

TIIVISTELMÄ

Lappeenrannan teknillinen yliopisto
Teknillinen tiedekunta
LUT Energia
Sähkötekniikan koulutusohjelma

Jani Takala

Tasasähköjako- ja jakeluverkon asiakaspäätelaitteen galvaanisen erotuksen toteuttaminen

Diplomityö

2012

96 sivua, 56 kuvaa, 6 taulukkoa ja 4 liitettä

Tarkastajat: Professori Juha Pyrhönen
Professori Pertti Silventoinen

Hakusanat: verkkovaihtosuuntaaja, galvaaninen erotus, resonanssikonvertteri
Keywords: mains inverter, galvanic isolation, resonance converter.

Tässä työssä tutkitaan LLC resonanssiin soveltuvuutta galvaanisen erotuksen toteuttamiseen tasasähköjako- ja jakeluverkon asiakaspäätelaitteissa. Tarkastellaan resonanssiin ominaisuuksia ja aikaisempia käyttökohteita. Tutkitaan piirin soveltuvuutta vaihtosähkö sovellukseen ja esitellään piirin toimintaa, häviöitä ja ohjausta. Esitellään pulssin leveys moduloitu (PWM) ja pulssin tiheys moduloitu (PDM) invertteri sovellukset ja näiden toimintaa. Esitetään vielä parannusehdotuksia ja kytkentäkuvio kytkennän ominaisuuksien ja hyötysuhteen parantamiseksi.

Tutkimuksessa selvisi, että suora PDM topologia ei sovellu tähän käyttötarkoitukseen suuren suodin induktanssin vuoksi. PWM invertteri topologia jännitteen tasasuuntauksella taas sopii sovellukseen ja tällä rakenteella on mahdollista tehdä galvaaninen erotus hyvinkin hyvällä hyötysuhteella. Pehmeän kytkennän aiheuttamien häviöiden tarkka määrittely simuloimalla on parhaimmillaankin vain suuntaa-antava, mutta tulokset olivat mielestäni oikein positiivisia. LLC resonanssiin toimintaa tutkittiin vain resonanssitaajuudella kytkettäessä, jolloin sen jännitevahvistusominaisuuksien hyödyntäminen jää tarkastelun ulkopuolelle.

ABSTRACT

Lappeenranta University of Technology
Faculty of Technology
LUT Energy
Master's Degree Programme in Electrical Engineering

Jani Takala

Galvanic isolation in customer-end DC to AC inverter for the LVDC distribution network

Master's thesis

2012

96 pages, 56 figures, 6 tables and 4 appendices

Examiners: Professor Juha Pyrhönen
Professor Pertti Silventoinen

Keywords: mains inverter, galvanic isolation, resonance converter.

This Master's thesis focuses on the galvanic isolation in a single phase customer-end inverter system for the DC distribution network. LLC resonance inverter system applicability, control, efficiency and faulty control are discussed.

Inverter presented is designed to convert power of 1 to 10 kVA from 750 VDC to mains voltage 230 V ~ 50 Hz. Two different topologies are presented: Pulse Width Modulated (PWM) system and Pulse Density Modulated (PDM) system. LLC resonance circuit is operated at resonance frequency and its voltage gain control is not discussed in detail in this thesis.

ALKUSANAT

Tämä diplomityö on jatkoa ”**Tasasähköjakuverkon vaihtosuuntaaja galvaanisella erotuksella**” kandidaatintyöhön, joka toteutettiin Lappeenrannan teknillisen yliopiston LUT energia laitoksessa liittyen vuosina 2006–2009 käynnissä olleeseen kaksiosaiseen TEKES-vetoiseen hankkeeseen ”Tehoelektroniikka sähkönjakelussa”. Vuodesta 2010 lähtien LVDC järjestelmän tutkimus on ollut osa Cleen Oy:n koordinoimaa SHOK-tutkimusohjelmaa ”Smart Grid and Energy Markets”. Haluaisin kiittää työn ohjaajaa ja tarkastajaa professori Juha Pyrhöstä mielenkiintoisesta aiheesta sekä kärsivällisyydestä työn ohjauksessa. Lisäksi haluaisin sanoa kiitokset Tero Kaipialle sekä työn parissa työskennelleille opiskelu- ja työtovereille.

Lisäksi erityinen kiitos perheelleni opintojeni aikana saamastani tuesta.

Lappeenrannassa 23.08.2012

Jani Takala

SISÄLLYSLUETTELO

KÄYTETYT MERKINNÄT

ALAINDEKSIT

LYHENTEET

1	JOHDANTO	13
1.1	Tasasähköverkko ja päätelaite	15
1.2	Resonanssipiirit	16
1.2.1	<i>Sarjaresonanssipiiri</i>	<i>17</i>
1.2.2	<i>Rinnakkaisresonanssipiiri</i>	<i>19</i>
1.2.3	<i>LLC resonanssipiiri.....</i>	<i>21</i>
1.3	DC/DC-muunnin	23
2	RESONANSSIKONVERTTERI	24
2.1	Rakenne.....	24
2.1.1	<i>Ensiökytkimet.....</i>	<i>24</i>
2.1.2	<i>Resonanssipiiri</i>	<i>25</i>
2.1.3	<i>Muuntaja</i>	<i>26</i>
2.1.4	<i>Tasasuuntaus</i>	<i>27</i>
3	LLC RESONANSSIKONVERTTERI.....	29
3.1	Kytkenä ja konvertterin ominaisuudet.....	29
3.2	Toiminta-alueet	35
3.3	Kytkenä/ZVS.....	36
3.3.1	<i>Kytkenä resonanssitaajuudella, raskas kuorma.....</i>	<i>38</i>
3.3.2	<i>Kytkenä resonanssitaajuudella, kevyt kuorma</i>	<i>42</i>

3.3.3	<i>KytKentä toiminta-alueella 2, ($f_{r2} < f_{sw} < f_{r1}$)</i>	45
3.3.4	<i>KytKentä toiminta-alueella 1, ($f_{r1} < f_{sw}$)</i>	47
3.3.5	<i>No-load (cutoff) toiminta</i>	49
3.4	Oikosulku ja ylikuorma	50
3.4.1	<i>Taajuuden muuttaminen</i>	52
3.4.2	<i>Ensiön suojadiodit</i>	53
3.5	Käynnistys	54
3.6	Häviöt	58
3.6.1	<i>KytKimet</i>	58
3.6.2	<i>Komponenttien toleranssit</i>	62
3.6.3	<i>KytKentäviive</i>	63
3.6.4	<i>Passiiviset komponentit</i>	64
3.6.5	<i>Toisiodiodit</i>	64
3.7	Suoja-aika (dead-time)	65
3.7.1	<i>L_m, vaihe-ero ja suoj-aika</i>	66
3.8	LLC piirin suunnittelu/parametrien valinta	67
3.8.1	<i>KytKimien valinta</i>	70
3.9	Johtopäätökset LLC konvertterista	72
4	LLC PWM INVERTTERI	74
4.1	KytKentä/piirikaavio	74
4.2	Toiminta/kytKentä	75
4.2.1	<i>Lähtövirran sinimuotoisuuden vaikutus ensiöön</i>	75
4.3	Ohjaus	77

4.3.1	Purskeohjaus	77
4.4	PWM järjestelmän häviöt ja hyötysuhde	82
4.5	Välipiirijännite	83
4.6	Johtopäätökset PWM invertteristä	83
5	LLC PDM INVERTTERI	85
5.1	Suodinkelan vaikutus.....	86
5.2	Johtopäätökset PDM invertteristä.....	91
6	YHTEENVETO	92
	LÄHDELUETTELO	93

LIITTEET

- LIITE I: KytKentä toiminta-alueella 2
- LIITE II: KytKentä toiminta-alueella 1
- LIITE III: Suodininduktanssin L_f vaikutus, PDM
- LIITE IV: Simulink piirikaavio

KÄYTETYT MERKINNÄT

C	kapasitanssi
f	taajuus
I, i	virta
L	induktanssi
M	modulointi-indeksi
n	muuntosuhde
P	pätöteho
Q, Q	laatuarvo, kytkin
R	resistanssi
r	resistanssi vaihtosuurelle
T	jaksonaika
t	aika
U, u	jännite
v	ohjaussignaali
X	reaktanssi
Z	impedanssi
ϕ	vaihekulma

ALAINDEKSIT

ac	vaihtosähkö
cr	resonanssikapasitanssi
crit	kriittinen (critical)
d	diodi
dc	tasasähkö
f	suodin, filter
haja	lois- tai haja(kapasitanssi)
in	tulon suure
m	magnetointi
N	viittaa ensiökytkimien väliseen virtojen solmukohtaan
n	normalisoitu, (induktanssi)suhde
o, out	lähdon suure
oes	viittaa IGBT:n lähtökapasitanssiin
p	ensiö, (primary)
r	resonanssi
rms	root-mean-square
s	toisio, (secondary)
zvs	nollajännitekytkentä

