

VAASAN YLIOPISTO

TEKNILLINEN TIEDEKUNTA

SÄHKÖTEKNIikka

Jussi Sievänen

**KYTKENTÄSUOJAPIIRIEN VERTAILU ERÄÄN
POLTOKENNOJÄRJESTELMÄN KOKOALTO-SILTAMUUNTIMEN
TASASUUNTAAJASSA**

Diplomityö, joka on jätetty tarkastettavaksi diplomi-insinöörin tutkintoa varten

Vaasassa 15.11.2011

Työn valvoja

Timo Vekara

Työn ohjaaja

Marko Laitinen

Työn tarkastaja

Bertil Brännbacka

ALKULAUSE

Tämä diplomityö on tehty osana tilaajan polttokennolaitteiston tehoelektroniikkajärjestelmän tuotekehitysprojektia. Haluan lämpimästi kiittää kaikkia työn mahdollistaneita tahoja.

Erityisesti haluan kiittää työni ohjaajaa DI Marko Laitista erittäin hyvästä ja kannustavasta ohjauksesta sekä tehoelektroniikkatietämykseni merkittävästä laajentamisesta. Professori Timo Vekaraa sekä DI Bertil Brännbackaa haluan kiittää työni valvomisesta ja tarkastamisesta sekä asiantuntevista neuvoista ja vinkeistä. Haluan kiittää heitä myös usean vuoden yhteistyöstä usean eri projektin osalta.

Haluan myös suuresti kiittää vanhempiani, läheisiäni ja ystäviäni, joilta olen saanut korvaamatonta tukea ja kannustusta koko opiskelujeni ajan.

Erityinen kiitos kuuluu myös kummisedälleni, jonka hienovaraisesta vihjauksesta luovuin jo saadusta ammattikoulupaikasta ja menin lukioon.

Vaasassa 15.11.2011

Jussi Sievänen

	sivu
ALKULAUSE	2
SYMBOLI- JA LYHENNELUETTELO	6
TIIVISTELMÄ	9
ABSTRACT	10
1 JOHDANTO	11
2 POLTTOKENNO JA POLTTOKENNOJÄRJESTELMÄ	14
2.1 Polttokennon rakenne ja toiminta	14
2.2 Polttokennon teoreettinen jännite ja hyötysuhde	16
2.3 Polttokennon kuormittaminen ja todellinen jännite	19
2.4 Polttokennojen sarjaankytkentä	21
2.5 Yleisimmät polttokennotyypit	21
2.5.1 Polymeeripolttokenno	23
2.5.2 Alkalipolttokenno	23
2.5.3 Fosforihappopolttokenno	24
2.5.4 Sulakarbonaattipolttokenno	24
2.5.5 Kiinteäoksidipolttokenno	25
2.6 Polttokennojärjestelmä	26
3 TUTKIMUSYMPÄRISTÖ	29
3.1 Kokoallosiltamuunnin	29
3.2 Diodi	34
3.2.1 Diodin toiminta	34
3.2.2 Tehodiodi	35
3.3 KytKentäsuojapiirit	36
3.3.1 RC-kytKentäsuojapiiri	37
3.3.2 RCD-kytKentäsuojapiiri	39

3.3.3	Kyllästyvät kuristimet	40
3.3.4	Energiaa kuluttamattomat kytkentäsuojapiirit	41
3.3.5	Aktiiviset kytkentäsuojapiirit	43
4	KYTKENTÄSUOJAPIIRIEN VALINTA	44
4.1	Vaimentava RCD-kytkentäsuojapiiri	44
4.2	Leikkaava RCD-kytkentäsuojapiiri	45
4.3	Jännitettä vaimentava ja leikkaava RCD-kytkentäsuojapiiri	47
4.4	ActiveClamp-kytkentäsuojapiiri	48
4.5	ActiveBuck-kytkentäsuojapiiri	50
4.6	Valinnan ulkopuolelle jääneitä kytkentäsuojapiirejä	51
4.6.1	Kyllästyvät kuristimet	51
4.6.2	ERS	52
4.6.3	Ensiöpuolelle vaikuttavat kytkentäsuojapiirit	52
5	KYTKENTÄSUOJAPIIRIEN SIMULOINTI	54
5.1	Kokoaaltosiltamuuntimen simulaatiomallin määrittämien	54
5.2	Simulaatiomallien ajaminen	58
5.3	Tulosten käsittely Excel-taulukossa	59
5.4	Simulaatioajo ilman kytkentäsuojapiiriä	60
5.5	Vaimentava RCD-kytkentäsuojapiiri	61
5.6	Leikkaava RCD-kytkentäsuojapiiri	65
5.7	Vaimentava ja leikkaava RCD-kytkentäsuojapiiri	69
5.8	ActiveClamp-kytkentäsuojapiiri	73
5.9	ActiveBuck-kytkentäsuojapiiri	77
5.10	Simuloitujen kytkentäsuojapiirien yhteenveto	81
6	KYTKENTÄSUOJAPIIRIEN VERTAILU PROTOTYYPIN AVULLA	84
6.1	Vaimentava RCD-kytkentäsuojapiiri	85
6.2	Leikkaava RCD-kytkentäsuojapiiri	87
6.3	Vaimentava ja leikkaava RCD-kytkentäsuojapiiri	89
6.4	ActiveClamp	92
6.5	Prototyypiajon yhteenveto	95

7	POHDINTA JA JOHTOPÄÄTÖKSET	96
8	YHTEENVETO	99

SYMBOLI- JA LYHENNELUETTELO

η	Hyötysuhde
$\eta_{\text{FCsähkö}}$	Polttokennon sähköhyötysuhde
η_{I}	Virtahyötysuhde
$\eta_{\text{laitteisto}}$	Polttokennolaitteiston hyötysuhde
η_{U}	Jännitehyötysuhde
μ	Muuntajan muuntosuhde
ω	Kulmataajuus
$n_{\text{polttoaine}}$	Polttoaineen ainevirtausmäärä
C_{J}	Liitoskapasitanssi
C_{pGTO}	GTO-tyristorin liitoskapasitanssi
C_{S}	KytKentäsuojan kondensaattorin kapasitanssi
di/dt	Virran muutosnopeus
du/dt	Jännitteen muutosnopeus
E	Polttokennon ideaalijännite
E_{C}	RC-kytkentäsuojapiiriin varautunut energia
$E_{\text{hetkellinen}}$	Hetkellinen energia
$E_{\text{kumulatiivinen}}$	Kumulatiivinen energia
F	Faradayn vakio (96485 C/mol)
f_{S}	kytkentätaajuus
I'_{2}	Toision virta redusoituna ensiöön
I_{2}	Toision virta
$I_{\text{hetkellinen}}$	Hetkellinen virta
k	Kokoaaltosiltamuuntimen pulssisuhde
l_{1}	Ensiön hajainduktanssi
l_{2}	Toision hajainduktanssi
l_{m}	Magnetoimisinduktanssi
n	Reaktiossa vapautuvien elektronien määrä
N_{1}	Ensiön käämien lukumäärä
N_{2}	Toision käämien lukumäärä
$P_{\text{hetkellinen}}$	Hetkellinen teho

$P_{\text{ideaalinen}}$	Polttokennoista saatava ideaalinen antoteho
$P_{\text{lisä,polttokenno}}$	Polttokennoista otettu lisäteho
$P_{\text{lisä,sähköverkko}}$	Sähköverkosta otettu lisäteho
P_{mitattu}	Polttokennoista mitattu antoteho
$P_{\text{RC-snobber}}$	RC-kytkentäsuojapiirin jatkuva häviöteho
$P_{\text{tehollinen}}$	Keskimääräinen tehonkulutus
R_1	Ensiökäämin resistanssi
R_2	Toisiokäämin resistanssi
R_k	Oikosulkuresistanssi
R_m	Magnetoimisresistanssi eli reluktanssi
R_{m0}	Tyhjäkäyntiresistanssi
$R_{\sigma 1}$	Ensiön magneettiipiirin resistanssi
T	Lämpötila
t_{askel}	Aika-askeleen kesto
t_{RR}	Takavirran kesto
$t_{\text{tarkastelujakso}}$	Tarkastelujakson kesto
U'_2	Toision jännite redusoituna ensiöön
U_1	Ensiön liitinjännite
U_2	Toision liitinjännite
U_{ac}	Vaihtosuuntaajan lähtöjännite
U_{BR}	Maksimi estojännite
U_c	Kondensaattorin jännite
U_D	Diodin yli oleva jännite
$U_{\text{hetkellinen}}$	Hetkellinen jännite
U_I	Sisäänmenojännite
$U_{1,\text{mit}}$	Mitattu leikkautumisjännitteen suuruus
U_{ideaali}	Polttokennon ideaalijännite
U_o	Ulostulojännite
$U_{\text{p,mit}}$	Mitattu jännitepiikin suuruus
$U_{\text{p,sim}}$	Simuloitu jännitepiikin suuruus
W_{el}	Suurin systeemistä saatava sähköenergian määrä
$X'_{\sigma 2}$	Muuntajan toision hajareaktanssi redusoituna ensiöön
X_k	Oikosulkureaktanssi

X_m	Muuntajan pääreaktanssi
X_{m0}	Tyhjäkäyntireaktanssi
X_{G1}	Ensiön hajareaktanssi
Z'_2	Toision impedanssi redusoituna ensiöön
Z_2	Toision impedanssi
Z_k	Oikosulkuimpedanssi
ΔG_f	Gibbsin vapaan energian muutos
ΔH	Entalpian muutos
ΔS	Entropian muutos
AFC	Alkalipolttokenno (Alkaline Fuel Cell)
BoP	Polttokennojärjestelmä (Balance of Plant)
ERS	Energiaa palauttava kytkentäsuojapiiri (Energy Recovery Snubber)
GTO	Gate Turn Off-tyristori
H-Bridge	H-silta-tyyppinen vaihtosuuntaaja
IGBT	Eristettyhilainen bipolaaritransistori (Insulated Gate Bipolar Transistor)
MCFC	Sulakarbonaattipolttokenno (Molten Carbonate Fuel Cell)
MOSFET	Metallioksidikanavatransistori (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)
NTP	Normaaliolosuhteiden lämpötila ja paine, $T = 0\text{ °C}$ ja $p = 1\text{ atm}$, (Normal Temperature and Pressure)
PAFC	Fosforihappopolttokenno (Phosphoric Acid Fuel Cell)
PEFC	Polymeeripolttokenno (Polymer Electrolyte Fuel Cell)
PEMFC	Polymeeripolttokenno (Proton Exchange Membrane Fuel Cell)
Push-Pull	H-silta-tyyppisen vaihtosuuntaajan vuoronvaihtoperiaatteinen ohjaustapa.
SOFC	Kiinteäoksidipolttokenno (Solid Oxide Fuel Cell)

VAASAN YLIOPISTO**Teknillinen tiedekunta**

Tekijä:	Jussi Sievänen
Diplomityön nimi:	KytKentäsuojapiirien vertailu erään polttokennojärjestelmän kokoaaltosiltamuuntimen tasasuuntaajassa
Valvoja:	Professori Timo Vekara
Ohjaaja:	Diplomi-insinööri Marko Laitinen
Tarkastaja:	Diplomi-insinööri Bertil Brännbacka
Tutkinto:	Diplomi-insinööri
Koulutusohjelma:	Sähkö- ja energiatekniikan koulutusohjelma
Suunta:	Sähkötekniikka
Opintojen aloitusvuosi:	2005
Diplomityön valmistumisvuosi:	2011

Sivumäärä: 105

TIIVISTELMÄ

Tilaaajan polttokennolaitoksessa polttokennoilta saatavaa tasajännitettä nostetaan kokoaaltosiltamuuntimen (H-siltahakkurin) avulla. Tilaaaja on havainnut, että kyseisen kokoaaltosiltamuuntimen tasasuuntaajan diodit altistuvat haitallisille ylijännitepiikeille ja jännitteen värähtelylle. Näitä edellä mainittuja jänniterasituksia voidaan ehkäistä erilaisien passiivisten ja aktiivisten kytkentäsuojapiirien avulla.

Tämän diplomityön tarkoituksena on etsiä ja vertailla erilaisten kytkentäsuojapiirien soveltuvuutta tutkittavan kokoaaltosiltamuuntimen tasasuuntaajan yhteyteen. Työn vertailukohtina ovat kytkentäsuojapiirin jännitepiikkien ja -värähtelyn ehkäisykyky sekä kyseisen kytkentäsuojapiirin häviöt. Työssä on käsitelty jänniterasitusten syntyyn vaikuttavia syitä ja etsitty kirjallisuudesta erilaisia kytkentäsuojapiirivaihtoehtoja, jotka soveltuvat olemassa olevan kokoaaltosiltamuuntimen tasasuuntaajan suojaukseen. Soveltuvimmat kytkentäsuojapiirit vertailtiin Simplorer 7.0 ohjelmistolla. Simulointien perusteella toteutuskelpoisimmat kytkentäsuojapiirien prototyypit testattiin todellisen kokoaaltosiltamuuntimen yhteydessä.

Työn tuloksena havaittiin, että useat monimutkaisemmat kytkentäsuojapiirit eivät soveltuneet kyseisen kokoaaltosiltamuuntimen tasasuuntaajan yhteyteen. Syynä tähän on niiden liian pieni jänniterasitusten vaimennuskyky, tai ne vaativat liian suuria muutoksia olemassa olevan kokoaaltosiltamuuntimen rakenteeseen.

Viidestä simuloitavaksi valitusta piiristä neljää voitiin testata todellisen kokoaaltosiltamuuntimen tasasuuntaajan yhteydessä. Simulointi- ja mittaustulosten perusteella voidaan sanoa, että valitut kytkentäsuojapiirit soveltuvat tutkittavan kokoaaltosiltamuuntimen yhteyteen. Työn tuloksina saatujen jännitepiikkien ja tehohäviöiden suuruuksien osalta kytkentäsuojapiirit voidaan asettaa järjestykseen, mutta lopulliseen kytkentäsuojapiirivalintaan vaikuttaa myös toteutettava polttokennojärjestelmäkokonaisuus.

AVAINSANAT: polttokennojärjestelmä, kokoaaltosiltamuunnin, tasasuuntaaja, kytkentäsuojapiiri

UNIVERSITY OF VAASA**Faculty of technology**

Author:	Jussi Sievänen
Topic of the Thesis:	Comparison of snubbers in rectifier of full bridge converter of certain fuel cell system
Supervisor:	Professor Timo Vekara
Instructor:	M.Sc Marko Laitinen
Evaluator:	M.Sc Bertil Brännbacka
Degree:	Master of Science in Technology
Degree Programme:	Degree Programme in Electrical and Energy Engineering
Major of Subject:	Electrical Engineering
Year of Entering the University:	2005
Year of Completing the Thesis:	2011

Pages: 105

ABSTRACT

In the fuel cell unit of the orderer of this thesis, the stack voltage is raised with the help of full bridge converter. The orderer's fuel cell development team has noticed that the diodes of the rectifier of the full bridge converter are exposed to significant voltage spikes as well as voltage oscillation. One way to reduce these voltage disturbances is to use different types of passive and active snubbers.

The purpose of this thesis was to find and compare different types of suitable snubbers that can be used in the rectifier of the full bridge converter of the fuel cell unit. The reference points for the comparison were snubber's ability to reduce voltage spikes and voltage oscillation. One important comparison point was also the continuous power consumption of the snubber. In this thesis, the different reasons that are causing the above mentioned voltage disturbances in this type of full bridge converter are handled. The different snubber types were found mostly in the literature and the most suitable snubbers were compared with Ansoft Simplorer 7.0 simulation software. According to the simulation results, the most applicable snubber prototypes were tested in practice with the real full bridge converter of the fuel cell unit.

As the result of the thesis, it was noticed that most of the complex snubbers were not suitable to use with the existing fuel cell unit. The main reason for this was their poor ability to reduce voltage disturbances as well as the fact that they demanded too large changes for the structure of the existing full bridge converter.

Altogether, it was possible to test four of the five simulated snubbers with the existing full bridge converter. According to the simulation and prototype results, it can be said that the selected snubbers are suitable to use in the existing rectifier of the full bridge converter of the fuel cell unit. The tested snubbers can be set in order according to the voltage spike, voltage oscillation and power consumption, but the final selection of the snubber is also affected by the fuel cell system as a whole.

KEYWORDS: fuel cell system, full bridge converter, rectifier, snubbers

1 JOHDANTO

Polttokennojen periaate on keksitty jo 1830-luvulla, mutta varsinaista suurta läpimurtoa ne eivät ole tehneet vielä tänäkään päivänä. Polttokennoja koskevaa tutkimusta tehdään kuitenkin jatkuvasti ja polttokennoja hyödyntäviä laitoksia on kehitteillä yhä suurempitehoisina. Polttokennolaitosten tehon kasvaessa on mielekästä, että tuotettua energiaa voidaan hyödyntää jo yleisesti olemassa olevilla laitteilla. Käytännössä tämä tarkoittaa sitä, että polttokennon tuottama sähköenergia tulisi pystyä syöttämään valtakunnan sähköverkkoon. Polttokennon tuottama sähköenergia on kuitenkin tasajännitteistä, minkä vuoksi se täytyy muokata vaihtosuuntaajan avulla vaihtojännitteiseksi. Jotta tehonmuokkaus pystytään tekemään mahdollisimman energiatehokkaasti, täytyy polttokennoista saatavaa tasajännitettä kasvattaa ensin suuremmaksi. Suuritehoisissa laitoksissa tasajännitteen nostoon voidaan käyttää kokoaaltosiltamuunninta (Full Bridge Converter). Polttokennolaitoksen yhteydessä toimivan kokoaaltosiltamuuntimen toimintaa säätelevät polttokennojen ominaisuudet, kuten jännitekestoisuus, jännitetasot ja polttokennojen kuormitettavuus.

Tämä työ liittyy polttokennojärjestelmän tuotekehitysprojektiin, jonka tarkoituksena on kehittää suuritehoisien polttokennolaitosten yhteydessä toimiva kokoaaltosiltamuunnin jännitteen nosto- ja säätötehtäviin. Tutkittavan kokoaaltosiltamuuntimen kehitystyö on jo hyvin pitkällä, ja tämän diplomityön osalta voidaankin puhua kokoaaltosiltamuuntimen parantamisesta. Tuotekehityksen painopiste on ollut vahvasti kokoaaltosiltamuuntimen vaihtosuuntaajan ja muuntajan ensiöpuolen optimoinnissa sekä kokoaaltosiltamuuntimen sisällyttämisessä muun polttokennojärjestelmän yhteyteen. Kokoaaltosiltamuuntimen muuntajan toision ja tasasuuntaajan optimoinnista pystyttiin kuitenkin irrottamaan diplomityökokonaisuudeksi tasasuuntaajan ylijänniterasitusten pienentämistä käsittelevä aihe.

Tutkittavan kokoaaltosiltamuuntimen ongelmana ovat tasasuuntaajan ylijännitepiikit, joiden suuruus estää muun muassa energiatehokkaampien piikarbidiodien käytön. Puolijohteen ylijänniterasituksia voidaan pienentää kytkentäsuojapiirien avulla, mutta niiden soveltuvuudesta kyseisen kokoaaltosiltamuuntimen yhteyteen ei ollut tarkkaa tie-

toa. Tarkempaa tietoa ei ole myöskään kytkentäsuojapiirien tehonkulutuksesta. Kytkentäsuojapiirejä käsittelevää tutkimusta löytyy eri lähteistä jonkin verran, mutta niiden toimintaympäristö poikkeaa tämän työn toimintaympäristöstä etenkin teho- ja jänniteluokan osalta. Toisin sanoen aikaisemmin tehdyt kytkentäsuojapiiritutkimukset on suunniteltu toimimaan huomattavasti pienitehoisemmassa sekä pienempijännitteisessä ympäristössä. Tämän diplomityön eräänä lähtökohtana on tarve vaihtaa nykyiset kokoaaltoisiltamuuntimen tasasuuntaajan diodit vähemmän tehoa kuluttaviin piikarbidi-diodeihin. Eräänä ongelmana on kuitenkin tämänhetkisten piikarbidiodien jännitehuippukestoisuus, joka rajoittuu noin 1200 V:iin. Jos jännitepiikkiä pystytään laskemaan tarpeeksi, on piikarbidiodia näiltä osin mahdollista käyttää.

Tämän diplomityön tarkoituksena on aluksi esitellä polttokennojen toiminnallisuutta, jotta kokoaaltoisiltamuuntimen myöhemmin esiteltävät toiminnallisuudet olisivat helpommin ymmärrettävissä. Tämän jälkeen työssä pyritään kirjallisuuden avulla selvittämään ylijänniterasitusten syitä. Tavoitteena on pyrkiä löytämään erilaisia kytkentäsuojapiirejä, joiden avulla tasasuuntaajan ylijänniterasituksia voidaan pienentää. Jänniterasitusten lisäksi työssä on tavoitteena huomioida kytkentäsuojapiirin toteutuskel-poisuus kyseisen polttokennojärjestelmän yhteyteen sekä ottaa kantaa kytkentäsuojapiirin synnyttämään tehonkulutukseen. Koska polttokennojärjestelmän tuotekehitys tähtää kaupalliseen tuotteeseen, on kytkentäsuojapiirien valinnassa myös huomioitava komponenttien saatavuus ja massatuotanto. Kirjallisuuskatsauksen perusteella valittujen kytkentäsuojapiirien soveltuvuus kyseisen kokoaaltoisiltamuuntimen tasasuuntaajan yhteyteen pyritään selvittämään simulointiohjelman avulla. Simulointien jälkeen kytkentäsuojapiireistä pyritään rakentamaan prototyyppisiä, joiden avulla simulointitulokset voidaan kiinnittää reaali maailmaan.

Työn rakenne koostuu lukujen 2 ja 3 teoriaosuudesta, jossa selvitetään polttokennojen ja polttokennojärjestelmän rakennetta, kokoaaltoisiltamuunninta ja sen komponentteja sekä kytkentäsuojapiirien teoriaa. Teoriaosuudessa pyritään myös selvittämään syitä edellä mainittujen ylijänniterasitusten syntyyn. Luvussa 4 esitellään kirjallisuuskatsauksen avulla valittuja kytkentäsuojapiirivaihtoehtoja, jotka voisivat soveltua kyseisen kokoaaltoisiltamuuntimen tasasuuntaajan yhteyteen. Luvussa esitellään myös muutamaa valin-

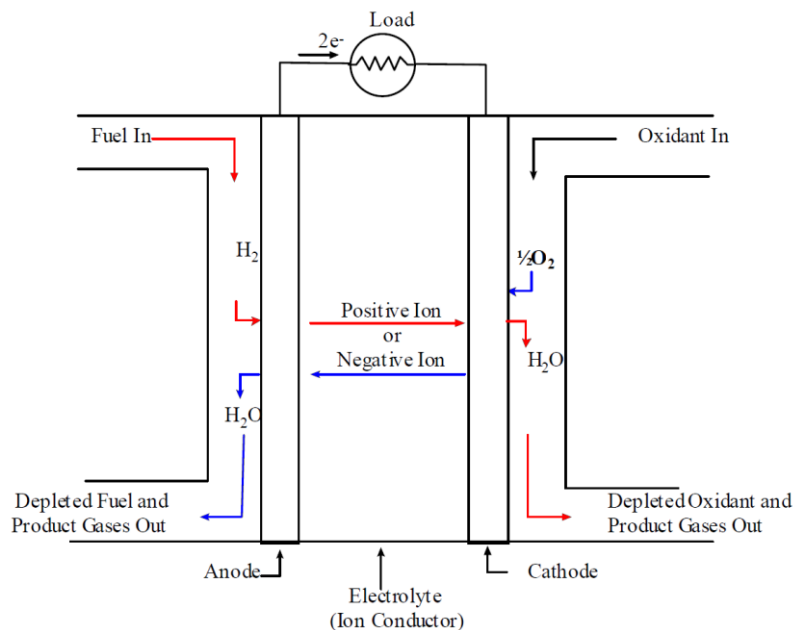
nan ulkopuolelle jäänyttä kytkentäsuojapiirityyppiä. Luvussa 5 käsitellään käytettyjen simulaatiomallien toteutusta, tulosten käsittelyä Excel-taulukossa sekä varsinaisia simulointituloksia. Luku 6 sisältää tasasuuntaajan kytkentäsuojapiiriprototyyppien oskilloskooppimittaustuloksia ja niiden vertailua aikaisempiin simulointituloksiin. Seitsemännessä luvussa pohditaan työn tuloksia sekä esitellään jatkotutkimuskohteita ja kahdeksas luku sisältää työn yhteenvedon.

2 POLTTOKENNO JA POLTTOKENNOJÄRJESTELMÄ

Polttokenno on sähkökemiallinen laite, joka muuttaa polttoaineen kemiallisen energian korkealla hyötysuhteella ja vähäisillä ympäristövaikutuksilla suoraan sähköenergiaksi. Polttokenno ei siis ole lämpövoimakone, jossa kemiallinen energia muutetaan ensin lämpöenergiaksi ja vasta sen jälkeen sähköenergiaksi. Tällöin polttokennon hyötysuhteen perustana ei käytetä perinteistä lämpövoimakoneista tuttua Carnotin-hyötysuhdetta. Eräänä polttokennojen tärkeimpänä etuna ovat niiden pienet saastemäärät, mikä johtuu siitä, että polttokennoissa ei tapahdu palamista (EG&G 2004: 20; Ramakumar 2001). Varsinkin suuret polttokennojärjestelmät tarvitsevat aina ympärilleen myös paljon prosessin hallintalaitteita (Teräsvirta 2010).

2.1 Polttokennon rakenne ja toiminta

Polttokennon pääasiallinen rakenne koostuu anodista, katodista ja niiden välissä olevasta elektrolyytistä, joka rakenteestaan riippuen päästä läpi joko positiivisia tai negatiivisia ioneja. Polttokennon rakenne ja vaihtoehtoiset toimintaperiaatteet on esitetty kuvassa 1.



Kuva 1. Polttokennon rakenne ja kaksi eri toimintatapaa (EG&G 2004: 21).

Yleisimmissä polttokennotyypeissä polttoaine syötetään jatkuvana virtauksena negatiiviselle anodielektrodille ja hapetin (yleensä ilman mukana kulkeutuva happi) syötetään jatkuvana virtauksena positiiviselle katodielektrodille. Tarkastellaan ensin esimerkkitapausta happoelektrolyyttipolttokennosta, jossa elektrolyytti johtaa positiivisia vetyioneja (H^+). Tällöin anodille syötetyt vetyatomit (H_2) ionisoituvat luovuttamalla elektroninsa anodimateriaalille reaktioyhtälön



mukaisesti. Tämän jälkeen positiiviset vetyionit siirtyvät elektrolyytin läpi katodille, jossa ne reagoivat katodille tuodun hapen kanssa muodostaen vettä reaktioyhtälön



mukaisesti. Reaktiossa tarvittavat elektronit saadaan katodimateriaalilta. Koska nämä reaktiot toistuvat jatkuvina, syntyy anodin ja katodin välille potentiaaliero. Tämä potentiaaliero pitää tasoittaa anodin ja katodin väliin asennettavan sähköjohtimen avulla. Sähköjohtimen kanssa sarjaan voidaan tällöin myös kytkeä sähkökuorma, jonka läpi kulkee tasavirta. Esimerkin tapauksessa onkin tärkeää valita elektrolyytti sellaiseksi, että se johtaa vain positiivisia vetyioneja.

Toisessa esimerkkitapauksessa käsitellään emäselektrolyyttipolttokennoa, jossa elektrolyytti johtaa negatiivisia hydroksidi-ioneja (OH^-). Polttoaineena toimii tässäkin vety ja lopputuotteena syntyy vettä, mutta elektrodeilla tapahtuvat reaktiot eroavat edellisistä. Anodille tuotava vety reagoi emäsluoksen hydroksidi-ionien kanssa muodostaen vettä reaktioyhtälön



mukaisesti. Reaktiossa vapautuu myös ylimääräelektroneja. Katodille syötetty happi reagoi elektrolyyttiltä saamansa veden ja katodielektrodilta saamansa elektronien kanssa reaktioyhtälön



esittämällä tavalla. Koska myös nämä reaktiot ovat jatkuvia, syntyy anodin ja katodin välille potentiaaliero, joka pitää tasoittaa sähköjohtimen avulla. Tällöinkin kuorma kytketään sarjaan sähköjohtimen kanssa (Larminie 2003: 2–5). On hyvä huomioida, että katodielektrodilla reaktion lähtöaineina tarvittavaa vettä syntyy anodielektrodin reaktion tuotteena kaksinkertainen määrä katodilla tarvittavaan määrään verrattuna. Polttokennoja elektroytyttityyppejä, joita polttokennoissa käytetään, on useita erilaisia, ja ne eroavat toisistaan juuri anodi- ja katodireaktioiden osalta.

2.2 Polttokennon teoreettinen jännite ja hyötysuhde

Tietystä määrästä polttoainetta vapautunut energiamäärä on sama riippumatta siitä, tapahtuuko polttoaineen hapettuminen perinteisessä palamisreaktiossa vai toistuvan sähkökemiallisen reaktion seurauksena. Erona on, että palamisreaktiossa kaikki vapautunut energia on lämpöenergiaa, ja sen muuttaminen sähköenergiaksi tai mekaaniseksi energiaksi vaatii lämpövoimakoneen, jonka toimintaa rajoittaa Carnotin-rajoitukset. Jatkuvasa sähkökemiallisessa reaktiossa lämpöenergian lisäksi osa tuotetusta energiasta saadaan suoraan sähköenergiana. (Ramakumar 2001)

Suurin sähköenergian (W_{el}) määrä, joka on saatavissa vakio- lämpötilassa ja -paineessa toimivasta polttokennosta, on yhtä suuri kuin tapahtuneen sähkökemiallisen reaktion Gibbsin vapaan energian muutos (ΔG_f). Tosin sanoen

$$W_{\text{el}} = \Delta G_f = -nFE, \quad (5)$$

missä n on reaktiossa vapautuvien elektronien määrä, F Faradayn vakio (96485 C/mol) ja E polttokennon ideaalijännite. Gibbsin vapaan energian muutos voidaan määrittää myös reaktion entalpian (ΔH), entropian muutoksen (ΔS) ja toimintalämpötilan (T) avulla yhtälöllä

$$\Delta G_f = \Delta H - T\Delta S \quad (6)$$

ja entalpian muutos puolestaan voidaan määrittää mille tahansa reaktiolle yhtälön

$$\Delta H = \sum \Delta H_{\text{lopputuotteet}} - \sum \Delta H_{\text{lähtöaineet}} \quad (7)$$

mukaisesti, missä siis lopputuotteiden entalpioiden muutoksesta vähennetään lähtöaineiden entalpioiden muutos. Jos ΔH on negatiivinen, lähtöaineissa on enemmän energiaa kuin lopputuotteissa eli reaktio luovuttaa energiaa. Reaktio on siis eksoterminen. ΔH kuvaa tässä tapauksessa siis polttoaineen suurinta saatavissa olevaa lämpöenergian määrää, $T\Delta S$ systeemin entropian muutokseen tietyssä lämpötilassa kuluva energia ja ΔG_f energiaa, joka on käytettävissä muuhun systeemin ulkopuoliseen työhön. (EG&G 2004: 54; Ramakumar 2001.) Polttokennon antama ideaalinen ulostulojännite (U_{ideaali}) on laskettavissa yhtälöllä

$$U_{\text{ideaali}} = -\frac{\Delta G_f}{nF}. \quad (8)$$

Polttokennon toimintalämpötila ja -paine sekä sähkökemiallisen reaktion tyyppi vaikuttavat suoraan ΔG_f :n suuruuteen ja sitä kautta myös polttokennon ulostulojännitteeseen. Lämpötilan ja paineen vaikutuksista jännitteeseen voidaan yleisesti sanoa, että korkeampi lämpötila pienentää ja korkeampi paine suurentaa ulostulojännitettä. (Ramakumar 2001).

Polttoainetta käyttävän systeemin hyötysuhde määritetään hyödynnettävissä olevan ulostuloenergian ja systeemiin viedyn energian suhteena. Polttokennon tapauksessa ulostuloenergia on polttokennosta saatava sähköenergia, joka on Gibbsin vapaan energian suuruinen. Systeemiin vietävä energia on puolestaan yhtä suuri kuin polttoaineen reaktion entalpian muutos. Kun oletetaan, että kaikki Gibbsin vapaa energia on saatavissa polttokennon sähköenergiana, ideaalinen hyötysuhde $\eta_{\text{ideaalinen}}$ voidaan laskea yhtälöstä

$$\eta_{\text{ideaalinen}} = \frac{-\Delta G_f}{-\Delta H} \quad (9)$$

(Barbir 2005: 29). Esimerkiksi vedyn (H_2) ja hapen (O_2) reagoidessa keskenään NTP-olosuhteissa, syntyy vettä (H_2O) reaktion



mukaisesti. Tässä reaktiossa entalpiian muutos $\Delta H = 285,8 \text{ kJ/mol}$, kun syntyneen veden oletetaan olevan nestemäisessä muodossa. Reaktiosta saatava Gibbsin vapaan energian muutos $\Delta G_f = 237,1 \text{ kJ/mol}$. Tällöin ideaaliseksi hyötysuhteeksi saadaan

$$\eta_{\text{ideaalinen}} = \frac{-\Delta G_f}{-\Delta H} = \frac{-237,1 \frac{\text{kJ}}{\text{mol}}}{-285,8 \frac{\text{kJ}}{\text{mol}}} = 0,83. \quad (11)$$

Polttokennosta saatava ideaalijännite vastaavalla reaktiolla on

$$U_{\text{ideaalinen}} = -\frac{\Delta G_f}{nF} = \frac{237,1}{2 \cdot 96485} = 1,23 \text{ V}. \quad (12)$$

Erilaisten häviöiden johdosta polttokennon mitatut jännite- ja virta-arvot ovat kuitenkin pienempiä kuin ideaalijännite ja -virta. Mitattujen ja ideaalisuureiden avulla voidaankin määrittää jännite- (η_u) ja virtahyötysuhde η_i . Polttokennon sähköhyötysuhteeksi saadaan

$$\eta_{\text{FCsähkö}} = \eta_{\text{ideaalinen}} \eta_u \eta_i, \quad (13)$$

mistä edelleen muokkaamalla saadaan

$$\eta_{\text{FCsähkö}} = \left(\frac{-\Delta G_f}{-\Delta H} \right) \left(\frac{U}{-\Delta G/nF} \right) \left(\frac{I}{nF n_{\text{polttoaine}}} \right), \quad (14)$$

missä $n_{\text{polttoaine}}$ on polttoaineen ainevirtausmäärä (Göös 2005; Ramakumar 2001; Noponen 2004). Polttokennolaitteisto kuluttaa tehoa myös prosessin hallintaan ja ohjaukseen sekä erilaisiin lämmityksiin ja jäädytyksiin, mikä luonnollisesti pienentää hyötysuhdetta. Yhtälöllä

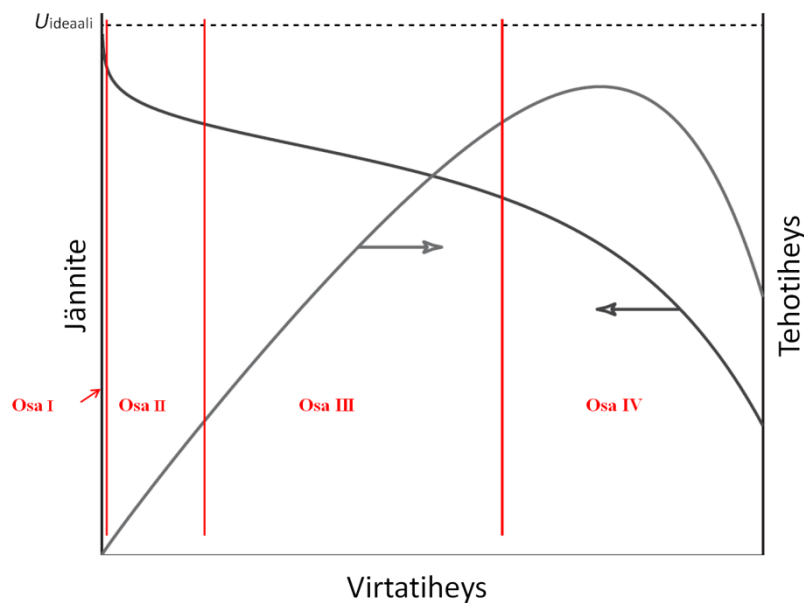
$$\eta_{\text{laiteisto}} = \frac{P_{\text{mitattu}} - P_{\text{lisä,polttokenno}}}{P_{\text{ideaalinen}} + P_{\text{lisä,sähköverkko}}}, \quad (15)$$

missä $\eta_{\text{laiteisto}}$ on polttokennolaitteiston hyötysuhde, P_{mitattu} on polttokennoista mitattu antoteho, $P_{\text{lisä,polttokenno}}$ on polttokennoista otettu lisäteho, $P_{\text{ideaalinen}}$ on polttokennoista

saatava ideaalinen antoteho ja $P_{\text{lisä,sähköverkko}}$ on sähköverkosta otettu lisäteho, laskettu hyötysuhde ottaa huomioon myös lisälaitteistojen tarvitseman tehon tarpeen. Laitteiston hyötysuhteen kannalta ei ole väliä onko teho otettu kyseisistä polttokennoista vai erillisestä sähköverkosta, sillä yhtälö 15 pätee kumpaakin tapaukseen (Göös 2005).

2.3 Polttokennon kuormittaminen ja todellinen jännite

Polttokennon ideaalinen ulostulojännite voidaan siis laskea yhtälöllä 12, mutta todellista jännitettä mitattaessa huomataan sen poikkeavan ideaalisesta jännitteestä (U_{ideaali}). Kuvan 2 kuvaajasta nähdään jännitteen käyttäytyminen virrantiheyden suhteen. Kyseisestä kuvasta huomataan, että vaikka virrantiheys on nolla ja kyseessä on avoin piiri, jännitteen suuruus poikkeaa nimellisestä. Virrantiheyden alkaessa kasvaa nollasta jännite putoaa nopeasti, mutta pian sen jälkeen se alkaa laskea virrantiheyden funktiona hitaammin ja lineaarisemmin. Virrantiheyden kasvaessa lisää saavutaan pisteeseen, jossa jännite putoaa taas nopeasti. Samassa kuvassa on myös nähtävissä tehotehokkuuden käyttäytyminen virrantiheyden suhteen. Tehotehokkuuden kuvaaja kasvaa lähes lineaarisesti, kunnes se suuremmilla virrantiheyksillä kääntyy laskuun.



Kuva 2. Polttokennon ulostulojännite virrantiheyden suhteen (Noponen 2004). Kuva on muokattu.

