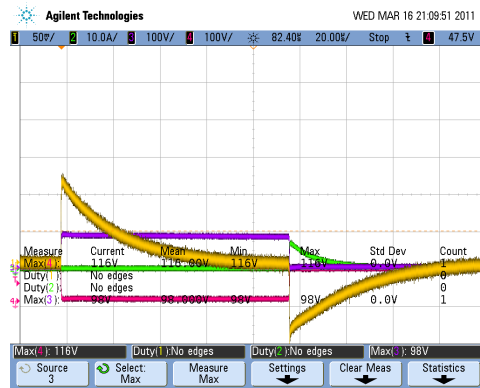


Kuva 4.7 Niitojan niitin muotoinen shunttivastus

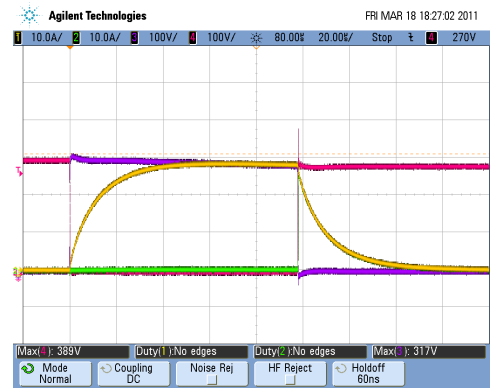
Kuvassa 4.8 on vertailtu niitin mallisen shuntin suorituskykyä koaksiaalishunttiin. Niitin mallisen shuntin mittaama virta vastaa lähinnä todellisen virran derivaattaa, minkä takia voidaan sanoa, että shuntti toimii kytkennässä enimmäkseen induktanssina. Sitä ei siis tässä tapauksessa voi edes ajatella mittalaitteena.

Diodin läpi kulkeva virta puolestaan mitattiin koaksiaalishuntilla, jossa vastuksen sisäinen induktanssi on hallinnassa, ja jännitettä voidaan mitata lähes puhtaan resistanssin yli. Kytkeään kuitenkin muodostuu induktanssia vastuksen vaatimien johdotusten takia, mikä on erittäin huono asia nopeasti muuttuvan virran reitillä. Johdotusinduktanssi pyrittiin kuitenkin minimoimaan rakenteellisin keinoin.

Jännitteenmittaus toteutettiin tehoelektronikan mittauksiin tarkoitetuilla differentiaalimittapäillä. Niiden kaistanleveys on 200 MHz, joka sinänsä on mittauksiin riittävä. Johtimet, joilla mittapäät kytketään mitattavaan kohteeseen ovat kuitenkin verraten pitkät, joten ei ole täysin poissuljettua, että niiden kautta mittauksiin kytkeytyisi häiriöitä. Tätä pyrittiin välttämään kiertämällä mittajohtimet kierretyiksi pareiksi.



(a)



(b)

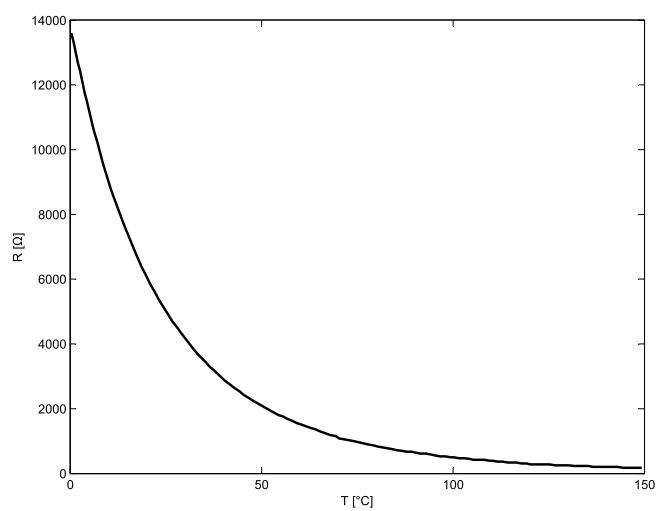
Kuva 4.8 Virrat eri antureilla mitattuna. Kuvassa (a) kuormavirta (keltainen kuvaaja) on mitattu nitojan niitin mallisella shunttivastuksella, kun taas kuvassa (b) se on mitattu koaksiaalishuntilla. Todellinen virran käyrämuoto on molemmissa mitauksissa sama, mutta vasemmanpuoleisessa kuvassa se on erittäin pahasti vääristynyt.