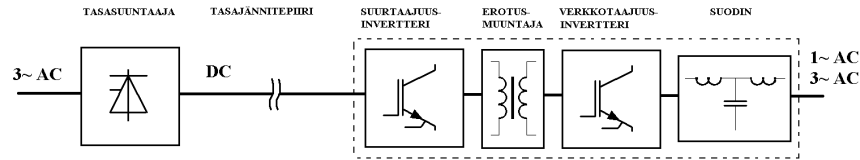
LYHENTEET

AHB	epäsymmetrinen puolisiltakytkentä
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
LLC	Resonanssipiiritopologia, joka muodostuu kahdesta induktanssista ja yhdestä kapasitanssista
LVDC	Low Voltage Direct Current
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
PDM	Pulse Density Modulation, pulssin tiheys modulaatio
PWM	Pulse-Width Modulation, pulssin leveys modulaatio
PRC	Rinnakkaisresonanssiipiiri
SRC	Sarjaresonanssiipiiri
THD	Total Harmonic Distortion, Kokonaisharmoninen säro
ZVS	Zero voltage switching, kytkentä nolajännitteellä
ZCS	Zero current switching, kytkentä nollavirralla

1 JOHDANTO

Tässä työssä esitetty tutkimus on tehty osana laajempaa pienjännitteisen tasasähköjako-
verkon (LVDC sähköjakeluverkko) tutkimus hanketta (Partanen et Al., 2008). Työssä
tutkittiin galvaanisen erotuksen toteuttamismahdollisuuksia tasasähköjako-
verkon asiakaspäätelaitteessa, jonka ominaisuudet määräytyvät sen käyttötarkoituksen ja käyttöympä-
ristön mukaan. Asiakaspäätelaitteen päätoiminto on vaihtosuunnata LVDC verkon tasajän-
nite asiakkaiden kulutuskojeille sopivaksi sinimuotoiseksi vaihtojännitteeksi. Tasasähkö-
jakeluverkon nimellinen verkkojännite on ± 750 VDC, joka ainakin toistaiseksi rajaa käy-
tettävät puolijohdekytkimet Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) kytkimiksi. IGBT
kytkimien ominaisuudet rajaavat käytettävän kytkentätaajuuden. LVDC verkon asiakas-
vaihtosuuntausta varten on aiemmin kehitetty yksivaiheinen invertteri, jossa ei ole gal-
vaanista erotusta. Tällaista invertteriä käytettäessä asiakkaan kiinteistösähköverkon suojaus
on toteutettava sangen monimutkaisesti ja maadoitustapa on muutettava nykyisestä tehollis-
esti maadoitetusta TN järjestelmästä maasta erotetuksi IT järjestelmäksi. (Salonen 2006),
(Nuutinen 2007), (Partanen et Al., 2007), (Partanen et Al., 2008), (Partanen et Al., 2010).
Galvaanisella erotuksella voidaan parantaa koko LVDC järjestelmän sähköturvallisuutta ja
yksinkertaistaa asiakaspäässä tarvittavan suojausjärjestelmän rakennetta. Lisäksi galvaani-
sen erotuksen odotetaan parantavan laitteen ominaisuuksia sähkömagneettisen yhteensopi-
vuuden näkökulmasta.

Tässä työssä tutkitaan LLC resonanssipiirin käyttömahdollisuuksia galvaanisen erotuksen
toteuttamisessa. Galvaanisesti erottavan vaihtosuuntaajan peruseriaate on esitetty alla ole-
vassa kuvassa (kuva 1.1).



Kuva 1.1 Galvaanisesti erottavalla asiakasvaihtosuuntauksella varustetun LVDC verkon periaatteellinen toteutus (Nuutinen, 2007).

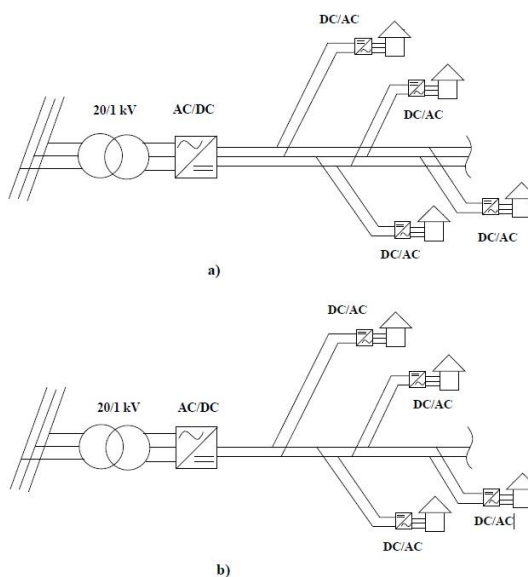
Galvaanisesti erottavan vaihtosuuntaajan suurtaajuusinvertteri on mahdollista toteuttaa perinteisellä H-sillalla. Tällaisessa toteutuksessa suurtaajuusinvertteriä seuraa erotusmuuntaja ja toisiojännitteen tasasuuntaus ja/tai vaihtosuuntaus 230 V~50Hz vaihtojännitteeksi. Käytettäessä kyseistä rakennetta suurtaajuusinvertterin kytkentätaajuus rajautuu IGBT kytkimillä hyvinkin alhaiseksi kytkentähäviöiden kasvaessa taajuuden funktiona. Käyttämällä suurtaajuusinvertterissä resonanssiipiiriä on tarkoitus tuottaa kytkimille pehmeän kytkennän olosuhteet, jolla pienennetään kytkentähäviöitä. Pienemmät kytkentähäviöt taas mahdollistavat korkeamman kytkentätaajuuden käytön.

Työssä tutkitaan kahta mahdollista galvaanisesti erottavan invertterin rakennevaihtoehtoa. Ensimmäisenä esitellään laite, joka galvaanisen erotuksen jälkeen tasasuuntaa jännitteen. Tästä tasasuunnatusta jännitteestä tehdään 230 V ~ 50 Hz lähtöjännite pulssin leveys moduloitulla (PWM) invertterillä. Tällainen invertteri on esitelty mm. työssä ”*Vaihtosuuntauksen ja suodatuksen toteuttaminen tasasähköjakaiverkossa*” (Nuutinen 2007), joten sen toiminnallisuuteen ei oteta tässä sen enempää kantaa. Tämä rajaa resonanssiipiirin vaikutuksen lähtöjännitteeseen ja lähtöjännitteen suodatuksen työn ulkopuolelle. Toisena mahdollisena laiterakenteena on suora pulssin tiheys modulaatioon (PDM) perustuva toteutus, jossa lähtöjännite syntetisoidaan suoraan galvaanisen erotuksen jälkeen, ilman jännitteen tasasuuntausta. Tutkimuksessa kävi kuitenkin ilmi, tämän ratkaisun olevan mahdotonta toteuttaa tätä sovellusympäristöä varten.

1.1 Tasasähköverkko ja päätelaite

Pienjännitteisessä tasasähkönjakelussa on mahdollista käyttää suurempaa jännitettä, kuin vaihtosähkönjakelussa, johtuen Euroopan Unionin pienjännitedirektiivissä (LVD 2006/95/EC) ja IEC standardoinnissa (IEC 61557-sarja) määritellyistä pienjännitejakelun jänniterajoista (Salonen, 2006), (Nuutinen, 2007). Tasajännitteellä siirtojohtojen jännitehäviöt ovat pienempiä johtuen suuremmasta jakelujännitteestä, tarpeettomuudesta siirtää verkossa asiakkaan kulutuskojeiden tarvitsemaa loistehoa sekä johdon induktanssin vaikuttamattomuudesta jännitteeseen jatkuvuustilassa. Lisäksi johtimen DC resistanssi on AC resistanssia pienempi virranahdon puuttuessa.

Tasasähkönjakeluverkko voidaan toteuttaa kahdella tavalla. Uni-polaarisessa tasasähköyhteydessä (kuva 1.2b) käytetään yhtä jännitetasoa ja bi-polaarisessa (kuva 1.2a) kahta (Nuutinen 2007).



Kuva 1.2 Tasasähkönjakeluverkon rakenne a) bi-polaarisella ja b) uni-polaarisella yhteydellä (Nuutinen 2007).

Molemmissa ratkaisuisissa muuntaja on suunniteltu siten, että sillä saadaan aikaiseksi mahdollisimman suuri pienjännitedirektiivin LVD 2006/95/EC mukainen nimellijännite, eli 1500 VDC, bipolaarijärjestelmässä ± 750 VDC. Muuntajan yhteydessä sijaitsevalla ta-

sasuuntaajalla vaihtosähkö tasasuunnataan ja syötetään varsinaiseen tasasähkönjakeluverkkoon.