Jännitteen aleneminen virrantiheyden funktiona on seurausta polttokennon sisäisistä häviöistä, jotka voidaan jakaa seuraavaan neljään ryhmään:

1. Elektrolyytin vuotohäviöt (*fuel crossover and internal currents*),
2. aktivaatiohäviöt (*activation losses*),
3. ohmiset johtumishäviöt (*ohmic losses*) ja
4. massansiirtohäviöt (*mass-transport-related losses*).

Elektrolyytin tarkoitus on johtaa pelkästään varauksenkuljettajaioneja, mutta väistämättä sen läpi kulkeutuu myös pieniä määriä polttoainetta sekä vapautuneita elektroneja. Nämä elektrolyytin vuotohäviöt kuluttavat energiaa, mikä voidaan havaita avoimen piirin ideaalista jännitettä alhaisempana jännitteenä osalla I. Osalla II merkittävimmän jännitteenaleneman aiheuttavat aktivaatiohäviöt. Aktivaatiohäviöillä tarkoitetaan elektrodeilla tapahtuvan sähkökemiallisen reaktion käynnistämiseen ja ylläpitoon kuluva energiaa. Osa jännitehäviöstä kuluu myös elektronien siirtämiseen elektrodilta toiselle. Aktivaatiohäviöiden suuruus riippuu käytettävästä polttoaineesta, käytettävän katalyytin materiaalista ja mikrorakenteesta sekä virrantiheyden suuruudesta. Huomattavaa on, että jännitteenalenema osalla II on hyvin epälineaarinen. Osalla III merkittävimpinä jännitehäviöiden aiheuttajana ovat ohmiset häviöt. Ohmiset häviöt syntyvät elektrodien ja elektrolyytin ionisissa resistansseissa sekä elektrodien, virrankeruureittien ja liitosten sähköisissä resistansseissa. Ohmiset häviöt ovat riippuvaisia virrantiheyden suuruudesta, valituista materiaaleista, polttokennon rakenteesta, toimintalämpötilasta ja -paineesta. Osalla III jännite laskee lineaarisesti virrantiheyden suhteen. Osalla IV jännite alenee nopeasti virrantiheyden kasvaessa, mikä on seurausta massansiirtohäviöistä. Massansiirtohäviöillä tarkoitetaan sitä, että reagoivat aineet (esim. polttoaine ja ilma) eivät ehdi siirtymään elektrodimateriaalin läpi elektrodi-elektrolyyttirajapinnalle ja reaktiossa syntyneet lopputuotteet (esim. H_2O) eivät ehdi siirtymään pois elektrodielektrolyyttirajapinnalta riittävän nopeasti. Toisin sanoen, koska reaktioissa tarvittavia aineita ei ole tarpeeksi saatavilla tarpeeksi nopeasti, jännite alenee nopeasti. Massansiirtohäviöitä kutsutaan myös konsentraatiohäviöiksi (*concentration losses*). Myös tehotiheyden pieneneminen suurilla virrantiheyksillä aiheutuu massansiirtohäviöiden kasvusta. (EG&G 2004: 63; Noponen 2004; Larminie 2003: 48).

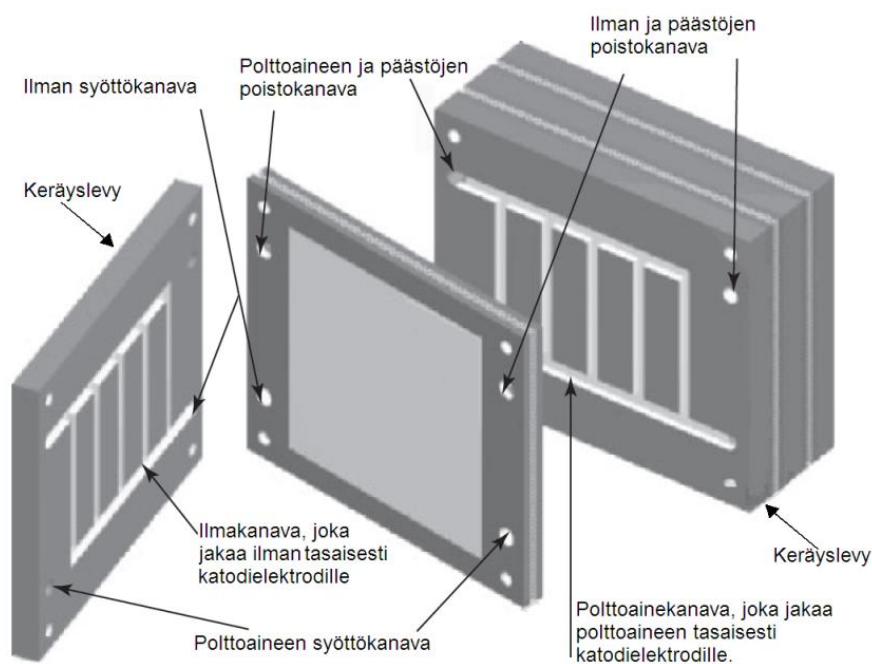
Polttokennojärjestelmän parasta toimintapistettä määritettäessä joudutaan tekemään usean muuttujan, kuten toimintajännitteen ja -virtatiheyden, lämpöhäviöiden suuruuden, komponenttien mitoituksen ja muiden järjestelmän suunnittelunäkökohtien välisiä kompromisseja. Käytännössä optimaalinen toimintapiste asettuu kuvassa 2 tehosiheyspiikin vasemmalle puolelle. (Laitinen 2010.)

2.4 Polttokennojen sarjaankytkentä

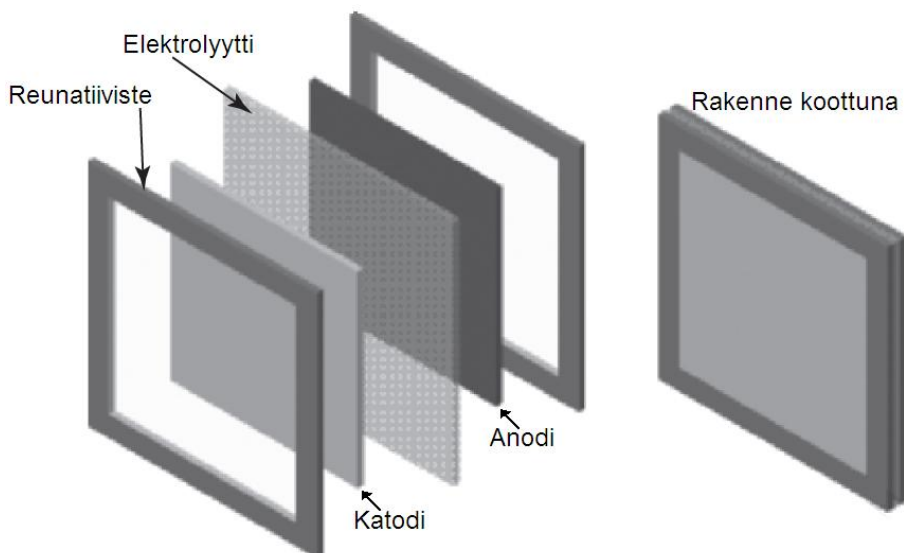
Yhden polttokennon tuottama jännite ja virta ovat hyvin pieniä (jännite n. 0,7 V), minkä vuoksi käyttökelpoisen jännitteen saamiseksi yksittäisiä polttokennoja kytketään sarjaan. Sarjaankytketyistä polttokennoista käytetään nimitystä *stack* (sanatarkasti pino, keko). Elektrodimateriaalit voivat olla suhteellisen hyviä sähköjohteita, mutta koska polttokennon lähtöjännite on hyvin pieni, voi elektrodissa tapahtuva jännitehäviö olla merkittävä. Tämän vuoksi elektrodien pintaan on liitettävä kuvan 3 osoittamalla tavalla elektronien keräyslevyt, joiden avulla elektronien kerääminen onnistuu koko elektrodipinta-alalta. Sähköä hyvin johtaviin keräyslevyihin on myös kaiverrettu kanavia, joiden avulla polttoaineet ja ilman mukana oleva happi voidaan johtaa tasaisesti elektrodipinnoille. Keräyslevyn ja elektrodin välille on laitettava tiiviste, jotteivät anodille ja katodille syötettävät kaasut pääse vuotamaan stackin ulkopuolelle. Tiivisteistä huolimatta polttokennojen yleinen ongelma on kaasuvuodot (Larminie 2003: 6-11). Tiivistys on esitetty kuvassa 4. Yhden Stackin sisältämien polttokennojen määrä riippuu stackistä haluttavan jännitteen suuruudesta. Polttokennojen määrä stackissä on noin 2–3 kpl/cm (Srinivasan 2006: 479.)

2.5 Yleisimmät polttokennotyypit

Polttokennot luokitellaan usein elektrolyyttimateriaalin perusteella, mutta ne eroavat toisistaan myös varauksenkuljettajien, toimintalämpötilan sekä anodia ja katodimateriaalien osalta. Tarkastellaan yleisimpiä polttokennotyyppejä hieman tarkemmin.



Kuva 3. Polttokennojen sarjaankytkentä, joka on toteutettu keräyslevyjen avulla. Keräyslevyihin kaiverretut kanavat hoitavat ilman ja polttoaineen syötön elektrodipinnoille (Larminie 2003: 13). Kuvaa on muokattu.



Kuva 4. Yhden polttokennon elektrodien tiivistäminen reunatiivisteellä (Larminie 2003: 11). Kuvaa on muokattu.

2.5.1 Polymeeripolttokenno

Polymeeripolttokennon (Polymer Electrolyte Fuel Cell, PEFC) elektrolyytinä toimii yleensä fluorisoitu sulfonihappopolymeerikalvo, jonka polttoaineena käytettävät vetyatomit ionisoituessaan läpäisevät (EG&G 2004: 28). Edellä mainituista ominaisuuksista johtuen polymeeripolttokennoa kutsutaan yleisesti myös PEM-polttokennoiksi (Proton Exchange Membrane Fuel Cell, PEMFC) (Larminie 2003: 15). Polymeeripolttokenno sisältää aina vettä, mikä rajoittaa suurimman mahdollisen käyttölämpötilan alle 100 °C. Tyypillinen toimintalämpötila vaihtelee 60–80 °C välillä. Pienen toimintalämpötilan johdosta PEM-polttokennoja käytetään ajoneuvoissa. Myöskään korkean lämpötilan vaatimia erikoismateriaaleja ei tarvitse käyttää. Polttoaineena käytettävän vedyn tulee olla hyvin puhdasta, sillä pieni määrä CO-hiukkasia, rikkiä tai ammoniakkaa riittää tuhoamaan (myrkyttämään) polttokennon toimintakyvyttömäksi. Eräänä haasteena on myös polttokennon käyttö suurien kuormien yhteydessä, sillä kuormituksessa tapahtuva lämpötilan nousu aiheuttaa polttokennossa olevan veden haihtumista. Polymeeripolttokennon elektrodit muodostuvat yleensä platinalla seostetusta grafiitista. Platinan tehtävänä on katalysoida elektrodeille tulevat O₂ ja H₂ molekyylit reaktioille sopiviksi ioneiksi (EG&G 2004: 63).

2.5.2 Alkalipolttokenno

Alkalipolttokennon (Alkaline Fuel Cell, AFC) elektrolyytinä toimii kaliumhydroksidiliuos ja sen varauksenkuljettajina hydroksidi-ionit. AFC-kennon tyypillinen käyttölämpötila on 65–220 °C ja polttoaineenaan se käyttää myös puhdasta vetyä. AFC-kenno on PEM-kennon tavoin herkkä CO-hiukkasille mutta myös CO₂-hiukkasille, mikä lisää polttoaineen puhtausvaatimusta entisestään. Alkalipolttokenno oli ensimmäisiä vartenotettavia polttokennosovelluksia ja sitä käytettiin mm. Apollo-avaruusaluksen sähköntuottamiseen 1960-luvulla (EG&G 2004: 64). AFC-kenno pystyy hyödyntämään polttoaineena käytetyn vedyn erittäin tehokkaasti, mutta sen herkkyys CO₂:lle aiheuttaa esimerkiksi sen, että katodilla tarvittavaa happea ei voida suoraan ottaa ympäröivästä ilmasta. Alkalipolttokennojen elektrodimateriaaleina voidaan käyttää eri siirtymämetalleja, mutta yleisimmin materiaalina on käytetty platinaa. (EG&G 2004: 64.)

2.5.3 Fosforihappopolttokenno

Fosforihappopolttokennon (Phosphoric Acid Fuel Cell, PAFC) elektrolyytinä toimii 100 prosenttinen fosforihappo ja kennon tyypillinen toimintalämpötila on 150–220 °C. Kiinteästi asennettavien polttokennosovellusten joukossa PAFC-kennojen kehitys on kaikkein pisimmällä, ja se kuuluu myös ainoiden harvojen kaupallisesti saatavien polttokennosovellusten joukkoon. PAFC-kennoja kehitetään edelleen, mutta niiden kehitystahti on viimeisen kymmenen vuoden aikana hidastunut aikaisemmasta. Syynä tähän on ollut suosittujen PEFC-kennojen alhaisemmat hintaodotukset. PAFC-kenno sietää paremmin CO-hiukkasia kuin PEFC- ja AFC-kennot ja sen suhteellisen alhainen käyttölämpötila mahdollistaa yleisien rakennusmateriaalien käytön polttokennoa ympäröivissä prosessilaitteissa. PAFC-kennoilla on saavutettu 37–42 % hyötysuhde, joka on korkeampi kuin useilla PEFC kennoilla, mutta alhaisempi kuin seuraavaksi esiteltävillä kiinteäoksidipolttokennoilla (Solid Oxide Fuel Cell, SOFC). PAFC-kennot vaativat ympärilleen monimutkaisen polttoaineenkäsittelyjärjestelmän, mikä hankaloittaa PAFC-järjestelmien suunnittelua ja toteutusta. Haasteena on myös elektrolyytinä käytettävä fosforihappo, joka on hyvin syövyttävää. Tämän vuoksi PAFC-stackien valmistuksessa on käytettävä myös kalliita haponkestäviä erikoismateriaaleja. Fosforihappopolttokennon elektrodeina käytetään hiiltä ja katalyyttinä platinaa. (EG&G 2004: 29–30)

2.5.4 Sulakarbonaattipolttokenno

Sulakarbonaattipolttokennon (Molten Carbonate Fuel Cell, MCFC) elektrolyytinä toimii usein alkalikarbonaatti, joka korkeassa toimintalämpötilassa (600–1000 °C) muodostaa sulan, CO_3^{2-} -ioneja hyvin johtavan, ionijohdesuolan. Korkean lämpötilan johdosta MCFC:n elektrodeina voidaan käyttää nikkeliä ja nikkelioksidia, sillä niillä tapahtuvien reaktioiden nopeus on riittävä. Käytettävien polttoaineiden osalta MCFC on monipuolisempi kuin esim. PEFC ja AFC, sillä se pystyy hyödyntämään vedyn lisäksi myös CO- sekä eräitä muita hiilivetyhiukkasia. MCFC:n käyttökohteet ovatkin pitkälle perinteisten ja uusiutuvien polttoaineiden hyödyntämisessä pääasiassa voimala- ja laivasovelluksissa, missä suuri koko, paino tai pitkä käynnistysaika eivät aiheuta suuria rajoituksia. MCFC-kennojen suurimmat haasteet aiheutuvat erittäin syövyttävästä elektrolyysistä, minkä vuoksi kennojen yhteydessä joudutaan käyttämään kalliita materiaaleja kuten

nikkeliä ja ruostumatonerästä. Oman haasteensa sulakarbonaattipolttokennojärjestelmän materiaaleille aiheuttaa myös korkeatoimintalämpötila. Sulakarbonaattipolttokennon katodielektrodi tarvitsee myös jatkuvan CO₂ syötön CO₃²⁻-ionien muodostukseen. (EG&G 2004: 30.)

2.5.5 Kiinteäoksidipolttokenno

Kiinteäoksidipolttokennon elektrolyytti poikkeaa muista polttokennotyypeistä siten, että se on nimensä mukaisesti kiinteä. Anodimateriaalina kiinteäoksidipolttokennossa toimii nikkelizirkoniumoksidi (Ni-ZrO₂), katodimateriaalina lantaanistrontiummanganaatti (Sr-doped-LaMnO₃) ja elektrolyytinä yttria-stabiloitu zirkoniumoksidi (Y₂O₃-stabilized-ZrO₂). Kiinteäoksidipolttokenno on suunniteltu toimivaksi siten, että katodille syötetty ilma pelkistyy happi-ioneiksi (O²⁻) reaktion



mukaisesti, minkä jälkeen ne kulkeutuvat elektrolyytin läpi anodille ja reagoivat polttoaineen, esimerkiksi vedyn (H₂), kanssa muodostaen vettä ja ylimääräelektroneja reaktion



mukaisesti. Vapautuneet elektronit ohjataan puolestaan takaisin katodille ulkoista johdinta pitkin. SOFC:n polttoainevalikoima on hyvin laaja, sillä vedyn lisäksi SOFC pystyy hyödyntämään myös useita hiilivety-yhdisteitä, joista yleisimpiä ovat hiilimonoksidi (CO) ja metaani (CO₄). Myös pidempiketjuisten hiilivety-molekyylien käyttö polttoaineena onnistuu, kunhan tulevat kaasumolekyylit ensin reformoidaan (pilkotaan pienemmiksi molekyyleiksi) polttokennolle sopivaksi.

SOFC:n tyypillinen toimintalämpötila on 650–1000 °C. Tässä lämpötilassa SOFC:n elektrolyytin happi-ionijohtavuus kasvaa merkittäväksi. Korkea toimintalämpötila asettaa erikoisvaatimuksia myös käytettäville materiaaleille, minkä vuoksi niiden hinta on suhteellisen korkea. Muutamat SOFC-valmistajat ovat pyrkineet kehittämään aikaisempaa alhaisemmassa lämpötilassa (<650 °C) toimivia kiinteäoksidipolttokennoja. Mata-

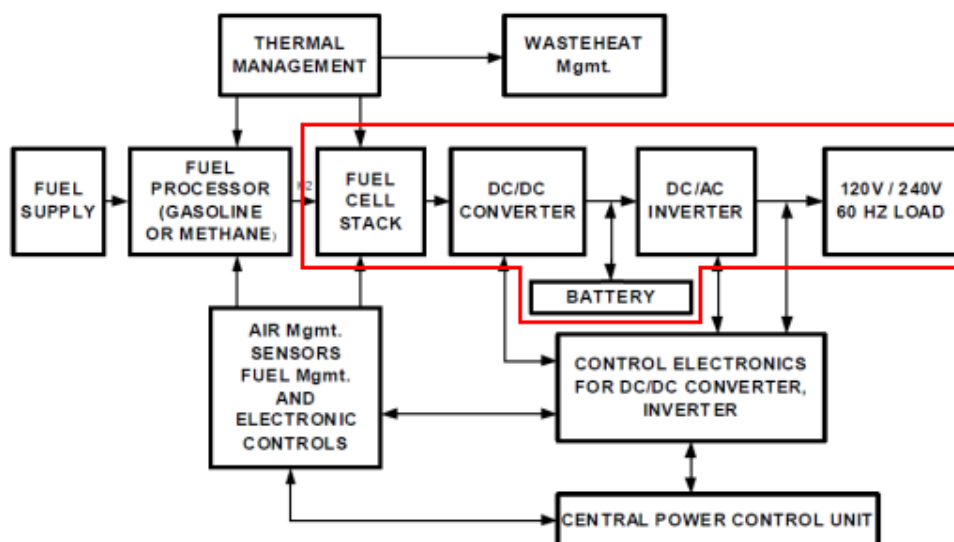
lampi toimintalämpötila laskisi materiaalikustannuksia merkittävästi. Kiinteä elektrolyytti mahdollistaa kiinteäoksidipolttokennojen erityyppiset ulkoiset rakenteet, kuten esimerkiksi putki- ja tasorakenteen, sekä vähentää huomattavasti erilaisia korroosio-ongelmia.

SOFC:n sähkökemiallisissa reaktioissa syntyvää hukkalämpöä voidaan kierrättää takaisin prosessiin, jolloin hyötysuhde kasvaa. Tämä johtuu muun muassa siitä, että erillisiä sähkölämmittimiä ei tarvitse käyttää. Syntyvää hukkalämpöä käytetään myös polttoainereformointireaktioiden ylläpitoon ja ulkoiseen lämmöntuotantoon. Kiinteäoksidipolttokennon hyötysuhde vaihtelee välillä 30–60 % polttokennoyksikön koosta riippuen.

Korkea toimintalämpötila aiheuttaa myös haasteita. Esimerkiksi materiaallinen ja polttokennojen välissä olevien tiivisteiden lämpölaajeneminen aiheuttaa ongelmia levymäisissä polttokennorakenneratkaisuissa. Korkea lämpötila asettaa myös ankaria rajoituksia materiaalivalinnoille, mikä synnyttää helposti ongelmia myös materiaalista valmistettavien osien valmistukseen. Myös materiaalien ja varsinkin liitospintojen korroosion hallinta suurissa lämpötiloissa on haasteellista. Nämä tekijät aiheuttavat rajoituksia stackien tehonkestolle, lämpövuorottelulle ja eliniälle. (EG&G 2004: 31. Larminie 2003: 190). Tässä työssä tutkittavat kytkentäapupiirit tullaan sijoittamaan juuri kiinteäoksidipolttokenojärjestelmään.

2.6 Polttokennojärjestelmä

Jotta polttokennoja voidaan käyttää suuren kokoluokan energiantuotantoon, tarvitsevat ne ympärilleen kuvan 5 lohkokaaviossa esitetyn järjestelmän. Järjestelmän osia ovat polttoaineen syöttö ja -käsittely, tehontuotanto ja tehonmuokkaus. Näiden lisäksi polttokennojärjestelmä tarvitsee toimiakseen erilaisia hallintajärjestelmiä. Tehontuotanto-osa sisältää mm. edellä käsitellyt polttokennot. Polttoaineen käsittelyä ei tässä työssä käsitellä tarkemmin. (EG&G 2004: 275). Edellä mainituista apujärjestelmistä käytetään nimitystä BoP (Balance of Plant) (EG&G 2004: 24).



Kuva 5. Tyypillisen kuormaa syöttävän polttokennojärjestelmän lohkokkaavio (EG&G 2004: 275).

Polttokennot ja tehoelektroniikkajärjestelmä on ympäröity kuvassa 5 punaisella viivalla. Osion tehtävänä on muokata polttokennoilta saatavaa tasajännitettä siten, että sitä pystytään hyödyntämään yleisesti käytössä olevissa vaihtosähköjärjestelmissä. Usein tämä tarkoittaa polttokennolla tuotetun sähköenergian syöttämistä suoraan valtakunnan sähköverkkoon (EG&G 2004: 275). Vaikka polttokennon toiminta vaatii usein erikoismateriaalien ja -laitteiden käyttöä, sen sähköjärjestelmissä voidaan usein hyödyntää valmiiksi kaupallisia ja standardoituja laitteita ja menetelmiä. Kuten aikaisemmin todettiin, stackin ulostulojännite ei missään tilanteessa ole vakio, vaan riippuvainen mm. stackin virrantiheyden suuruudesta, minkä vuoksi stack-jännitettä voidaan harvoin hyödyntää sellaisenaan. Stackin ulostulotasajännitteen muokkaukseen käytetäänkin erilaisia jännitensäätimiä, DC-DC-muuntimia ja hakkuripiirejä, joiden avulla ulostuleva tasajännite säädetään halutun suuruiseksi ja muotoiseksi. Tasajännitteen suuruus voi olla tilanteesta riippuen suurempi tai pienempi kuin stack-jännite (Larminie 2003: 331).

Pienemmissä polttokennojärjestelmissä tasajännitteen saatavuus voi olla etu, mutta suurimmissa polttokennolaitoksissa tasajännitteen käyttökohteet ovat vähäiset ja saatava sähköenergia halutaan syöttää useimmiten suoraan valtakunnan sähköverkkoon, minkä vuoksi tasajännite on muutettava vaihtojännitteeksi vaihtosuuntaajien avulla (EG&G 2004: 275).

Ennen kuin vaihtosuuntaus voidaan toteuttaa, tasajännitetasoa joudutaan nostamaan korkeammaksi. Syynä tähän on yleisesti käytettävien verkkovaihtosuuntaajien tarvitsema tasajännitetaso, joka on korkeampi kuin polttokennoilta saatava ulostulojännite. (Mustonen 2008). Tasajännitettä voidaan nostaa mm. Boost, Fly-back ym. hakkureilla sekä mm. kokoaaltosiltamuuntimella (Full Bridge Converter), joka on myös topologia, johon tutkittavat kytkentäsuojapiirit tullaan sijoittamaan. Kyseinen topologia tullaan käsittelemään tarkemmin jäljempänä.

3 TUTKIMUSYMPÄRISTÖ

Tässä kappaleessa esitellään tutkittavaa kokoaaltosiltamuunninta ja sen rakennetta. Vaikka työssä keskitytään pääsääntöisesti kokoaaltosiltamuuntimen tasasuuntaajan suojaukseen, kokoaaltosiltamuuntimen rakenteen ja toimintaperiaatteen tunteminen helpottaa mm. vertailtavien kytkentäsuojapiirien toimintaperiaatteiden ja saatujen tulosten ymmärtämistä. Kappaleessa käsitellään myös ylijännitteiden diodeille aiheuttamia haittoja sekä ylijännitteiden ehkäisyyn käytettävien kytkentäsuojapiirien teoriaa.

3.1 Kokoaaltosiltamuunnin

Kokoaaltosiltamuunnin koostuu H-kytkentäisestä vuorovaihevaihtosuuntaajasta (H-bridge, Push-Pull), muuntajasta sekä yksivaiheisesta kokoaaltotasasuuntaajasta. Kyseisestä vaihtosuuntaajatyypistä käytetään myös nimitystä H-silta. Vaihtosuuntaaja koostuu siis neljästä puolijohdekytkimestä, jotka on jaettu kahden kytkimen ryhmiin siten, että kytkimet S1 ja S4 muodostavat ensimmäisen ryhmän ja kytkimet S2 ja S3 muodostavat toisen ryhmän, ks. kuva 6. Puolijohdekytkimien ohjaustapoja on luonnollisesti useita, mutta tutkittavassa kokoaaltosiltamuuntimessa vaihtosuuntaajaa ohjataan niin kutsutulla vuorovaihtoperiaatteella, jossa saman ryhmän puolijohdekytkimet ovat päällä ja pois aina yhtä aikaa, mutta eri ryhmät taas vuorottelevat keskenään. Vuorojen välillä on usein pulssisuhteesta riippuvainen nolajakso, jolloin ulostulojännitteen arvo on nolla. Jos kokoaaltosiltamuuntimen tulojännite on U_i , vaihtosuuntaajan lähtöjännite U_{ac} on aina huippuarvojen $-U_i$ ja $+U_i$ välissä. Toisin sanoen vaihtosuuntaajan muodostama lähtöjännite on kanttiaaltoa, joka vaihtelee positiivisen ja negatiivisen tulojännitteen (U_i) välillä, ollen välillä myös nollassa, ks. kuva 7. Tutkittavassa kokoaaltosiltamuuntimessa kanttiaallon taajuus on 20 kHz.

Muuntajan avulla vaihtosuuntaajan lähtöjännitettä joko kasvatetaan tai pienennetään muuntajan muuntosuhteesta riippuen uuteen arvoon, jonka jälkeen se tasasuunnataan diodien D1–D4 avulla uudelleen tasajännitteeksi U_o . Kytkinparien pulssisuhte (duty cycle) kuvaa kytkinparin päälläoloajan ja jaksonajan suhdetta. Jos kytkinparin (S1,S4)

pulssisuhdetta kuvataan symbolilla k_1 ja kytkinparin (S2,S3) pulssisuhdetta symbolilla k_2 sekä muuntajan muuntosuhdetta symbolilla μ , saadaan kokoaaltosiltamuuntimen ulostulojännite yhtälöllä

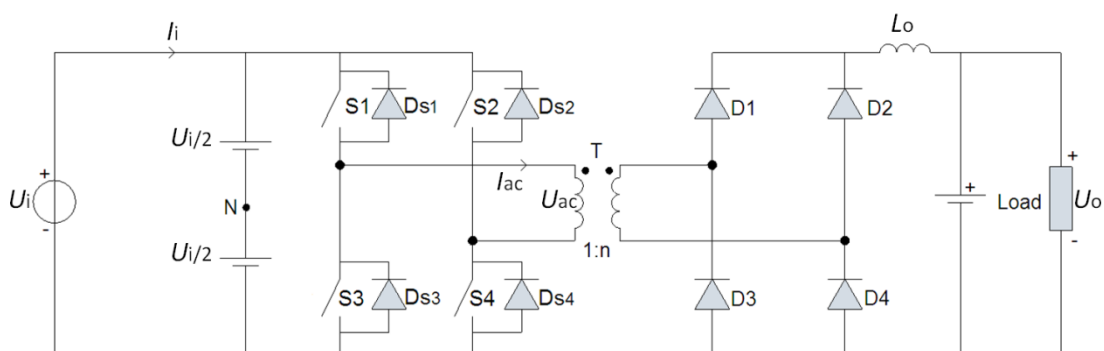
$$U_o = \mu(k_1 + k_2)U_i, \quad (18)$$

missä useimmiten

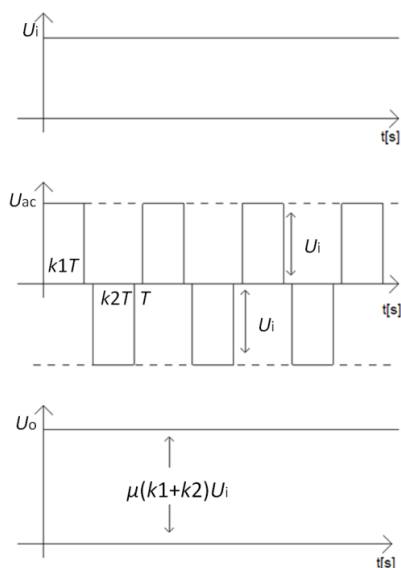
$$k_1 + k_2 \leq 1 \quad (19)$$

(Fang & Hong 2010). Kokoaaltosiltamuunnin on esitetty kuvassa 6 ja sen tulo- ja lähtöjännite sekä vaihtosuuntaajan lähtöjännite on esitetty kuvassa 7. Polttokennolaitoksen tapauksessa kuvan 6 kokoaaltosiltamuuntimen sisääntulojännite U_i kuvaa sarjaankytkettyjen polttokennojen ulostulojännitettä ja kuorma (Load) verkkovaihtosuuntaajaa.

Tarkastellaan seuraavaksi kokoaaltosiltamuuntimen sisältämää yksivaihemuuntajaa hieman tarkemmin. Yksivaihemuuntaja koostuu kahdesta käämistä, jotka ovat käämitty yhteisen ferromagneettisen sydämen ympärille. Muuntajaa voidaan käsitellä kuvan 8 kaltaisella sijaiskytkennällä, jonka komponentteja ovat ensiö- ja toisiokäämien kierrosten lukumäärät N_1 ja N_2 , käämien resistanssit R_1 ja R_2 , käämien hajainduktanssit l_1 ja l_2 sekä magnetoimisinduktanssi l_m sekä magnetoimisresistanssi R_m . Käämien resistanssit R_1 ja R_2 kuvaavat käämimateriaalissa, usein kuparissa, tapahtuvia johtumishäviöitä, jotka voidaan havaita jännitteen alenemana sekä tehohäviönä.



Kuva 6. Kokoaaltosiltamuunnin (Fang ym. 2010). Kuvaa on muokattu.

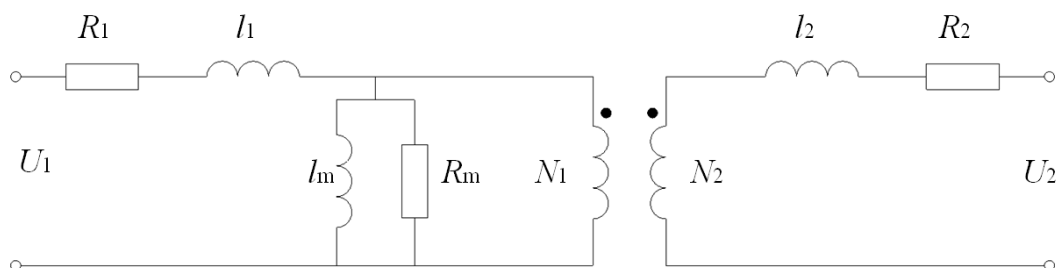


Kuva 7. Kokoaaltosiltamuuntimen sisäänmeno-, vaihtosuuntaajan ulostulo- ja kokoaaltosiltamuuntimen ulostulojännite. (Fang ym. 2010). Kuvaa muokattu.

Hajainduktanssi l_1 aiheutuu siitä, että osa ensiökäämin muodostamasta magneettivuosta ei läpäise toisiokäämiä ja l_2 siitä että osa toisiokäämin muodostamasta magneettivuosta ei läpäise ensiökäämiä. Hajainduktanssin vaikutus on havaittavissa muuntajan ulostulojännitteen alenemana, mutta ei tehohäviönä. Resistanssi R_m kuvaa muuntajan sydänmateriaalin hystereesi- ja pyörrevirtahäviöitä. Näistä häviöistä käytetään myös nimitystä rautahäviöt. Muuntajan muuntosuhde on

$$\mu = \frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2}, \quad (20)$$

missä U_1 on ensiön liitinjännite, U_2 on toision liitinjännite, N_1 ensiökäämin kierrosten lukumäärä ja N_2 toisiokäämin kierrosten lukumäärä.



Kuva 8. Yksivaihemuuntajan sijaiskytkentä (Baines 2005).

Kuvan 8 sijaiskytkennästä voidaan laatia laskennallista tarkastelua helpottava sijaiskytkentä, jossa muuntajan ensiö ja toisio voidaan yhdistää galvaaniseen yhteyteen keskenään. Sitä varten muuntajan toisiojännite voidaan redusoida ensiöön

$$U'_2 = \mu U_2, \quad (21)$$

missä U'_2 on toisiojännite redusoituna ensiöön. Toisiovirta voidaan redusoida yhtälöllä

$$I'_2 = \frac{I_2}{\mu}, \quad (22)$$

missä I'_2 on toisiovirta redusoituna ensiöön. Toisio impedanssiarvojen redusointi voidaan tehdä yhtälöllä

$$Z'_2 = \frac{\mu U_2}{\frac{I_2}{\mu}} = \mu^2 Z_2, \quad (23)$$

missä Z'_2 on toisio impedanssi redusoituna ensiöön. Samaisella yhtälöllä voidaan redusoida myös esimerkiksi toisiokäämin resistanssi. Muuntajan ensiön hajareaktanssi saadaan laskettua yhtälöllä

$$X_{\sigma 1} = \omega \frac{N_1^2}{R_{\sigma 1}} = \omega L_{\sigma 1}, \quad (24)$$

missä $R_{\sigma 1}$ on ensiön hajavuon magneettiin reluktanssi ja ω on kulmataajuus. Tämän lisäksi muuntajan pääreaktanssi X_m saadaan määritettyä yhtälöllä

$$X_m = \omega \frac{N_1^2}{R_m} = \omega L_m. \quad (25)$$

Ensiö- ja toisiokäämien resistanssit sekä hajareaktanssit voidaan redusointien jälkeen yhdistää kokonaisresistanssiksi ja kokonaishajainduktanssiksi. Näistä käytetään myös nimitystä oikosulkuresistanssi ja -reaktanssi.

Yhdistäminen tapahtuu yhtälöllä

$$R_k = R_1 + R_2' \quad (26)$$

ja

$$X_k = X_{\sigma 1} + X_{\sigma 2}', \quad (27)$$

missä $X_{\sigma 2}'$, on muuntajan toision hajareaktanssi redusoituna ensiöön. Saadut oikosulku-resistanssi ja -reaktanssi voidaan edelleen yhdistää oikosulkuimpedanssiksi yhtälöllä

$$Z_k = \sqrt{R_k^2 + X_k^2}. \quad (28)$$

Samoin rautahäviöresistanssi ja pääreaktanssi voidaan yhdistää tyhjäkäynti-impedanssiksi yhtälöllä

$$\bar{Z}_{m0} = \frac{R_m X_m^2}{R_m^2 + X_m^2} + j \frac{R_m^2 X_m}{R_m^2 + X_m^2} = R_{m0} + jX_{m0}, \quad (29)$$

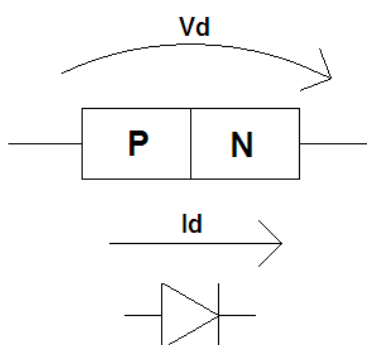
missä R_{m0} on tyhjäkäyntiresistanssi ja X_{m0} on tyhjäkäyntireaktanssi. Edellä mainitut arvot voidaan määrittää todellisesta muuntajasta tyhjäkäynti- ja oikosulkumittausten avulla. Tyhjäkäynti- ja oikosulkumittausten tulokset riippuvat osittain siitä, kumpaa muuntajan käämiä käytetään ensiökääminä. Sillä ei toisaalta ole suurta merkitystä, sillä saadut tulokset voidaan aina redusoida toiseen jänniteportaaseen. Käytännön muuntajataustarkastelun avuksi on laadittu useita eri sijaiskytkentöjä, joista voidaan valita aina kyseiseen tilanteeseen sopivin vaihtoehto. Sijaiskytkentä helpottaa muuntajan laskennallista tarkastelua (Aura & Tonteri 1986: 11–35). Muuntajan fyysistä kokoa ja painoa voidaan pienentää nostamalla sen käyttötaajuutta korkeammaksi (Baines 2005). Tutkittavan koekoaltosiltamuuntimen sisältämän yksivaihemuuntajan hajainduktanssi on 17 μH ja käämiresistanssi 35 $\text{m}\Omega$. Käytettävän muuntajan muuntosuhdetta ei kaupallisista syistä voida tässä työssä paljastaa.

3.2 Diodi

Seuraavaksi käsitellään diodin toimintaperiaatetta ja tehodiodin eroavaisuutta normaaliin diodiin nähden. Kappaleen tarkoituksena on osoittaa, miksi ylijännitepiikit ovat diodille haitallisia, ja mitä vaikutuksia tehodiodilla on takavirtapiikin syntyyn.