4.4. Lämpötilamittaus

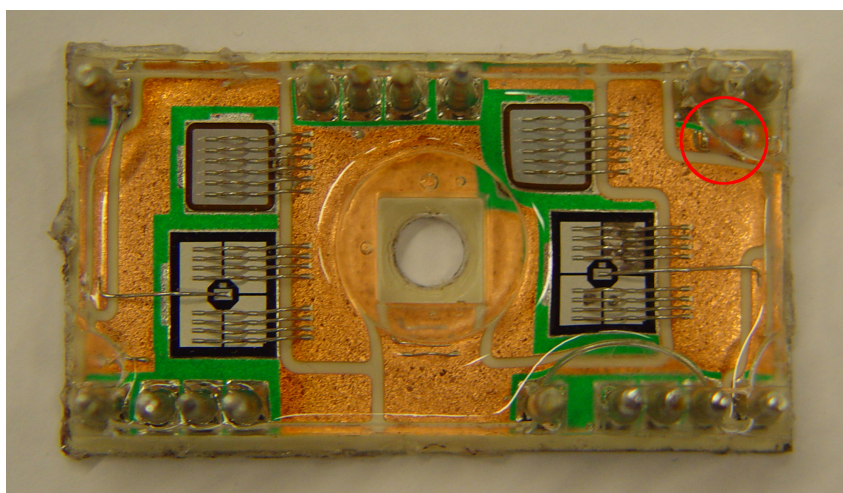
Alunperin lämpötilamittaukseen aiottiin käyttää kytkinmoduuleissa olevia termistoreita, koska niiden arvioitiin kuvastavan paremmin kytkimen todellista lämpötilaa. Tämä olisi kuitenkin aiheuttanut huomattavasti ylimääräistä työtä, sillä ohjauselektronikkaan olisi pitänyt rakentaa myös mittaukset. Sisäisistä termistoreista saatavilla oleva ominaiskäyrä (kuva 4.9) on suurissa lämpötiloissa huomattavan epätarkka (Lella & Ramin, 2008).

Lisäksi termistori on sijoitettu kytkinmoduulin sisällä melko syrjään itse puolijohdeista (kuva 4.10). Näin ollen se ei anna lämpötilasta tarkempaa arviota kuin jäähdytyslevyyn kiinni puristettu lämpötila-anturikaan.

Tästä syystä lämpötila mitattiin käyttäen anturina jäähdytyslevyyn kiinnitettyä Pt100-termistoria. Itse lämpötila mitattiin dataloggerilla, joka pystyy suoraan mittaamaan



Kuva 4.9 SEMITOP 3 -koteloiden kytkinmoduulien sisäisen termistorin ominaiskäyrä (Lella & Ramin, 2008).



Kuva 4.10 Avattu kytkinmoduuli. Termistori on sijoitettu oikeaan yläkulmaan.

lämpötilan termistorin resistanssin perusteella. Tarkkuuden parantamiseksi termistorin resistanssin mittausta tehtiin nelijohdinmittauksena.

5. Mittaus- ja simulaatiodatan vertailu

Tässä kohdassa verrataan mittaamalla saatua dataa simuloituun. Vertailtavana ovat Simplorerin ja Simulinkin mallien antamat tulokset.

5.1. Simplorerin malli

Simplorerin malli parametroidiin datalehden tietojen perusteella. Simplorer laskee parametrit nimellisarvojen ja ominaiskäyrien perusteella. Lisäksi parametroidintia voidaan tarkentaa muiden kuin nimellisasteissa mitattujen arvojen avulla.

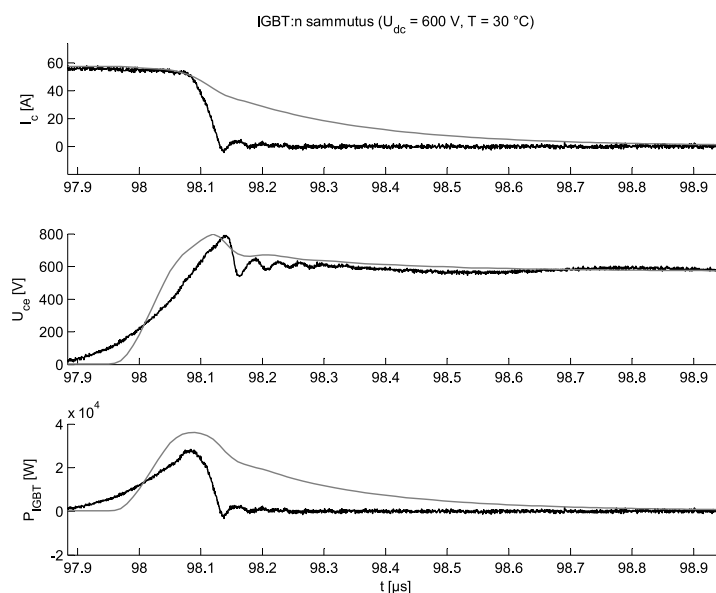
Mallin suorituskyky oli yllättävän heikko. Kun simulaatiossa kuormana oli pelkkä resistanssi, malli antoi uskottavat kytkentäreunat niin jännitteelle kuin virrallekin. Mittauksissa käytössä ollut RL-kuormaa simuloitaessa virran kytkentäreuna kuitenkin poikkesi huomattavasti mittaustuloksesta.

5.1.1. IGBT:n sammutus

Mittauksista ja simulaatiosta saadut jännite- ja virtakuvaajat on esitetty kuvassa 5.1. Kuvasta nähdään, että virran laskureuna on tavattoman hidas. Simuloidusta virrasta nähdään, että laskureunassa häntävirta alkaa samalla hetkellä kuin mitatussakin virrassa. Virta ei kuitenkaan tällä ajanhetkellä ole laskenut yhtä paljon kuin todellisudessa, joten häntävirran hidas laskuaika näkyy simuloidussa virrassa vielä pitkään.