Vaihtosuuntaajan tuottaman vaihtojännitteen laadun tulee vähintään vastata standardissa (SFS-EN 50160) esitettyjä vaatimuksia. Em. tutkimushankkeen aikana on laitteiston suunnittelukriteereiksi määritetty myös standardista poikkeavia, standardiraja-arvoja huomattavasti tiukempia reunaehtoja, jotka on esitetty tutkimusraportissa (Partanen et Al., 2010). Standardissa SFS-EN 50160 edellytetään jakelujännitteen laadulta pienjänniteverkossa (asiakkaan liittymispisteestä mitattuna) mm. seuraavia arvoja:

- Taajuus
 - $50 \text{ Hz} \pm 1 \%$ 99.5 % vuodesta
- Jakelujännitteen suuruus ja jännitetasojen vaihtelu
 - $230 \text{ V} \pm 10 \%$
- Harmoninen yliaaltojännite ja –virta
 - jännitteellä $\text{THD} < 8 \%$
 - virralla $\text{THD} < 5 \%$

Standardissa esitetty vaatimus jännitteen yliaalloilla käsittää harmoniset yliaallot järjestysluvulle 40 asti, joka vastaa 50 Hz:n jännitteellä taajuutta 2 kHz. Nyt suunnitellun invertterin kytkentäalue on 50 kHz, joten niitä ei tarvitse standardin mukaan ottaa huomioon (Nuutinen 2009). Galvaanisen erotuksen kytkentätaajuus on myös 2 – 5 kertaa korkeampi kuin vaihtosuuntauksen, jolloin galvaanisen erotuksen aiheuttamien harmonisten aaltojen vaikutus lähtöjännitteeseen on hyvin pieni.

1.2 Resonanssipiirit

Resonanssipiirejä on käytetty teollisuudessa jo useamman vuosikymmenen ajan mm. hitsauskoneiden inverttereissä. Viimeisen vuosikymmenen aikana käyttökohteet ovat lisääntyneet ja niitä voi löytää mm. LCD näyttöjen virtalähteistä. Tyypillisimmät resonanssipiirit

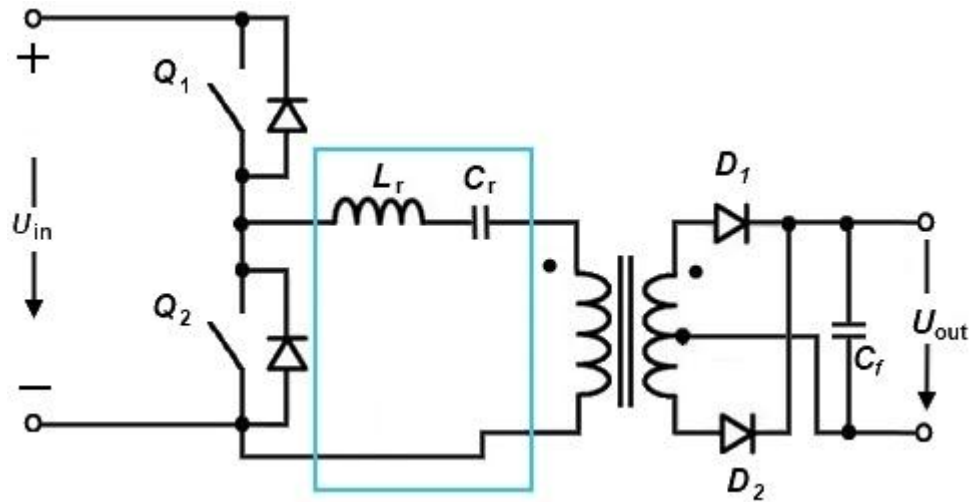
ovat LC piirit, jotka ovat rinnan- tai sarjakytkettyjä kuorman kanssa. Tällaisten kytkentöjen ominaisuudet ovat kuitenkin hyvin voimakkaasti kuormasta riippuvaisia ja ne eivät sovellu yleiskäyttöisiin muuttuvan kuorman sovelluksiin tai vaativat toimiakseen monimutkaisen säädön.

Korkea kytkentätaajuus, pieni koko ja pienet häviöt ovat nykypäivän tehonmuokkauksessa avainsanoja. Ns. ”kovassa kytkennässä” kytkimen on kyettävä katkaisemaan suuriakin virtoja sen ylitse olevan jännitteen ollessa suuri. Tämä johtaa suureen kytkimen rasitukseen, nopeaan jännitteen nousuun ajansuhteen (dU/dt), suuriin magneettisiin häiriöihin sekä korkeisiin häviöihin kytkentähetkillä. Kytkentätaajuuden noustessa näiden epäideaalisuuksien merkitys kasvaa huomattavasti. Pehmeällä kytkennällä on jo useiden vuosien ajan pienennetty näiden epäideaalisuuksien merkitystä ja mahdollistettu korkeamman kytkentätaajuuden käyttö.

Pehmeä kytkentä, eli kytkimen ohjaus jännitteen (ZVS) tai virran (ZCS) nollakohdissa. Kovaan kytkentään verrattuna se pienentää häviöitä, kytkimien rasitusta ja mahdollistaa korkeamman taajuuden käytön. Resonanssipiireillä muokataan jännitettä ja virtaa siten, että luodaan kytkimille pehmeän kytkennän olosuhteet. Tyypillisimmät käytetyt topologiat ovat sarjaresonanssi (SRC), rinnanresonanssi (PRC) sekä näiden yhdistelmä LLC. Näihin on lyhyt katsaus seuraavissa kappaleissa.

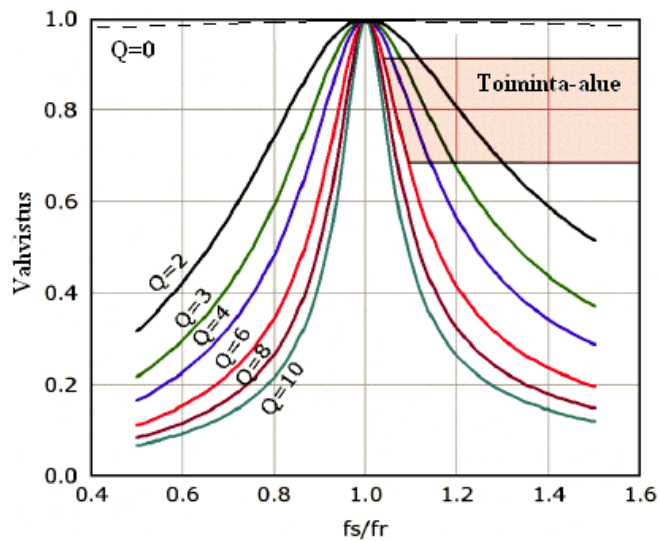
1.2.1 Sarjaresonanssipiiri

Sarjaresonanssipiirissä (SRC, Series Resonant Circuit) resonanssitankin muodostavat sarjakytketyt kapasitanssi ja induktanssi, joka on sarjakytkettynä myös kuorman kanssa (kuva 1.3).



Kuva 1.3 Sarjaresonansikytkentä.

SRC piirissä resonanssitankin muodostavat sarjainduktanssi L_r ja -kapasitanssi C_r . Kuorma ja resonanssitankki muodostavat jännitteenjaon, jolloin piirin jännitevahvistus on aina alle yhden. Tyypilliset jännitevahvistusominaisuudet SRC piirille on esitetty alla (kuva 1.4)



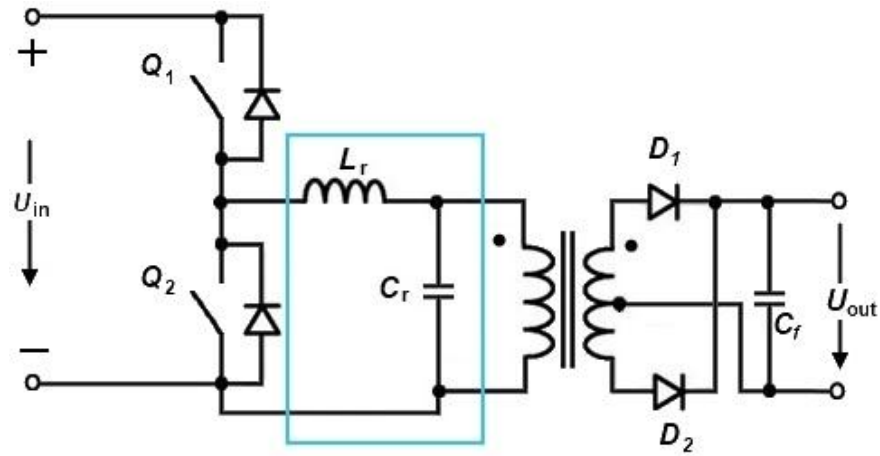
Kuva 1.4 SRC piirin tyypillinen vahvistuksen kuvaaja taajuuden ja kuormituksen funktiona. Kuvasta nähdään että, SRC piirin vahvistus on aina alle 1 ja maksimi vahvistus on resonanssitaajuudella (Bo 2004).