3.2.1 Diodin toiminta

Puolijohdepalaa, jonka toinen puoli on seostettu p-tyyppiseksi ja toinen puoli on seostettu n-tyyppiseksi, kutsutaan pn-diodiksi. Diodin keskellä on pv-rajapinta, joka muodostaa komponentin sisään potentiaalivallin. Potentiaalivalli aiheutuu liikkumattomista epäpuhtausatomeista, joiden aukko tai elektroni on siirtynyt pn-rajapinnan toiselle puolelle. Mitä enemmän aukkoja ja elektroneja pn-rajapinnan ylitse siirtyy, sitä enemmän varautuneiden epäpuhtausatomien määrä lisääntyy. Kokonaisvaraus saavuttaa tasapainotilan, kun varausten aikaansaama sähkökentän suuruus estää uusien rajapinnan ylitysten tapahtumisen. Potentiaalivalli siis tyhjenee varaustenkuljettajista ja muodostunutta aluetta kutsutaan tyhjennysalueeksi. Tyhjennysalueen resistanssi on tällöin luonnollisesti myös hyvin korkea. Kun diodi on kytketty estosuuntaan, varaustenkuljettajat vetäytyvät entistä kauemmaksi pn-rajapinnalta, jolloin tyhjennysalueen pituus ja potentiaalivallin jännitteen suuruus kasvavat. Vaikka diodi on kytketty estosuuntaan, generoituu tyhjennysalueella lämmön vaikutuksesta varaustenkuljettajia, joiden liike rajapinnalta pois päin aiheuttaa diodiin estotilassa havaittavan vuotovirran. Vuotovirta aiheuttaa komponenttiin pääasiassa lämpöhäviöitä. Pn-diodin rakenne ja piirrosmerkki ovat nähtävissä kuvassa 9. (Niiranen 2007: 4-6.) Jos estojännitettä nostetaan lisää, saavutetaan maksimi estojännite (läpilyöntijännite, punch-through) U_{BR} . Maksimi estojännitteellä tyhjennysalueen pituus kasvaa niin suureksi, että tyhjennysalueen reunat koskettavat päätymetallointia. Tämä aiheuttaa vuotovirran äkillisen kasvun ja useissa tapauksissa diodin rikkoutumisen. Vuotovirran äkilliseen kasvuun voi aiheutua myös toisesta syystä. Jos potentiaalivallin jännite-ero on tarpeeksi suuri, kiihdyttää se lämmön generoimat elektronit erittäin suureen nopeuteen.



Kuva 9. Pn-diodin rakenne ja piirrosmerkki (Vuorela 2006; Niiranen 2007: 5). Kuva on muokattu.

Suurella nopeudella liikkuvat elektronit törmäävät kidehilan atomeihin ja generoivat uuden aukkoelektroniparin. Myös uudet generoituneet elektronit kiihtyvät suureen nopeuteen, ja jälleen törmätessään kidehilan atomeihin aiheuttavat ketjureaktion omaisen avalanche- eli vyörypurkauksen. Jotkut diodit on suunniteltu kestäämään vyörypurkauksia, jolloin avalanche-ominaisuutta voidaan käyttää hyödyksi. Normaalikäytössä estojännite on luonnollisesti alle maksimiestojännitteen.

Kun diodi kytketään päästösuuntaan, pystyvät varaustenkuljettajat injektoitumaan pn-rajapinnan ylitse. P-tyypin aukot ja n-tyypin elektronit eivät kulkeudu kauaksi pn-rajapinnasta, vaan rekombinoituvat nopeasti vastakkaisen enemmistövarauksenkuljettajan kanssa. Rekombinoitumisaika on riippuvainen seostuksesta, seostuksen tasaisuudesta ja rekombinoitumiskeskuksien määrästä. Johtavan tilan häviöt aiheutuvat juuri rekombinoitumisen takia, sillä jokainen rekombinoituminen luovuttaa energiansa kidehilan lämmöksi. (Niiranen 2007: 7.)

3.2.2 Tehodiodi

Pn-diodista poiketen tehodiodit ovat yleensä pin-seostettuja. Tämä tarkoittaa, että komponentin keskusta koostuu heikosti seostetusta (usein n-tyypin) piistä. Tällä tavoin komponentin jännitekestoisuutta voidaan suurentaa, koska i-alue antaa tilaa tyhjennysalueen kasvulle.

Mitä heikommin saostettua alue on, sitä parempi on komponentin jännitekestoisuus. Jännitekestoisuuden paraneminen kasvattaa kuitenkin vain vähän vuotovirtaa, sillä hei-

kosti seostetulla i-alueella generoituu vähemmän aukko-elektronipareja kuin vahvemmin seostetulla alueella.

Pin-diodin siirtyessä johtavaan tilaan varauksenkuljettajat siirtyvät tyhjälle i-alueelle. Siirtymistä tapahtuu niin kauan, kunnes i-alue on täynnä. Tämä aiheuttaa pin-diodissa pienen johtoviiveen. Johtavassa tilassa i-alue on täynnä vapaita varaustenkuljettajia, sillä rekombinoitumisia tapahtuu pääasiassa vain $n+$ ja $p+$ alueilla. I-alueen resistanssi aiheuttaa pin-diodiin pn-diodia suuremman johtavan tilan päästöjännitteen. Johtavan tilan virran pienentyessä äkillisesti nolnaan i-alueen varaustenkuljettajat eivät ehdi poistua i-alueelta ja diodi on yhä johtavassa tilassa. Tällöin virran suunta voi kääntyä ja virta voi jatkaa muutostaan vastakkaiseen suuntaan. Kääntynyttä virtaa kutsutaan takavirraksi (reverse recovery), joka katkeaa vasta kun i-alueen varaustenkuljettajien määrä on alentunut tarpeeksi ja tyhjennysalue on alkanut muodostua. Takavirran kestoaika t_{RR} jakaa diodit nopeisiin ja hitaisiin (ts. verkkotaajuisiin) diodeihin. Mitä suurempi on komponentin jännitekestoisuus, sitä suurempi on komponentin takavirta, sillä jännitekestoisuuden kasvattaminen vaatii i-alueen kasvattamista. Tällöin myös varaustenkuljettajien määrä komponentissa kasvaa (Niiranen 2007: 26–27). Takavirta voi aiheuttaa virta- ja jännitepiikkejä induktiivisissa piireissä (Mohan, Undeland & Robbins 2003: 17).

Estosuuntaan kytketyn diodin tyhjennysalueen suuruutta voidaan säätää estotilan jännitettä muuttamalla. Estosuuntaan kytketty diodi toimii silloin myös kondensaattorina, jonka kapasitanssia puolestaan määrää tyhjennysalueen leveys. Kapasitanssia kutsutaan tarkemmin liitoskapasitanssiksi C_J (Silvonen 2009: 97). Liitoskapasitanssi voi aiheuttaa virta- ja jännitepiikkejä induktiivisissa piireissä (Laitinen 2010).

3.3 Kytkentäsuojapiirit

Kytkentäsuojapiiri (snubber) on suuntaajan pääpiiriin tarvittaessa lisättävä lisäosa, jonka tehtävänä on absorboida muun kytkennän reaktansseihin varastoitunut energia itseensä ja siten estää suojattavaa puolijohdetta rikkoutumasta kytkentätilanteissa esiintyviä yli-jännite-, du/dt - sekä di/dt -rasituksia vastaan (Mohan ym. 2003: 669; Todd 1993). Yli-jännite- ja du/dt -rasitus aiheutuvat induktiivisen virran riittävän nopeasta katkaisusta

(esim. muuntajan hajainduktanssin virta katkeaa kun diodin takavirta katkeaa). Tällöin induktanssin yli syntyy virran muutosnopeuteen verrannollinen jännite, jonka suuruus ja nousunopeus suojaamattomissa piireissä ovat usein riittävän suuria tuhoamaan virtaa katkaisevan komponentin. Di/dt -rasitukset syntyvät pääasiassa puolijohteen siirtymisestä estotilasta johtavaan tilaan. Tällöin di/dt :n suuruus riippuu normaalin toiminnan lisäksi myös du/dt -suojien purkaantumisista. Ylivirtapiikki aiheuttaa tehohäviöitä, etenkin silloin kun komponentin yli vaikuttaa yhtäaikaaisesti suuri jännitepiikki. (Niiranen 2007: 110–111.)

Passiiviset kytkentäsuojapiirit voidaan jakaa topologioidensa perusteella kolmeen pääluokkaan:

- Polarisoimattomiin RC-kytkentäsuojapiireihin, joita käytetään pääasiassa diodien ja tyristorien yhteydessä rajoittamaan huippujännitteen sekä du/dt :n suuruutta. Polarisoimattomista RC-kytkentäsuojapiireistä voidaan käyttää myös nimitystä RC-suoja.
- Polarisoituihin RC-kytkentäsuojapiireihin, joita käytetään ohjattujen puolijohdekytkimen yhteydessä rajoittamaan poiskytkennän aikaisia ylijännite-, ja du/dt -rasituksia. Polarisoiduista RC-kytkentäsuojapiireistä voidaan käyttää myös nimitystä RCD-suoja.
- Polarisoituihin LR-kytkentäsuojapiireihin, joita käytetään rajoittamaan päällekytkennästä aiheutuvia di/dt -rasituksia (Mohan ym. 2003: 669).

Passiivisten kytkentäsuojien lisäksi voidaan käyttää aktiivisia (Active snubber) ja ”energiaa palauttavia” (Energy Recovery Snubbers, ERS) kytkentäsuojapiirejä. Kytkentäsuojapiirejä voidaan käyttää joko yksittäisinä tai yhdistelminä, riippuen suojattavan sovelluksen vaatimuksista (Mohan ym. 2003: 670). Seuraavaksi esitellään lyhyesti erityyppisiä passiivisia kytkentäsuojapiirejä sekä aktiivi- ja ERS-kytkentäsuojapiirit.

3.3.1 RC-kytkentäsuojapiiri

Diodin suojaukseen käytetään tarvittaessa RC-suojaa. RC-suoja koostuu vastuksesta ja kondensaattorista, jotka on kytketty suojattavan puolijohteen rinnalle. RC-suojan tehtä-

vänä on pienentää puolijohteen katkaisun yhteydessä muodostuvaa ylijännitettä, du/dt :tä ja di/dt :tä. Ylijännitteitä ja suuria du/dt -arvoja aiheuttavat muun piirin erinäiset hajainduktanssit sekä diodin takavirran nopea katkeaminen. Du/dt :n suuruuteen voidaan vaikuttaa vastuksen R koolla (Mohan ym. 2003: 671; Niiranen 2007: 112–114). Aiemmin todettiin, että diodin sammussa sen läpi kulkee takavirta. Takavirran alkaessa katketa, pienenee virta nopeasti kohti nollaa. Induktanssin energia ei kuitenkaan pysty muuttumaan yhtäkkisesti, vaan se edelleen syöttää piirin virtaa. Tällöin kelan syöttämä virta kulkee vaarattomasti diodin ohitse RC-suojan kautta (Niiranen 2007: 113). Valittaessa sopivaa R :n ja C :n arvoa, tulee huomioida seuraavat asiat. Kapasitanssin täytyy olla riittävän suuri ehkäisemään ylijännitepiikkien syntyä virran katketessa ja RC:n aikavakion täytyy olla sen suuruinen, että kondensaattoriin varautunut energia ehtii purkautumaan ennen uuden jakson alkua (Krein 1998: 500). RC-suoja on esitetty kuvassa 10.

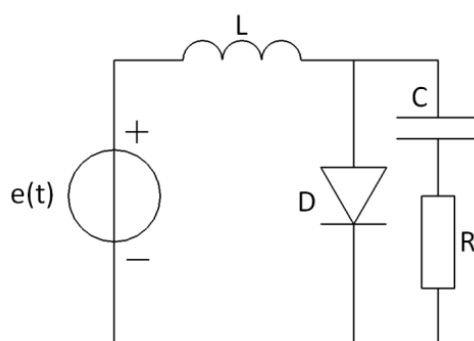
RC-suojan kuluttamaa tehoa voidaan arvioida sen varastoiman energian avulla. Puoli johdetta suojaavaan RC-suojaan latautunut energia E_C voidaan laskea yhtälöllä

$$E_C = \frac{1}{2} C_s U_D^2, \quad (30)$$

missä C_s on RC-suojan kondensaattorin kapasitanssi ja U_D on suojattavan diodin yli oleva jännite tai toisin sanoen kondensaattoria lataava jännite. Yhtälöllä 30 laskettu energia määrä kulutetaan jokaisella RC-suojan kondensaattorin varautumis- ja purkautumiskerralla. Näin ollen keskimääräinen tehonkulutus $P_{RC\text{-snubber}}$, joka sisältää kondensaattorin latautumisen ja purkautumisen voidaan laskea yhtälöllä

$$P_{RC\text{-snubber}} = 2 \cdot \frac{1}{2} C_s U_D^2 f_s = C_s U_D^2 f_s, \quad (31)$$

missä f_s on puolijohteen kytkentätaajuus. Merkittävä jännitteen soiminen (värähtely) lisää luonnollisesti RC-suojan kuluttamaa tehoa (Severns 1999).

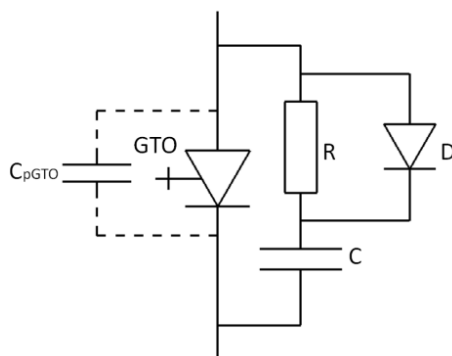


Kuva 10. Diodia suojaava RC-suoja (Niiranen 2007: 113). Kuvaa on muokattu.

3.3.2 RCD-kytkentäsuojapiiri

Kun RC-suojassa olevan vastuksen rinnalle lisätään diodi, saadaan RCD-suoja. RCD-suoja eroaa RC-suojasta siten, että se kykenee estämään suojattavan puolijohteen syttymisestä aiheutuvan virtapurkauksen (Niiranen 2007: 115). Lisäksi se suojaa puolijohdetta katkaisun jälkeisiltä rasiuksilta. Tarkastellaan kuvan 11 tilannetta, jossa suojattavana komponenttina on GTO-tyristori. GTO:n takavirran katketessa GTO:n rinnalle kytkeytyy kapasitanssi C , jonka latausvirta kulkee RCD-suojan diodin D läpi. Kun GTO kytkeytyy seuraavan kerran johtavaksi, purkautuu kapasitanssin C varastoima energia vastuksen R läpi. Suojassa olevan diodin virtaa voidaan rajoittaa asentamalla toinen vastus sarjaan diodin kanssa (Niiranen 2007: 115).

RCD-suoja rajoittaa huippujännitteitä pienemmillä kokonaishäviöillä kuin RC-suoja. Kokonaishäviöillä tarkoitetaan päälle- ja poiskytkentähäviöitä sekä suojasta aiheutuvia lisähäviöitä. RCD-suojassa voidaan hyödyntää myös suojattavan puolijohteen liitoskapasitanssia (C_{pGTO}) (Severns 1999). Erääksi haittapuoleksi Severns mainitsee RCD-suojan korkeammat kytkennästä aiheutuvat huippujännitteet verrattuna optimoituun RC-suojaan. Tämä johtuu siitä, että RC-suojassa kapasitanssi ladataan oikein mitoitettun vastuksen R -läpi, kun taas RCD-suojassa kapasitanssi ladataan pieniresistanssisen diodin läpi. Tärkeää on huomioida, että puolijohteen yli oleva jännite nousee hitaammin, kuin sen virta laskee, minkä vuoksi puolijohteen huippujännite ja -virta eivät vaikuta samanaikaisesti. Tämän vuoksi suojattavan puolijohteen poiskytkennästä aiheutuva häviö on pienempi.

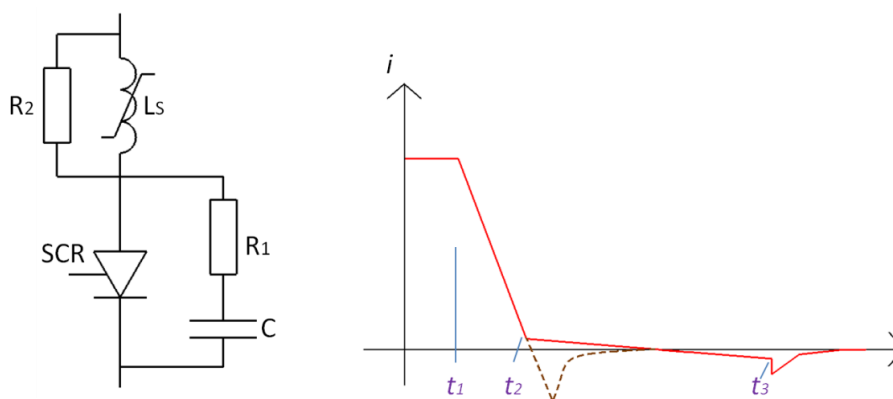


Kuva 11. GTO-tyristoria suojaava RCD-suoja. (Honkanen 2010). Kuvaa on muokattu. Liitoskapasitanssi C_{pGTO} lisätty.

Mitä suurempi RCD-suojan kapasitanssi on, sitä pienempi on kytkentätilanteessa esiintyvän jännitepiikin suuruus. Toisaalta suurempi kapasitanssi kasvattaa RCD-suojan vastuksessa kuluvaa energiaa kapasitanssin purkautuessa (Severns 1999). Kuten aikaisemmin mainittiin, RCD-suojia käytetään mm. ylijännite- ja du/dt -rasitusten pienentämiseen. Kyseiset du/dt -rasitukset aiheuttavat riittävän suurina tyristorien itsestään syttymisen, kasvattavat häviötehohuippua, synnyttävät radiotaajuisia häiriöitä ja etenkin pitkissä kaapeleissa ne voivat aiheuttaa häiriöllisiä jännitteen heijastusilmiöitä, jotka puolestaan voivat lisätä kuorman ylijänniterasituksia (Niiranen 2007:111).

3.3.3 Kyllästyvät kuristimet

Kyllästyviä kuristimia (saturable reactors) käytetään du/dt -suojauksessa pienentämään puolijohteen takavirtaa. Siinä missä RC- ja RCD-suojia käytetään pienentämään takavirran seurauksia, yrittävät kyllästyvät kuristimet ehkäistä niiden syntyä. Kyllästyviä kuristimia voidaan käyttää myös pienentämään tehokkaasti di/dt -rasituksia. Tarkastellaan kuvan 12 tilannetta, jossa kyllästyvä kuristin on kytketty sarjaan suojattavan tyristorin kanssa. Kuristin on kyllästynyt ajan hetkellä t_1 jolloin suojattavan puolijohteen läpi kulkee jatkuvan tilan virta, eli toisin sanoen kuristin ei vaikuta puolijohteen virran muutoksiin. Kun puolijohteen virta alkaa laskea, tullaan ajan hetkellä t_2 pisteeseen, jossa kuristimen läpi kulkeva virta on pienentynyt kuristimen kyllästymispisteen suuruiseksi. Tällöin kuristimen impedanssi kasvaa suureen arvoon ja rajoittaa virran muutosnopeutta.



Kuva 12. Kyllästyvä kuristin, joka on kytketty sarjaan suoittavan tyristorin kanssa. Virran kuvaajassa katkoviiva kuvaa virran käyttäytymistä ilman kuristinta. (Niiranen 2007: 118). Kuvaa on muokattu.

Ajan hetkellä t_3 kuristin on jälleen kyllästynyt, joten sen impedanssi on lähellä nollaa. Tyristorin läpi kulkeva takavirta ei kuitenkaan enää nouse katkoviivan osoittamalle normaalille tasolle, koska tyristorin liitoksen varauksenkuljettajat ovat ehtineet rekombinoitua tarpeeksi. (Niiranen 2007:118–119.)

Kyllästyvän kuristimen ansiosta RC-suoja voidaan mitoittaa pienemmäksi kuin tilanteessa, jossa kuristinta ei olisi. Kuristimen rinnalle kytketään yleensä myös vastus (kuvasssa R_2), jonka tehtävä on auttaa RC-suojaa latautumaan ennen kuristimen uudelleen kyllästyminen ajan hetkellä t_3 . Vastuksen R_2 toisena tehtävänä on purkaa kuristimeen varautunut energia, joka muuten aiheuttaisi liian suuren jännitteen RC-suojan ylitse.

Kyllästyvänä kuristimena toimii usein ferriittirengas, jonka lävitse tyristorin syöttöjohdin on kierretty muutaman kerran. Kyllästyvien kuristimen mitoituksessa hankalinta on ajan t_2 – t_3 oikea valinta, koska tyristorin rekombinoituminen riippuu paljon tyristorin lämpötilasta. Niirasen (2007: 119) mukaan kyllästyvillä kuristimilla saatava hyöty voi olla minimaallinen.

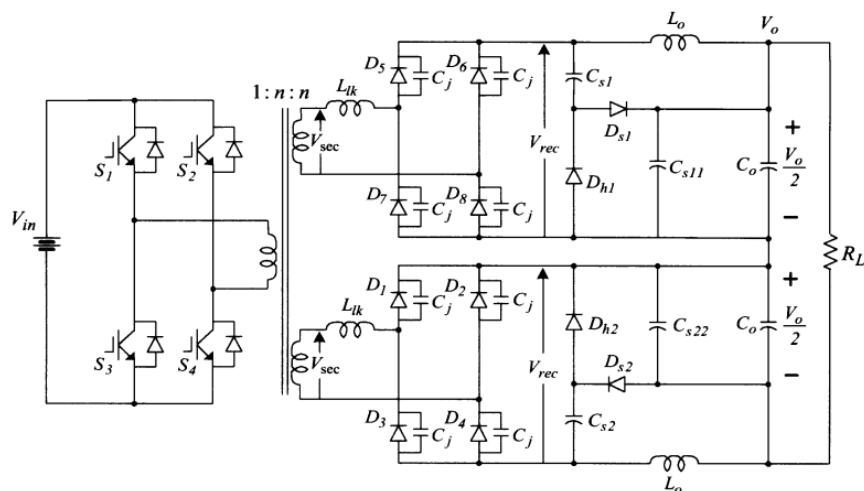
3.3.4 Energiaa kuluttamattomat kytkentäsuojapiirit

Energiaa kuluttamattomia kytkentäsuojapiirejä kutsutaan myös resonanssikytkentäsuojapiireiksi (resonant snubbers) tai energiaa palauttaviksi kytkentäsuojapiireiksi, eli ERS-kytkentäsuojapiireiksi. Nimestään huolimatta energiaa kuluttamattomat kytken-

täsuojapiirit kuluttavat energiaa. Nimitys on johdettu niiden toimintaperiaatteesta, jossa kytkentäsuojapiiriin varastoitu energia pyritään palauttamaan takaisin energialähteen tai kuorman käyttöön. ERS-kytkentäsuojapiiri koostuu kela-, kondensaattori- ja diodikomponenttien yhdistelmästä. Diodeista johtuen, kyseiset kytkentäsuojapiirit ovat aina polarisoituja, ja ne sisältävät usein sekä jännite- että virtakytkentäsuojapiirin. (Todd 1993; Cha, Chen, Peng & Tang 2007.)

ERS-kytkentäsuojapiirien erona energiaa kuluttaviin kytkentäsuojapiireihin on se, että ne eivät vaimenna piirissä esiintyviä jännite- ja virtavärähtelyjä. Vaimennusominaisuus on usein kuitenkin välttämätön, minkä vuoksi ERS-kytkentäsuojapiirien yhteydessä joudutaan käyttämään pieniä vaimennusresistansseja. Tarkastellaan lyhyesti tilannetta, jossa energiaa kuluttamaton jännitekytkentäsuojapiiri suojaa kanttiaaltoa tuottavaa puolijohdekytkintä. Jännite-ERS-suoja voi tässä tilanteessa toimia vain yhdellä kanttiaallon reunalla, sillä sen on pystyttävä palauttamaan alkutilansa kanttiaallon toisella reunalla. Kanttiaallon reuna voi olla luonnollisesti joko nouseva tai laskeva. Tästä johtuen jännite ERS-kytkentäsuojapiirin rakenteesta voi tulla hyvin monimutkainen varsinkin silloin, jos jännite-ERS-suojan lisäksi käytössä on myös virta-ERS-suoja (Todd 1993; Cha, Chen, Peng & Tang 2007). Kuvassa 13 on esitetty esimerkki kokoaaltoisiltamuuntimen tasasuuntaajaa suojaavasta ERS-kytkentäsuojapiiristä.

Virta-ERS-suojan toiminta perustuu suojattavan puolijohteen kanssa sarjaan kytkettävään induktanssiin, jonka varastoimaa energiaa palautetaan joko kuorman tai käytettävän tehollähteen käyttöön. Energian palautus tehdään siten, että virta-ERS-suojan induktanssina käytetään 1:1 muuntosuhteisen muuntajan ensiökäämiä, ja palautunut energia johdetaan haluttuun paikkaan muuntajan toisiokäämien kautta. Muuntajan käyttö kytkentäsuojapiirinä ei kuitenkaan ole aina ongelmaton, sillä muuntajan sisältämä hajainduktanssi voi lisätä suojattavan puolijohteen ylijänniterasituksista. Toisin sanoen energiaa kuluttamaton virtakytkentäsuojapiiri pystyy tietyissä tilanteissa antamaan varsin tehokkaan suojan virtarasituksia vastaan, mutta suuritehoisissa järjestelmissä sen käyttö on lisääntyvien jänniterasitusten vuoksi ongelmallista. Tämän vuoksi kyseistä kytkentäsuojapiiriä ei käytännössä käytetä suuritehoisien tehoelektronikkajärjestelmien suojaukseen. (Todd 1993).



Kuva 13. Kokoaltosiltamuunnin, jonka tasasuuntaajan suojaukseen käytetään ERS-suojaa (Cha ym. 2007).

3.3.5 Aktiiviset kytkentäsuojapiirit

Passiivisten kytkentäsuojapiirien lisäksi puolijohteiden suojaukseen käytetään aktiivisia kytkentäsuojapiirejä. Erona passiivikytkentäsuojapiiriin, aktiivikytkentäsuojapiiri sisältää erillisen ohjattavan puolijohteen esim. MOSFETin, IGBT:n tai transistorin sekä tietyn määrän kyseisen puolijohteen ohjaukseen tarvittavia erillispiirejä. Vaikka erilliset ohjauspiirit monimutkaistavat piiriä, voidaan aktiivikytkentäsuojapiireillä saavuttaa merkittävää hyötyä tietyntyyppisten puolijohdesuojausten yhteydessä (Todd 1993). Aktiivikytkentäsuojapiiriä käsitellään lisää kappaleessa 4.4.

4 KYTKENTÄSUOJAPIIRIEN VALINTA

Kuten aikaisemmin jo todettiin, kytkentäsuojapiiriratkaisuja on olemassa useita erilaisia sovelluksesta riippuen. Osa kytkentäsuojapiireistä toimii pelkästään passiivisten komponenttien, kuten vastusten, kelojen, kondensaattoreiden ja diodien, avulla. Toisaalta osa kytkentäsuojapiireistä käyttää passiivisten komponenttien lisäksi myös aktiivikomponentteja, kuten transistoreja tai muita puolijohdekytkimiä. Aktiivikomponenttien käyttö ehkäisee hyvin jännitepiikkejä sekä vähentää usein myös huomattavasti kokonaistehonkulutusta. Toisaalta taas aktiivikomponenttien käyttö lisää erilaisten apupiirien tarvetta, mikä osaltaan monimutkaistaa piiriä ja lisää mm. vikaantumisriskiä.

Osa kytkentäsuojapiireistä on laajoja ja viritetty toimimaan vain kyseisessä suojattavassa kohteessa, jolloin näiden kytkentäsuojapiirien soveltaminen suoraan toiseen kohteeseen on hyvin haasteellista. Toisinaan kytkentäsuojapiirit ovat rakenteeltaan ja käytettäviltä komponenteiltaan yksinkertaisia, jolloin niiden soveltaminen on huomattavasti helpompaa ja piirin toiminta luotettavampaa. Yksinkertaisemmat piirit soveltuvat myös paremmin jatkuvasti muuttuviin toimintaolosuhteisiin.

Tässä kappaleessa käydään läpi kytkentäsuojapiirejä, jotka soveltuvat tutkittavan polttokennolaitoksen kokoaaltsiltamuuntimen toisiopuolen diodisillan puolijohteiden suojaukseen. Kappaleessa mainitaan myös muutama valinnan ulkopuolelle jäänyt kytkentäsuojapiiri. Ensisijaisena valintaperusteena käytettiin jännitepiikkien ja -värähtelyn ehkäisyä sekä pientä tehonkulutusta. Toissijaisena valintaperusteena käytettiin toteuttamiskelpoisuutta kyseisessä järjestelmässä.

4.1 Vaimentava RCD-kytkentäsuojapiiri

Vaimentavan RCD-kytkentäsuojapiirin (Damping RCD) rakenne on yksinkertainen, sillä se sisältää vain vastuksen, kondensaattorin ja diodin. Yksinkertainen rakenne helpottaa myös RCD-suojan kytkemistä suojattavan piirin rinnalle. Vaimentava RCD-suoja on helppo mitoittaa ja se toimii hyvin myös muuttuvassa ympäristössä. Kyseisen RCD-suojan suojauskyky perustuu siihen, että suojattavan kohteen parasitiittisten komponent-

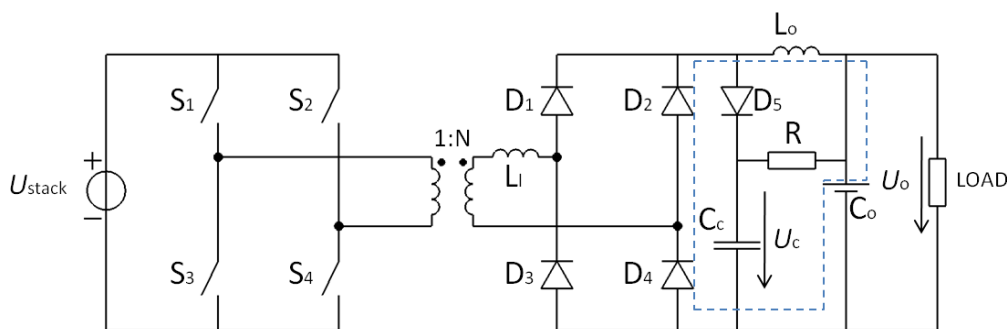
tien, kuten muuntajan hajainduktanssin ja diodien liitoskapasitanssien keskinäiseen värähtelyyn tarvittava energia absorboidaan RCD-suojan kondensaattoriin, minkä jälkeen se kulutetaan lämmöksi vastuksen avulla. Toisin sanoen se pienentää syntyvien jännitepiikkien suuruutta ja vaimentaa parasitiittisten komponenttien keskinäistä värähtelyä. Vaimentavan RCD-suojan merkittävänä etuna on myös sen kyky hidastaa jännitteen muutosnopeutta (du/dt -arvoa). RCD-suojan vaihtoehtona olisi käyttää pelkkää RC-suojaa, jonka värähtelyn vaimennuskyky ja jännitepiikkien pienennyskyky olisivat RCD-suojaa suuremmat. RC-suojan tehonkulutus on kuitenkin merkittävästi suurempi verrattuna RCD-suojaan, sillä RC-suojassa kondensaattorin lataamisen lisäksi myös kondensaattorin purkamisen kuluttaa energiaa. RC-suoja hidastaa myös vähemmän jännitteen muutosnopeutta. (Severns 1999; Todd 1993). RCD-suojan mitoittamiseen käytetään seuraavia periaatteita:

- Resistanssin suuruus on oltava lähellä vaimennettavan komponentin impedanssia ja kapasitanssin pitää olla suurempi kuin resonanssipiirin kapasitanssi, mutta sen verran pieni, että tehonkulutus vastuksessa ei kasva liian suureksi.
- Kapasitanssin arvo on hyvä olla neljä kertaa niin suuri kuin värähtelevän kapasitanssin (Severns 1999).

Severns:n (1999) mukaan tarkempi mitoitus tehdään simuloinnin avulla.

4.2 Leikkaava RCD-kytkentäsuojapiiri

Jännitettä leikkaava RCD-kytkentäsuojapiiri (Clamping RCD), joka on esitetty kokoal-tosiltamuuntimen tasasuuntaajan yhteydessä kuvassa 14, eroaa vaimentavasta RCD-suojasta mm. toiminnallisuutensa puolesta. Leikkaavan RCD-suojan diodi on käännetty ympäri, ja kondensaattorin kokoa on kasvatettu niin suureksi, että se voi toimia vakiojännitteisenä jännitevarastona. Myös vastus R on kytketty vaimentavasta RCD-suojasta poiketen ulostulojännitteeseen. Kun tasasuuntaajan yli oleva jännite nousee yli jatkuvan tilan jännitteen, leikkaavan RCD-suojan diodi alkaa johtaa ja kondensaattori latautuu ylijännitteen sisältämän energian verran, jolloin sen jännite nousee.



Kuva 14. Kokoaaltosiltamuunnin jännitettä leikkaavalla RCD-suojalla (Lin ym. 1998). Kuvaa on muokattu.

Jännitteen nousun suuruuteen voidaan vaikuttaa kondensaattorin koolla. Kondensaattori tulee valita niin suureksi, että sen jännite pysyy lähes vakiona. Leikkaavan RCD-suojan diodi on johtavana niin kauan, kunnes tasasuuntaajan ulostulojännitteen ja kondensaattorin jännitteen erotus on pienempi kuin diodin kynnyksijännite. Kyseinen RCD siis leikkaa suurimman jännitepiikin pois, jolloin suojattavan komponentin ylijännite-eritys pienenee. Tämän jälkeen diodi siirtyy estotilaan, ja muuntajan hajainduktanssi ja diodien liitoskapasitanssit alkavat värähtelemään. Värähtely on kuitenkin huomattavasti pienempää kuin tilanteessa, jossa leikkaavaa RCD-suojaa ei olisi, sillä suuri osa värähtelyyn tarvittavasta energiasta on absorboitu kondensaattoriin. Kondensaattoriin latautunut energia syötetään vastuksen kautta kokoaaltosiltamuuntimen ulostuloon, jolloin osa energiasta kuluu vastuksessa lämmöksi. Vastuksen koko määrää RCD-suojan kondensaattorin jatkuvan tilan jännitteen, mutta luonnollisesti myös tehohäviön suuruuden. Mitä pienempi vastuksen resistanssi on, sitä matalammalle jatkuvan tilan jännite laskee ja sitä suuremmaksi leikkaavan RCD-suojan tehohäviö kasvaa (Liu 1999). Vastuksessa R kuluva teho saadaan laskettua yhtälöllä

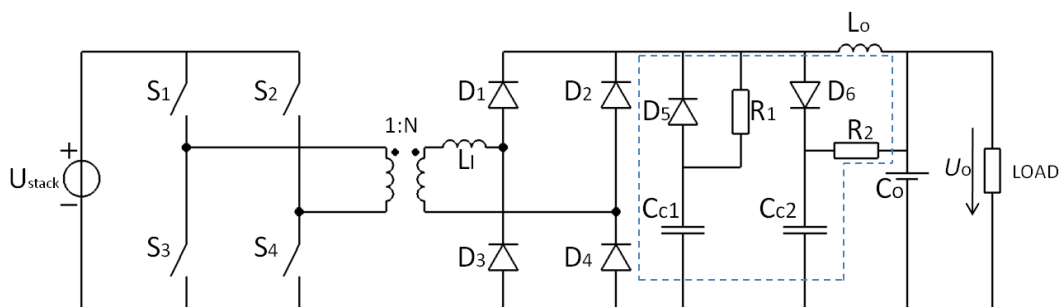
$$P_R = \frac{(U_c - U_o)^2}{R}, \quad (32)$$

missä U_c on kondensaattorin jännite, U_o on ulostulojännite ja R vastuksen resistanssi. Kuten yhtälön 32 avulla voidaan todeta, pienillä vastuksen arvoilla RCD-suojassa kuluva teho kasvaa nopeasti. Sen vuoksi vastuksen resistanssin on oltava riittävän suuri, jotta RCD-suojan häviöt eivät kasva kohtuuttomasti (Lin & Chen 1998). Leikkaavan RCD-suojan käyttö ei ole kuitenkaan täysin ongelmaton, sillä vaikka RCD-suojan

toiminnan jälkeinen värähtely on pienempää kuin tilanteessa ilman suojaa, voi värähtely olla riittävää aiheuttamaan radiotaajuisia häiriöitä ympäristöön. Merkittävä käytännön haaste aiheutuu myös kokoaaltosiltamuuntimen alkukäynnistyksessä, jolloin leikkaavan RCD-suojan kondensaattori täytyy esiladata jatkuvan tilan jännitteen suuruiseksi. Tällöin kondensaattorin latausvirtapiikit voivat olla, varsinkin pitkäkestoisina, riittävän suuria vaurioittamaan kokoaaltosiltamuuntimen herkkiä puolijohdekomponentteja sekä RCD-suojan diodia D_5 . Laitisen (2011) mukaan nämä ongelmat voidaan kuitenkin hallita ohjaamalla kokoaaltosiltamuunninta pienellä ohjauspulssisuhteella, minkä johdosta virtapiikkien kesto ei kasva liian suureksi. Huomioitavaa leikkaavan RCD-suojan mitoituksessa on myös se, että suuritehoisissa järjestelmissä RCD-suojan häviöt kasvavat varsin suuriksi, etenkin jos RCD-suojan resistanssi on mitoitettu liian pieneksi.

4.3 Jännitettä vaimentava ja leikkaava RCD-kytkentäsuojapiiri

Kuten edellä todettiin, vaimentava RCD-suoja vaimentaa muuntajan hajainduktanssin ja tasasuuntaajan diodien liitoskapasitanssin välistä värähtelyä, mutta ei leikkaa jännitepiikkejä yhtä tehokkaasti kuin leikkaava RCD-suoja. Leikkaava RCD-suoja puolestaan leikkaa syntyneet jännitepiikit jatkuvan tilan jännitteen suuruisiksi, mutta sen jännitevärähtelyn vaimennuskyky on olematon. Näin ollen onkin mielekästä tutkia, miten nämä kaksi kytkentäsuojapiiriä toimivat rinnankytkettyinä, ja mikä tällöin on niiden tehonkulutus. Oletuksena voidaan todeta, että jännitevärähtelyn pitäisi ainakin pienentyä ja tehohäviöiden kasvaa jonkin verran. Jännitettä vaimentava ja leikkaava RCD-kytkentäsuojapiiri on esitelty kuvassa 15.