Jännitereuna on mitattuun verrattuna liian jyrkkä. Se kuitenkin mallintaa mitattua dataa paremmin kuin virta. Mitatussa jännitteessä näkyvä ylitys näkyy myös simuloidussa jännitteessä, mutta ylitykseen liittyy värehtelyä ei näy simulaatiossa.

Jännitteen ja virran virheellisyys aiheuttaa huomattavan poikkeavuuden todellisen hetkellisen häviötehon ja simuloidun häviötehokäyrän välillä. Häviötehon nousureuna vastaa lähes riittävällä tarkkuudella todellista, mutta häviöhuippu on liian



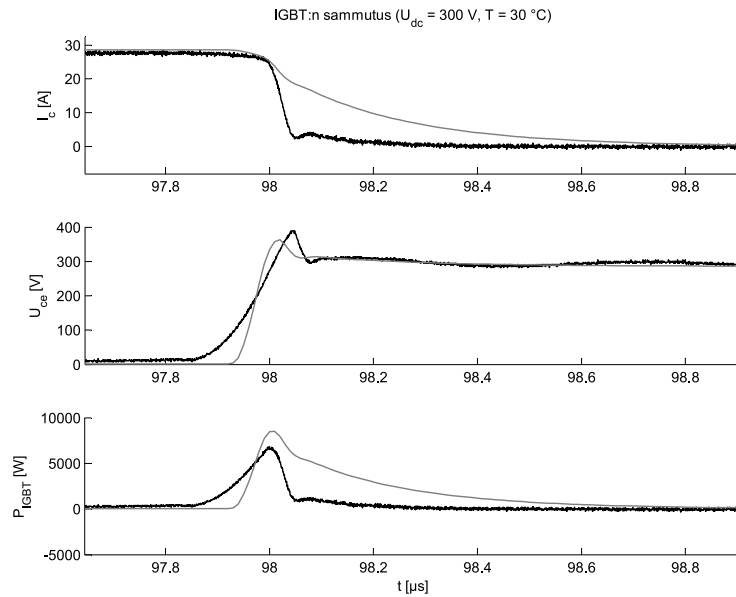
Kuva 5.1 Simplorerilla simuloitu IGBT:n sammutus 600 V välipiirijännitteellä. Mittausdata tummalla ja simuloitu data himmeällä viivalla.

korkea. Huipun jälkeiseltä osaltaan häviöteho on mitattuun verrattuna huomattava, mikä johtuu pääasiassa häntävirran virheestä simulaatiossa.

300 V välipiirijännitteellä suoritetuissa mittauksissa ja simulaatioissa (kuva 5.2 tilanne ei juuri poikennut edellisestä: jännitteen nousu on simulaatiossa edelleen nopeampi kuin mittauksessa ja virran lasku huomattavasti hitaampi. Myös teho käyttäytyy samalla tavalla kuin 600 V tapauksessa.

Taulukkoon 5.1 on koottu kuvien 5.1 ja 5.2 mukaisten kytkentätapahtumien aiheuttamat tehohäviöt. Virhe on molemmissa tapauksissa huomattavan suuri, ja 600 V välipiirin jännitteellä simuloitu häviöenergia on jopa seuraavalla dekadilla mitattuun verrattuna.

Virhe johtuu pääasiassa häntävirran virheestä. Kuvissa 5.1 ja 5.2 asteikko ei mahdollista pienten häviötehojen arvioimista silmämääräisesti: mitattu kytkentähäviö näyttää olevan lähellä nollaa vielä silloinkin kun häntävirta edelleen vaikuttaa häviö-



Kuva 5.2 Simplorerilla simuloitu IGBT:n sammutus 300 V välipiirijännitteellä. Mittausdata tummalla ja simuloitu data himmeällä viivalla.

öön. Mitattua kytkentähäviötä laskiessa ylempi integrointiraja oli siksi mittauksen tapauksessa lähes samassa ajanhetkessä kuin simuloidusta datasta laskiessakin. Virhe ei siis muodostu kytkentähäviön ajallisesta pituudesta vaan hetkellisestä suuruudesta, joka on simuloidussa datassa huomattava.

Tässä esitetyt mittaukset suoritettiin huoneenlämpötilassa (n. 25 °C), jossa IGBT:n vuoto- yms. häviöt nostivat sen lämpötilan 30 °C tuntumaan. Koska mittaus- ja simulaatiotulokset poikkesivat tässä lämpötilassa huomattavasti toisistaan, eikä simulaatio suuremmalla lämpötilaparametrilla juuri muuttanut tulosta, ei mittausta toistettu korkeammissa lämpötiloissa.