Resonanssipiirin häviöt ovat pienimmillään toimittaessa resonanssitaajuudella, jolloin SRC piirin vahvistus on alle yhden (kuva 1.4). Normaalikäyttöolosuhteissa olisi häviöiden kannalta edullista suunnitella piiri toimimaan resonanssitaajuudella, jolloin SRC piiri kykenee vain heikentämään jännitettä, eikä pysty säätämään sitä tulojännitteen tippuessa. SRC piirin ei myöskään kykene säätämään jännitettä kuorman ollessa hyvin pieni, tämä vastaa yllä esitetyn kuvan (kuva 1.4) tilannetta kun $Q = 0$, jolloin jännitevahvistus olisi vaakasuora viiva. SRC piirin hyvä ominaisuus on sen mahdollisuus oikosulkutilanteen hallintaan, jolloin taajuutta muuttamalla saadaan piirin vahvistus hyvin pieneksi (kuva 1.4 kun Q on suurempi kuin 10) (Steigerwald 1988).

SRC piirissä kytkentätaajuuden ollessa suurempi kuin resonanssitaajuus, luo se kytkimille ZVS olosuhteet ja toimitaan yllä olevan kuvan (kuva 1.4) oikealla puolella. Yleisesti toimitaan ZVS alueella jos jännitevahvistuskäyrän kulmakerroin on negatiivinen ja ZCS alueella, kun kulmakerroin on positiivinen. Kuvan vasemmalla puolella ollaan ZCS alueella, jolloin kytkentätaajuus on pienempi kuin resonanssitaajuus (Bing Lu 2006).

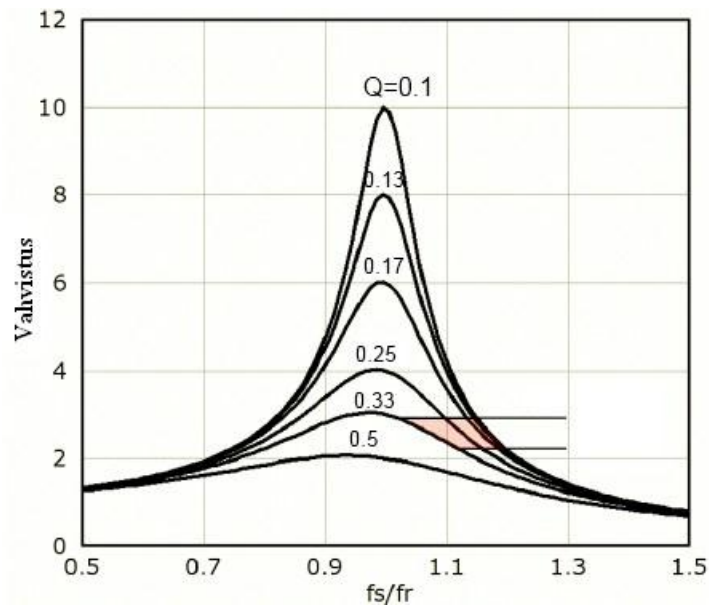
1.2.2 Rinnakkaisresonanssipiiri

Rinnakkaisresonanssipiirissä (PRC, Parallel Resonant Circuit) resonanssikomponentit ovat sarjassa toisiinsa nähden ja resonanssikondensaattori on rinnan kuorman ja magnetointi-induktanssin kanssa (kuva 1.5).



Kuva 1.5 Rinnakkaisresonanssikytkentä. Resonanssikomponentit ovat viivoitetun alueen sisällä. Resonanssitankin muodostavat reaktanssit L_r ja C_r .

PRC piiri poikkeaa SRC piiristä siten, että resonanssikapasitanssi on nyt kytketty rinnan kuorman kanssa, jolloin se toimii jännitelähteen tavoin ja sillä voidaan joko vahvistaa tai heikentää jännitettä. Jännitteen vahvistus kuorman ja taajuuden funktiona on esitetty alla olevassa kuvassa (kuva 1.6).

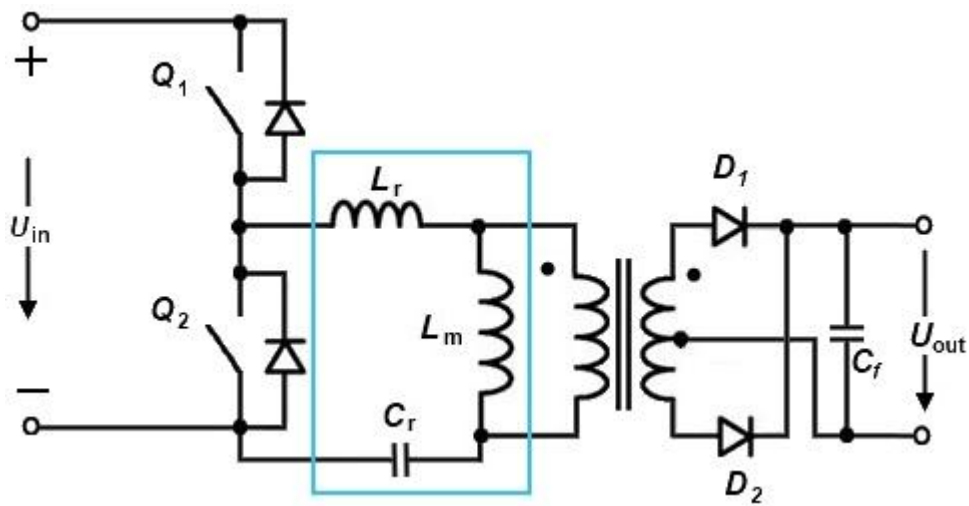


Kuva 1.6 PRC piirin tyypillinen jännitevahvistuksen kuvaaja (Bo 2004).

Yllä olevasta kuvasta (kuva 1.6) havaitaan, että PRC piiri kykenee vahvistamaan tai heikentämään tulojännitettä taajuuden funktiona. Resonanssitankin impedanssi on pienimmillään toimittaessa resonanssitaajuudella, jolloin myös häviöt ovat pienimmillään. Jännitevahvistus resonanssitaajuudella on voimakkaasti kuormasta riippuvainen (kuva 1.6), jolloin normaalikäyttöolosuhteissa olisi kytkentätaajuutta muutettava kuorman muuttuessa. Nyt tarkoituksena on suunnitella laite, jonka kuorma saattaa vaihtua hyvinkin tiheään, joten PRC topologian käyttö resonanssitaajuudella edellyttäisi jatkuvaa kytkimien säätöä, normaalikäyttöolosuhteissa. PRC piirin etuna on sen luonnollinen oikosulkuvirran rajoitus. Oikosuljetaessa resonanssikapasitanssi toimii resonanssikelan impedanssi oikosulkuvirtaa rajoittavana komponenttina (Mohan 2003).

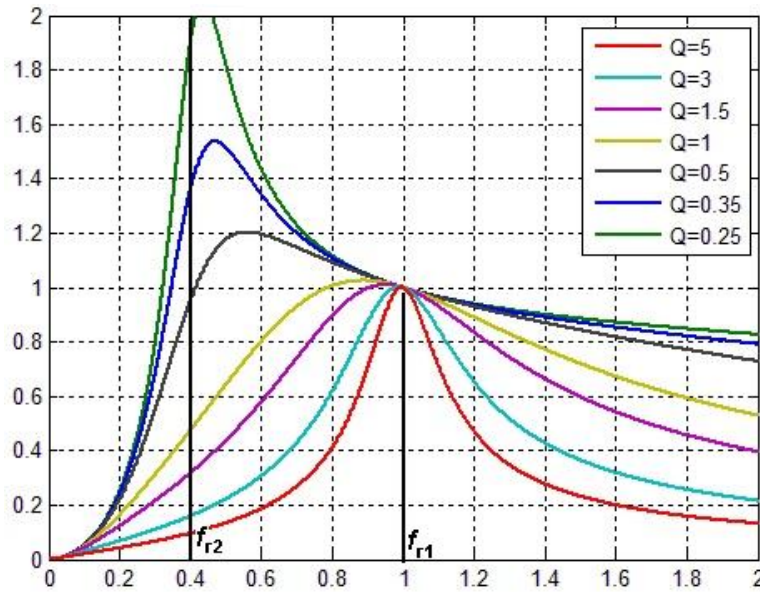
1.2.3 LLC resonanssiipiiri

LLC on sovellus sarja-rinnanresonanssitopologiasta. Kytkeä yhdistää rinnan- ja sarja-resonanssi piirien hyviä puolia ja kumoaa huonoja puolia. LLC piiri muodostuu sarjaan kytketyistä resonanssikelasta L_r ja -kondensaattorista C_r , sekä kuorman kanssa rinnankytketystä magnetointikelasta (kuva 1.7).



Kuva 1.7 LLC kytkentä. Viivoitettu alue kuvaa resonanssikomponentteja.