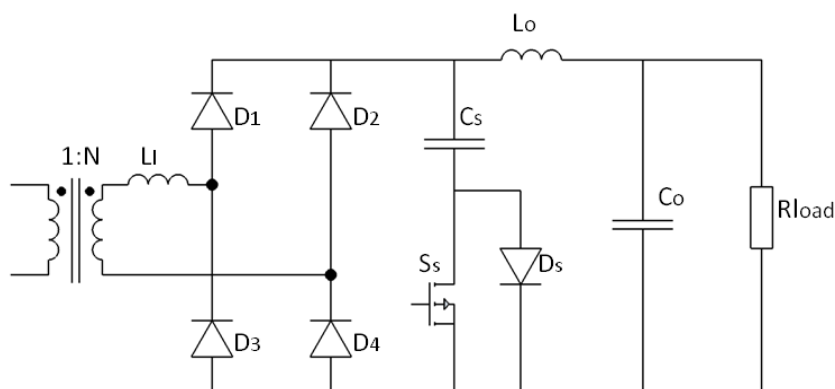
Kuva 15. Jännitettä leikkaava ja vaimentava kytkentäsuojapiiri.

4.4 ActiveClamp-kytkentäsuojapiiri

Edellä esiteltyt kytkentäsuojapiirit on suunniteltu siten, että osa suojaan absorboidusta tehosta kulutetaan tarkoituksella häviöiksi vastuksessa. Kokoaaltosiltamuuntimen tasasuuntaajan puolijohteita voidaan suojata myös aktiivisuojalla (Active Snubber, Active Clamp), jotka luokitellaan häviöttömien (lossless) kytkentäsuojapiirien luokkaan. Niimestä huolimatta ne kuitenkin kuluttavat tehoa, mutta niiden toimintaperiaatteena on pyrkiä syöttämään suojaan absorboitu energia kokonaisuudessaan takaisin syötettävälle kuormalle hyötykäyttöön.

Nyt esiteltävän aktiivisen kytkentäsuojapiirin pääkomponentit ovat kondensaattori, diodi ja MOSFET-kanavatransistori (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor). Tämän lisäksi aktiivisuoja tarvitsee rinnalleen MOSFETin ohjauspiirin, joka luonnollisesti monimutkaistaa aktiivisuojan rakennetta ja heikentää sen luotettavuutta. Tästä huolimatta aktiivisuojan kyky ehkäistä ylijännitepiikkejä sekä jännitevärähtelyä perustelevat tämän kytkentäsuojapiirin ottamista mukaan vertailuun.

Kuvassa 16 esitetty aktiivisuojapiiriin toiminta on hyvin samantapainen kuin aikaisemmin esiteltyllä jännitettä leikkaavalla RCD-suojalla mm. siten, että kummassakin kytkentäsuojapiirissä jännitteen leikkaukseen käytetään suhteellisen suurta esiladattua kondensaattoria. Aktiivisuoja kuitenkin poikkeaa jännitettä leikkaavasta RCD-suojasta siten, että kondensaattoriin varautunutta ylimääräistä energiaa ei tarvitse purkaa erillisen vastuksen läpi, vaan se voidaan tyhjentää merkittävästi pienempiresistanssisen puolijohdekytkimen kautta. Tällöin myös syntyvät häviöt ovat leikkaavan RCD-suojan häviöitä pienemmät. Kondensaattoriin varautuneen ylimääräisen energian purkamiseen käytetään MOSFET-kanavatransistoria, jonka päällekytkentä muodostaa virtapiirin kondensaattorin ja syötettävän kuorman välille. Aktiivisuojassa käytettävä kondensaattori täytyy mitoittaa niin suureksi, että sen ja muuntajan hajainduktanssin muodostama resonanssitaajuus on merkittävästi alle muuntimen kytkentätaajuuden. Koska aktiivisuojan kondensaattori kytkeytyy myös tasasuuntaajan diodien liitoskapasitanssien rinnalle, vaimentaa se niiden ja muuntajan hajainduktanssin välisen jännitevärähtelyn lähes kokonaan. Suuri kondensaattori ehkäisee hyvin myös jännitepiikkejä. (Sabaté, Vlatkovic, Ridley & Lee 1991; Liu ym. 1999.)



Kuva 16. Kokoaaltosiltamuuntimen tasasuuntaajan rinnalle kytketty aktiivinen kytkentäsuojapiiri (Sabaté ym.). Kuvaa on muokattu.

Aktiivisen kytkentäsuojapiirin käyttö ei myöskään ole ongelmaton. Aktiivisuojan kondensaattori on esiladattava ja MOSFETin ohjauspiiri omine vaatimuksineen monimutkaistaa piiriä ja heikentää sen luotettavuutta. MOSFETin ohjauksessa on myös huomioitava, että MOSFET ei ole johtavassa tilassa silloin, kun tasasuuntaajan ulostulojännite on nolla. Jos kondensaattorin yli ei ole vastajännitettä, kondensaattorin esilataus purkautuu kuormaan. Tällöin myös MOSFETin läpi kulkeva virta on suurempi kuin vastajännitteen kanssa. MOSFET kyllä kestää edellä mainitun purkausvirran, mutta suurempi ongelma muodostuu sillä hetkellä, kun tasasuuntaajan jännite nousee täyteen arvoonsa ja kondensaattorin ja sitä purkavan MOSFETin läpi kulkevan virran suunta muuttuu äkillisesti. Koska MOSFETin johtavan tilan resistanssi on pienempi kuin rinnalla olevalla diodilla, se saa kondensaattorin latausvirrasta suuremman osan itselleen. Suuret purkaus- ja latausvirrat sekä nopea virran suunnan vaihtuminen aiheuttavat MOSFETin tuhoutumisen. Eräänä ActiveClampin rajoituksena on sen toiminta pienillä pulssisuhteen arvoilla, koska silloin kondensaattorin ylämääräenergian purkamiseen käytettävä aika ei ole riittävä. (Sabaté ym. 1991; Liu ym. 1999; Laitinen 2011.)

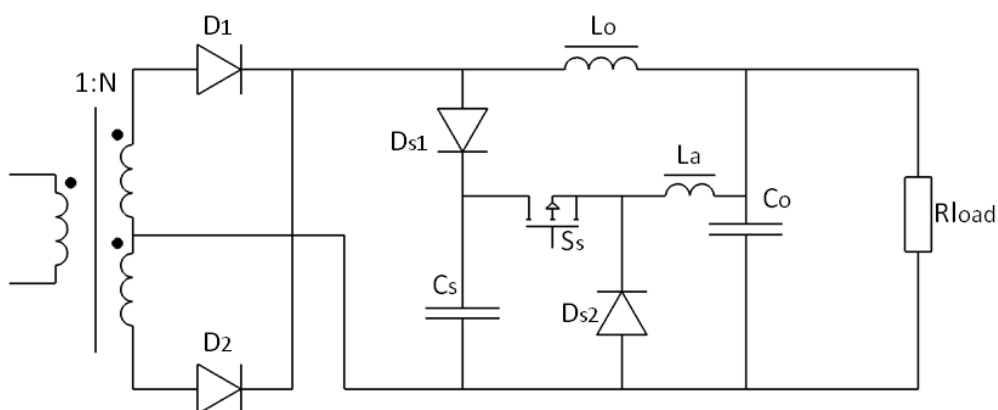
Sabaté:n (1991) mukaan ActiveClampin puolijohteen ohjauksen voi rakentaa tarkkailemaan muuntajan toisiosion jännitettä. Kun muuntajan jännite on haluttua raja-arvoa suurempaa, ActiveClampin puolijohde kytkeytyy johtavaksi. Tällöin ActiveClampin ohjaukseen tarvitaan kuitenkin erillinen mittauspiiri. Yksinkertaisempi tapa on vain viivästyttää ActiveClampin päällekytkentää niin paljon, että jännite on varmasti ylittänyt haluttuun raja-arvoon. Tällä tavoin myös ActiveClampin rakenne yksinkertaistuu.

4.5 ActiveBuck-kytkentäsuojapiiri

ActiveBuck-kytkentäsuojapiiriin voidaan ajatella koostuvan leikkaavasta RCD-kytkentäsuojapiiristä, jossa RCD-suojan vastus on korvattu Buck-tyyppisellä hakkuri-piirillä. Buck-tyyppisen hakkuri-piiriin ansiosta, kondensaattorin varausta voidaan säätää aktiivisesti riippumatta kokoaaltosuuntaajan ohjauksesta tai sen vaiheesta. Koska ActiveBuck-kytkentäsuojapiiriin kondensaattorin virtaa rajoitetaan vastuksen sijaan erillisen kelan avulla, muodostuneet häviöt ovat merkittävästi pienemmät ja ne eivät riipu suoraan kondensaattorin ja syötettävän kuorman välisestä potentiaalierosta. ActiveBuck-kytkentäsuojapiiriin puolijohdekytkimen ohjaus on suunniteltava siten, että kokoaaltosiltamuuntimen jokaisella puolijaksolla erilliseen kelaan L_a syötettävä energia ehtii purkautumaan ennen uuden puolijakson alkua. Huomioitavaa on myös, että kelan L_a läpi kulkeva virta ei saa kasvaa sen virtakestoisuutta suuremmaksi, ks. kuva 17.

ActiveBuck-kytkentäsuojapiiriin Buck-hakkuriosa toimii siten, että kondensaattoriin C_s latautunutta energiaa syötetään puolijohdekytkimen ja erillisen kelan L_a tasoituskondensaattorille C_0 , josta se siirtyy hyötykäyttöön kuormalle. Buck-hakkurin kelan energia ja läpikulkuvirta kasvavat kunnes puolijohdekytkin kytketään johtamattomaan tilaan. Jotta kelaan varastoitunut energia saadaan tämän jälkeen purettua, tarvitaan erillinen diodi, jonka kautta erilliskela pystyy kierrättämään virtaansa (Liu ym. 1999). Tasasuuntaajan rinnalle kytketty ActiveBuck-kytkentäsuojapiiri on esitetty kuvassa 17.

ActiveBuck-kytkentäsuojapiiriin käyttö sisältää luonnollisesti myös haasteita. ActiveClamp-kytkentäsuojapiiriin tavoin myös ActiveBuck-kytkentäsuojapiiri tarvitsee erillisen ohjauspiiriin sekä esilatauksen. ActiveBuck-kytkentäsuojapiiriin kyky palauttaa suoraan varastoitu energia takaisin kuorman käyttöön tekee siitä kuitenkin lähtökohtaisesti erään varteenotettavimmista kytkentäsuojapiirivaihtoehdoista kyseisessä polttokennolaitoksessa.



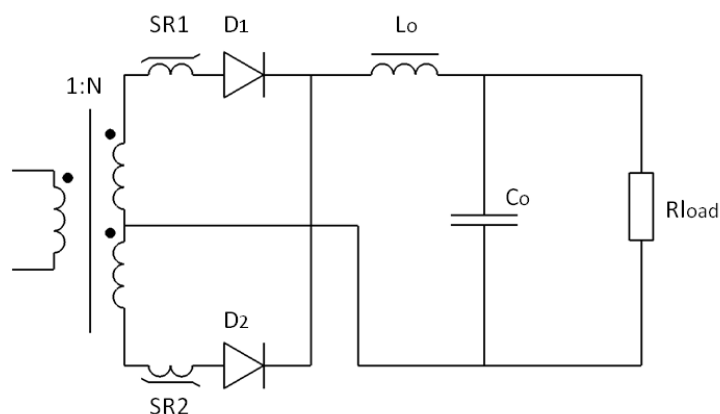
Kuva 17. ActiveBuck-kytkentäsuojapiiri. (Liu ym. 1999). Kuvaa on muokattu.

4.6 Valinnan ulkopuolelle jääneitä kytkentäsuojapiirejä

Tähän työhön valittujen kytkentäsuojapiirien merkittävimpänä valintakriteerinä oli todennäköinen mahdollisuus soveltaa valittua kytkentäsuojapiiriä todellisessa laitosympäristössä. Valittujen kytkentäsuojapiirien lisäksi valinnan ulkopuolelle jäi suuri joukko muita kytkentäsuojapiirivaihtoehtoja, jotka on hyvä mainita tässä työssä.

4.6.1 Kyllästyvät kuristimet

Kyllästyvät kuristimet oli ensimmäinen valinnan ulkopuolelle jäänyt kytkentäsuojapiirivaihtoehto. Niitä käsittelevää kirjallisuutta on tarjolla suhteellisen vähän, ja se on suhteellisen vanhaa. Suoranaisia kyllästyvien kuristimien käyttökokemuksia vastaavanlaisen ja -tehoisen kokoaaltosiltamuuntimen yhteydestä ei löytynyt ainuttakaan. Todellisuudessa kyllästyvien kuristimien mitoittaminen varsinkin jatkuvasti muuttuvaan ympäristöön on hankalaa, sillä kyllästyvien kuristimien ominaisuudet ovat suuresti lämpötilasta riippuvaisia ja kuristimien toiminta itsessään aiheuttaa suuria lämpötilavaihteluita. Muutamassa löytyneessä teoksessa epäiltiinkin suuresti kyllästyvillä kuristimilla saatavaa hyötyä. Kyllästyvien kuristimien SR1 ja SR2 sijoittumista kaksiodidisen tasasuuntaajan yhteyteen on esitetty kuvassa 18.



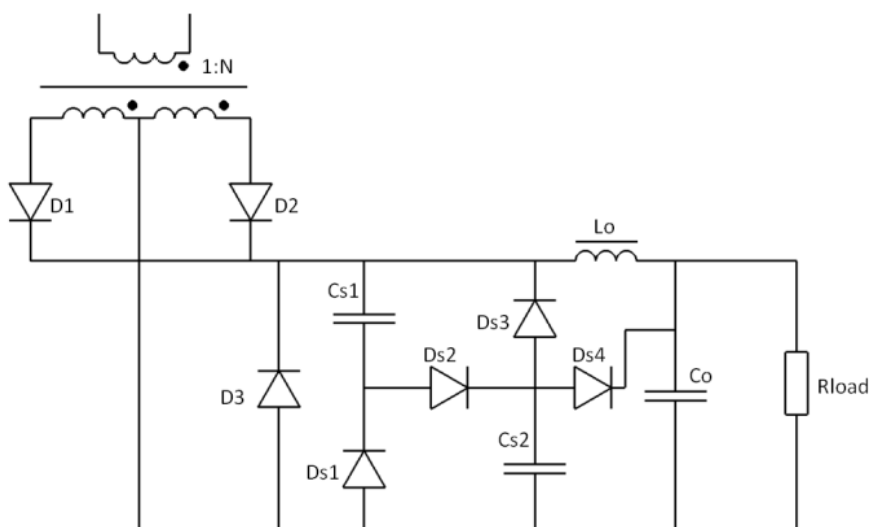
Kuva 18. Kyllästyvillä kuristimilla varustettu kytkentäsuojapiiri (Liu 1999). Kuvaa on muokattu

4.6.2 ERS

ERS-kytkentäsuojapiirejä käsittelevissä artikkeleissa ja kirjallisuudessa vastaan tulleet ERS-suojat eivät useinkaan vaikuttaneet soveltuvan tutkittavan kokoaaltosiltamuuntimen tasasuuntaajan jänniterasitusten ehkäisyyn. Useissa läpi käydyissä artikkeleissa ERS-suojaa käytettiin mm. kiertävän virran alentamiseen. Kiertävä virta aiheutuu pääasiassa muuntajan magnetointi-induktanssin ja toision tasoitusinduktanssin purkaessa magneettikenttiin varastoitunutta energiaansa. Kiertävän virran pienentäminen vähentää muuntajan ja puolijohteiden johtavan tilan häviöitä ja virtarasituksia (Eun-Soo & Yoon-Ho, 2002). Kiertävät virrat ovat merkittävämpi ongelma silloin, kun kokoaaltosiltamuuntimen muuntaja on keskipistekytketty ja tasasuuntaajassa on vain kaksi diodia, kuten kuvan 19 tapauksessa. Tässä työssä tutkittava kokoaaltosilta sisältää kuitenkin neljän diodin tasasuuntaajan, jolloin tasoitusinduktanssin kierrättämä virta ei kulje muuntajan läpi eikä siinä häviöitäkään aiheudu. Vieläkin suurempi puute ERS-tyyppisissä kytkentäsuojapiireissä on se, että ne eivät ehkäise riittävästi jännitevärähtelyä ja varsinkaan ylijännitepiikkejä. Joissakin tapauksissa ne saattavat jopa lisätä ylijännitepiikkien suuruutta.

4.6.3 Ensiöpuolelle vaikuttavat kytkentäsuojapiirit

Kytkentäsuojapiirivaihtoehtojen kartoituksessa löytyi myös kytkentäsuojapiiritopologioita, jotka oli sijoitettu muuntajan ensiöpiiriin.



Kuva 19. Kokoaaltosiltamuuntimen toisio, jonka tasasuuntaajan rinnalle on kytketty kiertävää virtaa alentava ERS-suoja (Eun-Soo & Yoon-Ho, 2002).

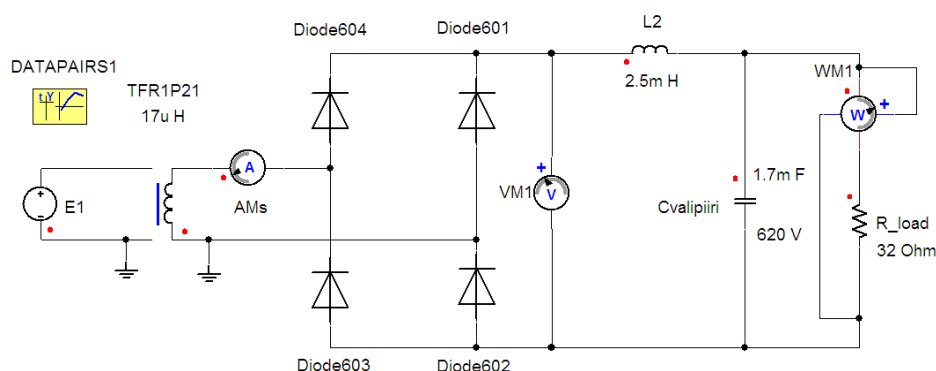
Näillä topologioilla pystyttiin myös vähentämään toision tasasuuntaajan jänniterasituk-
sia sekä kappaleessa 4.6.2 jo mainittua kiertävää virtaa. Kyseisien kytkentäsuojapiiritop-
ologioiden hyödyntäminen tämän työn kokoaaltosiltamuuntimessa on kuitenkin hanka-
laa. Suurimpana syynä tähän on jo lukkoon lyöty ja pitkälle kehitetty hakkuritopologia,
etenkin hakkurin ensiöpuolen osalta. Ensiöpuolen ratkaisujen uudelleen avaaminen veisi
aikaa ja toisi merkittäviä lisäkustannuksia. Tämän vuoksi kytkentäsuojapiirit, jotka vai-
kuttivat merkittäväällä tavalla ensiöpuolen topologiaan, jouduttiin jättämään tämän dip-
lomityön ulkopuolelle. Aihetta käsitellään lisää tämän työn johtopäätöksissä.

5 KYTKENTÄSUOJAPIIRIEN SIMULOINTI

Työhön valittujen kytkentäsuojapiirien simulointi toteutettiin Simplorer 7.0 Student Version-ohjelmistolla. Oppilaitoksille tarkoitetun version suurimpana rajoituksena kokonaisversioon verrattuna on simuloitavan piirin solmupisteiden määrän rajoittaminen 15 kappaleeseen. Solmupisteiden määrä kasvaa nopeasti varsinkin silloin, kun simulointimalliin lisätään tarvittavia ohjauslohkoja. Tarvittavat ohjaukset voidaan kuitenkin muodostaa kahden muuttujan taulukkolohkona, jossa muuttujiksi voidaan määrittää aika ja jokin sen funktio. Työn pääasiallinen tavoite oli vertailla tasasuuntaajan kytkentäsuojapiirien toimintaa ja mahdollista soveltuvuutta tutkittavan kokoaaltosiltamuuntimen yhteyteen. Tämän vuoksi simulointimalleihin valittiin toiminnan kannalta olennaisimmat komponentit ja merkittävimmät häviötehonlähteet, mutta jokaista mahdollisia hajasuureita ei pyritty missään simulointimallissa mallintamaan. Tällä tavoin myös solmupisteitä säästy olennaisten komponenttien käyttöön ja simulointinopeus pysyi tältä osin parempana. Hajasuureita ei kuitenkaan jätetty määrittämättä silloin, kun sen pystyi sisällyttämään kyseisen komponentin yhteyteen. Varsinkin tasasuuntaajan diodit sisältävät hyvin yksityiskohtaisia parametreja. Simulaatioissa mallinnetaan ainoastaan jatkuvaa tilaa, ja esimerkiksi piirien sisältämien kondensaattoreiden esilataus on jätetty simulaatioiden ulkopuolelle. Koska polttokennolaitoksen polttokennoilta saatavia jännitteitä ei tässä työssä voida paljastaa, stack-jännitteiden suuruudet on ilmoitettu jänniteluokkien ”stack-jännite 1–4” avulla, siten että stack-jännite 1 on pienin ja stack-jännite 4 on suurin. Tässä kappaleessa käydään läpi työssä käytettyjen simulaatiomallien, syötteiden ja ohjausten määrittäminen sekä saatujen simulointitulosten käsittely Microsoft Officen Excel-ohjelmistolla.

5.1 Kokoaaltosiltamuuntimen simulaatiomallin määrittämien

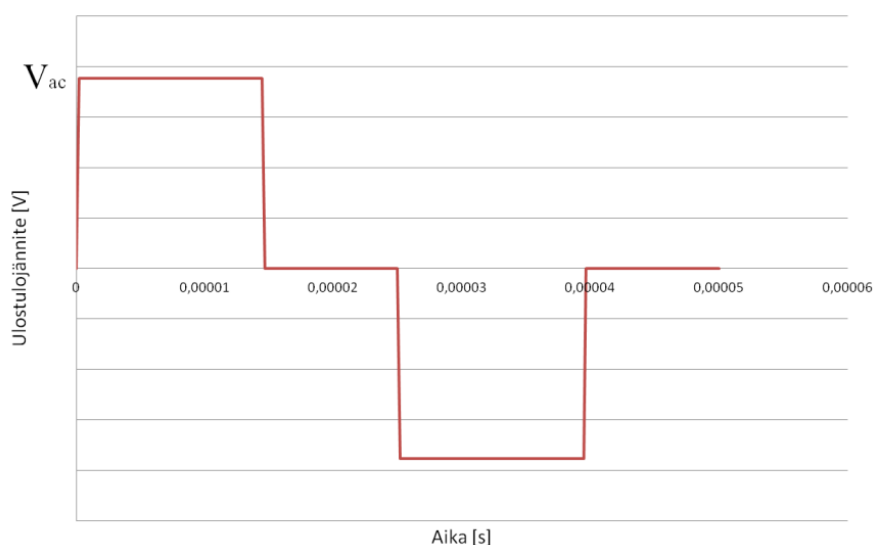
Seuraavaksi käydään läpi simulaatioissa käytetyn kokoaaltosiltamuuntimen simulaatiomallin rakentaminen. Simulaatiomalli pyrkii kuvaamaan prototyypilaitteistoa, jossa simulaatioiden jälkeen valitut kytkentäsuojapiirit tullaan testaamaan. Kyseinen simulaatiomalli on esitetty kuvassa 20.



Kuva 20. Kokoaaltosiltamuuntimen simulointimalli ilman kytkentäsuojapiirejä.

Kuten edellä mainittiin, käytettävän simulointiohjelman solmupisteiden määrää on rajoitettu. Tämän johdosta simulaatiomallin solmupisteitä tulee säästää mahdollisimman pitkään ja varsinkin kokoaaltosiltamuuntimen malli tulee optimoida solmupisteiden määrän osalta mahdollisimman tarkasti. Tämä mahdollistaa sen, että tarvittavia solmupisteitä voidaan kuluttaa simuloitavien kytkentäsuojapiirien käyttöön. Merkittävin solmupisteiden säästötapaa tässä simulaatiomallissa on korvata kokoaaltosiltamuuntimen vaihtosuuntaaja ideaalisella jännitelähteellä ja siihen liitetyllä kahden muuttujan taulukkolohkolla, jonka sisään kyseisen vaihtosuuntaajan ulostulojännitteen käyrämuoto voidaan määrittää.

Vaihtosuuntaajan ulostulojännitteen käyrämuodon määrittäminen tapahtuu siten, että taulukkolohkoon syötetään koordinaatiopisteitä, joista vaaka-akselin arvot kuvaavat aikaa sekunteina ja pystyakselin arvot jotain ajan funktiota $f(t)$, tässä tapauksessa jännitettä. Käyrämuoto piiryy näiden koordinaatiopisteiden välisten suorien avulla. Käyrämuotoa määritetään yhden jaksonajan verran, minkä jälkeen se voidaan määrittää toistuvaksi. Käyrämuodon koordinaattipisteet määräytyvät kokoaaltosiltamuuntimen kytkentätaajuuden, nousu- ja laskuaikojen, stack-jännitteen ja käytettävän pulssisuhteen mukaan. Ongelmana taulukkolohkon käytössä on se, että jo yhden käyrämuotoparametrin muuttaminen voi muuttaa useaa käyrämuotopisteen koordinaattia. Tämän vuoksi koordinaattien kirjaaminen suoraan taulukkolohkoon jokaisen parametrimuutoksen jälkeen on turhan työlästä. Tätä ongelmaa helpottaa huomattavasti se, että taulukkolohkon pisteiden koordinaatit pystytään tuomaan taulukkolohkoon ulkopuolisen taulukon avulla. Kokoaaltosiltamuuntimen vaihtosuuntaajan ulostulojännitteen käyrämuoto on esitetty kuvassa 21. Käyrämuoto on määritetty Microsoftin Excel-taulukon avulla.



Kuva 21. Kokoaaltoisiltamuuntimen vaihtosuuntaajan ulostulojännitteen käyrämuoto. (stack-jännite = V_{ac} , kytkentätaajuus = 20 kHz, pulssisuhde = 58,7 %, nousu- ja laskuaika = 200 ns).

Tällöin käyrämuodon koordinaatit voidaan laskea taulukkolaskentaohjelmalla, jonka jälkeen ne voidaan tuoda taulukkolohkon käyttöön. Ulkopuolisen taulukon käyttö nopeuttaa simulaation aloittamista etenkin silloin, kun polttokennojen stack-jännitettä on muutettu, sillä esimerkiksi stack-jännitteen pienetessä vaihtosuuntaajan syöttämän kantiaallon pulssinleveys kasvaa. Toisin sanoen stack-jännitteen muuttuessa taulukkolohkoon syötettävien jänniteakseliarvojen lisäksi myös aika-akselin arvot muuttuvat. Tämä nopeuttaa koordinaattien määrittämistä huomattavasti.

Kuten kappaleessa 3.1 todettiin, muuntajan hajainduktanssi voidaan redusoida halutessa toisioon, jolloin simuloitaessa muuntajan ensiöpiiri voidaan jättää tarkastelun ulkopuolelle. Tällöin oli riittävää mallintaa muuntajaa Simplorerista löytyvän ”Transformer Secondary Side”-komponentin avulla. Kyseisen komponentin parametreiksi annettiin toisio- hajainduktanssi (17 μH), käämiresistanssi (35 $\text{m}\Omega$) sekä muuntosuhde, jonka suuruutta ei kaupallisista syistä voida paljastaa.

Muuntajan toisio- navat liitettiin tämän jälkeen neljän diodin muodostamaan diodisiltaan. Diodien parametrit pyrittiin lisäämään mahdollisimman tarkasti. Etenkin takavirtapiikin mallintaminen oli tärkeää, sillä se kasvattaa diodisillan yli olevien ylijännitepiikkien suuruutta. Diodien parametreiksi ja niiden arvoksi määritettiin

- läpilyöntijännite (breakthrough voltage) 5500 V,
- läpilyöntivirta (breakthrough current) 5000 A,
- nimellisestotilanjännite (nominal blocking voltage) 2500 V ja
- nimellisvirta (nominal current) 250 A.

Nämä arvot määritettiin niin suuriksi, että ne eivät voineet ylittyä missään vaiheessa simulaatiossa, sillä komponentin rikkoutumista ei pyritty mallintamaan. Seuraavat parametrit vaikuttivat jännitepiikkien sekä tehohäviöiden suuruuteen, minkä vuoksi niiden arvojen määrittämiseen käytettiin apuna diodin datalehteä. Datalehden arvoja ei kuitenkaan voitu hyödyntää suoraan, sillä monet sen arvoista oli määritetty 25 °C lämpötilaan. Useat diodin parametrit ovat vahvasti lämpötilasta riippuvia (Laitinen 2011), mikä pyrittiin huomioimaan mahdollisimman tarkasti parametrien määrittämisen yhteydessä.

Määritetyt parametrit ja niiden arvot olivat seuraavat:

- tilavuusresistanssi (bulk resistance) 58 mΩ,
- liitoskapasitanssi (total junction capacitance) 60 pF,
- takavirtapiikin kesto (effective lifetime) 80 ns,
- takavirtapiikin muotokerroin1 0,99,
- takavirtapiikin muotokerroin2 0,1 ja
- takavirtapiikin muotokerroin3 0,01.

Simplorerin diodimallin loput parametrit pidettiin niiden oletusarvoissa. Diodien rinnalle kytkettiin tämän jälkeen jännitemittaus.

Jännitemittauksen jälkeen simulointimalliin lisättiin kokoallosiltamuuntimen ulostulokela, jonka parametriksi määritettiin pelkkä induktanssi (2,5 mH). Kelassa syntyy luonnollisesti myös tehohäviöitä, joita voidaan mallintaa sarjaankytketyn vastuksen avulla. Tällä ei kuitenkaan ole suurta merkitystä tehtävän vertailun kannalta ja tämän vuoksi tasoituskelan häviöt jätettiin huomioimatta. Seuraavaksi simulointimalliin lisättiin kokoallosiltamuuntimen jälkeen kytketyn verkkovaihtosuuntaajan sisältämä tasoituskondensaattori. Kyseisen kondensaattorin parametreiksi määritettiin kapasitanssi (1,7 mF) ja alkujännite (620 V), jonka suuruus on mahdollisimman lähellä kokoallosiltamuun-

timen ulostulojännitettä. Alkujännitteen ansiosta kondensaattorin latautumista ei tarvitse mallintaa, mikä nopeuttaa huomattavasti simulaatioajon pääsyä tasapainotilaansa. Kokoallosiltamuuntimen verkkokuormaa simulointimallissa mallinnetaan kuormavastuksen avulla, jonka resistanssina käytettiin arvoa 32Ω . Vastus on mitoitettu siten, että ulostuloteho vastaa prototyyppilaitteiston ulostulotehoa 12 kW ja ulostulojännite prototyyppilaitteiston 620 V. Kuormavastuksen kanssa sarjassa on kytkettynä myös tehomitari, jonka avulla hetkellistä ulostulotehoa voidaan seurata simulaatioajon aikana. Jokaisen komponentin sisään tulee vielä määrittää, mitä simulointituloksia kyseisen komponentin osalta halutaan näytettävän. Useissa tapauksissa tämä tarkoittaa komponentin virta- ja jännitearvoa.

5.2 Simulaatiomallien ajaminen

Simulaatioiden lähtökohtana on pyrkiä mallintamaan prototyyppilaitteiston olosuhteita mahdollisimman hyvin, jotta simulaatioiden tuloksia ja niiden jälkeen tehtäviä prototyyppitestejä voidaan vertailla keskenään. Käytännössä tämä tarkoittaa sitä, että stackjännitteen muuttuessa kokoallosiltamuuntimen vaihtosuuntaajan pulssisuhdetta on muutettava siten, että kokoallosiltamuuntimen ulostulojännite on 620 V. Koska simulaatiomalli ei sisällä automaattista säätöpiiriä, kokoallosiltamuuntimen ulostulojännite on säädettävä manuaalisesti. Toisin sanoen vaihtosuuntaajan pulssisuhdetta muutettiin kunnes muuntimen ulostulojännite oli haluttu 620 V.

Simulaatioajon minimi aika-askelena käytettiin 10 ns ja maksimi aika-askelena 100 ns. Simulaatiota pyrittiin ajamaan niin kauan, että piiri oli asettunut lopulliseen tasapainotilaansa. Käytännössä tämä vaati noin 20–35 ms aikajakson simuloimista. Tämän jälkeen simulaation tasapainotilan aikaisia tuloksia tallennettiin 1 ms:n aikajaksolta Excel-taulukkoon.

5.3 Tulosten käsittely Excel-taulukossa

Saadut simulaatiotulokset voi tallentaa Simplorerin katselutyökalusta (ViewTool) suoraan Excel-taulukkomuotoon. Excelin hyödyntäminen simulaatiotulosten tallennuspaikana on perusteltua, sillä tulosten esittäminen, jakaminen ja jatkokäsittely onnistuvat tässä muodossa myös luontevasti. Koska tuloksien käsittelyyn tarvittavat laskentakaavat laaditaan itse, voidaan laskentatapa räätälöidä aina kyseisille simulointituloksille sopivaksi. Tällöin myös tiedetään tarkalleen, miten käsitellyt tulokset on saavutettu. Myös Simplorer tarjoaa omia tulostenkäsittelyyn tarkoitettuja lisäohjelmia, mutta lisäosiin perehtyminen olisi vaatinut aikaa ja laajempien käyttöohjeiden puute olisi tehnyt perehtymisestä tarpeettoman työlään, varsinkin kun tulosten siirtäminen Excel-taulukoon ei vaatinut suuria lisäponnisteluja.

Kuten aikaisemmin todettiin, simulaatiotuloksina haluttiin saada eri komponenttien hetkelliset virta- ja jännitearvot kunkin simulointiaika-askleen kohdalta. Komponentin tuottama tai kuluttama hetkellinen teho saadaan laskettua, kun hetkellinen virta- ja jännitearvo kerrotaan keskenään. Toisin sanoen

$$P_{\text{hetkellinen}} = U_{\text{hetkellinen}} I_{\text{hetkellinen}} \quad (33)$$

Tämän jälkeen hetkellinen teho kerrotaan kyseisen aika-askleen pituudella, jolloin saadaan aika-askleen tuottama tai kuluttama energia. Toisin sanoen

$$E_{\text{hetkellinen}} = P_{\text{hetkellinen}} t_{\text{askel}} \quad (34)$$

Kumulatiivinen energiantuotto tai -kulutus saadaan laskettua, kun saadut hetkelliset energiankulutukset tai -tuotot summataan yhteen. Toisin sanoen

$$E_{\text{kumulatiivinen}} = \sum E_{\text{hetkellinen}} \quad (35)$$

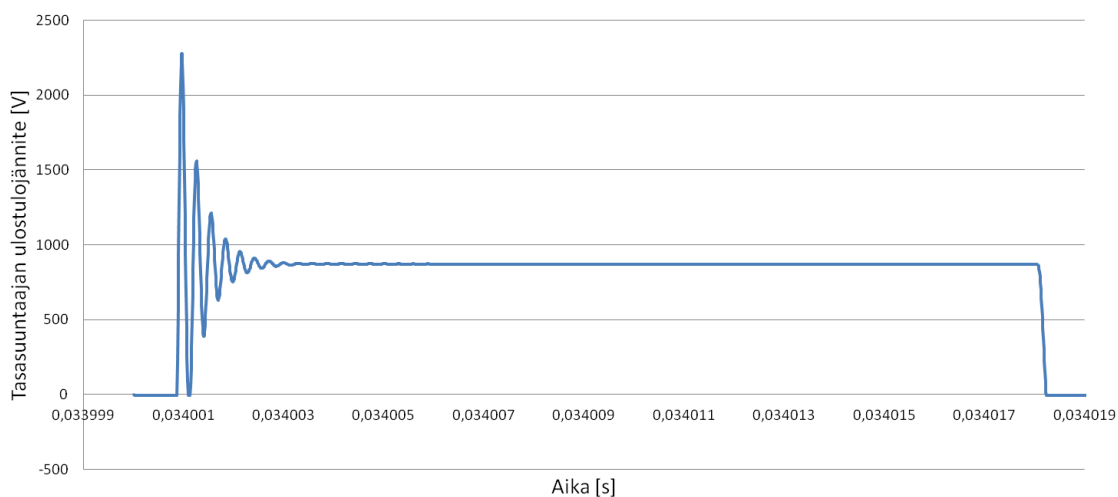
Tämän jälkeen kumulatiivinen energiamäärä jaetaan tarkastelujakson kestolla, jolloin saadaan tehollisarvoinen teho, jolla komponentti kuluttaa tai tuottaa energiaa kyseisellä tarkastelujaksolla. Toisin sanoen

$$P_{\text{tehollinen}} = \frac{\sum E_{\text{kumulatiivinen}}}{t_{\text{tarkastelujakso}}} \quad (36)$$

Yhtälöillä 33–36 voidaan näin ollen laskea myös halutun komponenttien tehollisarvoisen tehonkulutus, kunhan tiedetään hetkelliset jännite- ja virta-arvot. Kokoaaltosiltamuuntimen hyötysuhde on näissä simuloinneissa laskettu siten, että kuvan 20 kuormavastuksen R_{load} kuluttama teho jaetaan $E1$:n tuottamalla teholla. Hyötysuhteen laskennassa ei ole huomioitu kaikkia häviölähteitä, mutta sen avulla voidaan kuitenkin tehdä karkeaa vertailua eri kytkentäsuojapiirien kesken.

5.4 Simulaatioajo ilman kytkentäsuojapiiriä

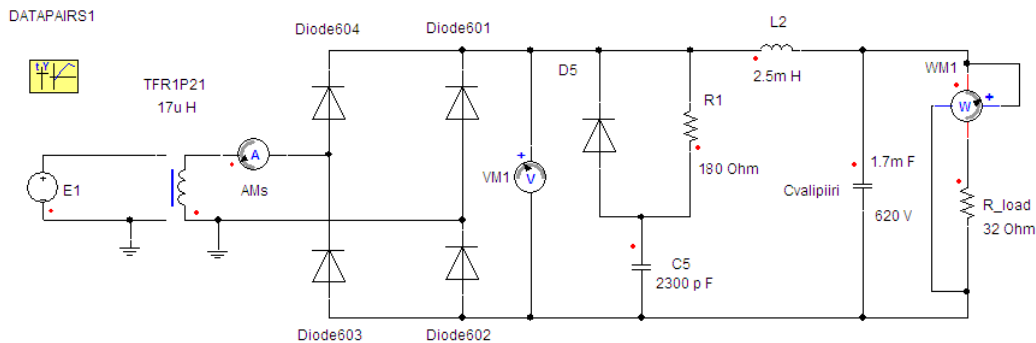
Kuvassa 22 on esitetty tasasuuntaajan ulostulojännite tilanteessa, jossa käytössä ei ole kytkentäsuojapiiriä. Kuvasta nähdään, että suurin jännitepiikki on yli kaksinkertainen jatkuvan tilan jännitteeseen nähden. Jännitevärähtely on myös hyvin voimakasta. Seuraavissa kappaleissa on esitetty valittujen kytkentäsuojapiirien simulaatioiden tuloksia. Tuloksista nähdään mm. kytkentäsuojapiirin vaikutus tasasuuntaajan ulostulojännitteeseen.