Taulukko 5.1 Mitatut ja Simplorerilla simuloitut IGBT:n sammutushäviöt kahdella välipiirin jännitteellä U_{dc}

U_{dc}	Mitattu [mJ]	Simuloitu [mJ]	Virhe [%]
300 V	0,74	1,9	168
600 V	3,2	39,1	1122

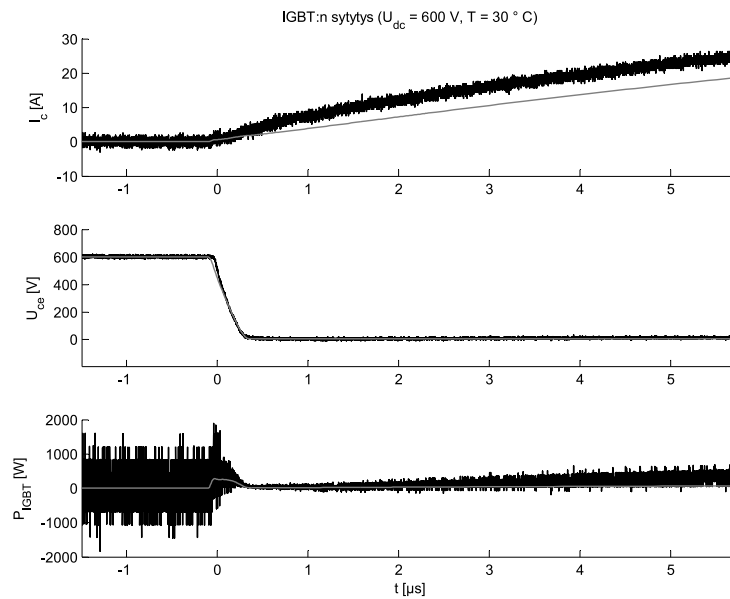
5.1.2. IGBT:n sytytys

Koska mittauksessa kuormaan ajettiin vain yksittäinen pulssi, ei IGBT:n sytytyksestä ole mittaustuloksia kuin nollavirtaan kytkennästä. Kytkentätapahtuma 600 V välipiirijännitteellä on esitetty kuvassa 5.3. Kuvasta huomataan, että simuloitu jännite seuraa varsin tarkasti mittaustuloksia. Tässäkin tapauksessa virta kuitenkin jää simulaatiossa todellisuutta pienemmäksi.

Häviötehon kuvaaja on simulaatiossa muodoltaan hyvin samankaltainen mittauksen kanssa, joskin mittaustuloksista lasketussa häviötehossa näkyvä huomattava kohina vaikeuttaa vertailua. Silmämääräisesti voidaan kuitenkin arvioida, että simulaatitulosista laskettu häviöteho on kytkentäilmiön ajan pienempi kuin mittaustuloksista laskettu. Simulaatiomalli tuntuu kuitenkin antavan varsin hyvän arvion niin johtavuus- kuin sulkutilankin häviöille.

Virta ei kuitenkaan tässä tapauksessa vaihda reittiä, sitä sillä ei kytkentätapahtuman alussa kulje ollenkaan. Tästä johtuen kuormapiirin induktanssi vaikuttaa sytytyksessä virran käyrämuotoon, ja näin ollen ero simulaation ja mittauksen välillä voi johtua myös siitä, että mittauksessa käytetyn kelan induktanssi ei ole tarkalleen $150 \mu\text{H}$.

300 V välipiirijännitteellä mitatut ja simuloitut tulokset on esitetty kuvassa 5.4. Jännite- ja virtakuvaajien osalta tilanne vastaa 600 V tapausa. Häviökuvaajassa kui-

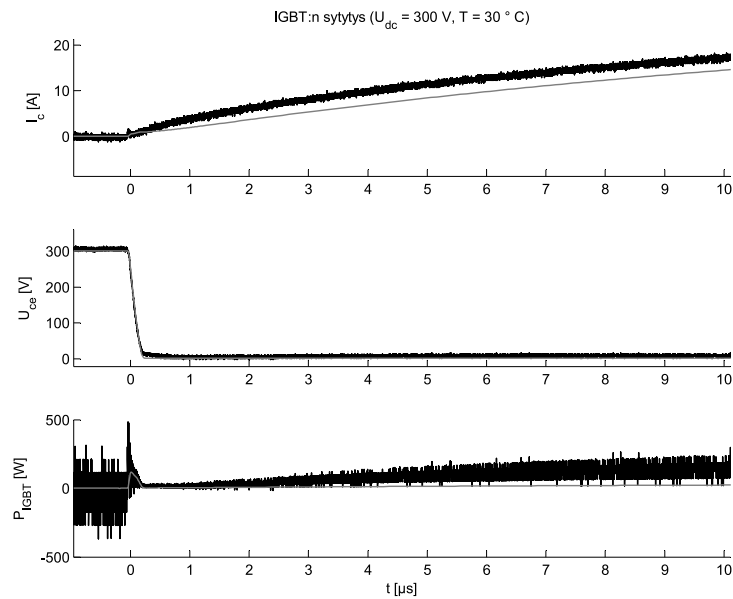


Kuva 5.3 Simplorerilla simuloitu IGBT:n sytytys 600 V välipiirijännitteellä. Mittausdata tummalla ja simuloitu data himmeällä viivalla.

tenkin on 600 V tapausta selvempää, että kytkentä tapahtuman aikana tapahtuva häviö on muodoltaan erittäin paljon mittauksen kaltainen.