Termi LLC tulee kolmen käytetyn reaktiivisen komponentin etukirjaimista. Tässä työssä käytetty topologia poikkeaa tässä esitetystä, siten että resonanssikapasitanssi C_r on jaettu kahteen osaan, komponentin rasituksen pienentämiseksi, sekä piirin ominaisuuksien parantamiseksi. LLC:n tyypillinen jännitevahvistus kuvaaja kuorman funktiona on esitetty alla olevassa kuvassa (kuva 1.8).



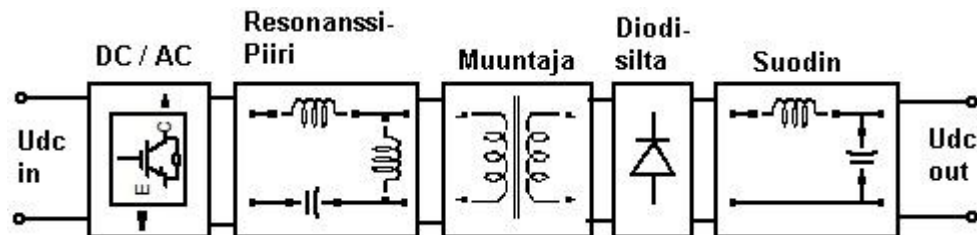
Kuva 1.8 LLC:n tyypillinen vahvistuskuvaaja kuorman (Q) funktiona. Pieni Q -arvo vastaa pientä kuormitusta (ylin käyrä). Vaaka-akselilla on resonanssitaajuuden normalisoitu kytkentätaajuus.

Yllä olevasta kuvasta (kuva 1.8) havaitaan, että LLC:n jännitevahvistuksessa on havaittavissa, sekä SRC:n että PRC:n ominaisuuksia. Kuvaajan vasen puoli muistuttaa PRC:n vahvistusta ja oikea puoli SRC:n vahvistusta. LLC piirin merkittävimpiin ominaisuuksiin kuuluu sen jännitevahvistuksen kuormasta riippumaton tila juuri resonanssitaajuudella. Resonanssitaajuudella on myös resonanssipiirin impedanssi nolla ja häviöt pienimmillään. LLC piirillä on myös mahdollista vahvistaa tai heikentää tulojännitettä, sekä sen vahvistuksen kulmakerroin on negatiivinen myös jännitevahvistusalueella, jolloin toimitaan ZVS olosuhteissa. Tämän työn puitteissa ei käsitellä LLC:n jännitevahvistus ominaisuuksia tai sen vaatimuksia tarkemmin. Jännitteen vahvistaminen vaihtosuuntauskäytössä edellyttää konvert-

terin kytkimien ohjaustaaajuuden jatkuvaa säätää lähtöjännitteen, kuorman muutoksen ja tulojännitteen muutoksen mukaan. Säädön toteuttaminen on kuitenkin hyvin monimutkaista ja keskitytään tässä tutkimuksessa resonanssipiirin käyttöön resonanssitaajuudella, sekä sen hyötysuhteeseen ja häviöiden minimoimiseen.

1.3 DC/DC-muunnin

DC/DC hakkurit ovat hyvinkin yleisessä käytössä, mutta resonanssipiirin tuomien haasteiden vuoksi laitteita tyypillisesti ajetaan kovalla kytkennällä. Konvertteri on tässä DC/DC muunnin, jossa on galvaaninen erotus. Galvaanisen erotuksen toteuttamiseksi tehdään jännitteelle korkeataajuinen (50 kHz) vaihtosuuntaus. Vaihtosuunnattua jännitettä muokataan resonanssipiirillä, nollajännitekytkennän mahdollistamiseksi. Vaihtosuunnattu jännite syötetään keskipistekytkettyyn muuntajaan ja tasasuunnataan diodisillalla ja kondensaattorilla. Resonanssikonvertterin periaatteellinen lohkokaavio on esitetty alla olevassa kuvassa (kuva 1.9).



Kuva 1.9 Resonanssikonvertterin lohkokaavio.

Resonanssikonvertterilla tehdään siis vain galvaaninen erotus ja asetetaan jännite sopivaksi invertteriä ja vaihtosuuntausta varten. Tässä keskitytään pääasiassa tämän galvaanisen erotuksen toteuttamiseen mahdollisimman hyvällä hyötysuhteella, sekä esitellään sen ominaisuuksia ja suunniteluun liittyviä parametreja ja ongelmia.

2 RESONANSSIKONVERTTERI

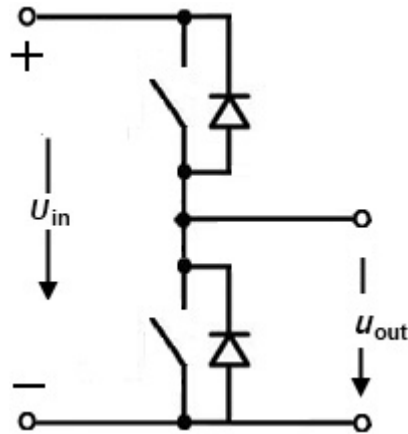
Resonanssikonvertterilla tarkoitetaan tässä korkeataajuista DC/DC hakkuria, jossa on galvaaninen erotus ensiön ja toision välillä. Ensiössä on passiivisten komponenttien muodostama resonanssiipiiri, jonka tarkoituksen on luoda kytkimille pehmeäkytkennän olosuhteet ja mahdollisesti pienentää kytkentähäviöitä. Laitetta syötetään 750 V tasasähköverkosta, jossa jännite vaihtelee DC-verkon kuormituksen tai syöttävän keskijänniteverkon tilanteen mukaan normaalissa käyttötilanteessa välillä +10 %, -20 % (Partanen et Al., 2010). Konvertterin lähtöön on puolestaan saatava vähintään jännite $325 \text{ V} \pm 10 \%$ lopullisen vaihtosuunnatun asiakasverkon syöttöjännitteen muodostamiseksi SFS-EN standardin määrittämissä rajoissa. LVDC järjestelmälle on myös esitetty tavoitteeksi asiakkaan verkon syöttöjännitteen vakiointi nimellisarvoonsa jakeluverkon normaalissa käyttötilanteessa, jolloin resonanssikonvertterin lähtöjännitteen olisi aina oltava vähintään 325 V.

2.1 Rakenne

Resonanssikonvertteri voidaan jakaa kolmen osaan: ensiöön, muuntajaan ja toisioon. Ensiö rakentuu puolisolilla kytkimistä, resonanssiipiiristä sekä tulojänniteverkosta ja toiossa on diodisilta, suodin ja kuorma. Muuntaja toimii galvaanisena erottimena ensiön ja toision välillä ja muuntaa lähtöjännitteen halutulle tasolle. Aiemmin esitetyssä kuvassa (kuva 1.9) on konvertterin lohkokaavio. Ensiön kytkimet muuntavat tasasähkön kanttiaalloksi, joka syötetään viritettyyn resonanssitankkiin. Kytkentätaajuudelle viritetty resonanssitankki poistaa kanttiaallosta DC-tason. Muuntaja on osana resonanssiipiiriä ja tekee kytkentään galvaanisen erotuksen. Diodisilta ja suodin tasasuuntaavat jännitteen.

2.1.1 Ensiökytkimet

Ensiöhakkuriksi on vaihtoehtoiksi koko- tai puolisolilla. Molemmat tuottavat ajan ja jännitteen suhteen symmetristä sähköä resonanssiipiirille ja soveltuvat rakennevaihtoehtoiksi (Mohan 2003). Käytetään tässä puolisolirakennetta, koska se sisältää vähemmän häviöitä tuottavia komponentteja ja on rakenteeltaan ja ohjaukseltaan yksinkertaisempi (kuva 2.1).

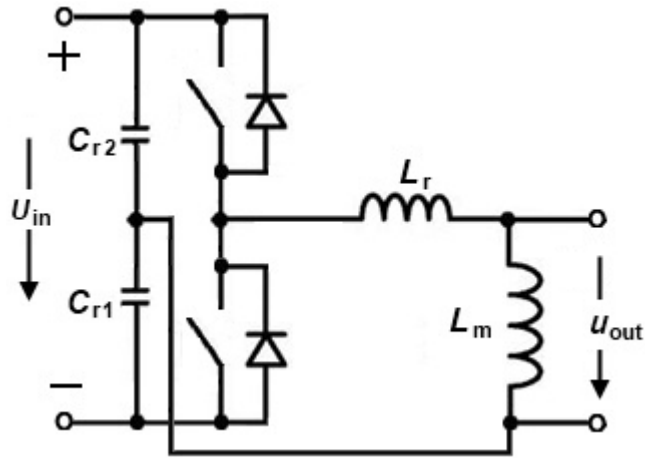


Kuva 2.1 Ension puolisiltakytkentä. Tulojännite U_{in} on tasajännitettä ja lähtöjännite u_{out} on kanttiaaltoa.