Kuva 22. Tasasuuntaajan ulostulojännite arvolla ”stack-jännite 2”, kun käytössä ei ole kytkentäsuojapiiriä.

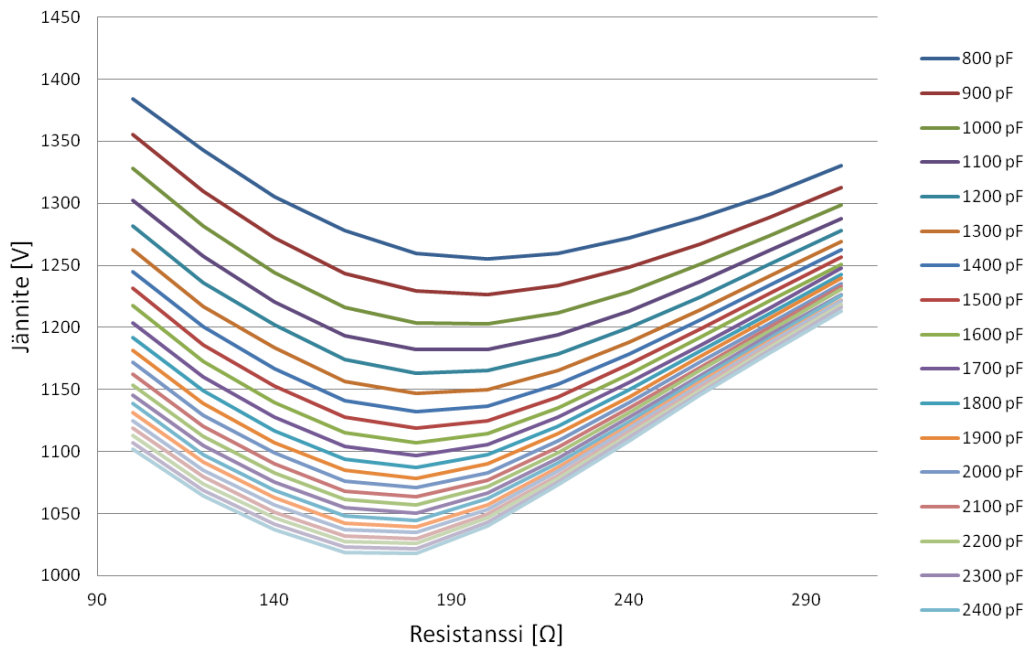
5.5 Vaimentava RCD-kytkentäsuojapiiri

Kokoaaltosiltamuuntimen tasasuuntaajan rinnalle kytkettävästä vaimentavasta RCD-kytkentäsuojapiiristä haluttiin kartoittaa, millä tavoin kyseisen kytkentäsuojapiirin resistanssin ja kapasitanssin valinnat vaikuttavat tutkittavan kokoaaltosiltamuuntimen tasasuuntaajan ylijännitepiikkien suuruuteen sekä tasasuuntaajan ja kytkentäsuojapiirin tehonkulutukseen. Simulaatio toteutettiin siten, että vastuksen arvoa vaihdeltiin 100–300 Ω välillä 20 Ω :n portain ja kapasitanssin arvoa kasvatettiin 900–3000 pF välillä 100 pF portain. Kuvassa 23 on esitetty kokoaaltosiltamuuntimen simulointimalli, jonka kytkentäsuojapiirinä toimii jännitettä vaimentava RCD-suoja.

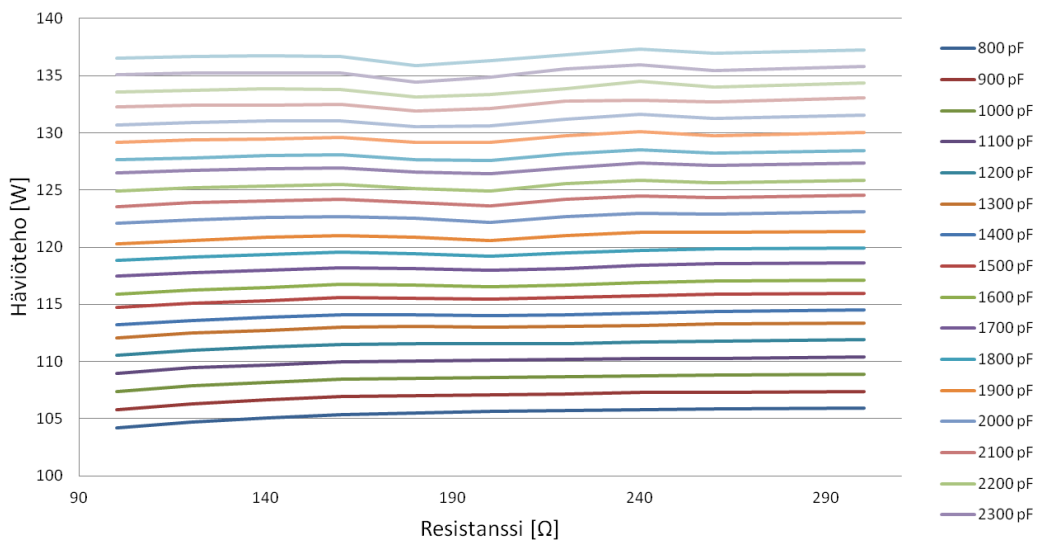


Kuva 23. Kokoaaltosiltamuuntimen simulointimalli, jossa kytkentäsuojapiirinä on jännitettä vaimentava RCD-suoja.

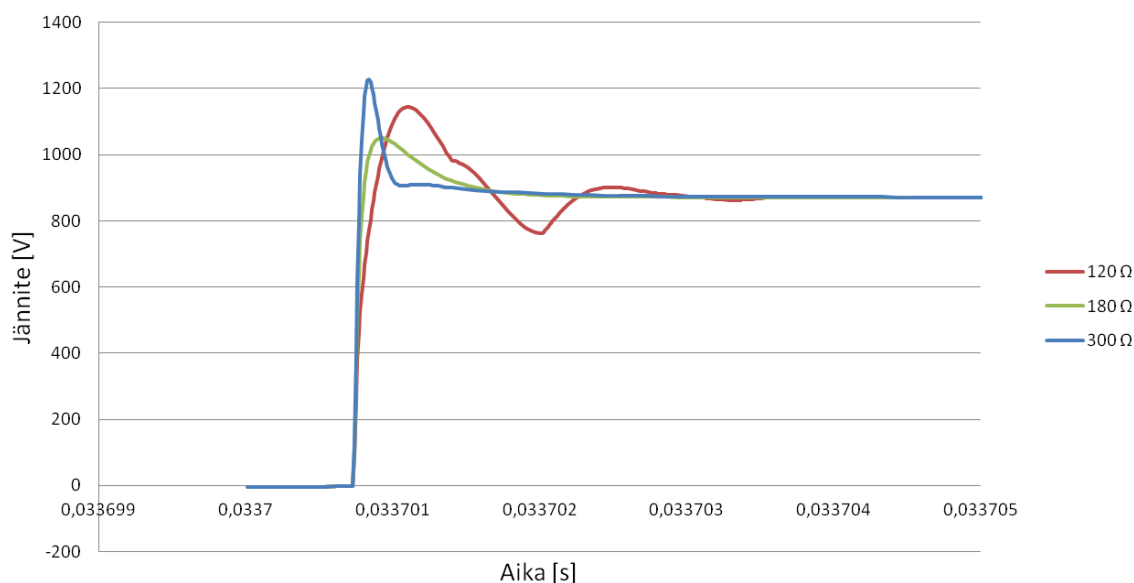
Kuvaajista 24 ja 25 huomataan, että kapasitanssin arvon kasvattaminen lisää tehohäviöitä tasaisesti, mutta jännitepiikin pieneneminen vähenee suurilla kapasitanssin arvoilla käytettäessä. Resistanssin osalta löytyy aina optimaalinen arvo, jolla ylijännitepiikin suuruus on pienin kyseisellä kapasitanssin arvolla. Näissä simuloinneissa kyseinen resistanssin arvo näyttää olevan noin 170–180 Ω . Jos jännitepiikin suuruus tällä resistanssilla tulisi saada alle 1200 V, täytyisi kapasitanssin arvoksi valita vähintään 1700 pF. Näiden valintojen kohdalla kytkentäsuojapiirin ja tasasuuntaajan diodien yhteenlaskettu tehonkulutus olisi tällöin noin 118 W. Kuvien 23 ja 24 simuloinneissa stack-jännitteen suuruus on ”stack-jännite 2”. Kuvaajassa 26 puolestaan on esitetty tasasuuntaajan diodien ulostulojännitteitä eri kytkentäsuojapiirin vastusarvoilla. Kuvasta nähdään hyvin, että resistanssin ollessa 180 Ω jännitepiikki on pienin ja jännitevärähtely vähäisintä.



Kuva 24. Tasasuuntaajan diodisillan yli vaikuttavien jännitepiikkien suuruudet resistanssin suhteen silloin, kun käytetään vaimentavaa RCD-kytkentäsuojapiiriä. Eri viivat kuvaavat eri kapasitanssien arvoja.

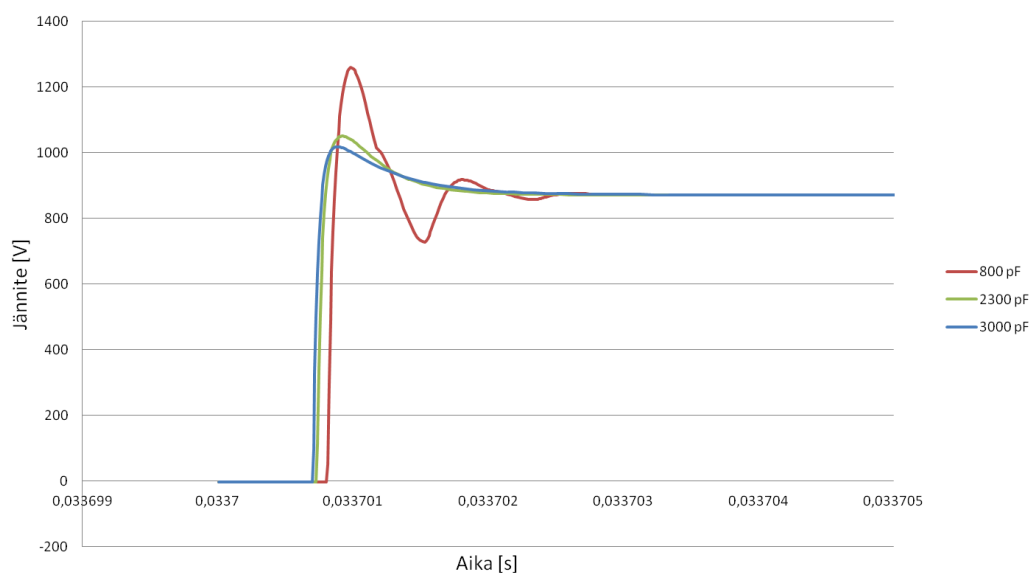


Kuva 25. Vaimentavan RCD-suojan aikaiset tasasuuntaajan diodien sekä kytkentäpiirin aiheuttama tehonkulutus resistanssin suhteen. Eri viivat kuvaavat eri kapasitanssien arvoja.

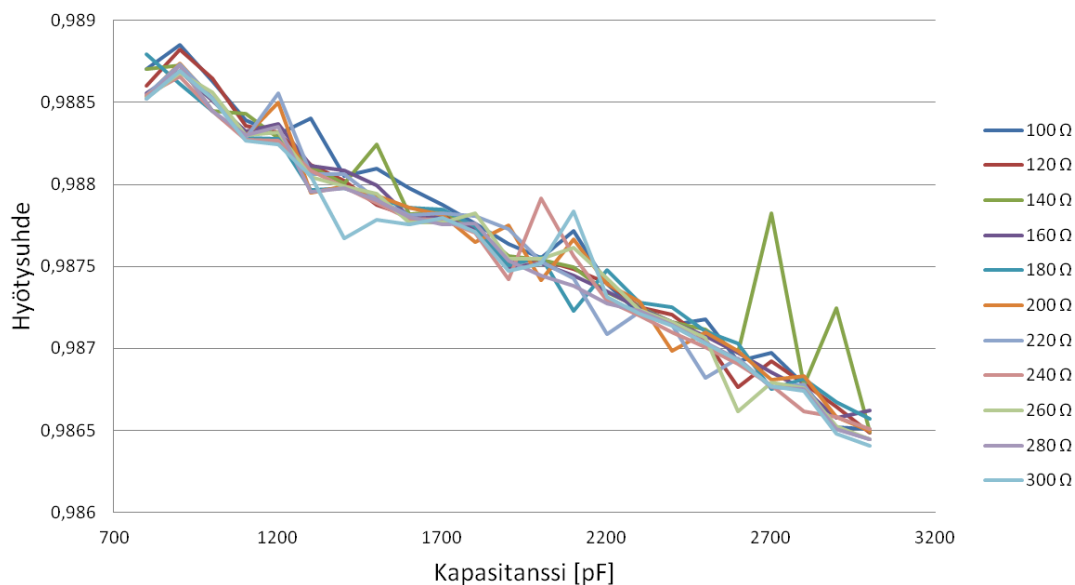


Kuva 26. Tasasuuntaajan ulostulojännitteen nousukohdan käyrämuodot eri vastusarvoilla, kun $C = 2300$ pF. Stack-jännite on ”stack-jännite 2”.

Kuvassa 27 puolestaan on esitetty kytkentäsuojapiirin kapasitanssin vaikutus tasasuuntaajan ulostulojännitteeseen. Kuvasta nähdään, että kapasitanssin kasvattaminen pienentää jännitepiikin suuruutta enemmän toimittaessa pienemmillä kapasitanssin arvoilla kuin toimittaessa suuremmilla kapasitanssin arvoilla. Simulointituloksien avulla määritetyt hyötysuhteet on puolestaan esitetty kuvassa 28.

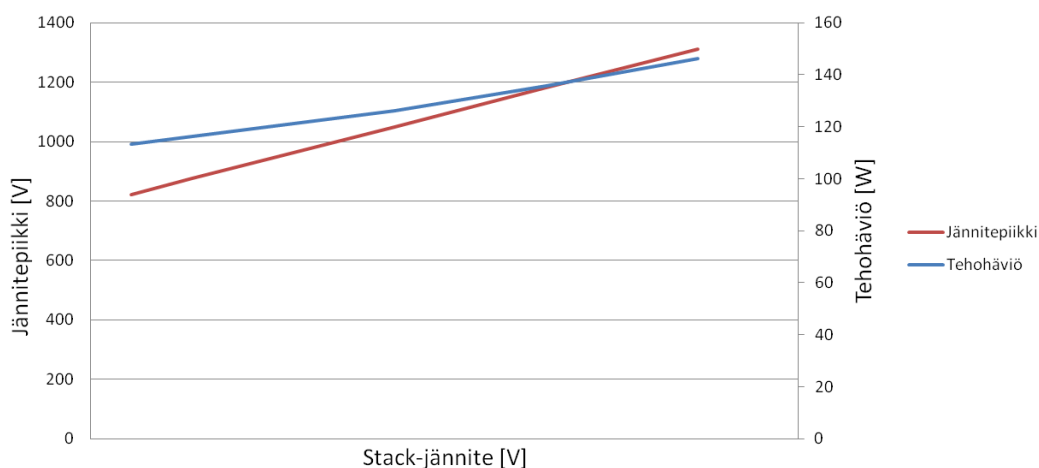


Kuva 27. Tasasuuntaajan ulostulojännitteen nousukohdan käyrämuodot eri kapasitanssiarvoilla, kun $R = 180$ Ω. Stack-jännite on ”stack-jännite 2”.

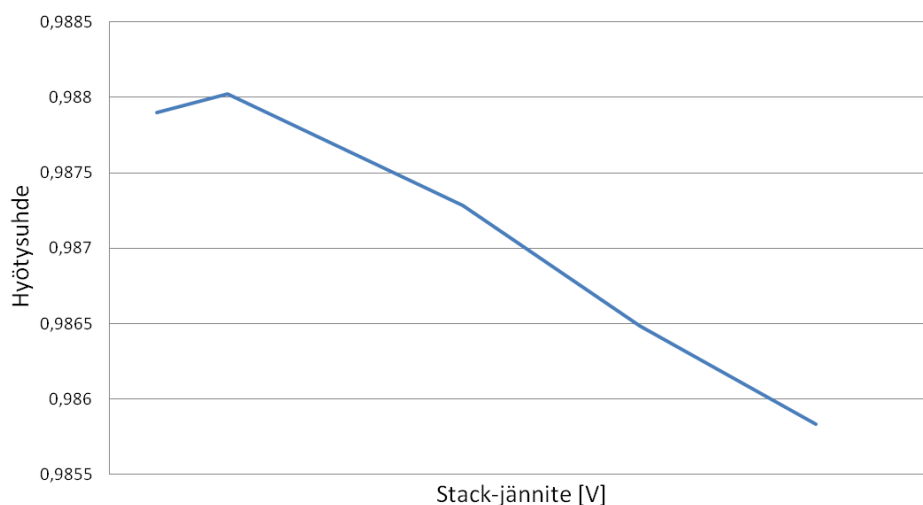


Kuva 28. Simuloitu kokoaaltosiltamuuntimen hyötysuhde, kun käytössä on jännitettä vaimentava RCD-kytkentäsuojapiiri. Eri viivat ovat eri resistanssin arvoja

Kyseisestä kuvasta huomataan, että kytkentäsuojapiirin kapasitanssin kasvaessa hyötysuhde laskee. Kytkentäsuojapiirin resistanssin muuttaminen ei käytännössä vaikuta hyötysuhteeseen. Kuvassa 29 on esitetty jännitepiikkien ja tehohäviöiden kuvaajat eri stack-jännitteen funktiona. Kuvasta voidaan todeta, että jännitepiikit ja häviöteho kasvavat lineaarisesti stack-jännitteen suhteen. Kuvasta 30 taas nähdään, että hyötysuhde laskee stack-jännitteen kasvaessa.



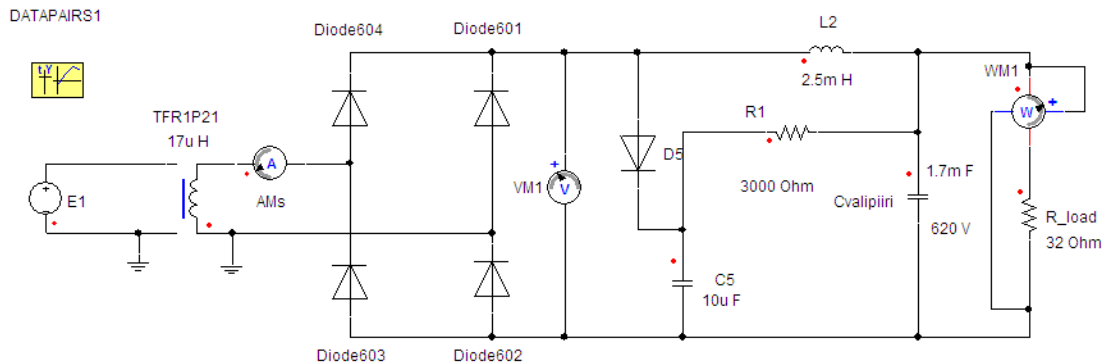
Kuva 29. Tehohäviön ja jännitepiikin suuruudet stack-jännitteen funktiona, kun käytössä on jännitettä vaimentava RCD-suoja.



Kuva 30. Hyötysuhde stack-jännitteen funktiona, kun käytössä on jännitettä vaimentava RCD-suoja.

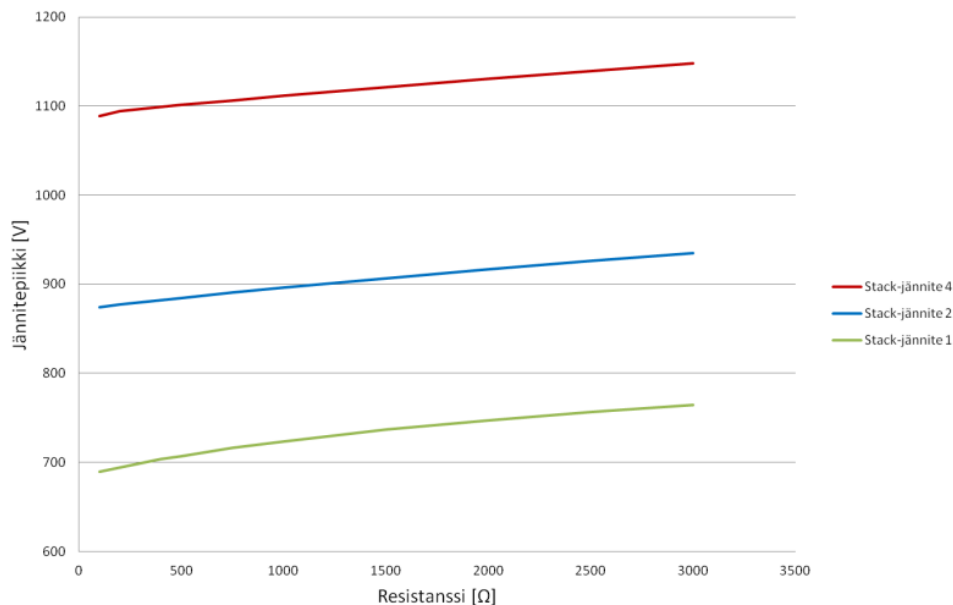
5.6 Leikkaava RCD-kytkentäsuojapiiri

Jännitettä leikkaavan RCD-kytkentäsuojapiirin osalta haluttiin selvittää, miten vastuksen resistanssi ja stack-jännitteen suuruus vaikuttavat kokoaaltosiltamuuntimen tasasuuntaajan ulostulojännitteen jännitepiikkeihin ja kytkentäsuojapiirin sekä tasasuuntaajan diodien tehonkulutukseen. Kuvassa 31 on esitetty kokoaaltosiltamuuntimen simulointimalli, jonka tasasuuntaajan kytkentäsuojapiirinä toimii jännitettä leikkaava RCD-suoja. Koska jännitettä leikkaavan kytkentäsuojapiirin kondensaattorin jännitteen on tarkoitus olla mahdollisimman tasainen, tulee kondensaattori valita vain tarpeeksi suureksi. Tämä vähentää simulaatioiden määrää, sillä kondensaattorin kapasitanssin arvo valitaan vain kerran, minkä jälkeen ainoastaan vastuksen resistanssia tarvitsee muuttaa. Näissä simuloinneissa vastuksen resistanssin arvo vaihteli välillä 100–3000 Ω ja sitä kasvatettiin aina 100 Ω :n välein. Kondensaattorin kapasitanssiksi valittiin 10 μF . Kapasitanssin lisäksi kondensaattorin alkuarvoiksi täytyi määrittää alkujännite. Alkujännite täytyi määrittää siksi, että simulaatiossa haluttiin selvittää tasasuuntaajan jatkuvan tilan tapahtumia eikä kondensaattorin latautumista. Kyseisen kytkentäsuojapiirin toimintaa simuloitiin myös kolmella eri stack-jännitteellä. Simulaatioiden tuloksia on koottu kuviin 31–35.

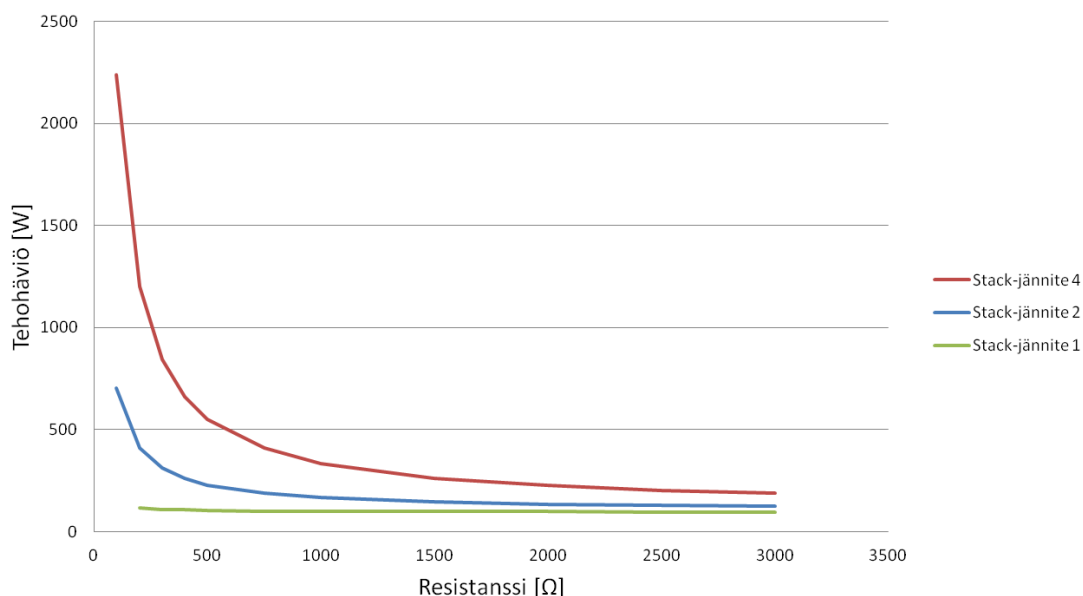


Kuva 31. Kokoaaltosiltamuuntimen simulointimalli, jossa tasasuuntaajan kytkentäsuojapiirinä on jännitettä leikkaava RCD-suoja.

Kuvasta 32 voidaan nähdä, että jännitepiikin suuruus ei merkittävästi muutu kytkentäsuojapiirin vastuksen resistanssia kasvatettaessa, kun taas stack-jännitteen kasvaminen suurentaa ylijännitepiikin suuruutta. Tämä on toki luonnollista, koska muuntajan ulostulojännite riippuu muuntajan sisääntulojännitteen suuruudesta. Kuvasta 33 taas voidaan huomata, että resistanssin vaikutus häviötehon arvoon on todella merkittävä. Käytännössä alle 1000Ω vastuksien käyttöä ei kannata edes harkita, sillä häviöt kasvavat liian suureksi. Jännitettä leikkaava RCD-suoja toimii kuitenkin todella hyvin jännitepiikkien poistamisessa, sillä jännitepiikit jäävät joka tilanteessa alle 1200 V .



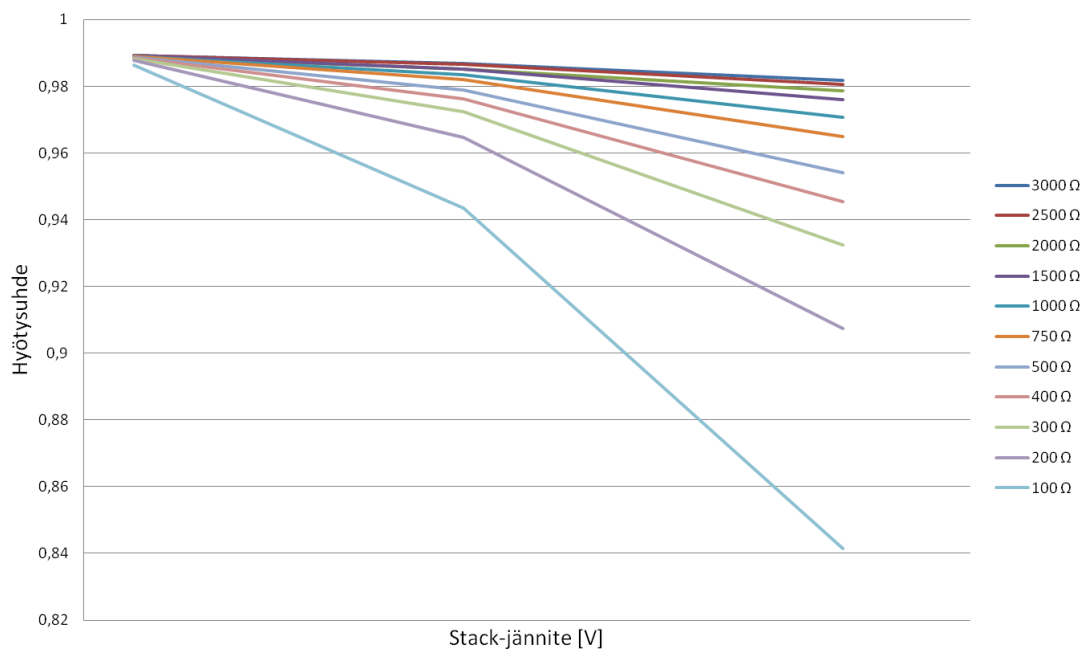
Kuva 32. Kokoaaltosiltamuuntimen tasasuuntaajan yli vaikuttavien jännitepiikkien suuruus vastuksen resistanssin funktiona, kun käytössä on jännitettä leikkaava RCD-suoja. Stack-jännite on parametrina.



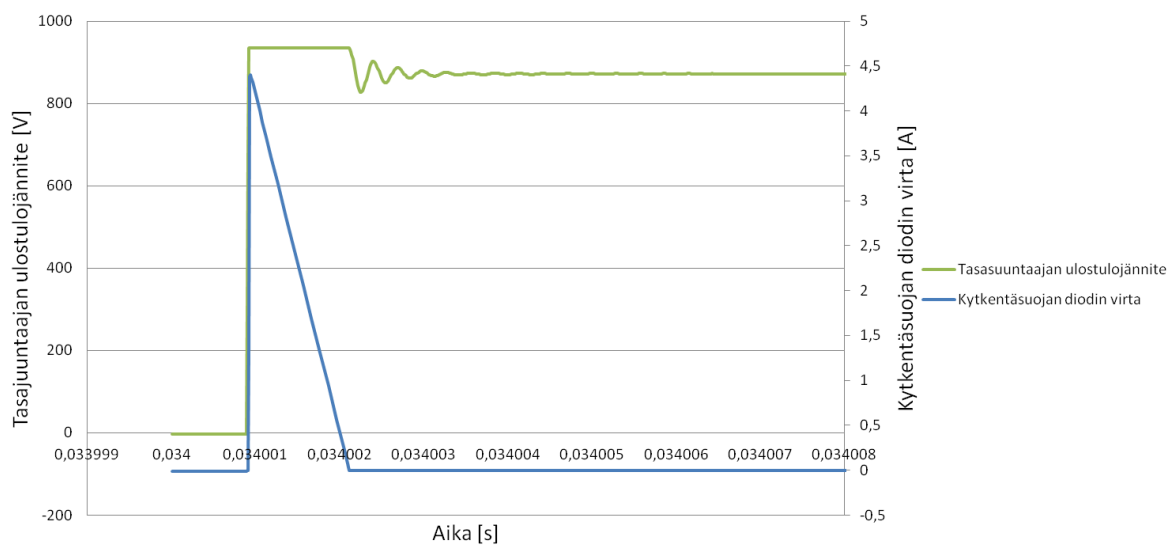
Kuva 33. Jännitettä leikkaavan kytkentäsuojapiirin ja tasasuuntaajan diodien tehohäviöt vastuksen resistanssin funktiona, kun käytössä on jännitettä leikkaava RCD-suoja. Stack-jännite on parametrina.

Resistanssin ja stack-jännitteen vaikutukset näkyvät myös hyötysuhteen kuvaajissa, jotka on esitetty kuvassa 34. Kuvasta nähdään, että stack-jännitteen kasvaessa hyötysuhde laskee sitä nopeammin mitä pienempää kytkentäsuojan resistanssia käytetään. Tämä johtuu siitä, että pienemmän vastuksen läpi kulkeva virta kasvaa jännitteen pysyessä vakiona, jolloin myös vastuksen tehonkulutus kasvaa. Kuvassa 35 on esitetty eräs tasasuuntaajan ulostulojännite pulssin nousukohdalta sekä kytkentäsuojapiirin diodin virta. Kyseisestä kuvasta nähdään, että kytkentäsuoja leikkaa jännitettä, kunnes varaavan diodin virta laskee nolnaan. Toisin sanoen kondensaattorin jännite on noussut suuremmaksi kuin tasasuuntaajan ulostulojännite. Tämän jälkeen kytkentäsuojapiiri ei vaikuta tasasuuntaajan ulostulojännitteeseen ja se alkaa värähdellä. Värähtely on kuitenkin vaimentunut murto-osaan verrattuna kappaleen 5.4 kuvan 22 tilanteeseen, jossa kytkentäsuojapiiriä ei ole käytössä lainkaan.

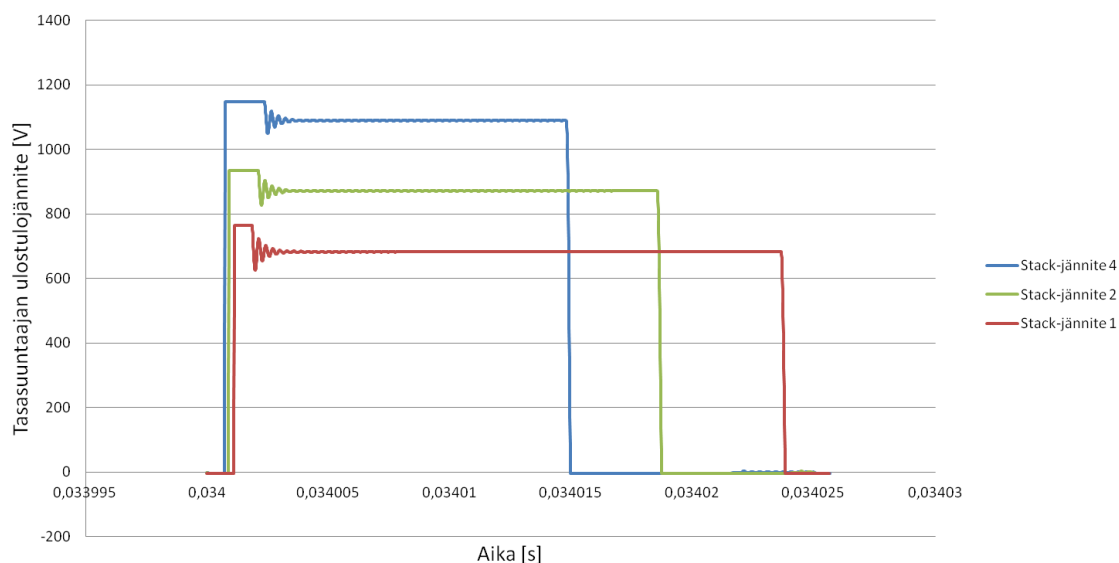
Kuvasta 36 on esitetty jännitteen leikkautuminen eri stack-jännitteiden yhteydessä. Jännitepiikki on jatkuvan tilan jännitteeseen verrattuna varsin matala. Kuvasta nähdään selvästi kokoaaltosiltamuuntimen vaihtosuuntaajan ohjauspulssisuhteen vaihtelu eri stack-jännitteiden suhteen. Suurimmalla stack-jännitteellä (”stack-jännite 4”) pulssin leveys on lyhyin eli pulssisuhte on pienin.



Kuva 34. Kokoaltosiltamuuntimen hyötysuhde stack-jännitteen funktiona, kun käytössä on jännitettä leikkaava RCD-kytkentäsuojapiiri. Stack-jännite on parametrina.



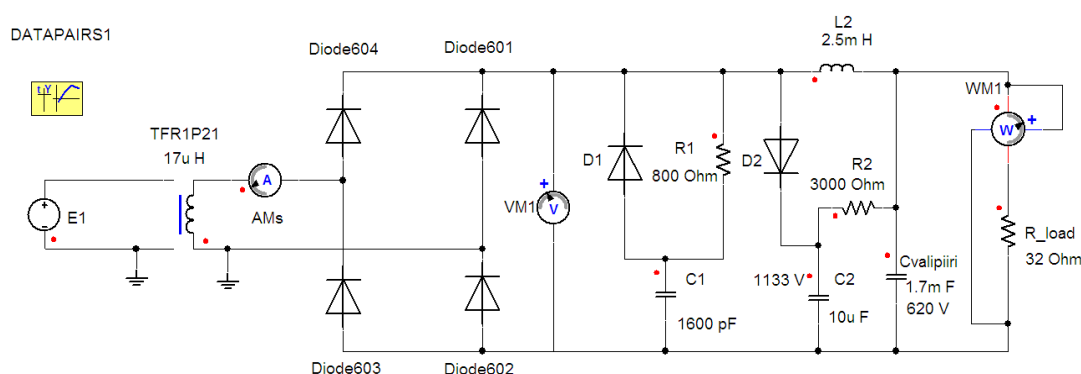
Kuva 35. Tasasuuntaajan ulostulojännitteen nousukohtan käyrämuoto ”stack-jännitteellä 2”, kun $R = 3000 \Omega$, $C = 10 \mu\text{F}$.



Kuva 36. Tasasuuntaajan ulostulojännitepulssin käyrämuodot eri stack-jännitteillä. $R = 3000 \Omega$, $C = 10 \mu\text{F}$.