Hetkellinen häviöteho näyttää jäävän mittausta pienemmäksi. On kuitenkin mahdollista, että tämä johtuu mittauksessa esiintyvistä kohinasta. Lisäksi juuri suurimman häviöpiikin kohdalla kollektorivirrassa näkyy erikoinen hyppäys. Johtavan tilan häviö on simulaatiossa selvästi mittausta pienempi, mikä johtunee siitä, että jännite asettuu simulaatiossa hieman mittausta pienempään arvoon.

Mitattu tehohäviödata on niin kohinaista, että häviöenergioiden laskenta ei ole tässä tapauksessa mielekäästä. Mitatussa virrassa on enemmän kohinaa kuin jännitteessä, jolloin pienillä virran arvoilla kohina näkyy voimakkaana. Tämän vuoksi ongelma ilmenee nimenomaan sytytyksessä. Mukana on myös numeerista kohinaa, sillä I_c on laskettu kuormavirrasta ja diodin virrasta.



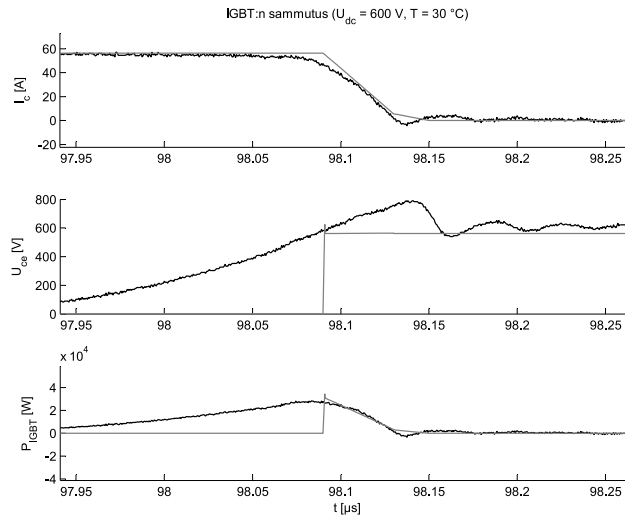
Kuva 5.4 Simplorerilla simuloitu IGBT:n sytytys 300 V välipiirijännitteellä. Mittausdata tummalla ja simuloitu data himmeällä viivalla.

5.2. Simulink-malli

Vaikka Simulinkin mukana toimitettava IGBT-malli muistuttaakin suurilta osin ideaalista kytkintä, se mallintaa kuitenkin virran kytkentätapahtumia alkeellisesti. Se soveltuu siis epätarkempien ja empiiristen mallien käyttämisen havainnollistamiseen.

Simulink-mallin kytkentäominaisuudet parametroidaan lähinnä virran laskuaikaan perustuen. Sille annetaan virran laskuaika, jonka kuluessa virta laskee 10 %:iin ja hännän pituus, jonka kuluessa virta laskee edelleen 10 %:sta nolnaan. Tässä tehtyä simulaatiota varten nämä parametrit asetettiin siten, että niiden summa vastaa datalehdessä esitettyä laskuaikaa. Laskuaika jaettiin kahteen osaan mielivaltaisesti niin, että häntävirta on kaksi kolmasosaa datalehdessä ilmoitetusta laskuajasta.

Kuvassa 5.5 on esitetty Simulinkin mallilla simuloitu IGBT:n sammutus. Jännitteen nousureunaa malli ei laske, vaan sen nousuaika on ääretön. Häviötehon laskennan kannalta jännitteen nousuaika on siis sama kuin simulointiaskel kyseisellä hetkellä. Tästä johtuen malli ei mallinna jännitteen nousureunan aiheuttamia häviöitä kytkennässä.

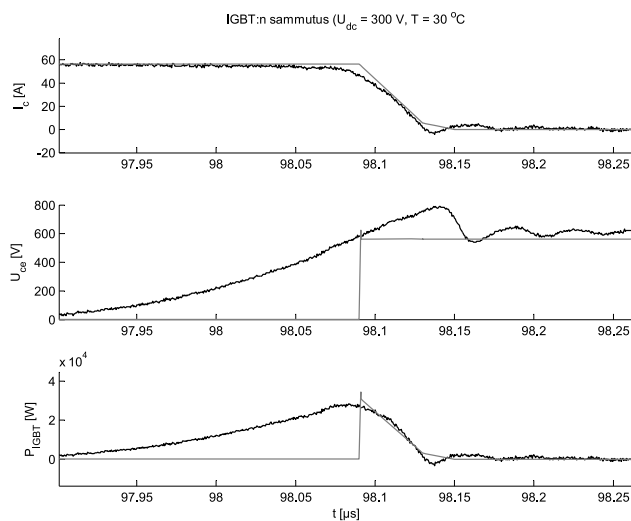


Kuva 5.5 IGBT:n sammutus 600 V välipiirin jännitteellä mitattuna ja Simulinkillä simuloituna

Virran laskureuna on mallinnettu kahtena suorana, joista toinen mallintaa virran nopeaa laskureunaa ja toinen häntävirtaa. Kuvan 5.5 perusteella nähdään, että virhe on suurimmillaan virran laskureunan alussa ja lopussa.