Hakkurin kytkimiä ohjataan yleensä 50 % pulssisuhteella, jolloin se tuottaa resonanssitankille symmetristä kanttiaaltoa. Kanttiaallon huippujännite on tulojännitteen tasolla. Kytkentöjen välissä on kuitenkin riittävä suoja-aika, jotta kytkimet eivät ole koskaan samaan aikaan johtavassa tilassa.

2.1.2 Resonanssiipiiri

Resonanssiipiiri suodattaa kanttiaallosta dc-tason ja luo ensiökytkimille nollajännite (ZVS) olosuhteet (tästä lisää kappaleessa 3). Resonanssiipiirinä käytetään LLC resonanssiipiiriä, jossa on sarjakytkettyinä resonanssi-induktanssi L_r ja resonanssikapasitanssit C_{r1} ja C_{r2} , sekä näiden ja lähdön kanssa rinnankytketty magnetointi-induktanssi L_m . LLC piirissä on siis kolme reaktiivista elementtiä (kuva 2.2).

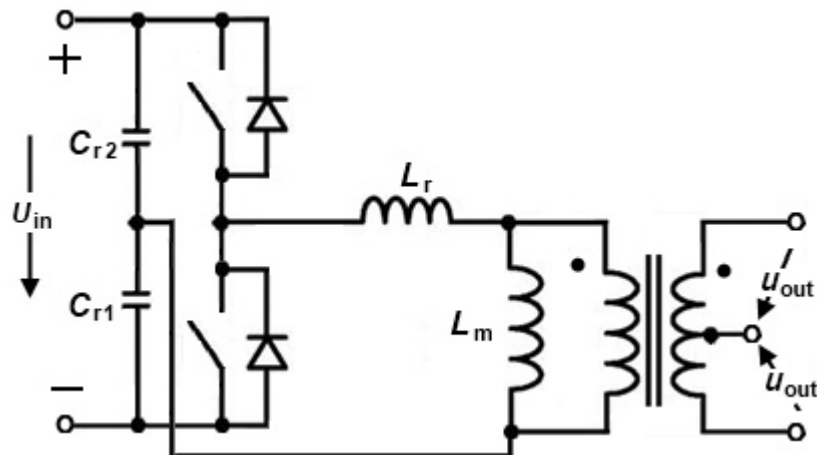


Kuva 2.2 LLC kytkentä jaetulla resonanssikondensaattorilla.

Resonanssikondensaattorit ovat induktansseista katsottuna rinnankytkettyjä.

2.1.3 Muuntaja

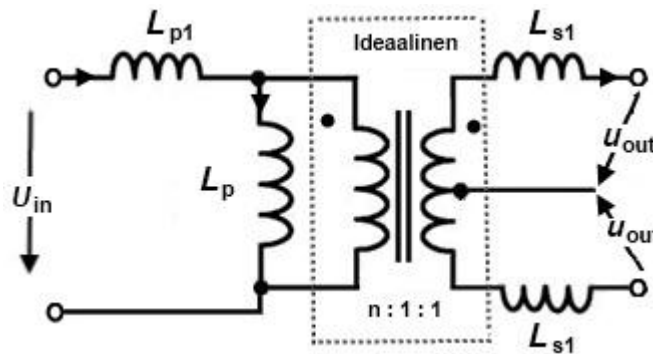
Muuntaja kytketään resonanssiin lähtöön, ja sillä luodaan kytkentään galvaaninen erotus (kuva 2.3). Muuntajan muuntosuhteella asetetaan jännite toisiopiirille oikeaan tasoon. Muuntajan rakenteeksi sopivat yksitoisioinen tai keskipistekytketty muuntaja.



Kuva 2.3 LLC kytkentä väliotollisella muuntajalla.

LLC piirin rakenne mahdollistaa myös sen integroimisen osaksi tai kokonaan muuntajaan. Integroinnissa piirin induktiiviset komponentit rakennetaan muuntajaan yhdeksi komponentiksi. Tällä pyritään vähentämään tarvittavien komponenttien määrää ja pienentämään häviöitä.

Integroinnissa muuntajan käämit suunnitellaan siten, että niiden efektiiviset induktanssit ja hajainduktanssit muodostavat resonanssiin tarvittavat induktanssit (kuva 2.4).



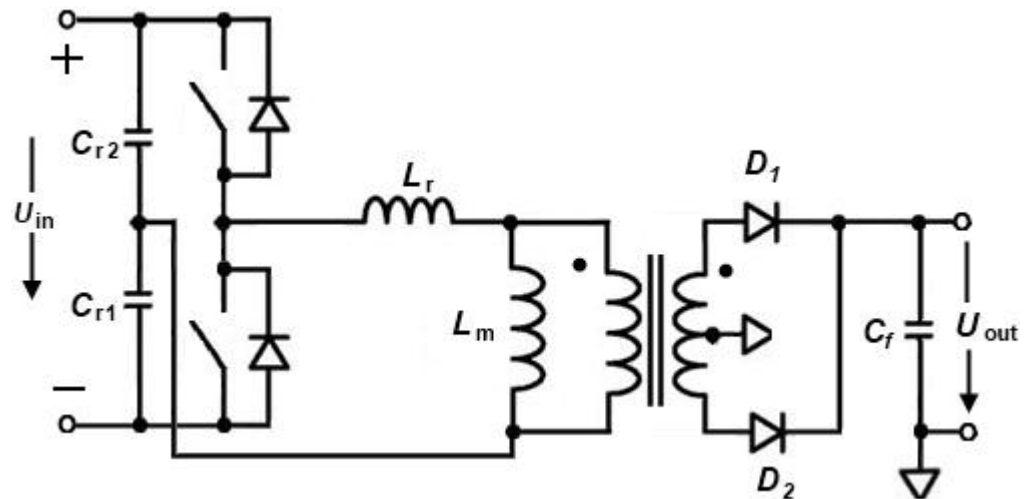
Kuva 2.4 Muuntajan induktanssit. L_p on ensiökäämiin induktanssi, L_{p1} on ensiökäämin hajainduktanssi ja L_{s1} ovat toisiökäämien hajainduktanssit.

Muuntajan sijaiskytkentää (kuva 2.4) verrattaessa LLC piiriin kytkentään (kuva 2.3) on havaittavissa yhtäläisyys, joka mahdollistaa integroinnin. Muuntajan ensiökäämin L_p ja LLC piirin L_m induktanssit ovat vastaavat sijainniltaan ja L_r vastaa muuntajan hajainduktanssia L_{p1} . Toision hajainduktanssit voidaan redusoida ensiön hajainduktanssin kanssa sarjaan. Myös resonanssikapasitanssi on mahdollista integroida osaksi muuntajaa (Bo 2004).

2.1.4 Tasasuuntaus

Käytettäessä keskipistekytkettyä muuntajaa voidaan sen jännite tasasuunnata kahden diodin muodostamalla kokoaltotasasuuntaajalla (kuva 2.5). Yksitoisioinen muuntaja vaatii kokoaltotasasuuntaussillan (4 diodia), jolloin virran kulkureitillä on kerrallaan kaksi diodia yhden sijaan ja virran kohtaama resistanssi suurempi (Silvonen 2003). Lähtöjännitteen suo-

dattimena käytetään kondensaattoria, jonka koko riippuu lähtöjännitteen laatuvaatimuksista ja kuormituksesta.



Kuva 2.5 LLC kytkentä kokoaaltotasasuuntauksella ja suodin kondensaattorilla.

Kokoaaltotasasuuntauksessa on toisiodiodien estojännite kaksinkertainen kuorman jännitteeseen verrattuna, kun diodien estojännite yksitoisioisella muuntajalla on vain puolet tästä. Häviöiden minimoimiseksi on pienellä jännitteellä ja suurella virralla parempi käyttää väliotollista muuntajaa, kun taas suurella jännitteellä ja pienellä virralla tuottaa yksitoisioinen muuntaja ja diodisilta, vähemmän häviöitä (STM 2008).