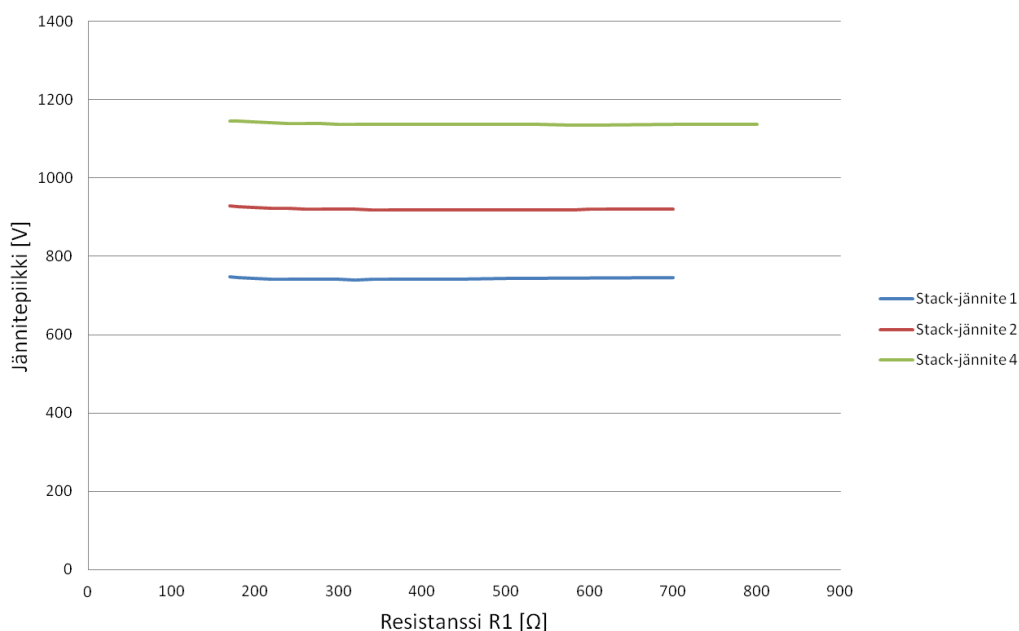
5.7 Vaimentava ja leikkaava RCD-kytkentäsuojapiiri

Seuraavaksi simuloitava kytkentäsuojapiiri sisältää sekä jännitettä vaimentavan että leikkaavan kytkentäsuojapiirin. Sen suurin ero verrattuna aikaisempaan jännitettä leikkaavaan RCD-suojaan on, että se vaimentaa myös jännitteen leikkautumisen jälkeisen värähtelyn. Jännitettä leikkaavan RCD-suojan parametrit ovat samat kuin edellisessä simuloinnissa, eli $R_2 = 3000 \Omega$ ja $C = 10 \mu\text{F}$, ja jännitettä vaimentavan RCD-suojan resistanssia vaihdeltiin välillä $170\text{--}800 \Omega$ pääasiassa 20Ω :n portaissa. Muutamat viimeiset simulaatiot toteutettiin 100Ω :n portaissa. Vaimentavan RCD-suojan kondensaattorin kapasitanssiksi valittiin 1600 pF . Jännitettä leikkaavan RCD-suojan kondensaattori tarvitsee myös alkujännitteen, joka on yhtä suuri kuin tasasuuntaajan ulostulojännite. Jännitettä leikkaava ja vaimentava kytkentäsuojapiiri on kytkettynä kokoaaltosiltamuuntimen tasasuuntaajan rinnalle kuvassa 37. Kuvassa 38 on esitetty tasasuuntaajan diodisillan yli vaikuttavien jännitepiikkien suuruudet jännitettä vaimentavan RCD-suojan resistanssin suhteen. Kuvan eri käyrät kuvaavat ylijännitepiikkien suuruutta eri stack-jännitteillä. Kuvasta huomataan, että vaimentavan RCD-suojan resistanssin muuttamisella ei ole vaikutusta ylijännitepiikkien suuruuteen.



Kuva 37. Kokoaltosiltamuuntimen simulointimalli, jossa tasasuuntaajan kytkentäsuojapiirinä on jännitettä leikkaava sekä jännitettä vaimentava RCD-kytkentäsuojapiiri.

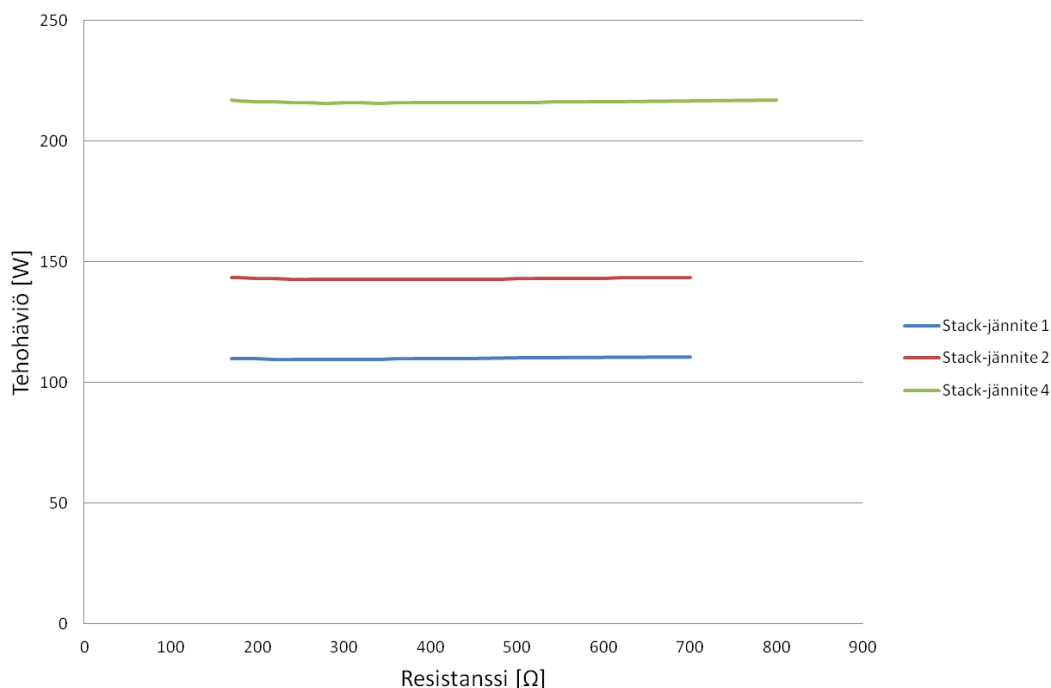
Tämä on toki luonnollista, sillä pääosan jännitepiikin suuruudesta leikkaa jännitettä leikkaava RCD-suoja. Kuvasta nähdään, että jännitepiikit jäävät kaikissa tilanteissa alle 1200 V. Kyseisen kytkentäsuojapiirin jännitteen leikkauskyky ei sinänsä poikkea aikaisemmin esitetystä jännitettä leikkaavasta kytkentäsuojapiiristä, mutta häviötehojen suuruuteen sillä on vaikutusta. Kuvassa 39 on esitetty jännitettä leikkaavan ja vaimentavan kytkentäsuojapiirin häviöt eri stack-jännitteillä.



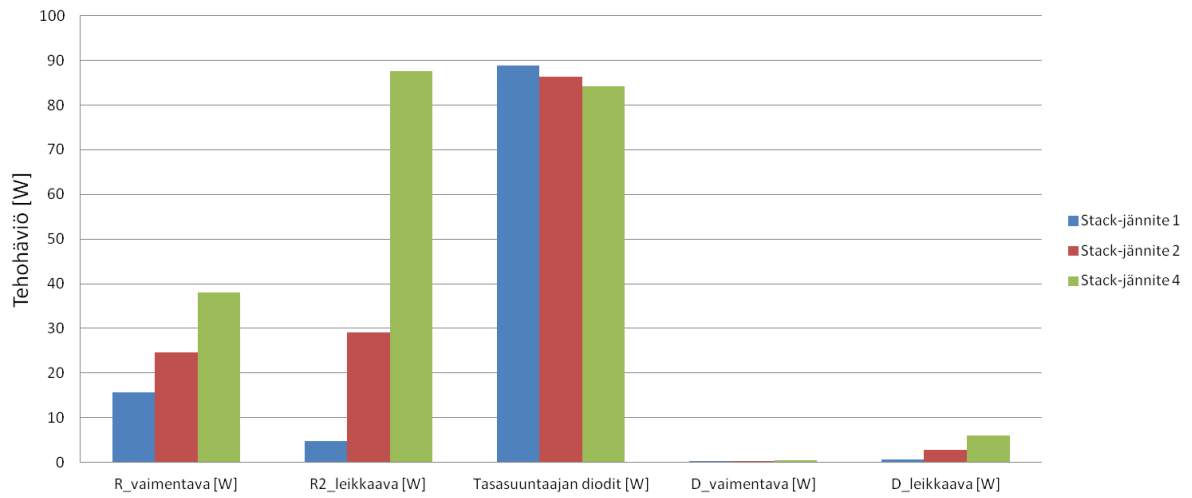
Kuva 38. Kokoaltosiltamuuntimen tasasuuntaajan yli vaikuttavien jännitepiikkien suuruus jännitettä vaimentavan kytkentäsuojapiirin vastuksen resistanssin funktiona, kun käytössä on jännitettä leikkaava ja vaimentava RCD-suoja. Stack-jännite on parametrina.

Kuvasta nähdään, että käytettäessä suurinta stack-jännitettä häviöt ovat suuremmat kuin kahden aikaisemman kytkentäsuojapiirin tapauksessa.

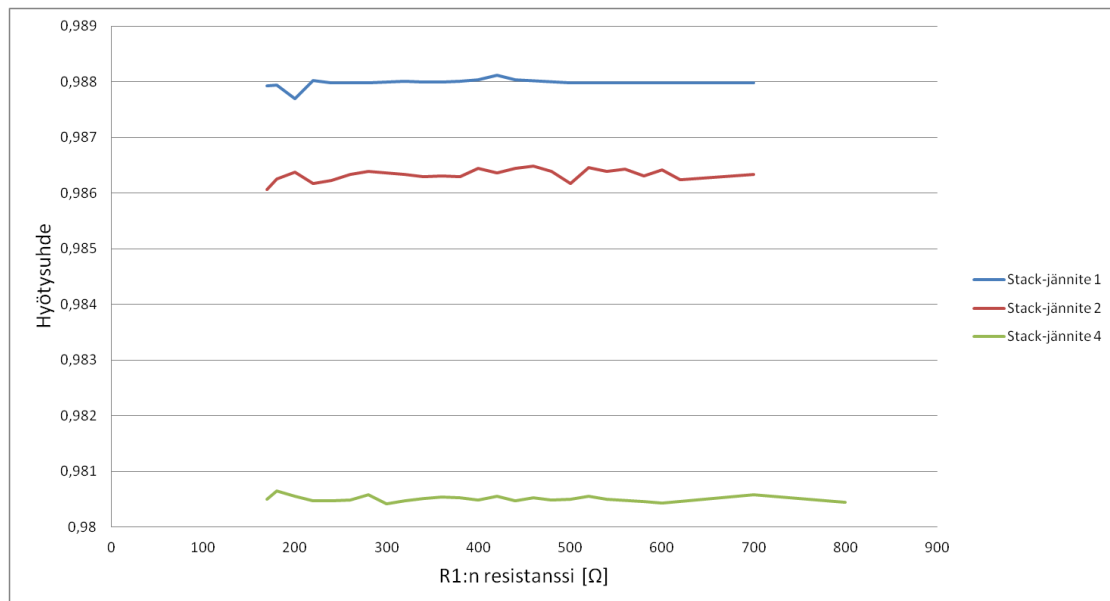
Seuraavaksi on mielenkiintoista katsoa, miten häviöt tässä kohtaa jakautuvat eri häviöteholähteiden kesken. Tehohäviöiden jakautuminen on esitetty kuvassa 40, josta nähdään, että jännitettä leikkaavan kytkentäsuojapiirin häviöt kasvavat eniten stack-jännitteen kasvaessa. Kuvasta voidaan myös havaita, että tasasuuntaajan diodisillan häviöt hieman pienenevät stack-jännitteen kasvaessa. Tehohäviöllä on luonnollisesti vaikutusta myös hyötysuhteisiin, jotka ovat esitettyinä kuvassa 41. Hyötysuhde ei kuitenkaan alene merkittävästi verrattuna tilanteeseen, jossa käytetään pelkkää jännitettä leikkaavaa kytkentäsuojapiiriä. Kuvassa 42 puolestaan nähdään eri stack-jännitteiden synnyttämiä tasasuuntaajan ulostulojännitteitä. Kuvaajista voidaan todeta jännitepiikkien olevan pieniä suhteessa pulssin jatkuvan tilan jännitteeseen, ja että jännitevärähtelyt ovat vaimentuneet hyvin.



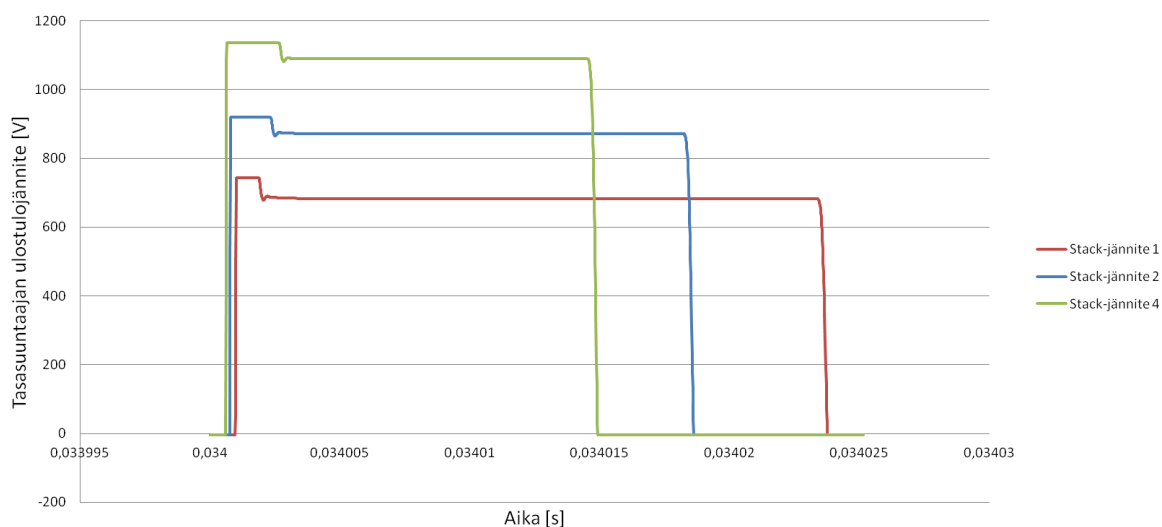
Kuva 39. Jännitettä leikkaavan ja jännitettä vaimentavan kytkentäsuojapiirin sekä tasasuuntaajan diodien yhteiset tehohäviöt jännitettä vaimentavan kytkentäsuojapiirin vastuksen resistanssin funktiona. Stack-jännite on parametrina.



Kuva 40. Tehohäviöiden jakautuminen eri komponenttien kesken, kun käytössä on jännitettä leikkaava ja vaimentava kytkentäsuojapiiri. Stack-jännite on parametrina.



Kuva 41. Kokoallosiltamuuntimen hyötysuhde, kun käytössä on jännitettä leikkaava ja jännitettä vaimentava kytkentäsuojapiiri. Stack-jännite on parametrina.

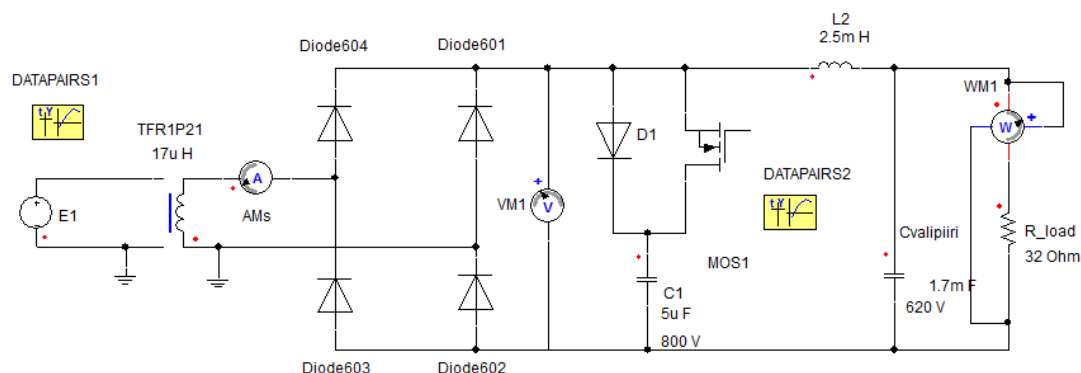


Kuva 42. Kokoaaltosiltamuuntimen tasasuuntaajan ulostulojännitepulseja ajan funktiona eri stack-jännitteillä. KytKentäsuojana toimii jännitettä leikkaava ja jännitettä vaimentava RCD-suojaja.

5.8 ActiveClamp-kytkentäsuojapiiri

Kuten edellisessä kappaleessa todettiin, kytKentäsuojapiirien vastuksissa syntyvät häviöt ovat suhteessa muihin komponentteihin varsin merkittäviä. Nyt simuloitavan ActiveClamp-kytkentäsuojapiirin eräs tavoite on vähentää näitä kytKentäsuojapiiristä aiheutuvia häviöitä. ActiveClamp-kytkentäsuojapiirin pääkomponentit ovat diodi, kondensaattori ja MOSFET-puolijohdekytkin. Diodin ja kondensaattorin tehtävänä on leikata jännitepiikkejä aivan kuten kahdessa edellisessäkin kytKentäsuojapiirissä. Kondensaattorin latautuneen energian tyhjentämiseen tarkoitettu MOSFET on rinnan aktiivisuojan diodin kanssa. Pääkomponenttien lisäksi MOSFETin ohjaukseen tarvitaan oma kahden muuttujan taulukkolohko. Kokoaaltosiltamuuntimen simulointimalli, jossa tasasuuntaajan suojaukseen käytetään ActiveClamp-kytkentäsuojapiiriä, on esitetty kuvassa 43.

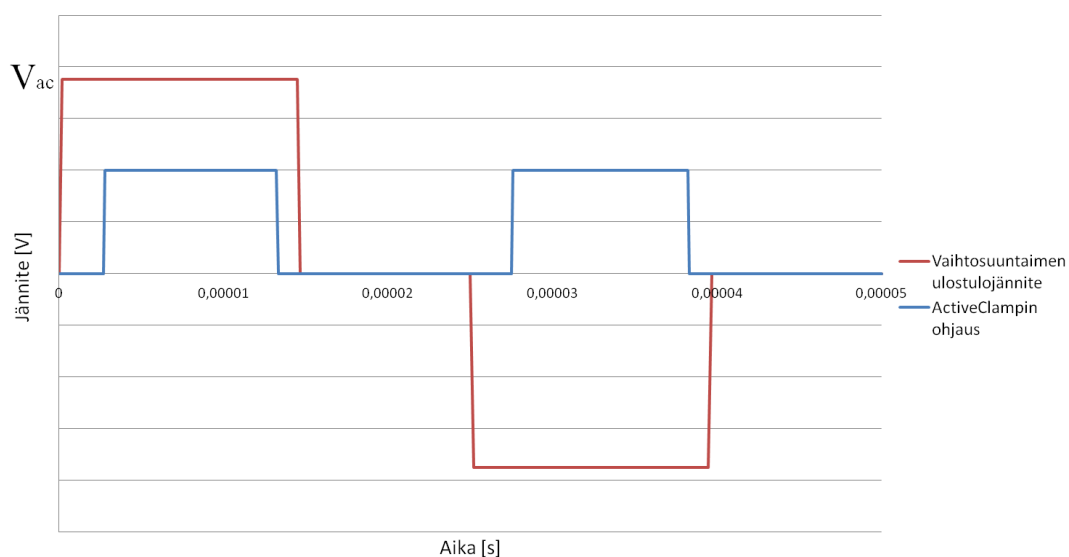
Käytetyssä simulointimallissa kondensaattorin kapasitanssiksi valittiin edellisistä poiketen $5 \mu\text{F}$. Tämä johtuu siitä, että kondensaattoria puretaan tasasuuntaajan jatkuvan tilan jännitettä vasten, kun taas kahdessa edellisessä kytKentäsuojapiirissä kondensaattoria purettiin kokoaaltosiltamuuntimen ulostulojännitteeseen. Kondensaattorin parametriksi määritetään myös alkujännite, jonka suuruus on tasasuuntaajan ulostulojännite.



Kuva 43. Kokoaaltosiltamuuntimen simulointimalli, jossa tasasuuntaajan rinnalle on kytketty ActiveClamp-kytkentäsuojapiiri.

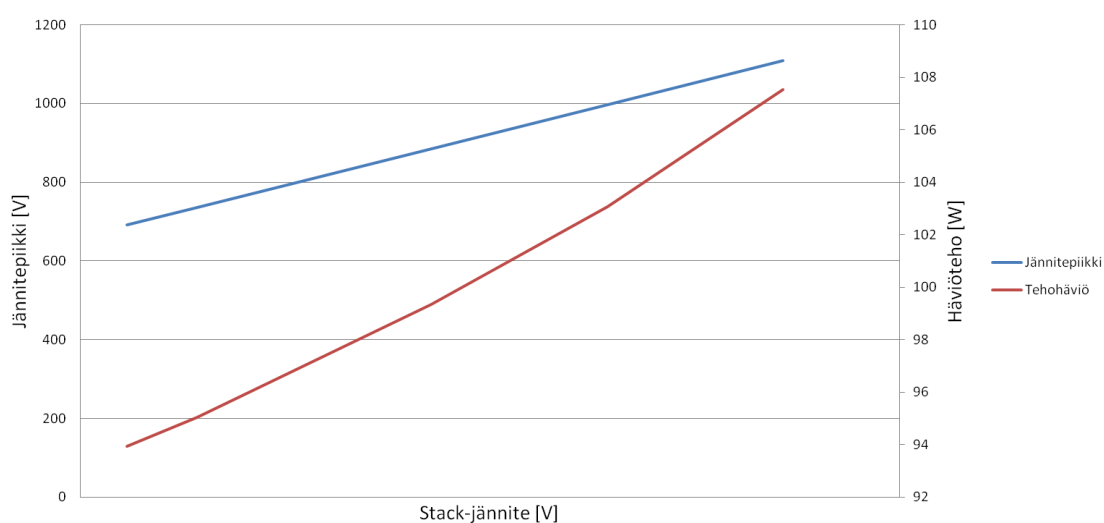
Diodina käytetään ideaaliodidin mallia, jonka tilavuusresistanssina on $10 \text{ m}\Omega$ ja johtavan tilan jännitteenä 3 V . MOSFETin mallina käytetään ideaalista MOSFET-mallia, jonka tilavuusresistanssina käytettiin $1,4 \Omega$, johtavan tilan jännitteenä 3 V ja estosuunnan resistanssina (Reverse Resistance) $100 \text{ k}\Omega$. MOSFETin ohjaus toteutetaan simuloineissa siten, että MOSFET kytketään johtavaksi pienen viiveen päästä siitä, kun tasasuuntaajan ulostulojännitepulssi on noussut jatkuvan tilan arvoonsa. Käytännössä MOSFETin ohjauspulssin nousun viive määritetään kokoaaltosiltamuuntimen vaihtosuuntaajan ulostulojännitteen avulla, sillä MOSFETin ohjaus määritetään saman ulkopuolisen taulukon avulla kuin vaihtosuuntaajan ulostulojännitekin. Viiveen suuruus on tarpeen määrittää riittävän suureksi, jotta MOSFET ei ole johtavana silloin, kun tasasuuntaajan ulostulojännite nousee. Viiveen suuruus näissä simuloinneissa on kymmenen prosenttia kokoaaltosiltamuuntimen vaihtosuuntaajan ulostulojännitteen jaksonajan puolikkaasta. Viivettä tarvitaan myös tasasuuntaajan ulostulojännitteen laskukohdassa. Viiveen suuruus laskukohdassa on viisi prosenttia jaksonajan puolikkaasta. Tämä ohjaustapa helpottaa mallin ja prototyypin rakentamista siten, että säätöön tarvittavaa takaisinkytkentää ei tarvitse tehdä. Kokoaaltosiltamuuntimen vaihtosuuntaajan ulostulojännite ja MOSFETin ohjauspulssi on esitetty kuvassa 44.

Kuvassa 45 on esitetty kokoaaltosiltamuuntimen tasasuuntaajan yli vaikuttavien jännitepiikkien suuruudet sekä tasasuuntaajan diodien ja ActiveClamp-kytkentäsuojapiirin yhteenlasketut häviötehot eri stack-jännitteen funktiona. Kuvasta nähdään, että tehohäviöt nousevat stack-jännitteen kasvaessa, mutta ne ovat pienemmät kuin aikaisemmillä kytkentäsuojapiireillä.

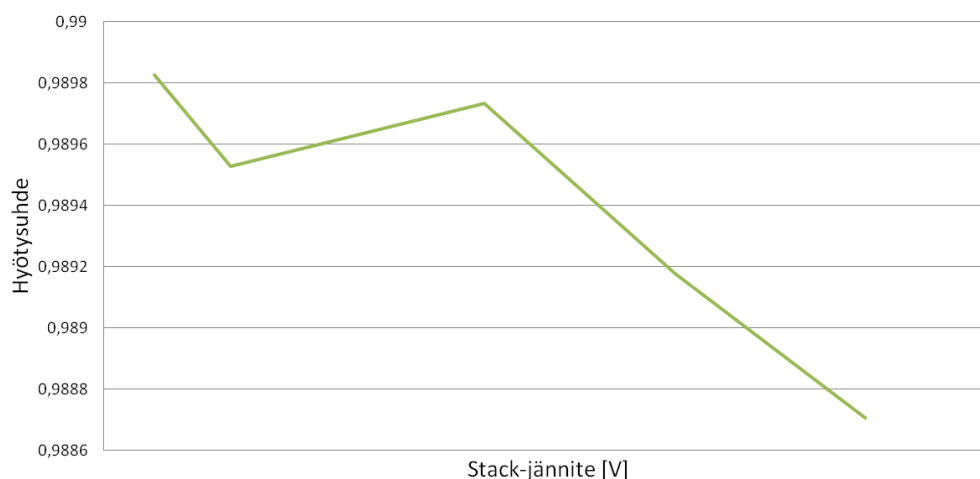


Kuva 44. Kokoallosiltamuuntimen vaihtosuuntaajan ulostulojännite sekä ActiveClampin ohjauspulssi.

Myös jännitepiikit jäävät joka tilanteessa alle 1200 V. Kuvasta 46 on nähtävissä ActiveClamp-käytön simulaatiotuloksista laskettu hyötysuhde. Kuvasta nähdään, että eräällä stack-jännitteellä hyötysuhde paranee, vaikka stack-jännite kasvaa. Tämä on mahdollisesti kuitenkin virhe, joka voi johtua esimerkiksi simulaatio-ohjelman tekemistä pyöristyksistä. Uudelleensimulointi toi kuitenkin saman tuloksen ensimmäiseen simulointikertaan nähden. Hyötysuhde näyttäisi kuitenkin olevan varsin hyvä koko stack-jännitealueella.

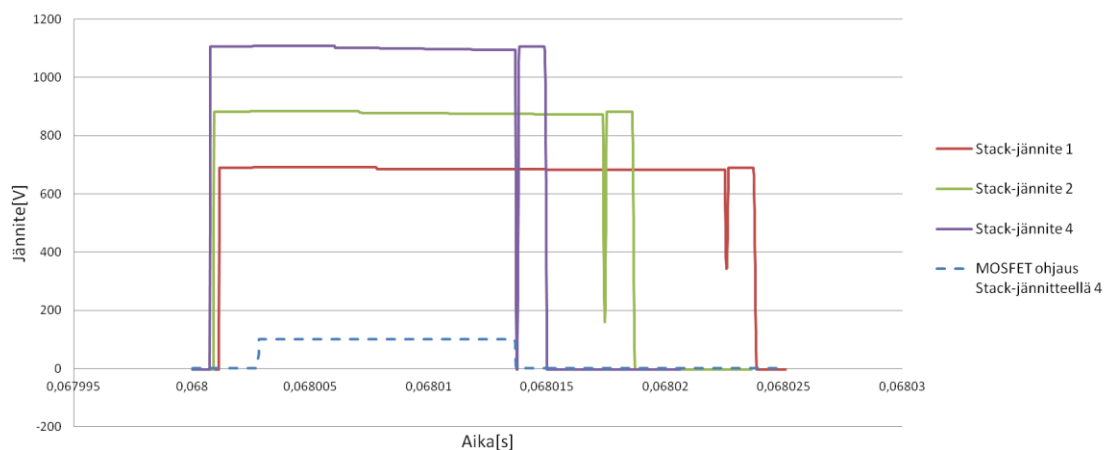


Kuva 45. Kokoallosiltamuuntimen tasasuuntaajan yli vaikuttavien jännitepiikkien suuruudet sekä tasasuuntaajan diodien ja ActiveClamp:n yhteenlasketut häviötehot stack-jännitteen funktiona.



Kuva 46. Kokoaaltosiltamuuntimen hyötysuhde stack-jännitteen funktiona, kun käytössä on ActiveClamp-kytkentäsuojapiiri.

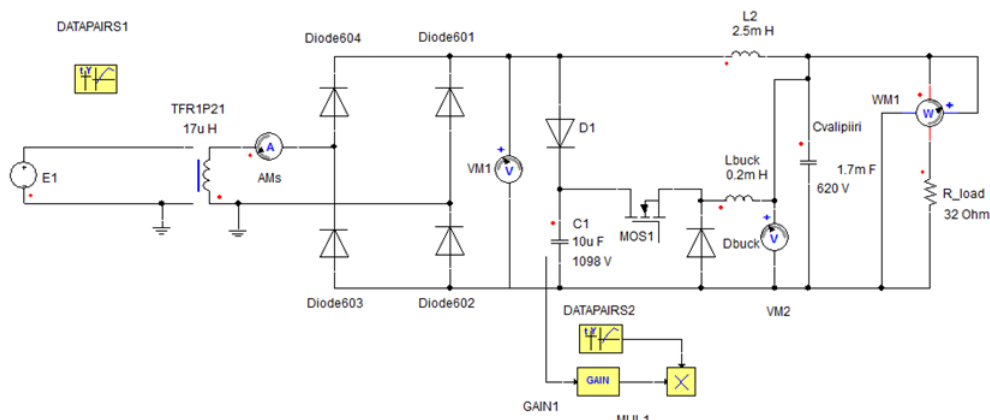
Kuvassa 47 on esitetty eri stack-jännitteiden aiheuttamia kokoaaltosiltamuuntimen tasasuuntaajan ulostulojännitteitä. Kyseisestä kuvasta voidaan havaita, ettei jännitepiikkiä eikä jännitevärähtelyä ole juurikaan havaittavissa. Kytkentäsuojapiirin MOSFETin ollessa johtavana, purkaa se kondensaattoria tasoituskelan läpi kuormaan. MOSFETin siirtyessä estotilaan sen syöttämä virta pienenee. Tasoituskelan suhteellisen suuri induktanssi kuitenkin pyrkii vastustamaan virran muutosta, minkä vuoksi sen täytyy kierrättää läpikulkevaa virtaansa, kunnes muuntajan ulostulovirta on kasvanut MOSFETin äsken syöttämän virran verran suuremmaksi. Toisin sanoen, muuntajan täytyy kasvattaa syöttövirtansa suuruutta niin paljon että kuormalle menevä virta on yhtä suuri kuin tilanteessa, jossa MOSFET oli johtavana. Tasoituskela kierrättää virtaansa tasasuuntaajan diodien ja muuntajan toisioon redusoidun hajainduktanssin läpi, mikä näkyy kuvassa 47 tasasuuntaajan estotilanjännitteen hetkellisenä notkahduksena. Tasasuuntaajan estosuunnaiset diodit siirtyvät takaisin estotilaan, kunhan muuntajan hajainduktanssin läpi kulkeva virta muuttuu uuteen arvoonsa ja muuntaja saa ”virransyöttövastuun” tasoituskelalta takaisin itselleen. Tällöin myös tasasuuntaajan ulostulojännite nousee takaisin aikaisempaan arvoonsa.



Kuva 47. Kokoaaltosiltamuuntimen ulostulojännitteitä eri stack-jännitteillä, kun käytössä on ActiveClamp-kytkentäsuojapiiri sekä MOSFETin ohjaussignaali ”stack-jännitteellä 4”.

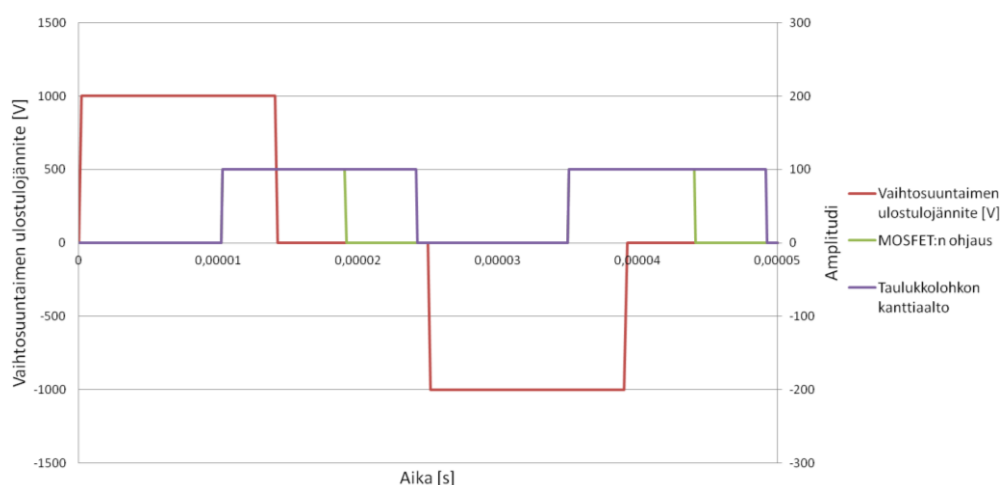
5.9 ActiveBuck-kytkentäsuojapiiri

ActiveBuck-kytkentäsuojapiiri koostuu jännitteen leikkauksen hoitavasta diodista ja kondensaattorista, kuten kolme aikaisempaakin kytkentäsuojapiiriä. Diodin mallina tässä simuloinnissa käytetään ideaalidiodia, jonka tilavuusresistanssi on $0,5 \Omega$ ja johtavan tilan jännite $1,6 \text{ V}$. Kondensaattorin koko on $10 \mu\text{F}$ ja se on esiladattu tasasuuntaajan ulostulojännitteeseen. Kondensaattorin plus-napa on kytketty MOSFETin ja erillisen purkukelan kautta kokoaaltosiltamuuntimen ulostuloon. Purkukelan induktanssi on $0,2 \text{ mH}$. Pienempi induktanssi olisi nostanut ActiveBuck-kytkentäsuojapiirissä käytettävien komponenttien virtojen tehollisarvoja liian suuriksi, ja toisaalta liian suuri induktanssi maksaisi käytännössä liikaa. Kyseisen kokoinen induktanssi on toiminnallisuutensa puolesta sopiva käytettäväksi kyseisessä kytkentäsuojapiirissä. MOSFETin siirtyessä estotilaan ei purkukelan virta voi katketa ilman suurta ylijännitepiikkiä. Tämän vuoksi purkukelan virta tarvitsee itselleen kulkureitin erillisen purkudiodin kautta (Dbuck). Dbuck-diodina on käytetty ideaalidiodin mallia, jossa johtavan tilan jännite on $0,8 \text{ V}$ ja tilavuusresistanssi $1 \text{ m}\Omega$. Simulointimalli sisältää vielä kerroin- (MUL1), vahvistus- (GAIN) ja taulukkolohkon (DATAPAIRS2), joita käytetään MOSFETin ohjauksen toteuttamiseen. Näitä lohkoja käsitellään jäljempänä lisää. Kokoaaltosiltamuuntimen simulointimalli, jossa tasasuuntaajan suojaukseen käytetään ActiveBuck-kytkentäsuojapiiriä, on esitetty kuvassa 48.



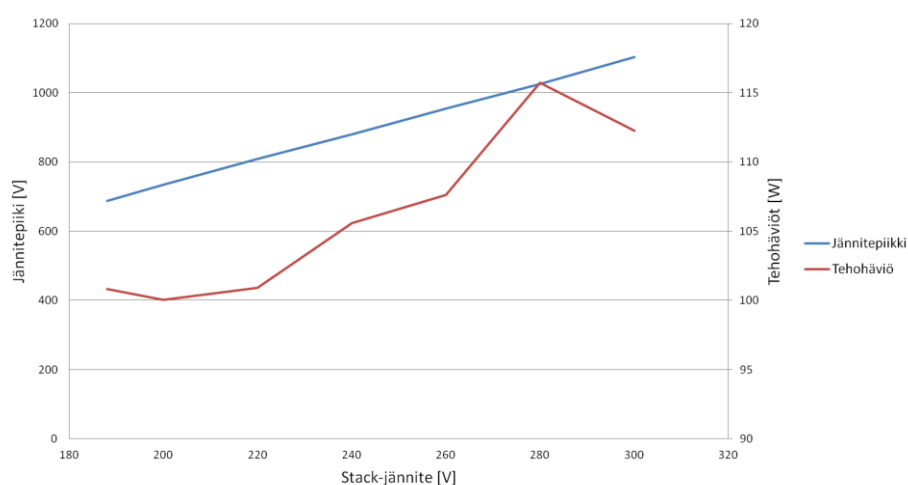
Kuva 48. Kokoaltosiltamuuntimen simulointimalli, jossa tasasuuntaajan rinnalle on kytketty ActiveBuck-kytkentäsuojapiiri.

Kondensaattorin latausta purkavan MOSFETin ohjaus on näissä simuloinneissa toteutettu kahden ehdon avulla. Ensimmäisen ehdon määrittää taulukkolohkon (DATAPAIRS2) sisään määritetty kanttiaalto, joka estää MOSFETin päällekytkennän silloin, kun tasasuuntaajan ulostulojännite on nousemassa. Päällekytkentä estetään kanttiaallon nousuviiveen ja laskuennakon avulla. Käytännössä tämä kanttiaalto määritetään yhdessä muuntajan sisäänmenojännitteen kanssa ulkoisessa Excel-tilustaulukossa. Toinen ehto määrittyy puolestaan vahvistuslohkossa, jonka sisäänmenoon on kytketty kytkeäsuojan kondensaattorin hetkellinen jännite. Vahvistuslohko kertoo sisäänmenon halutun jännitetasen käänteisluvulla ja syöttää sen kerroinlohkoon. Toisin sanoen vahvistuslohko tarkkailee kondensaattorin jännitettä, ja kun se ylittää ennalta määritetyn jännitetasen, ehto on tosi. Taulukkolohkon kanttiaalto vaihtelee välillä 0–100 ja vahvistuslohkon ehto on tosi, kun sen ulostulo on suurempaa kuin yksi. MOSFETin ohjaus saadaan kerroinlohkon ulostulona siten, että MOSFET on johtavana kun kerroinlohkon arvo on suurempaa kuin 100. Jos ohjaus tehtäisiin todelliseen järjestelmään, olisi kondensaattorin jännitteelle asetettava yhden jänniterajan sijaan erilliset ylä- ja alarajat. Tämä ehkäisisi ohjauksen värähtelyä niissä tilanteissa, joissa kondensaattori ehtii latautumaan uudelleen yli halutun jänniterajan, ja MOSFET kytkeytyy heti johtavaksi. Näissä simuloinneissa värähtely voitiin estää pidentämällä taulukkolohkon sisään määritettävää nousuviivettä. Kuvassa 49 on esitetty kokoaltosiltamuuntimen tasasuuntaajan esimerkkiulostulojännite, taulukkolohkon (DATAPAIRS2) kanttiaalto ja eräs mahdollinen MOSFETin ohjaustapaus.



Kuva 49. Kokoallosiltamuuntimen vaihtosuuntaajan esimerkkiulostulojännite, taulukkolohkon (DATAPAIRS2) kanttiaalto sekä eräs mahdollinen MOSFETin ohjaustapaus.