Häviötehoa tarkasteltaessa huomataan, että jännitteen noustua häviötehon kehitys riippuu lähinnä virrasta. Häviötehossa ei tämän pisteen jälkeen näy suuria poikkeamia simuloidun ja mitatun datan välillä, vaikka virhe jännitteessä onkin huomattava mitatussa jännitteessä havaittavasta ylityksestä johtuen. Sama pätee myös 300 V mittaukseen (kuva 5.6).

Taulukossa 5.2 on esitetty kytkentähäviöt mitatusta ja simuloidusta datasta laskettuna. Häviöitä ei ole laskettu koko kytkentätapahtuman vaan vasta jännitteen nousu-



Kuva 5.6 IGBT:n sammutus 300 V välipiirin jännitteellä mitattuna ja Simulinkillä simuloituna

reunan jälkeiseltä ajalta, koska on ilmeistä, että ennen jännitteen simuloitua nousureunaa tulos olisi huomattavan virheellinen.

Taulukko 5.2 Mitatut ja Simulinkillä simuloidut IGBT:n sammutushäviöt kahdella välipiirin jännitteellä U_{dc} . Mukaan on laskettu vain jännitteen nousureunan jälkeinen osa häviöstä.

U_{dc}	Mitattu [μJ]	Simuloitu [μJ]	Virhe [%]
300 V	210	179	14,8
600 V	675	715	5,9

Virran laskuajalta lasketun häviöenergian virhe on huomattavan paljon pienempi kuin Simplorerilla simuloidussa kytkennässä. 600 V välipiirijännitteen tapauksessa virhe on pienempi kuin mitä 5 % virhe simulaation jännitteessä aiheuttaa. Virheen voidaan siis katsoa olevan hyväksyttävissä.

6. Johtopäätökset

Simplorer-mallin suorituskyky osoittautui yllättävän heikoksi. Mittauksen perusteella sen ei näennäisesti voi katsoa soveltuvan tehokytkimien häviösimulaatioihin. Toisaalta samoilla parametreilla laskettu malli kykeni tuottamaan uskottavat kytkentäkäyrät resistiiviselle kuormalle. On mahdollista, että virhe näkyy vain tietynlaisissa kytkennöissä.

Ongelmana kuitenkin on, että simulaatiovaiheessa ei yleensä ole tiedossa, mitä piirissä oikeasti tapahtuu. Näin ollen se, osataanko kytkentäilmiöiden realistisuus arvioida oikein, riippuu simulaation suorittajan kokemuksesta ja valppaudesta.

Simulinkin mallin vertaaminen mitattuun dataan osoittaa, että kytkentäilmiöitä ei tarvitse mallintaa nanosekunnin tarkkuudella, kunhan nousu- ja laskuajat ovat riittävällä tarkkuudella oikein. Tämän vuoksi työn alussa tehty hypoteesi, että simulaatiomallin tulisi olla erityisen tarkka, on väärä.

Ottaen huomioon, että mallin parametointi tehtiin huolimattomasti, kansankielellä ”hatusta vetäen”, simulaatiossa syntynyt virhe on huomattavan pieni.

”Liian tarkan” mallin käyttämisestä ei kuitenkaan ole erityistä haittaa häviöiden simuloinnin kannalta, kunhan ne pystyvät seuraamaan kytkentätransienteissa ilmeneviä virran ja jännitteen nousu- ja laskureunoja. ”Epätarkkojen” mallien etuna kuitenkin on, että niiden parametointi on yleensä yksinkertaista, ja niitä käyttäen simulaation ajaminen on huomattavasti nopeampaa. Simulaationopeudella on erityistä merkitystä monimutkaisten järjestelmien mallintamisessa.

6.1. Vaatimukset IGBT-mallille

Työssä selvisi, että alussa asetetut odotukset siitä, millaiset vaatimukset IGBT-mallin tulisi täyttää eivät pitäneet paikkaansa. Tulosten perusteella voidaan sanoa, että mallin tulisi täyttää ainakin seuraavat vaatimukset:

1. KytKentäaikojen ja -viiveiden tarkka mallinnus. KytKentäreunojen muodolla ei sinänsä ole suurta väliä, kunhan ne suurin piirtein seuraavat todellisia kytKentäilmiöitä.
2. Parametointi tulee voida suorittaa pelkästään datalehden perusteella

Näiden vaatimusten valossa mallin ei tarvitse perustua syvälliseen fysikaaliseen ymmärrykseen laitteen toiminnasta, vaan se voi perustua erilaisiin approksimaatioihin. Vaatimuksista jälkimmäinen kuitenkin edellyttää, että mallin parametointin on sen verran sidottu fysiikkaan

6.2. Potentiaalisia malleja

Tulosten valossa kohdassa 3.1 esitelty Lauritzenin malli ansaitsee tulla uudelleenarvioituksi. Mallin käyttökelpoisuutta tulee arvioida erityisesti sen mukaan, kuinka helposti se on toteutettavissa käytettävässä simulaattorissa ja kuinka hyvin parametointi onnistuu käytettävillä datalehdillä.