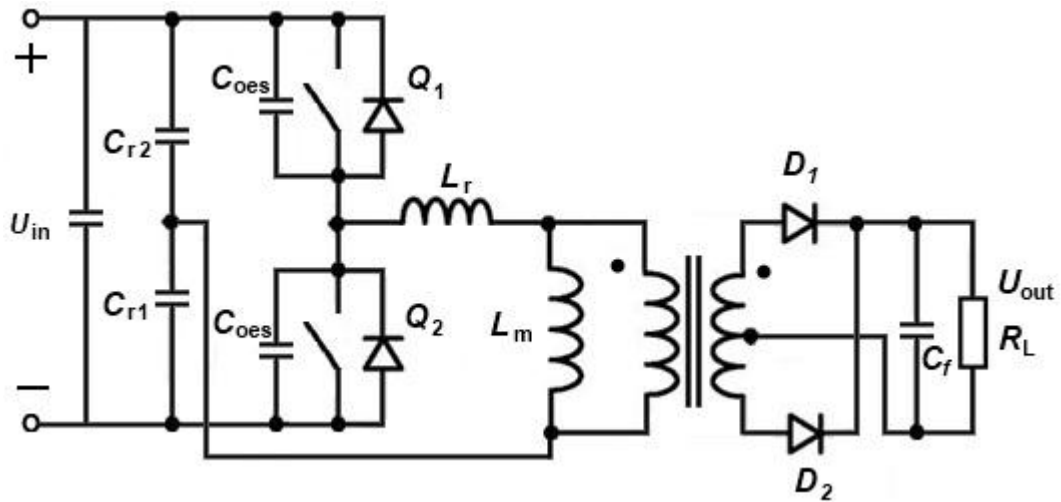
3 LLC RESONANSSIKONVERTTERI

Resonanssipiirien hyviin ominaisuuksiin voidaan lukea pehmeät aaltomuodot, korkea tehoteiheys ja korkea hyötysuhde, joiden vuoksi niitä on tutkittu teollisuuden ja yliopistojen toimista jo useamman vuosikymmenen ajan. Yleisimmät resonanssipiirit ovat sarja- ja rinnanresonanssipiiri, joissa on kaksi reaktiivista elementtiä. Nimensä mukaisesti resonanssitankki on joko rinnan- tai sarjakytkeettynä kuorman kanssa. Viime vuosina on tehty enemmän tutkimusta näiden yhdistelmistä – kolme tai useampia reaktiivisia komponentteja sisältäviä resonanssipiireistä. Näistä yleisimpiä ovat LCC, jossa on kapasitanssi rinnankytkeettynä kuorman kanssa ja LLC, jossa on induktanssi rinnankytkeettynä kuorman kanssa. Tässä keskitytään LLC piiriin, jossa on 3 reaktiivista elementtiä ja kaksi resonanssitaajuutta.

LLC piiriä käytetään yleisimmin konvertterikäytössä, kuten LCD näyttöjen lähteenä. Sen pienet kytkentähäviöt, nollajännitekytkentä (ZVS) ensiökytkimille ja luonnollisesti saatava nollavirtakytkentä (ZCS) toisiodiodeille mahdollistavat jopa 1 MHz kytkentätaajuuden tietyissä sovelluksissa. Tässä työssä tutkitaan LLC piirin soveltuvuutta yleiskäyttöiseen sovellukseen 20 - 120 kHz taajuusalueella ja 1 – 10 kW tehoalueella.

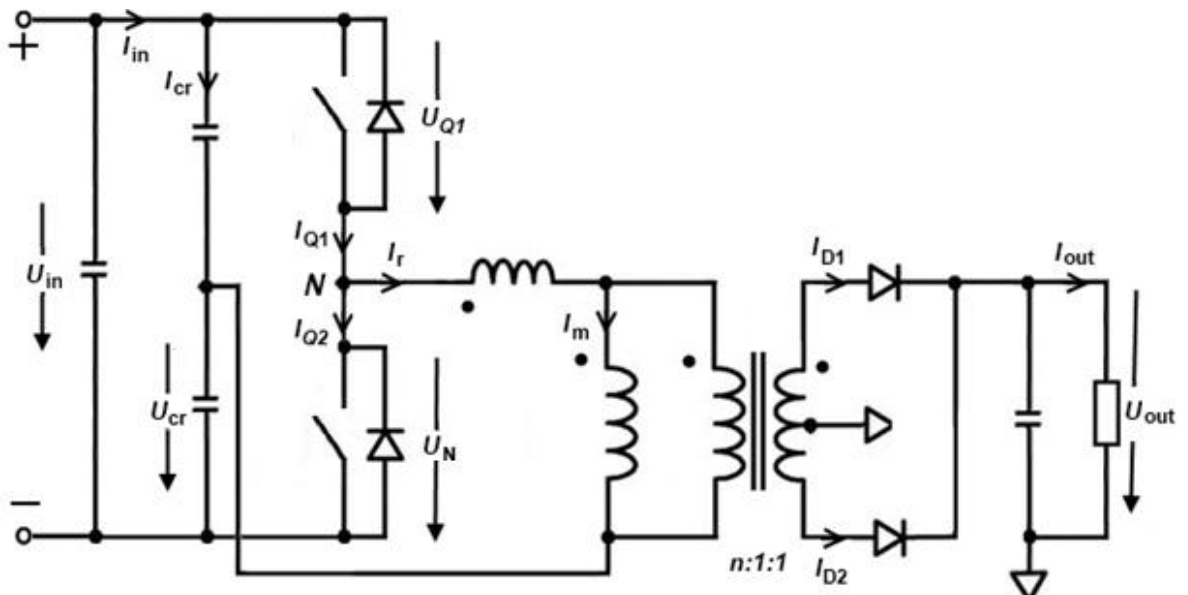
3.1 Kytkentä ja konvertterin ominaisuudet

LLC piirin toimintaa tarkasteltaessa käytetään alla olevan kuvan (kuva 3.1) puolisolta-kytkentää.



Kuva 3.1 Resonanssikonvertterin komponentit.

Kytkimillä Q_1 ja Q_2 on diodit ja niiden lähtökapasitanssit ovat C_{oes} . Kytkenän virrat ja niiden suunnat on esitetty alla olevassa kuvassa (kuva 3.2).



Kuva 3.2 LLC konvertterin virrat ja virtojen positiiviset suunnat.

Kytkenän virroista on huomattavaa, että virran I_{cr} on vastakkaisessa vaiheessa virran I_r kanssa, jolloin voidaan kirjoittaa virralle I_r yhtälö:

$$I_{Q1} = I_{in} + I_{cr} . \quad (3.01)$$

Vastaavasti lähtövirta I_{out} on vaiheesta riippuen yhtä suuri kuin I_{d1} tai I_{d2} , jolloin lähtövirta on, periaatteellisella tasolla, ensiövirtojen I_r ja I_m erotus.

$$I_{out} = I_r - I_m \quad (3.02)$$

LLC piirillä on kaksi eri resonanssitaajuutta, jotka ilmenevät eri olosuhteissa ja ovat molemmat piirin toiminnalle tärkeitä. Ensimmäinen resonanssitaajuus ilmenee, kun magneetointi-induktanssi ei osallistu resonointiin tankin kanssa eivätkä toisiodiodit johda virtaa. Tällöin resonanssitankin muodostavat sarjakytketyt resonanssi-induktanssi L_r ja resonanssi-kapasitanssi C_r . Tankin resonanssitaajuus on tällöin (Silvonen 2003)

$$f_{r1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{L_r \cdot C_r}} . \quad (3.03)$$

Toinen resonanssitaajuus ilmenee, kun muuntajan toisio on avoin, jolloin induktanssit ovat sarjakytkettyjä ja resonanssitaajuus on

$$f_{r2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{(L_r + L_m) \cdot C_r}} . \quad (3.04)$$

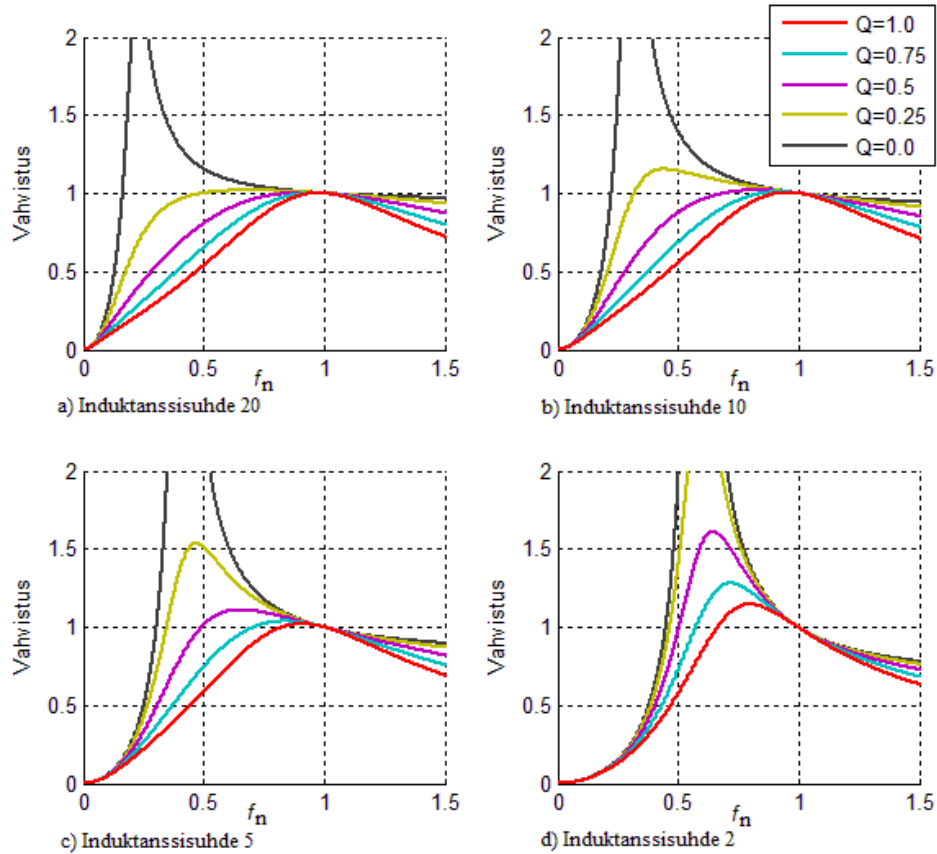
Ensimmäistä resonanssitaajuutta f_{r1} voidaan kutsua piirin (tankin) resonanssitaajuudeksi ja taajuutta f_{r2} toiseksi resonanssitaajuudeksi. Yhtälöistä 3.3 ja 3.4 on nähtävissä, että ensimmäinen taajuus on korkeampi kuin toinen, eli

$$f_{r1} > f_{r2} . \quad (3.05)$$

Taajuuksien etäisyys toisistaan riippuu induktanssien L_m ja L_r suhteesta. Tätä suhdetta kutsutaan piirin induktanssisuhteeksi L_n ja määritellään tässä

$$L_n = \frac{L_m}{L_r}. \quad (3.06)$$

Induktanssisuhde on yksi suunnitteluparametreista ja vaikuttaa piirin vahvistukseen alla olevassa kuvassa (kuva 3.3) esitetyllä tavalla.