Kuvasta nähdään, että taulukkolohkon puolesta MOSFETia olisi voitu pitää päällä kauemminkin, mutta kondensaattorin jännite on sitä ennen laskenut alle halutun arvon ja sen vuoksi MOSFET kytkeytyy päältä aiemmin. Kuvassa 50 on esitetty kokoallosiltamuuntimen tasasuuntaajan diodien yli vaikuttavien jännitepiikkien suuruudet ja kytkentäsuojan tasasuuntaajan diodien häviötehot eri stack-jännitteiden funktiona. Kuvasta voidaan nähdä, että jännitepiikkien suuruus ja tehohäviöt nousevat stack-jännitteiden kasvaessa. Kuvassa 51 taas on esitetty kokoallosiltamuuntimen hyötysuhde, kun käytössä on ActiveBuck-kytkentäsuojapiiri.

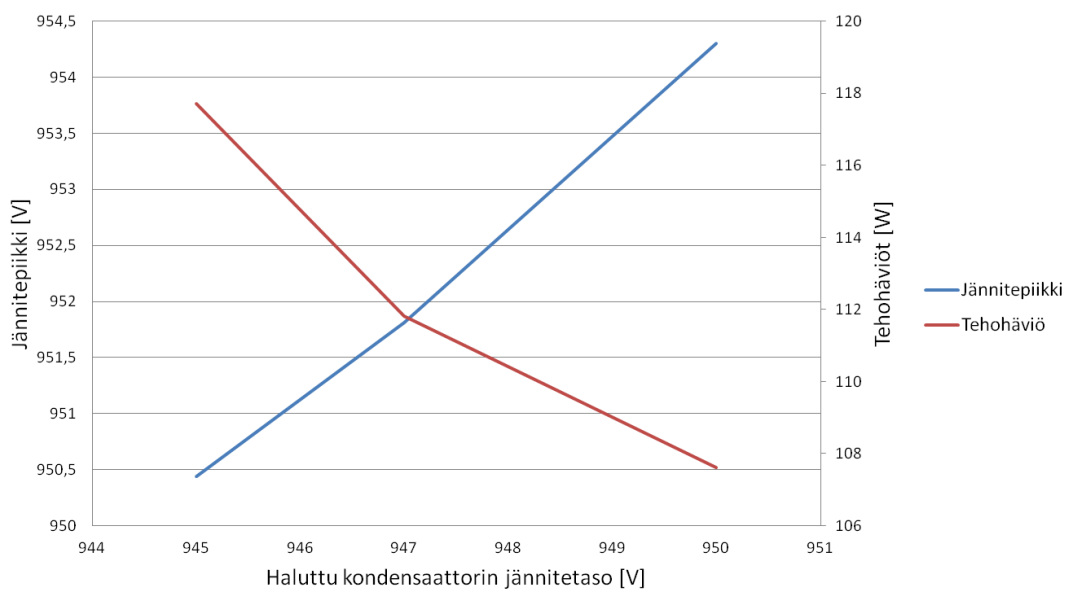


Kuva 50. Kokoallosiltamuuntimen tasasuuntaajan yli vaikuttavien jännitepiikkien suuruudet ja tasasuuntaajan diodien sekä kytkentäsuojapiirin yhteenlasketun häviötehon suuruudet stack-jännitteen suhteen.

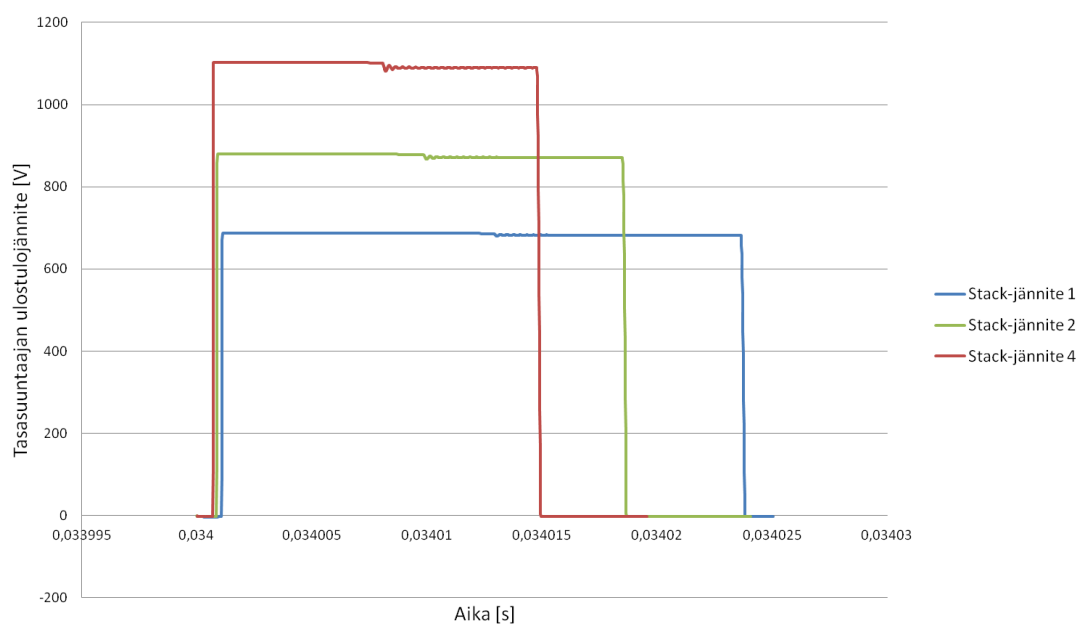


Kuva 51. Kokoaaltosiltamuuntimen hyötysuhde stack-jännitteen funktiona, kun käytössä on ActiveBuck-kytkentäsuojapiiri.

Jännitepiikin suuruutta voi pienentää asettamalla vahvistuslohkon sisään matalampi kondensaattorin jännitetaso. Tämä kuitenkin kasvattaa häviötehon määrää, mikä on nähtävissä kuvasta 52. Kuvassa 53 puolestaan on esitetty tasasuuntaajan ulostulojännitteitä eri stack-jännitteillä. Kuvasta nähdään, että jännitepiikit leikkautuvat hyvin ja jännitevärähtely on varsin pientä.



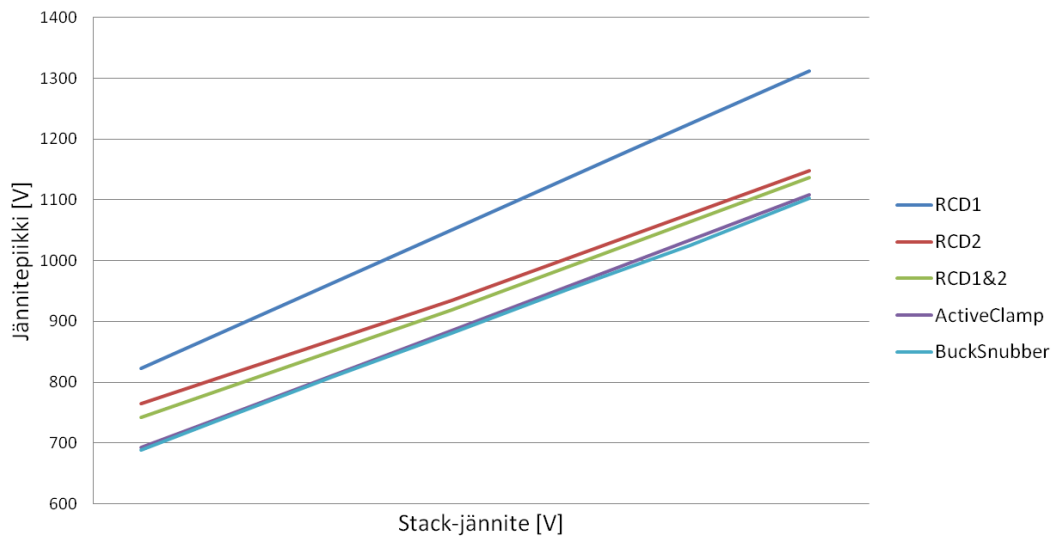
Kuva 52. Tasasuuntaajan yli vaikuttavat jännitepiikit ja kytkentäsuojan ja tasasuuntaajan diodien tehohäviöt kondensaattorin halutun jännitetason funktiona.



Kuva 53. Tasasuuntaajan ulostulojännitteitä ajan funktiona. Stack-jännite on parametrina.

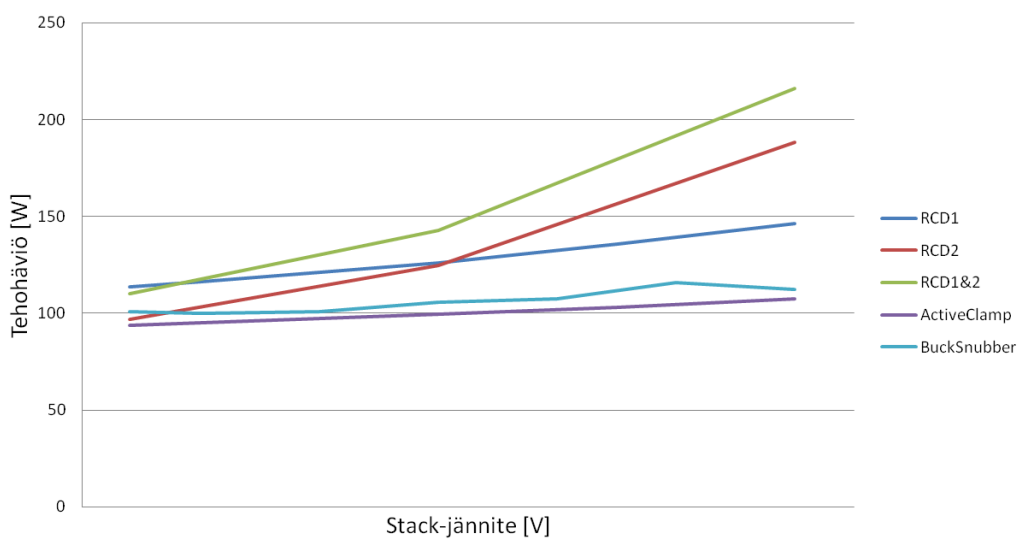
5.10 Simuloitujen kytkentäsuojapiirien yhteenveto

Seuraavaksi esitellään simuloitujen jännitepiikkien, tehohäviöiden ja hyötysuhteiden tuloksia stack-jännitteen funktiona. Jännitettä vaimentavan RCD-suojan parametreina käytettiin $R = 180 \Omega$ ja $C = 2300 \text{ pF}$, jännitettä leikkaavan RCD-suojan parametreina $R = 3000 \Omega$ ja $C = 10 \mu\text{F}$ sekä jännitettä vaimentavan ja leikkaavan parametreina $R1 = 500 \Omega$, $C1 = 1600 \text{ pF}$, $R2 = 3000 \Omega$ ja $C2 = 10 \mu\text{F}$. ActiveBuck:n parametreina käytettiin $L = 0,2 \text{ mH}$ ja $C = 10 \mu\text{F}$. Kuvasta 54 voidaan nähdä, että jännitepiikkien osalta vaimentavalla RCD-suojalla on suurimmat jännitepiikit, kun taas ActiveBuck:lla on pienimmät. Kaikkien kytkentäsuojapiirien aikaiset jännitepiikit, pois lukien jännitettä vaimentava RCD-suoja, jäävät koko stack-jännite alueella alle 1200 V:n . Kytkentäsuojapiirien tehohäviöitä on vertailtu kuvassa 55. Kuvasta voidaan todeta, että ActiveClamp ja ActiveBuck omaavat pienimmät tehohäviöt ja lisäksi ne kasvavat vähiten stack-jännitteen funktiona. Jännitettä leikkaavan RCD-suojan ja jännitettä vaimentavan ja leikkaavan RCD-suojan tehohäviöt nousevat suurien stack-jännitteiden aikana lähes kaksinkertaisiksi aktiivisiin kytkentäsuojapiireihin verrattuna.



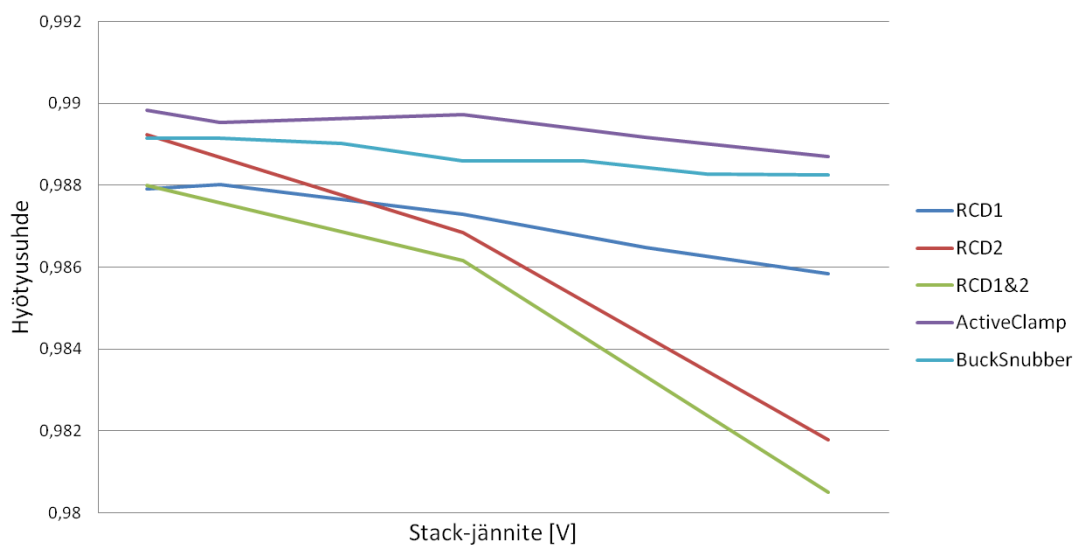
Kuva 54. Kytkestäsuojapiirien vaikutukset simuloituihin tasasuuntaajan jännitepiikki-en suuruuksiin stack-jännitteen funktiona.

Simulointituloksista laskettiin myös hyötysuhde, jossa huomioitiin tasasuuntaajan diodien, muuntajan käämiresistanssien ja käytettävän kytkestäsuojan resistanssien synnyttämiä häviöitä. Kuvassa 56 esitetty hyötysuhde on tässä tapauksessa siis enimmäkseen suuntaa antava, mutta sen avulla voidaan tehdä alustavaa vertailua eri kytkestäsuojapiirien kesken.



Kuva 55. Kytkestäsuojapiirien vaikutukset simuloituihin häviötehojen suuruuksiin stack-jännitteen funktiona.

Kuvasta nähdään, että hyötysuhteiden osalta ActiveClamp ja ActiveBuck olisivat hyötysuhteiltaan parhaat valinnat. Jännitettä leikkaavan RCD-suojan ja jännitettä vaimentavan ja leikkaavan RCD-suojan hyötysuhteiden lasku on jyrkempi kuin muiden vertailtujen kytkentäsuojapiirien. Tämä johtuu luonnollisesti jännitettä leikkaavan kytkentäsuojapiirin sisältämän vastuksen häviötehon kasvusta.



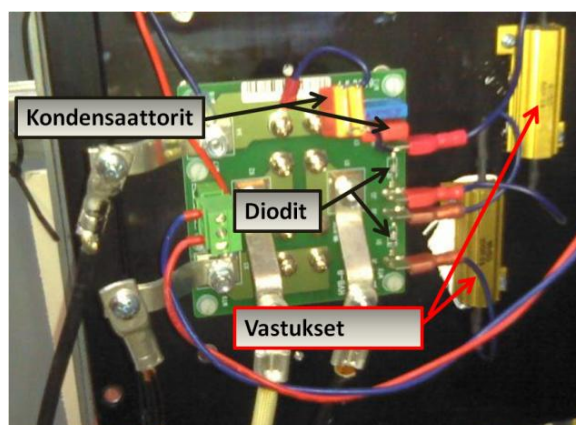
Kuva 56. Kytkentäsuojapiirien vaikutukset simuloituihin hyötysuhteiden suuruuksiin stack-jännitteen funktiona.

6 KYTKENTÄSUOJAPIIRIEN VERTAILU PROTOTYYPIN AVULLA

Simulointien jälkeen kytkentäsuojapiirivaihtoehdoista rakennettiin prototyypiversiot, joiden avulla pyrittiin vertailemaan simulointituloksia oskilloskoopilla tehtyjen mittausten kanssa. KytKentäsuojapiirit sijoitettiin olemassa olevan kokoaaltosiltamuuntimen tasasuuntaajan yhteyteen. Simuloiduista piireistä ainoastaan ActiveBuck-kytkentäsuojapiiri olisi vaatinut enemmän käytännön suunnittelu- ja toteutusaikaa, mikä vuoksi se jouduttiin jättämään prototyypitestauksen ulkopuolelle. Prototyypitestauksen tarkoituksena on pyrkiä selvittämään simulaatiomallin todenmukaisuus sekä simuloitujen kytkentäsuojapiirien soveltuvuus kyseisen kokoaaltosiltamuuntimen tasasuuntaajan yhteyteen. Prototyypiajojen aikaisia virtoja ja jännitteitä tarkkailtiin Tektronix DPO 3054-oskilloskoopin avulla. Kyseisen oskilloskoopin päätarkoitus on havainnoida erilaisia aaltomuotoja ja se ei näin ollen ole tarkkuusmittalaite. Oskilloskoopin avulla voidaan kuitenkin tarkastella kytkentäpiirin toimintaa ja havaita mahdolliset karkeat poikkeavuudet simulointi- ja mittaustulosten välillä. Prototyypiajoissa haluttiin erityisesti tarkastella ”stack-jännite 2” :n aikaisia tapahtumia, sillä kyseinen jännite vastaa polttokennolaitoksen pääasiallista toimintapisteen jännitettä. Simuloinneissa käytettyä ”stack-jännite 4” :ää ei prototyypiajoissa pystytty saavuttamaan, koska kokoaaltosiltamuuntimen tasasuuntaajan diodien jännitekestoisuus ei ollut riittävä jännitettä vaimentavan RCD-suojan yhteydessä. ”Stack-jännite 4” oli myös liian suuri vaihtosuuntaajan MOSFETien jännitekestoisuudelle. Mittaustuloksista haluttiin kuitenkin keskenään vertailukelpoisia, mikä vuoksi korkein stack-jännite rajoitettiin kaikkien kytkentäsuojapiirien osalta samaan ”stack-jännite 3” :een. Tästä johtuen ”stack-jännite 4” :llä tehdyt simulointitulokset eivät ole suoraan vertailtavissa ”stack-jännite 3” :lle tehtyjen mittaustulosten kanssa, mutta tästäkin huolimatta ”stack-jännite 3” antaa hyvää tietoa prototyypin käyttäytymisestä korkeimmilla stack-jännitteillä. Prototyyppeihin käytetyt komponentit tilattiin Farnell Oy:ltä, joka on eräs maailman johtavista elektroniikka-, sähkötekniikka- ja teollisuustuotejakelijoista. Tarkastellaan seuraavaksi eri prototyypiajoista saatuja tuloksia.

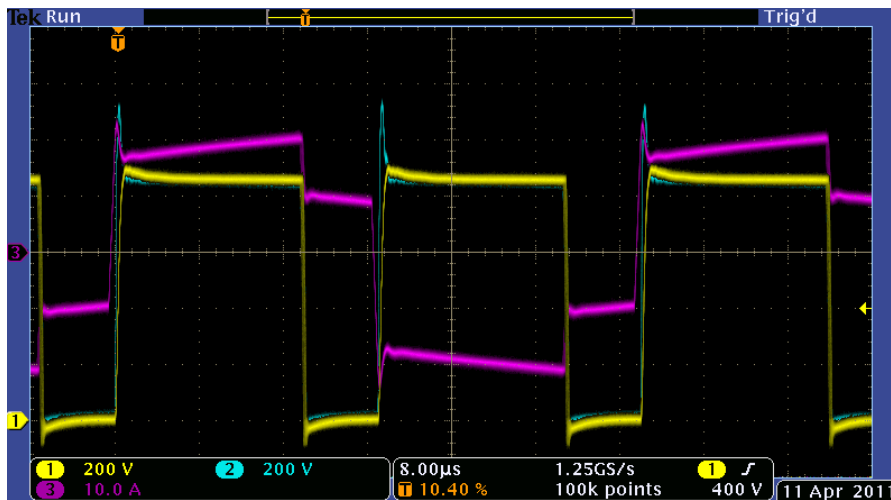
6.1 Vaimentava RCD-kytkentäsuojapiiri

Vaimentavan RCD-kytkentäsuojapiirin prototyypin resistanssiksi valittiin $170\ \Omega$, joka tarkalleen koostui $100\ \Omega$:n ja $68\ \Omega$:n vastusten sarjankytkennästä. Kapasitanssiksi valittiin $2,34\ \text{nF}$:n kondensaattori. Kyseinen kapasitanssi muodostettiin kytkemällä rinnan neljä pienempää kondensaattoria, joista kahden kapasitanssi oli $0,33\ \text{nF}$, yhden $1\ \text{nF}$ ja yhden $0,68\ \text{nF}$. Kytkentäsuojapiirin diodi koostuu kahdesta diodista, jotka on kytketty sarjaan. Tämä pienentää yksittäisen diodin yli vaikuttavaa jänniterasitusta. Diodien sarjaankytkennän vuoksi myös kytkentäsuojapiirissä käytettävä vastus muodostuu kahdesta vastuksesta, jotka ovat kytkettyinä diodien rinnalle. Kokoaaltoisiltamuuntimen tasasuuntaaja, jonka rinnalle on kytketty vaimentava RCD-suoja, on esitetty kuvassa 57.



Kuva 57. Kokoaaltoisiltamuuntimen tasasuuntaaja ja vaimentava RCD-kytkentäsuojapiiri.

Kuvassa 58 on puolestaan esitetty vaimentavan RCD-kytkentäsuojapiirin prototyypistä saadut tasasuuntaajan ulostulojännite, muuntajan ulostulovirta sekä kytkentäsuojan kondensaattorin jännite. Kuvan tilanteessa stack-jännitteenä toimii ”stack-jännite 2”. Oskilloskoopilla suoritetuissa mittauksissa jännitepiikkien keskiarvoksi saatiin $849,5\ \text{V}$, kun käytössä oli ”stack-jännite 1”. Vastaavan pisteen simulointituloksena jännitepiikin suuruudeksi saatiin $822,9\ \text{V}$, eli erotusta oskilloskoopin mittaustulokseen on noin $27\ \text{V}$. Käytettäessä ”stack-jännite 2”:sta saadaan jännitepiikkien keskiarvoksi $1130\ \text{V}$. Jos saatua tulosta verrataan $180\ \Omega$:n resistanssilla ja $2300\ \text{pF}$ kapasitanssilla saatuun simulointitulokseen ($1050\ \text{V}$) voidaan tulosten välisen erotuksen todeta olevan noin $80\ \text{V}$.

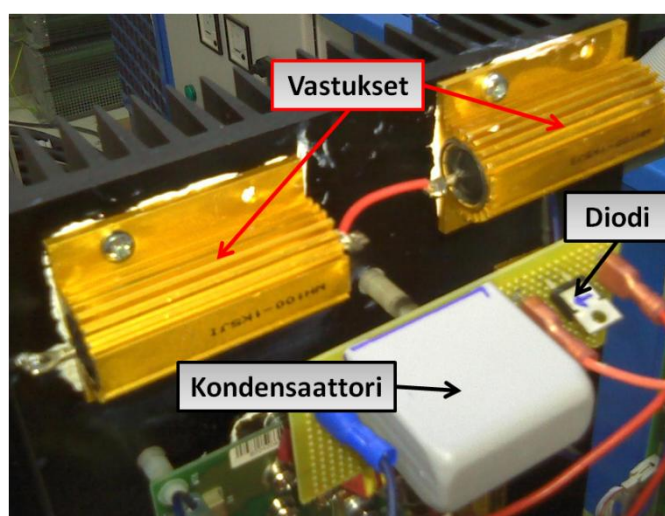


Kuva 58. Kokoaltosiltamuuntimen tasasuuntaajan ulostulojännite (2), muuntajan toisiovirta (3) ja kytkentäsuojapiirin kondensaattorin jännite (1), kun käytössä on jännitettä vaimentava RCD-suoja. Kokoaltosiltamuuntimen sisäänmeno-jännitteenä toimii ”stack-jännite 2”.

Käytettäessä ”stack-jännite 3”-sta saadaan oskilloskoopin mittaamaksi jännitepiikin keskimääräiseksi suuruudeksi 1273 V, mikä ylittää tasasuuntaajan mahdollisten piikarbidiodien jännitekestoisuuden. ”Stack-jännite 4”-llä saavutetuissa simulointituloksissa jännitepiikkien suuruudeksi saatiin 1181,6 V. Tästä voidaan päätellä, että jos prototyypiajon stack-jännitettä kasvatettaisiin edelleen ”stack-jännite 4”-n suuruiseksi, nousisivat tasasuuntaajan yli vaikuttavat jännitepiikit entisestään. Eräänä syynä simulointi- ja mittaustulosten väliseen eroon voidaan pitää sitä, että tasasuuntaajan diodien liitoskapasitanssit on arvioitu simulointimallissa liian pieneksi. Liitoskapasitanssi todettiin aikaisemmin hyvin lämpötilariippuvaiseksi. Virhettä luonnollisesti aiheuttaa myös oskilloskoopin tarkkuus, ja myöskään kaikkia olemassa olevia hajasuureita ei simulaatiomalliin ole sisällytetty. Prototyypiajon tarkoituksena oli myös mitata tasasuuntaajan diodien ja käytettävän kytkentäsuojan osien tehonkulutukset erikseen, mutta mittalaitteiden kytkentä kyseiseen tasasuuntaajaan olisi vaatinut olemassa olevan piirilevyn suurempaa muokkausta. Sen vuoksi mittauksissa tyydyttiin vaimentavan RCD-suojan vastuksen tehonkulutuksen mittaukseen. Mittauksissa tehon keskiarvoksi saatiin 46,44 W, kun käytössä on ”stack-jännite 2”. Kun saatua tulosta verrataan 180 ohm:n ja 2300 pF simulointipisteeseen, jossa samaisen vastuksen keskiarvoinen tehonkulutus oli 40,42 W, voidaan erotukseksi todeta 6,02 W. Tuloksen perusteella voidaan sanoa, että simulaatiomalli vastaa tältä osin varsin hyvin todellisuutta.

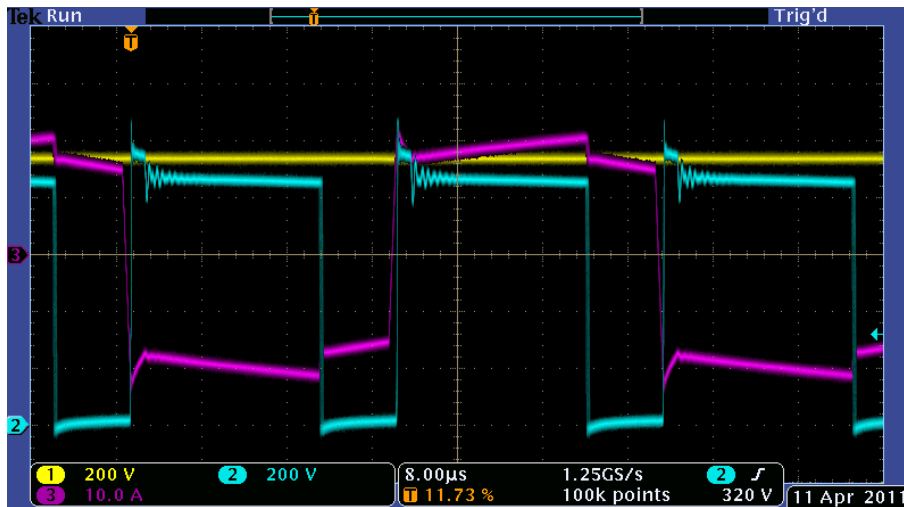
6.2 Leikkaava RCD-kytkentäsuojapiiri

Jännitettä leikkaavan RCD-suojan kapasitanssiksi valittiin $10\ \mu\text{F}$ ja resistanssiksi $3000\ \Omega$. Resistanssi koostui kahdesta $1500\ \Omega$:n vastuksesta, jotka ovat sarjankytkettyjä. Kytkentäsuojapiirin diodina käytettiin Fairchild Semiconductor:n RHRP8120-mallista diodia. Kuvassa 59 on esitetty jännitettä leikkaavan RCD-kytkentäsuojapiirin prototyyppi.



Kuva 59. Jännitettä leikkaavan RCD-kytkentäsuojapiirin prototyyppi.

Kuvassa 60 on puolestaan esitetty leikkaavan RCD-kytkentäsuojapiirin prototyyppiajosta saadut tasasuuntaajan ulostulojännite, muuntajan ulostulovirta sekä kytkentäsuojan kondensaattorin jännite. Kuvasta nähdään nousujännitteen suurin piikki, joka on hyvin lyhytkestoinen. Jännitteen kuvaajasta on myös nähtävissä terävän piikin jälkeinen leikkautumisjännite. Tämän lisäksi jännitteestä on nähtävissä jänniteleikkautumisen jälkeinen jännitevärähtely. Kuvasta on tämän lisäksi nähtävissä jännitettä leikkaavan RCD-suojan kondensaattorin jännite sekä muuntajan toision ulostulovirta. Oskilloskooppimittausten avulla saatujen jännitepiikkien sekä niiden jälkeisten leikkautumisjännitteiden suuruudet sekä vastaavien pisteiden simulointitulokset on esitetty talukossa 1. Kyseisessä taulukossa on esitetty myös mitattujen ja simuloitujen tulosten erotukset. Huomioitavaa on, että korkein prototyyppiajoissa käytetty stack-jännite on ”stack-jännite 3”, kun taas korkein simuloineissa käytetty jännite on ”stack-jännite 4”. Tästäkin huolimatta on mielekäästä tehdä karkeaa vertailua kyseisien tulosten kesken.



Kuva 60. Kokoaltosiltamuuntimen tasasuuntaajan ulostulojännite (2), muuntajan toisiovirta (3) ja kytkentäsuojapiirin kondensaattorin jännite (1), kun käytössä on jännitettä leikkaava RCD-kytkentäsuojapiiri. Kokoaltosiltamuuntimen sisäänmenojännitteenä toimii ”stack-jännite 2”.

Taulukosta voidaan havaita, että simuloitujen arvot vastaavat paremmin leikkautumisjännitteitä kuin jännitepiikkejä. Jännitepiikki aiheutuu siitä, että RCD-suojan diodin liitosalue ei ole ehtinyt täyttyä varauksenkuljettajaelektroneista. Piikki poistuu, kun elektronit pääsevät liitosalueelle ja diodi siirtyy täysin johtavaan tilaan. Tästäkin huolimatta simulaation antamat käyrämuodot vastaavat hyvin prototyyppiajosta saatuja käyrämuotoja. Oskilloskoopilla mitattiin myös jännitettä leikkaavan RCD-kytkentäsuojapiirin vastuksen häviöitä. Häviötehon keskiarvo voidaan määrittää RCD-suojan vastuksen yli olevan jännitteen ja vastuksen resistanssin avulla. Ajettaessa prototyyppilaitteistoa ”stack-jännite 2”-lla saadaan RCD-suojan vastuksen jännitteeksi mitattua 296,7 V. Vastuksen resistanssin ollessa 3000 Ω voidaan vastuksen tehonkulutukseksi laskea 29,34 W. Vastaavan pisteen simuloimalla saatu kytkentäsuojan vastuksen tehohäviö oli puolestaan 32,1 W. Vastuksen tehohäviö osuu hyvin lähelle simulaatiossa saatua tulosta. Kyseinen poikkeama simuloitujen ja todellisen testiajon välillä selittyy simulointimallin ja prototyypin eroavaisuuksilla sekä sillä, että prototyypin toimintapistettä ei saatu asetettua täysin simulointia vastaavaksi. Virhettä aiheutuu myös oskilloskoopin mittavirheestä.

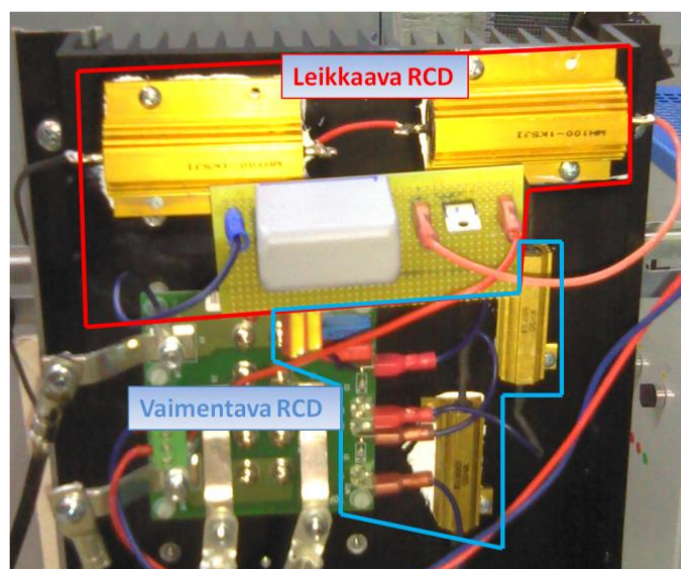
Taulukko 1. Jännitettä leikkaavan RCD-kytkentäsuojapiirin oskilloskoopilla mitatut jännitepiikkien ($V_{p,mit}$) ja leikkautumisjännitteiden ($V_{l,mit}$) suuruudet ja simuloitujen jännitepiikkien ($V_{p,sim}$) suuruudet ”stack-jännite 1:n, 2:n ja 4”-n osalta. Lisäksi taulukon vertailuissa on mitattujen ja simuloitujen tulosten erotukset. Vertailussa 3 simulaatio on toteutettu ”stack-jännite 4”-lla ja prototyypin ajo ”stack-jännite 3”-lla.

	$V_{p,mit}$	$V_{l,mit}$
Stack-jännite 1	860,5	768,0
Stack-jännite 2	1071,0	948,0
Stack-jännite 3	1188,0	1060,0
	$V_{p,sim}$	
Stack-jännite 1	764,8	
Stack-jännite 2	934,7	
Stack-jännite 4	1040,0	
	$V_{p,mit}-V_{p,sim}$	$V_{l,mit}-V_{p,sim}$
Vertailu 1	95,7	3,2
Vertailu 2	136,3	13,3
Vertailu 3	148,0	20,0

6.3 Vaimentava ja leikkaava RCD-kytkentäsuojapiiri

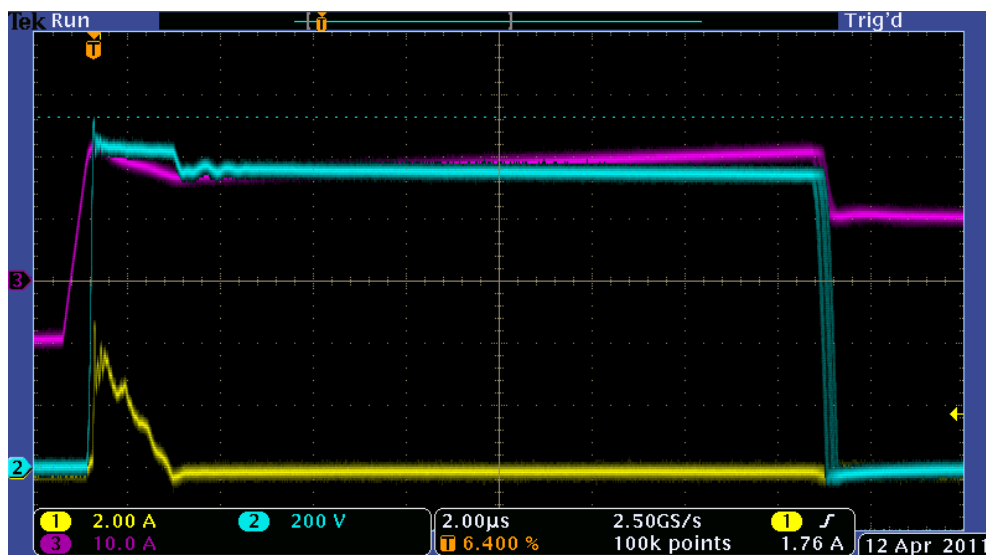
Seuraavaksi esitellään jännitettä vaimentavan ja leikkaavan RCD-suojan yhdistelmän prototyypin tuloksia. Jännitettä vaimentavan RCD-suojan vastuksen resistanssina käytettiin 100 Ω :n ja 68 Ω :n vastusten sarjankytkentää. Kapasitanssi muodostui aikaisemman tavoin neljästä pienestä kondensaattorista, joiden yhteiskapasitanssi oli 2,3 μF . Jännitettä leikkaavan RCD-suojan vastuksen resistanssi koostui kahdesta sarjankytkentästä 1500 Ω :n vastuksesta ja kapasitanssi yhdestä 10 μF :n kondensaattorista. Kyseinen kytkentäsuojapiiriprototyyppi on esitetty kuvassa 61.

Kuvassa 62 on esitetty kokoallosiltamuuntimen tasasuuntaajan ulostulojännite, muuntajan ulostulovirta ja jännitettä leikkaavan RCD-suojan diodin virta. Kuvasta nähdään, että tasasuuntaajan ulostulojännite leikkautuu hyvin, mutta myös leikkautumisen jälkeinen jännitevärähtely on vähäisempää kuin tilanteessa, jossa käytössä on pelkästään jännitettä leikkaava RCD-suojia.



Kuva 61. Kokoaaltosiltamuuntimen tasasuuntaaja ja jännitettä leikkaavan ja vaimentavan RCD-kytkentäsuojapiirin prototyyppi.

Tarkastellaan seuraavaksi jännitettä vaimentavan ja leikkaavan RCD-suojan vaikutusta tasasuuntaajan diodien jännitepiikkien suuruuteen hieman tarkemmin. Käytettäessä ”stack-jännitettä 1”, saadaan tasasuuntaajan diodien yli vaikuttavien jännitepiikkien suuruudeksi n. 808 V.



Kuva 62. Jännitettä leikkaavan RCD-suojan kondensaattorin virta (1), muuntajan ulostulovirta (3) ja tasasuuntaajan ulostulojännite (2), kun käytössä on jännitettä vaimentava ja leikkaava RCD-suoja. Kokoaaltosiltamuuntimen sisäänmenojännitteenä toimii ”stack-jännite 2”.

Käytettäessä ”stack-jännitettä 2” tasasuuntaajan diodien yli vaikuttavat jännitepiikit ovat suuruudeltaan n. 1000 V. Kun käytössä on ”stack-jännite 3”, diodien jännitepiikit ovat suuruudeltaan n. 1130 V. Kuten kuvasta 62 voidaan havaita, tasasuuntaajan ulostulojännite putoaa jännitettä leikkaavan RCD-suojan diodin syttymisen jälkeen leikkautumisjännitteen suuruiseksi. Leikkautumisjännitteet ovat ”stack-jännite 1”-llä 737 V, ”stack-jännite 2”-lla 912 V ja ”stack-jännite 3”-lla 1041 V.