Monti (1996) esitteli simulaatitulosia mallilla, joka perustuu yksinkertaiseen sijaiskytkentään, jonka tärkein komponentti on kollektorin ja emitterin välinen säätökonduktanssi. Lisäksi dynaamisia ominaisuuksia mallinnetaan kolmella säätökapasitanssilla. Säädettäviä piirielementejä ohjataan sumean logiikan avulla. Monti ei kuitenkaan esittele mallissa tarvittavia funktioita totuusarvojen laskemiseen tai sumeita logiikkafunktioita. Artikkelissa ei myöskään esitetä kunnollista verifiointia mallille. Sumean logiikan lähestymistapa aihepiiriin ei kuitenkaan välttämättä ole lainkaan mahdoton, ja voi osoittautua päteväksi tavaksi. Montin lähtökohtana on kuitenkin ollut myös se, että mallin parametointiin ei tarvita muuta kuin datalehti.

Wongin (1997) EMTP-ohjelmaan kehittämä malli perustuu käyräsovitteisiin. Wongin malli edellyttää kuitenkin mittausten tekemistä käyrämuotojen ja muutaman muun arvon selvittämiseksi. Malli laskee sovitteet näiden mittausten perusteella.

Saattaa kuitenkin olla mahdollista laskea mallin tarvitsemat arvot datalehden perusteella, jolloin malli saattaisi olla riittävän tarkka häviöiden simulointiin.

7. Yhteenveto

Työssä perehdyttiin erilaisiin IGBT:n simulaatiomalleihin ja siihen, kuinka hyvin niillä pystytään mallintamaan IGBT:ssä syntyviä häviöitä. Häviömallinnuksen tarkkuus ei ollut ainoa tavoite, vaan mallin haluttiin olevan apuna nimenomaan tehoelektronikkalaitteiden suunnitteluvaiheessa. Sen vuoksi mallin tulisi olla parametroitavissa pelkän datalehden perusteella, eli se ei saisi vaatia mittauksia.

Tehdyssä kirjallisuusselvityksessä selvisi, että erilaisia IGBT-malleja on olemassa paljon. Hefnerin mallia pidetään yleisesti ottaen piirisimulaatiomalleista tarkimpana, mutta se edellyttää huomattavaa panostusta simulaatioparametrien mittaamiseen, ellei komponenttivalmistaja toimita valmiita parametreja.

Mittaus- ja simulaatiodataa verrattaessa havaittiin, että kokeiltaviksi valittu Simplorerin malli ei kyennyt mallintamaan häviöitä riittävän tarkasti. Työssä havaittiin myös, että jännitteen ja virran kytkentäreunojen käyrämuodon mallinnuksen tarkkuudella ei ole juurikaan väliä. Olennaisinta on, että kytkentäajat ovat oikean pituiset.

Vaikka työssä vaatimusten mukaista mallia ei löytynytäkään, työssä pystyttiin osoittamaan, että simulaatiomalleja voidaan käyttää häviöiden ja sitä kautta hyötysuhteen arviointiin.

Viitteet

- Ansoft, 2010. Simplorer On-Line Help: Basic Dynamic IGBT Model.
- Bhosale, P. & Hermwille, M., 2006. Connection of Gate Drivers. *Application Note AN-7002*.
- Blaabjerg, F., John K. Pedersen, Sigurjónsson, S. & Elkjær, A., 1996. An Extended Model of Power Losses in Hard-switched IGBT-inverters. *Industry Applications Conference*.
- Bogatin, E., 2004. Signal integrity: simplified. Prentice Hall Professional Technical Reference.
- Bose, B.K., 1997. Power Electronics and Variable Frequency Drives, Technology and Applications. Piscataway, NJ: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.
- Bryant, A.T., Palmer, P.R., Santi, E. & Hudgins, J.L., 2007. Simulation and Optimization of Diode and Insulated Gate Bipolar Transistor Interaction in a Chopper Cell Using MATLAB and Simulink. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 4.
- Gummel, H.K. & Poon, R.C., 1970. An integral charge control model of bipolar transistors. *Bell System Technical Journal*, vol. 49, pp. 827–852.
- Hefner, A.R., 1994. A Dynamic Electro-Thermal Model for the IGBT. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 2.
- Hefner, A., 1992. INSTANT - IGBT network simulation and transient ANalysis tool. U.S. Dept. of Commerce, National Institute of Standards and Technology (NIST).
- Hefner, A. & Diebolt, D., 1994. An experimentally verified IGBT model implemented in the Saber circuit simulator. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 9, no. 5.