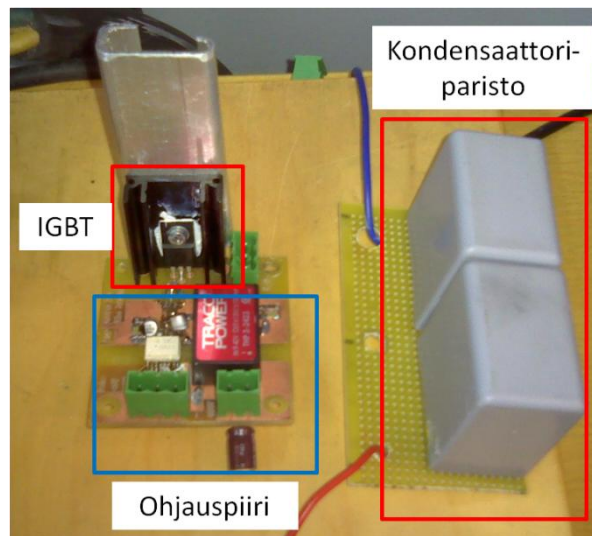
Verrataan saatuja prototyypiajon tuloksia aikaisempiin simulointituloksiin. Simulaation parametrit eroavat prototyypiajon parametreista jännitettä vaimentavan RCD-suojan kondensaattorin kapasitanssin osalta siten, että simuloinneissa käytettiin 1600 pF kondensaattoria ja prototyypiajossa käytettiin 2300 pF kondensaattoria. Tästä aiheutuu pientä poikkeamaa ainakin jännitettä vaimentavan RCD-suojan vastuksen tehonkulutukseen. Koska jännitepiikki pienenee pääasiassa jännitettä leikkaavan RCD-suojan johdosta, ei jännitettä vaimentavan RCD-suojan kondensaattorin kapasitanssilla ole tässä kohdalla suurta merkitystä jännitepiikin suuruuteen. Simuloimalla saatujen jännitepiikkien suuruudet olivat ”stack-jännite 1”-llä 747 V, ”stack-jännite 2”-lla 927 V ja ”stack-jännite 4”-lla 1146 V. Vertailun tuloksena voidaan sanoa, että simulointitulokset vastaavat paremmin prototyypiajon leikkautumisjännitteitä kuin jännitepiikkejä. Havaintona voidaan myös mainita, että ”stack-jännitteellä 4” saatu simuloitutulos on suurempi kuin ”stack-jännitteellä 3” saatu mittaustulos. Tämä selittyy luonnollisesti sillä, että ”stack-jännite 4” on korkeampi jännite kuin ”stack-jännite 3”. Vertailtaessa prototyypiajon leikkautumisjännitteitä simuloitujen arvojen kanssa voidaan niiden todeta vastaavan hyvin toisiaan. Selvää on myös se, että simulointimalliin tulisi mallintaa myös jännitettä leikkaavan RCD-suojan diodin syttymiskäyttäytyminen.

Tarkastellaan seuraavaksi prototyypiajon tehonkulutuksia käytettävän jännitettä vaimentavan ja leikkaavan RCD-kytkentäsuojapiirin yhteydessä. Mainittakoon, että tasasuuntaajan diodien tehonkulutuksen mittaaminen olisi myös ollut kiinnostavaa, mutta se olisi vaatinut käytettävän tasasuuntaajan piirilevyn rakenteen muuttamista siten, että tarvittavat mittaukset olisi voitu siihen yhdistää. Nämä muutostyöt eivät kuitenkaan olleet aikataulusyistä mahdollisia ja niistä jouduttiin siitä syystä luopumaan. Prototyypiajoista pystyttiin kuitenkin määrittämään jännitettä vaimentavan ja leikkaavan kytken-

täsuojapiirin vastusten tehonkulutuksia eri stack-jännitteillä. Käytettäessä ”stack-jännitettä 1”, saatiin vaimentavan RCD-suojan vastuksen tehonkulutukseksi 16,77 W ja leikkaavan RCD-suojan vastuksen tehonkulutukseksi 6 W. ”Stack-jännitteellä 2” vaimentavan vastuksen tehonkulutus oli 27,93 W ja leikkaavan vastuksen tehonkulutus 33 W. Käytettäessä ”stack-jännitettä 3”, vaimentavan vastuksen tehonkulutus oli 33,57 W ja leikkaavan vastuksen 58 W. Vastaavat simulointiajon tehonkulutukset olivat ”stack-jännite 1”-illä 15 W (vaimentava) ja 5 W (leikkaava), ”stack-jännite 2”-illa 23,6 W (vaimentava) ja 30 W (leikkaava) sekä ”stack-jännite 4”-illa, 36 W (vaimentava) ja 91 W (leikkaava). Tehohäviöiden osalta simulointimalli näyttäisi vastaavan varsin hyvin oskilloskoopilla saatuja mittauksia.

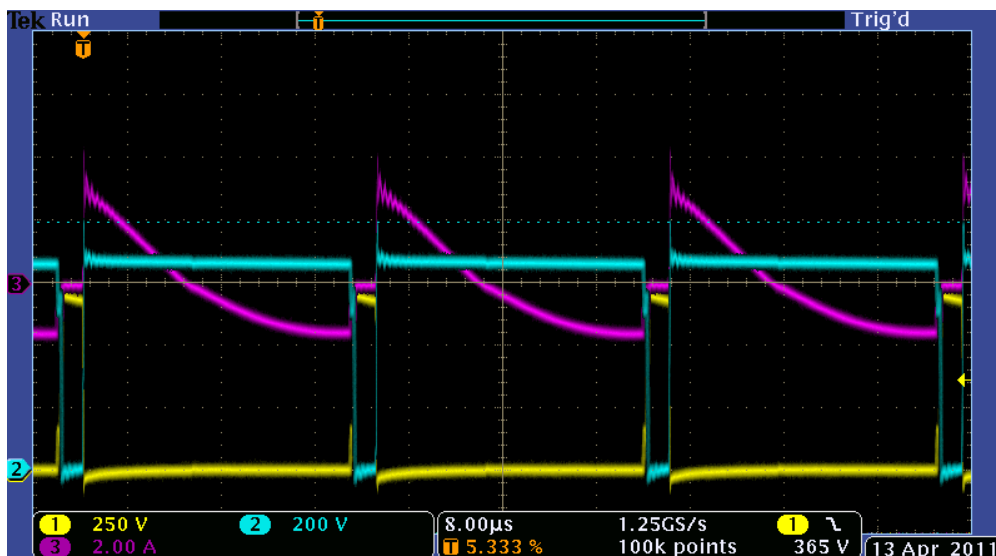
6.4 ActiveClamp

Viimeisenä prototyyppinä esitellään ActiveClamp, jossa simuloinneista poiketen MOS-FET on korvattu IGBT-puolijohteella. IGBT:nä on käytetty Infineonin IKA03N120H2-tyyppin IGBT-puolijohdetta, joka sisältää myös IGBT:n rinnalle tarvittavan diodin. IGBT:n jännitekestoisuus on 1200 V (Infineon 2006). IGBT:n lisäksi ActiveClamp-kytkentäsuojapiiri tarvitsee myös teholähteen ja sen ohjauspiirin sekä 10 μF kondensaattoripatterin. Kondensaattoripatteri koostui kahdesta 5 μF kondensaattorista. ActiveClampin käytännön toteutuksesta vastasi tämän työn ohjaaja. ActiveClampin prototyyppi on esitetty kuvassa 63. Kuvassa 64 puolestaan on esitetty IGBT:n kollektorin ja emitterin välinen jännite (1), tasasuuntaajan ulostulojännite (2) ja aktiivisuojan kondensaattorin virta (3). Kuvasta nähdään, että tasasuuntaajan ulostulojännitepiikki on hyvin lyhytkestoinen ja sen jälkeinen jännitevärähtely on hyvin vähäistä. Jännitepiikin suuruus on 790,7 V, kun käytössä on ”stack-jännite 1” ja 1027 V, kun käytössä on ”stack-jännite 2”. Tämä lyhytkestoinen jännitepiikki on jälleen seurausta aktiivisuojan diodin syyttämiskäyttäytymisestä. Simulointituloksissa kyseistä jännitepiikkiä ei ollut näkyvissä lainkaan, sillä simuloinneissa aktiivisuojan diodina käytettiin ideaalidiodia.



Kuva 63. ActiveClamp-kytkentäsuojapiirin prototyyppi, joka koostuu IGBT-puolijohdekytkimestä ja sen ohjauspiiristä sekä erillisestä 10 uF kondensaattoriparisto.

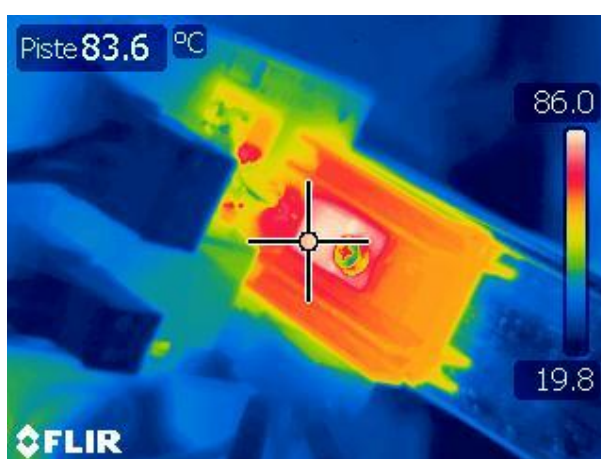
ActiveClampin yhteydessä yritettiin myös tarkastella ”stack-jännite 3” aikaisia tapahtumia, mutta IGBT:n ohjauspiirin tehollinen lähde ei kestänyt korkeasta jännitteestä aiheutuvaa yhteismuotoista jännitevaihtelua, vaan se sammui. Teholähteen sammuminen taas puolestaan aiheutti koko ActiveClampin täydellisen tuhoutumisen.



Kuva 64. IGBT:n jännite (1), tasasuuntaajan ulostulojännite (2) ja aktiivisuojan kondensaattorin virta (3), kun kokoallosiltamuuntimen suojaukseen käytetään ActiveClamp-kytkentäsuojapiiriä.

IGBT:n ja sen rinnalla olevan diodin häviötehoja pyrittiin arvioimaan oskilloskoopista saadun kuvaajan perusteella. Arvioinnin tuloksena IGBT:n keskimääräiseksi sammumishäviötehoksi saatiin 8,9 W ja diodin keskimääräiseksi syttymishäviötehoksi 3,8 W, joten yhteenlasketuksi häviöksi saadaan 12,7 W. Häviöitä lisäävät myös diodin ja IGBT:n johtavan tilan häviöt, joiden arvioimiseen käytettävän oskilloskoopin mittapäiden tarkkuus ei ollut riittävä. Vastaavan tilanteen simulointituloksena saadut häviöt olivat suuruudeltaan 4,61 W. Simulointituloksena saatu häviöteho ei ole kuitenkaan vertailukelpoinen oskilloskooppikuvasta arvioidun tuloksen kanssa, sillä ActiveClampin simuloinneissa käytetyt MOSFET ja diodi olivat kytkentähäviöiden osalta ideaalisia, joten ne eivät synnyttäneet lainkaan kytkentähäviöitä. Toisin sanoen simulointitulos sisältää pelkästään johtavan tilan häviöt.

Kuvassa 65 on esitetty lämpökamerakuva tilanteesta, jossa ActiveClampin prototyyppiä on ajettu muutaman minuutin ajan. Kuvasta nähdään, että käytetyn IGBT:n lämpötila kasvaa liian paljon. IGBT:n datalehden mukaan suurin puolijohdeliitoksen lämpötila on 150 °C ja koska kuvan 65 tapauksessa lämpökamera mittaa IGBT:n kotelon lämpötilaa voidaan liitoksen olettaa olevan mitattua arvoa lämpimämpi. ActiveClampin käyttö edellyttäisi huomattavasti tehokkaampaa jäähdytystä. Toisena vaihtoehtona olisi käyttää suurempikoteloista komponenttia, koska tällöin syntyvä lämpö jakautuisi suuremmalle pinta-alalle.

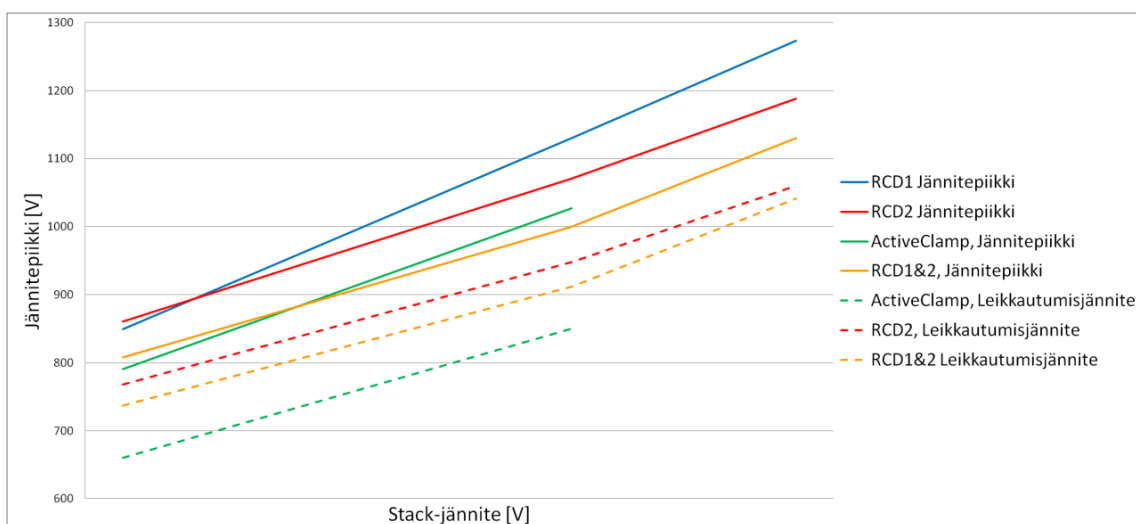


Kuva 65. Lämpökamerakuva ActiveClampin prototyyppiä ajosta, noin 5 minuutin ajan jälkeen.

6.5 Prototyypiajon yhteenveto

Kuvassa 66 on esitetty prototyypiajojen mittaustuloksina saadut jännitepiikkien ja leikkautumisjännitteiden tulokset. Kuvasta voidaan havaita, että leikkautumisjännitteiden osalta pienimmät jännitteet saadaan ActiveClampin yhteydessä. Toisaalta myös jännitettä leikkaavan kytkentäsuojapiirin (kuvassa RCD2) ja jännitettä vaimentavan ja leikkaavan kytkentäsuojapiirin (kuvassa RCD1&2) jännitteen leikkausominaisuudet ovat lähes yhtä hyviä. Korkeimmat jännitepiikit syntyvät jännitettä vaimentavan RCD-suojan käytön yhteydessä, mutta sen yhteydessä ei tarvita ylimääräistä suojan kondensaattorin esilatausta.

Prototyypiajon yhteydessä havaittiin myös, että simulointimalli tarvitsee tarkennusta etenkin diodin syttymisilmiöiden ja häviöiden osalta. Suuria toiminnallisia puutteita ei simulaatiomallissa kuitenkaan havaittu ja voidaankin todeta, että simulaatiomallia voidaan tarvittaessa käyttää apuna kokoaaltosiltamuuntimen kehityksessä. Voidaan myös todeta, että pienien tarkennuksien jälkeen simulaatiomalli saadaan varsin tarkasti vastaamaan tutkittavan prototyypilaitteiston ominaisuuksia.



Kuva 66. Prototyypiajojen jännitepiikkien suuruudet stack-jännitteen funktiona eri kytkentäsuojapiireillä.

7 POHDINTA JA JOHTOPÄÄTÖKSET

Tehtyjen mittausten avulla voidaan sanoa, että teoriaosuudessa esitetyt jänniterasitusten aiheuttajat, kuten muuntajan hajainduktanssin ja tasasuuntaajan diodien liitoskapasitanssin välinen resonanssi-ilmiö, ovat eräs merkittävin syy tutkittavan kokoaaltosiltamuuntimen tasasuuntaajan jänniterasitukseen. Simulointitulosten ja prototyyppiajojen perusteella voidaan myös sanoa, että eräänä ratkaisuna ongelmaan ovat energiaa absorboivat passiiviset kytkentäsuojapiirit. Yksinkertaisten passiivisikytkentäsuojapiirien valintaa puoltaa niiden helppo sisällyttäminen olemassa olevaan kokoaaltosiltamuuntimeen. Myös vähäinen komponenttien määrä ja niiden hinta puoltavat passiivisten kytkentäsuojapiirien käyttöä.

Kappaleessa 4.1 jännitettä vaimentavan RCD-kytkentäsuojapiirin todettiin toimivan hyvin muuttuvassa ympäristössä. Tämä on nähtävissä myös eri stack-jännitteillä tehdyissä simuloinneissa ja käytännön mittauksissa. Tuloksista voidaan myös nähdä, että teoriaosiossa mainittu absorboidun energian kulutus vastuksessa toteutuu. Jännitettä leikkaavan RCD-kytkentäsuojapiirin simuloinnit ja prototyyppiajojen mittaustulokset osoittavat, että kyseisen kytkentäsuojapiirin toiminnallisuus vastaa hyvin kappaleessa 4.2 esitettyä teoriaa. Poikkeuksena voidaan sanoa, että kirjallisuudesta ei löytynyt mainintaa kondensaattorin esilatauksen tarpeesta tai diodin syttymisen aikaisesta lyhytkestoisesta alkujännitepiikistä. Alkujännitepiikki havaittiin oskilloskooppimittausten aikana. Jännitettä leikkaavan ja vaimentavan kytkentäsuojapiirin osalta lähdemateriaalia ei työn aikana löytynyt, mutta kyseisen kytkentäsuojapiirin osalta voi soveltaa jännitettä vaimentavan kytkentäsuojapiirin ja jännitettä leikkaavan kytkentäsuojapiirin teorioita. Näin ollen verrattaessa jännitettä vaimentavan ja leikkaavan RCD-suojan tuloksia esimerkiksi jännitettä leikkaavan RCD-suojan tuloksiin voidaan etenkin jännitevärähtelyn sanoa vähentyneen. Kirjallisuuskatsauksen aikana jännitettä vaimentavan ja leikkaavan RCD-suojan oletettiin vaimentavan jännitevärähtelyä, mikä on havaittavissa myös simulointi- ja mittaustuloksissa. Tehonkulutuksen osalta tulos hieman yllätti, sillä tehonkulutus ei kasvanut niin paljon kuin kahden aikaisemman RCD-suojan tuloksien pohjalta olisi voinut odottaa. Tähän luonnollisena syynä on kuitenkin se, että jännitettä vaimentavan ja leikkaavan RCD-suojan jännitettä leikkaava osa pienentää suurimman osan

jännitepiikistä, jolloin jännitettä vaimentavan osan päätehtävänä on vain pienitehoisen jännitevärähtelyn pienentäminen.

ActiveClamp-kytkentäsuojapiirin simulointi ja mittaustuloksista voidaan todeta, että jännitepiikit ovat heikentyneet merkittävästi, aivan kuten kappaleessa 4.4 mainittiin. Teoriaosiossa myös kerrottiin, että johtavan tilan häviöt olisivat pienemmät kuin jännitettä leikkaavan RCD-suojan. Myös tämä on nähtävissä simulointituloksista. Teoriaosiossa ei kuitenkaan otettu kantaa aktiivisuojan puolijohdekytkimen kytkentähäviöihin, jotka ovat oskilloskooppimittauksista päätellen myös häviötehonlähde ActiveClamp-kytkentäsuojapiirin yhteydessä. Tähän voi olla syynä se, että löytyneiden artikkeleiden kytkentäsuojapiirit olivat mitoitettuja pienemmille teholuokille kuin tässä työssä simuloitu ja prototyyppitestattu ActiveClamp. Vaikka saadut tulokset tiettävästi sisältävät joitain puutteita, voidaan niiden perusteella kuitenkin sanoa, että aktiivisten kytkentäsuojapiirien stack-jännitteestä riippuva häviötehon vaihtelu on passiivisia kytkentäsuojapiirejä pienempää. Tuloksien perusteella voidaan myös sanoa, että jännitepiikkien suuruudet ja kestot olivat pienempiä kuin passiivisten kytkentäsuojapiirien. Toisaalta ActiveClamp-kytkentäsuojapiirin monimutkaista piirirakennetta pidettiin teoriaosuudessa mahdollisesti luotettavuutta heikentävänä. Mittausten aikana havaitut teholähteen sammumiset antavat tästä myös jonkinlaista viitettä.

Tulosten perusteella voidaan sanoa, että teoriaosuudessa valitut kytkentäsuojapiirit soveltuvat kyseisen kiinteäoksidipolttokennolaitoksen kokoallosiltamuuntimen tasasuuntaajan yhteyteen. Jokaisessa kytkentäsuojapiirissä on omat vahvuudet ja heikkoudet, minkä vuoksi pelkästään mittaustuloksia katsomalla ei kytkentäsuojapiirejä voi paremmuusjärjestykseen laittaa. Aiemmin esitettyjen kytkentäsuojapiirikohtaisten syiden lisäksi kytkentäsuojapiirin valintaan vaikuttaa polttokennojärjestelmäkokonaisuus, tuotettavuus, komponenttien saatavuus ja hinta. Toisin sanoen kytkentäsuojan valintaan vaikuttaa kytkentäsuojapiirin ominaisuuksien lisäksi myös muu järjestelmäkokonaisuus.

Eräänä työn tuloksena voidaan pitää myös käytettyä simulaatiomallia. Vaikka simulointitulokset joltain osin poikkesivat mitatuista arvoista, voidaan kuitenkin sanoa sen vastanneen hyvin todellista järjestelmää varsinkin jännitteen ja virran käyrämuotojen osal-

ta. Tässä työssä esiin tulleiden puutteiden korjaamisen jälkeen simulaatiomallia voidaan tarvittaessa hyödyntää kokoaaltosiltamuuntimen jatkokehityksessä.

Jatkotutkimuskohteina olisi mielekästä selvittää tämän työn ulkopuolelle jääneen ActiveBuck-kytkentäsuojapiirin soveltuvuus kokoaaltosiltamuuntimen tasasuuntaajan yhteyteen vastaavalla prototyypitellä. Simuloinneissa käytetyn puolijohdekytkimen ohjausperiaatteen avulla ActiveBuck-kytkentäsuojapiirin toiminnallisuutta voitiin mallintaa, mutta käytännön sovellusta varten kyseinen ohjaustapa ei olisi mahdollinen. Etenkin puolijohdekytkimen ohjauksena toimiva yksi jänniteraja tulisi korvata kahdella erillisellä jänniterajalla. Tämä estäisi ohjauksen mahdollisen värähtelyn jänniterajan läheisyydessä.

Eräänä jatkotutkimuskohteena voisi myös selvittää tämän työn ulkopuolelle jääneiden, osaksi tai kokonaan ensiöpuolelle kytkeytyvien kytkentäsuojapiirien vaikutukset jänniterasitukseen ja kokonaistehohäviöihin. Kyseisien kytkentäsuojapiirien joukosta saattaa löytyä käyttökelpoisia kytkentäsuojapiiriratkaisuja tutkittavan kokoaaltosiltamuuntimen käyttöön.

Osassa läpikäydyistä artikkeleista kerrottiin myös kokoaaltosiltamuuntimen ohjaustapojen ja erilaisten topologioiden vaikutuksista jänniterasitusten ja kokonaistehohäviöiden suuruuteen. Tämän vuoksi olisi mielenkiintoista tutkia, kuinka artikkeleissa ehdotetut ohjaustavat soveltuisivat olemassa olevaan polttokennoympäristöön. Todennäköisesti tämä kuitenkin vaatisi olemassa olevan kokoaaltosiltamuuntimen korvaamista kokonaan uuden tyyppisellä kokoaaltosiltamuuntimella.

8 YHTEENVETO

Diplomityön aiheen taustalla oli tilaajan polttokennojärjestelmän yhteydessä toimivan ja kuvassa 6 esitetyn kokoaaltosiltamuuntimen tasasuuntaajan ylijänniterasitusongelmat. Tasasuuntaajan diodien yli vaikuttavat jännitepiikit voivat pahimmassa tapauksessa nousta yli kaksinkertaisiksi jatkuvan tilan arvoon nähden estäen näin esimerkiksi energiatehokkaampien, mutta pienemmän jännitekestoisuuden piikarbidiodien käytön.

Lähtökohtaisesti tiedettiin, että ylijännitepiikkejä voidaan ehkäistä erilaisten kytkentäsuojapiirien avulla, mutta niiden soveltuvuudesta kyseiseen polttokennoympäristöön oli vain vähän tietoa. Tämän diplomityön tarkoituksena oli selvittää erilaisten kytkentäsuojapiirien soveltuvuutta kyseisessä polttokennojärjestelmässä toimivan kokoaaltosiltamuuntimen tasasuuntaajan yhteyteen. Kartoituksessa kytkentäsuojapiirin soveltuvuutta pyrittiin pääasiassa arvioimaan jännitepiikkien suuruuden ja kytkentäsuojapiirin synnyttämän häviötehon määrän avulla. Kytkentäsuojapiirin valinnassa pyrittiin huomioimaan myös se, kuinka hyvin kytkentäsuojapiirin voi sisällyttää jo olemassa olevaan järjestelmään. Myös kytkentäsuojapiirin massatuotettavuus ja komponenttien saatavuus pyrittiin karkeasti arvioimaan kytkentäsuojapiirin valinnan yhteydessä.

Työn toisessa luvussa selvitettiin polttokennojen ja polttokennojärjestelmän rakennetta ja teoriaa. Kolmannessa luvussa selvitettiin kokoaaltosiltamuuntimen rakennetta ja toimintaa sekä myös syitä ylijänniterasitusten syntyyn. Osuus sisälsi myös kytkentäsuojapiirien teoriaa. Neljännessä luvussa arvioitiin erilaisten kytkentäsuojapiirien soveltuvuutta tutkittavan kokoaaltosiltamuuntimen tasasuuntaajan yhteyteen. Kytkentäsuojapiirin soveltuvuutta pyrittiin arvioimaan aihetta käsittelevässä artikkelissa esiteltyjen tulosten pohjalta. Tässä yhteydessä mm. ERS-tyyppiset kytkentäsuojapiirit, kyllästyvät kuristimet sekä kokoaaltosuuntaajan ensiöpuolelle vaikuttavat kytkentäsuojapiirit jätettiin suunnitellun simuloinnin ulkopuolelle. Syynä ERS-tyyppisten kytkentäsuojapiirien soveltumattomuuteen oli niiden huono jänniterasitusten ehkäisykyky. Kyllästyvien kuristimien osalta soveltumattomuuden syynä oli niiden heikko saatavuus ja suuri herkkyys lämpötilavaihteluille. Kokoaaltosiltamuuntimen ensiöpuolelle vaikuttavat kytken-

täsuojapiirit sivutettiin, koska niiden käyttö olisi vaatinut liian suuria muutoksia olemassa olevan kokoallosiltamuuntimen yhteyteen.

Viidennessä luvussa kerrottiin simulointimallin rakentamisesta ja tulosten käsittelystä Microsoft Excel-taulukkolaskentaohjelmistossa. Luvussa myös esiteltiin valittujen kytkentäsuojapiirien simuloinnit ja niiden tulokset. Simulointien lopputuloksena voidaan todeta, että jokainen valituista kytkentäsuojapiireistä soveltuu suojattavan kyseisen kokoallosiltamuuntimen tasasuuntaajan diodien suojaukseen. Kytkentäsuojapiirien välillä on kuitenkin eroja. Jännitepiikkien osalta pienimmät arvot saatiin ActiveBuck- ja ActiveClamp-kytkentäsuojapiirejä käytettäessä. Suurimmat jännitepiikit syntyivät jännitettä vaimentavan RCD-suojan yhteydessä. Tehohäviöiden osalta pienimmät häviöt saatiin ActiveClamp- ja ActiveBuck-kytkentäsuojapiirien yhteydessä. Häviötehot myös kasvoivat stack-jännitteen suhteen vähiten. Suurimmat tehohäviöt syntyivät jännitettä vaimentavan ja leikkaavan RCD-suojan yhteydessä. Simulointitulosten yhteydessä arvioitiin myös kytkentäsuojapiirien prototyyppiajojen yhteydessä huomioitavia haasteita. Aktiiviset ActiveClamp- ja ActiveBuck-kytkentäsuojapiirit tarvitsevat toimiakseen puolijohdekytkimen ohjauspiirejä, jotka monimutkaistavat piirien toteutusta verrattuna passiivisiin RCD-kytkentäsuojapiireihin. Kaikki kytkentäsuojapiirit, pois lukien jännitettä vaimentava kytkentäsuojapiiri, tarvitsevat myös kytkentäsuojapiirin kondensaattorin esilatauksen, mikä on huomioitava kokoallosiltamuuntimen käynnistyksen yhteydessä.

Kuudennessa luvussa esiteltiin kytkentäsuojapiireillä tehtyjen prototyyppiajojen tuloksia. Simuloiduista kytkentäsuojapiireistä ainoastaan ActiveBuck jouduttiin ajan säästämiseksi jättämään prototyyppiajojen ulkopuolelle. Saadut mittaustulokset vastasivat varsin hyvin aikaisemmin saatuja simulointituloksia. Eräänä havaittavana erona mittaustulosten ja simulointitulosten välillä oli suojien sisältämien diodien syttymishetken pienikestoinen jännitepiikki, joka usein ylitti simulointituloksena saadun arvon. Tähän on syynä oskillooskoopista aiheutuvat mittavirheen lisäksi myös se, että simulointimalleissa käytettyjen suojien diodit olivat ideaalisia. Näin ollen diodin syttymisjännitepiikkiä ei simuloinneissa mallinnettu. Toisin sanoen simuloinneissa tehdyt jännitepiikkien suuruudet vastasivat hyvin mittaustuloksina saatuja leikkautumisjännitteitä. Diodin syttymisestä aiheutuvat jännitepiikit havaittiin kuitenkin hyvin lyhytkestoisiksi, mikä pienen-

tää niiden aiheuttamaa haittaa. Mittaustuloksien avulla arvioidut tehohäviöt osoittautuivat hieman suuremmiksi kuin vastaavien komponenttien simuloinneissa saadut häviötehot. Tähän syynä ovat muun muassa simuloinneissa käytettyjen diodimallien liian pienet kytkentähäviöt. Simulointi- ja mittaustulosten välisiä eroja selittää osaltaan myös se, että simulointimalli ei sisällä kaikkia mahdollisia prototyypilaitteiston sisältämiä hajareaktansseja. Näitä ovat esimerkiksi piirilevyn rakenteesta ja käytetyistä johtoreiteistä aiheutuvat hajareaktanssit. Mitattujen jännitepiikkien osalta matalimmat jännitepiikit saatiin ActiveClamp-kytkentäsuojapiirin ja jännitettä vaimentavan ja leikkaavan RCD-suojan yhteydessä. Korkeimmat jännitepiikit esiintyivät jännitettä vaimentavan RCD-suojan yhteydessä.

Työn tavoitteena oli etsiä kirjallisuuskatsauksen avulla erilaisia kytkentäsuojapiirejä, joita voitaisiin soveltaa olemassa olevan kokoaaltosiltamuuntimen tasasuuntaajan ylijänniterasitusten ehkäisyyn. Eräänä tavoitteena oli pystyä pienentämään jänniterasituk- sia niin paljon, että eräiden haluttujen piikarbididiodien käyttö olisi jänniterasitusten puolesta mahdollista. Valitut piirit pystyttiin myös tavoitteiden mukaisesti testaamaan simulointimallin ja prototyypiajojen avulla. Simulointi- ja mittaustulosten avulla saatiin tietoa kytkentäsuojapiirien vaikutuksista tasasuuntaajan jänniterasitukseen ja syntyviin tehohäviöihin. Simulointi- ja prototyypiajojen yhteydessä havaittiin myös kytkentäsuojapiirin toiminnallisuuteen ja soveltavuuteen liittyviä haasteita. Eräiden kytkentäsuojapiirien yhteydessä jänniterasitukset pienenevät haluttujen piikarbididiodien kes- tämälle tasolle. Työn tuloksena saatiin myös simulointimalli, jota voidaan tarvittaessa hyödyntää kokoaaltosiltamuuntimen jatkokehityksessä.

LÄHDELUETTELO

- Aura, L & A Tonteri (1986), *Sähkämiehen käsikirja 2*. Porvoo: WSOY. 373 s. ISBN 951-0-13479-1.
- Baines, G. (2005), *Single-Phase Transformers, Machines, Drives and Power Electronics (EE2020)*. Luentomoniste [verkkodokumentti]. Manchester. The University of Manchester [siteerattu 17.5.2011]. Saatavana World Wide Webistä: <URL:<http://www.scribd.com/doc/48617650/single-phase-transformer>>.
- Barbir, F. (2005). *PEM Fuel Cells: Theory and Practice*. San Diego, California: Elsevier Academic Press. 456 s. ISBN 0-12-078142-5.
- Cha, H., L. Chen, F. Z. Peng & Q. Tang (2007), An Improved Energy Recovery Clamp Circuit for PWM Converters with a Wide Range of Input Voltage. *ICPE '07. 7th International Conference on Power Electronics, 2007*. 22–26 October 2007. 1092 – 1097.
- EG&G Technical Services (2004). *Fuel Cell Handbook*, Seventh Edition. Morgantown, West Virginia. 427 s.
- Eun-Soo, K. & K. Yoon-Ho (2002). A ZVZCS PWM FB DC/DC converter using a modified energy-recovery snubber. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Oct 2002. 49: 5. 1120–1127 s.
- Fang L. & Y. Hong (2010). *Power Electronics, Advanced Conversion Technologies*. First Edition. Boca Raton, Florida: CRC Press. 722 s. ISBN 978-1-4200-9429-9.
- Göös, J. (2005). *Kiinteäoksidipolttokennon mittausaseman rakentaminen ja automatisointi*. Diplomityö. Teknillinen korkeakoulu. Automaatio- ja systeemitekniikan osasto. 65 s.
- Honkanen, H. (2010). *Tehoelektroniikka*. Luentomoniste [verkkodokumentti]. Kajaani:

Kajaanin Ammattikorkeakoulu [siteerattu 18.11.2010]. Saatavana World Wide Webistä: <URL:http://gallia.kajak.fi/opmateriaalit/yleinen/honhar/ma/ELE_Teho_elektroniikka_1.pdf>.

Infineon (2006). *HighSpeed 2-Technology with soft, fast recovery anti-parallel EmCon HE diode* [verkkodokumentti]. Infineon Technologies AG. [siteerattu 20.5.2011]. Saatavana World Wide Webistä: <URL:http://www.infineon.com/dgdl/IKA03N120H2_Rev2_2G.pdf?foldrId=db3a304412b407950112b408e8c90004&fileId=db3a304412b407950112b428518b3dcb>.

Krein, P. T. (1998). *Elements of power electronics*. First edition. New York: Oxford University press. 766 s. ISBN 0-19-511701-8.

Kyyrä, J. (1997). *Opetusmoniste S-97, Hakkuritehonlähteet*. Helsinki: Otatieto. 167 s.

Laitinen, M (2010). Keskustelu Senior Expert of Power Electronics diplomi-insinööri Marko Laitisen kanssa 19.10.2010.

Laitinen, M (2011). Keskustelu Senior Expert of Power Electronics diplomi-insinööri Marko Laitisen kanssa 26.1.2011.

Larminie, J. & A., Dicks (2003). *Fuel Cell Systems Explained*, Second Edition. England, West Sussex, Chichester: John Wiley & Sons Ltd. 428 s. ISBN 978-0-470-84857-9.

Lin, S.-Y. & C.-L. Chen (1998). Analysis and Design for RCD Clamped Snubber Used in Output Rectifier of Phase-Shift Full-Bridge ZVS Converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. April 1998. 45: 2. 358–359.

Liu, R. (1999). Comparative Study of Snubber Circuits for DC-DC Converters Utilized in High Power Off-line Power Supply Applications. *Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999*. 14-18 Mars 1999, 2, 821–

826.

Mohan, N., T. M. Undeland & W. P. Robbins (2003). *Power Electronics: Converter, applications and design*. Third Edition. New Jersey, Hoboken: John Wiley & Sons. 802 s. ISBN 0-417-42908-2.

Mustonen, P (2009). *Tasajännitetason nosto polttokennosovelluksessa* [Diplomityö]. Lappeenrannan teknillinen yliopisto. Teknillinen tiedekunta. 57 s.

Niiranen, J (2007). *Tehoelektroniikan komponentit*. Helsinki: Otatiето. 234 s. ISBN 978-951-672-317-7.

Noponen, M (2004). *Current Distribution measurements and modelling of mass transfer in polymer electrolyte fuel cells*. Teknillinen korkeakoulu. Teknisen fysiikan ja matematiikan laitos. Väitöskirja.

Ramakumar, R (2001). Fuel Cells – An Introduction. *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting 2001*. 1. 702–709 s.

Sabaté, J.A., V. Vlatkovic, R.B. Ridley & F.C. Lee (1991). High-voltage, high-power, ZVS, full-bridge PWM converter employing an active snubber. *Sixth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1991*. 10-15 Mar 1991. 158–163 s.

Severns, R (1999). *Design of snubbers for Power Circuits* [verkkodokumentti]. Cornell Dubilier Electronics. Technical Papers [siteerattu 3.3.2011]. Saatavana World Wide Webistä: <URL: <http://www.cde.com/tech/design.pdf>>.

Silvonen, K (2009). *Elektroniikka ja puolijohdekomponentit*. Helsinki: Otatiето. 501 s. ISBN 978-951-672-361-0.

Srinivasan, S (2006), *Fuel cells, From Fundamentals to Applications*, New York:

Springer Science + Business Media, Inc, 691 s. ISBN 978-0387-25116-5.

Teräsvirta, A (2010), *Voimalaitosmittakaavan polttokennojärjestelmien teknistaloudellinen vertailu*. [verkkodokumentti]. Prizztech Oy [siteerattu 10.11.2010]. Saatavana World Wide Webistä: <URL:<http://www.prizz.fi/linkkitiedosto.aspx?taso=3&id=1060&sid=964>>.

Todd, P (1993). *Snubber Circuits: Theory, Design and application*. [verkkodokumentti]. Texas, Dallas: Texas Instruments [siteerattu 10.1.2011]. Saatavana World Wide Webistä: <URL:<http://focus.tij.co.jp/jp/lit/an/slup100/slup100.pdf>>.

Vuorela, T (2006), *ELE-1020 5. luento*. Luentomoniste [verkkodokumentti]. Tampere: Tampereen teknillinen yliopisto. Elektroniikan laitos [siteerattu 25.5.2011]. Saatavana World Wide Webistä: <URL:www.ele.tut.fi/teaching/ele-1020/luennot06/ELE1020luento5_netti.pdf>.