- Ikonen, M., Häsä, H., Rauma, K. & Silventoinen, P., 2006. A System for Thermal model Verification of a Power Switch. *Power Electronics Specialists Conference*.
- Karlsson, J., 2002. The concept of IGBT modelling and the evaluation of the PSPICE®IGBT model. Master's thesis, Department of Industrial Engineering and Automation, Lund University, http://www.iea.lth.se/publications/MS-Theses/Full%20document/5165A_full_document.pdf.
- Lauritzen, P.O., Andersen, G.K. & Helsper, M., 2001. A Basic IGBT Model with Easy Parameter Extraction. *Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference*.
- Lauritzen, P.O., Andersen, G.K., Perera, P.C., R., S. & Bhat, K., 2000. Goals for a Basic Level IGBT Model with Easy Parameter Extraction. *Proc. IEEE Workshop Computers in Power Electronics*.
- Lella, M.D. & Ramin, R., 2008. SEMITOP®. The Low and Medium Power Module for high Integrated Applications. SEMIKRON.
- Liu, K. & Hirsi, A., 2008. The IGBT Test Setup Design. Opinnäyte. Chalmers University of Technology.
- McNutt, D.P., 1999. Current Measurement. *The Measurement, Instrumentation and Sensors Handbook on CD-ROM*.
- Mohan, N., Undeland, T.M. & Robbins, W.P., 2003. Power Electronics: Converters, Applications, and Design. John Wiley & Sons, inc. New York.
- Monti, A., 1996. A Fuzzy-Based Black-Box Approach to IGBT Modelling. *Proceedings of the third IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems*.
- Mulolani, F. & Ni, X., 2006. Measurement of Switching Transitions in IGBTs. Opinnäyte. Chalmers University of Technology.
- Niiranen, J., 2001. Tehoelektroniikan komponentit. Otatieto Oy Yliopistokustannus University Press Finland, Helsinki, 3rd edn.

- Palmer, P.R., Santi, E., Hudgins, J.L., Kang, X., Joyce, J.C. & Eng, P.Y., 2003. Circuit Simulator Models for the Diode and IGBT With Full Temperature Dependent Features. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 5.
- Sattar, A. Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) Basics. *Ixys Application note IXAN0063*.
- Sedra, A.S. & Smith, K.C., 2004. *Microelectronic Circuits*, 5th edition. New York: Oxford University Press.
- Sheng, K., Williams, B.W. & Finney, S.J., 2000. A Review of IGBT Models. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, no. 6.
- Silventoinen, P. & Kuisma, M., 1999. Review on the Current Measurement systems in Power Electronics. *Welding Conference LUT Join'99*.
- Silvonen, K., 2009. *Elektroniikka ja puolijohdekomponentit: Analogia- ja digitaalitekniikka, vahvistimet, teholähteet, suodattimet, teho- ja tietoliikenneelektroniikka, piirisimulointi*. Gaudeamus Helsinki University Press, Helsinki.
- Withanage, R., Shamma, N., Tennakoon, S., Oates, C. & Crookes, W., 2006. IGBT parameter extraction for the Hefner IGBT model. *Proceedings of the 41st International Universities Power Engineering Conference, UPEC '06*.
- Wong, C., 1997. EMTP Modeling of IGBT Dynamic Performance for Power Dissipation Estimation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 1.

Liite I Yksittäisen pulssin spektri

Yksittäinen ideaalinen pulssi, joka alkaa ajanhetkellä $t = 0$, voidaan esittää funktiona

$$f_{\text{ideal}}(t) = \begin{cases} 1 & : t \in [0, w] \\ 0 & : t \notin [0, w] \end{cases}, \quad (\text{I.1})$$

jossa w on pulssin leveys. Kirjallisuudesta (Bogatin, 2004) tiedetään, että jos pulssin nousuajaksi (10-90 %) halutaan t_r , pulssin -3 dB kaistanleveys on

$$f_c = \frac{0,35}{t_r}. \quad (\text{I.2})$$

Ideaalinen pulssi saadaan muunnettua haluttua nousuaikaa vastaavaksi suodattamalla se 1. kertaluvun alipäästösuotimella, jonka rajataajuus on f_c . Koska pulssin leveys on huomattavasti nousuaikaa suurempi, voidaan suodatettu signaali esittää paloittain määriteltynä funktiona

$$f(t) = \begin{cases} 0 & , t < 0 \\ 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} & , 0 \leq t \leq w \\ e^{-\frac{t-w}{\tau}} & , t > w \end{cases}, \quad (\text{I.3})$$

joka koostuu eksponenttifunktioista, jotka on saatu laskemalla askelvaste kullakin pulssin reunalla.

Spektri voidaan nyt esittää Fourier-muunnoksen

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt \quad (\text{I.4})$$

avulla. Paloittain integroimalla välillä $[0, \infty[$ saadaan taajuussisällöksi

$$F(\omega) = \frac{e^{-j\omega w} + 1}{-j\omega} + \frac{2e^{w(j\omega + \frac{1}{\tau})} - 1}{j\omega + \frac{1}{\tau}} \quad (\text{I.5})$$