Kuva 3.3 Jännitevahvistus eri induktanssisuhteen arvoilla. Q (3.09) kuvaa kuormitusta, jossa isompi arvo vastaa isompaa kuormitusta. Vaaka-akselilla on resonanssitaajuuden suhteen normalisoitu kytkentätaajuus. Induktanssisuhteen kasvaessa kasvaa myös taajuuksien f_{r1} ja f_{r2} etäisyys.

Yllä olevan kuvan (kuva 3.3) kuvaajista havaitaan, että induktanssisuhteen kasvattaminen kasvattaa taajuuksien f_{r1} ja f_{r2} etäisyyttä ja siirtää huippuvahvistuksen paikkaan pienemmälle taajuudelle.

Resonanssitankin muodostavat sarjakytketyt resonanssi-induktanssi L_r ja resonanssikapasitanssi C_r . Tällaisen kytkennän impedanssi ja tankin ominaisimpedanssi Z_0 on (Silvonen 2003)

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (3.07)$$

Tankin ominaisimpedanssi on taajuuden funktio ja resonanssitaajuudella kelan ja kondensaattorin jännitteet kumoavat toisensa ja tankin impedanssi, ideaalisella kytkennällä, on nolla (minimissään).

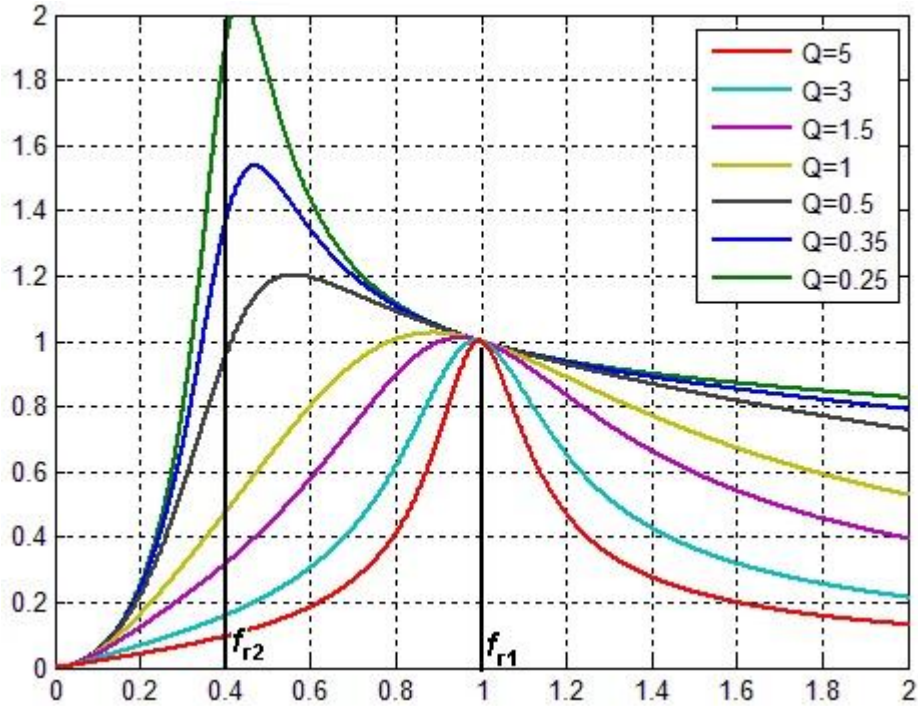
Laatuarvo Q on tankin ominaisimpedanssin ja kuorman impedanssin (redusoituna ensiön) suhde ja kuvaa piirin kuormitusta.

$$Q = \frac{Z_0}{n^2 R_L} \quad (3.08)$$

tai

$$Q = \frac{Z_0 P_{\text{out}}}{n^2 U_{\text{out}}^2}, \quad (3.09)$$

jossa n on muuntosuhde. Q on suunnittelu parametri, joka luo kytkennälle riippuvuuden kytkentätaajuuden ja kuorman välille. Tietylle kuormitukselle Q on määriteltävissä mm. minimi kytkentätaajuus tai jännitevahvistus (STM 2008). Alla olevassa kuvassa (kuva 3.4) on esitetty LLC kytkennän vahvistuksen kuvaajia laatuarvon ja taajuuden funktiona.



Kuva 3.4 Ensiöpiirin jännitevahvistus eri laatuarvo Q :n arvoilla ja induktanssisuhteen arvolla 5. Pieni Q -arvo vastaa pientä kuormitusta (ylin käyrä). Vaaka-akselilla on resonanssitaajuuden suhteen normalisoitu kytkentätaajuus.

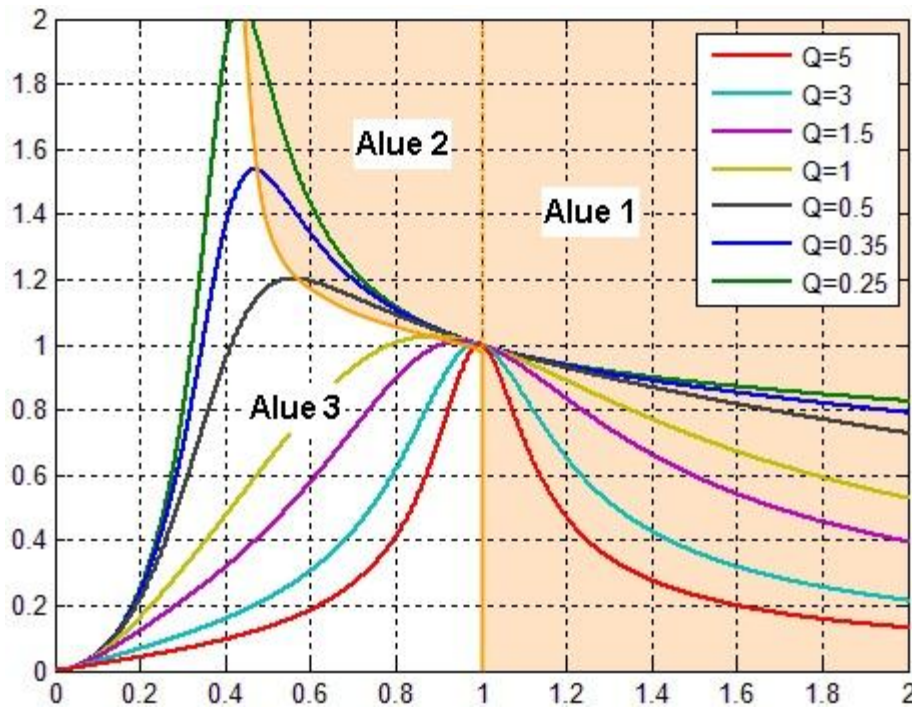
Yllä olevasta kuvasta (kuva 3.4) on havaittavissa, että resonanssitaajuudella on ensiöpiirin vahvistus 1 kuormasta riippumatta. Toinen resonanssitaajuus f_{r2} sijaitsee alueella, jossa vahvistuksen kulmakerroin on positiivinen. Kytkettäessä resonanssitaajuutta pienemmällä taajuudella on piirin jännitevahvistus kuormasta ja taajuudesta riippuvainen ja voi saada ykköistä suurempia arvoja. Resonanssitaajuuden yläpuolella on vahvistuksen arvo aina pienempi kuin 1.

Kytettäessä resonanssitaajuudella tai sen yläpuolella ($f_{sw} \geq f_{r1}$) on vahvistuksen kulmakerroin aina negatiivinen, eli virta on jännitetä jäljessä. Alemman resonanssitaajuuden alapuolella ($f_{sw} < f_{r2}$) on kulmakerroin positiivinen. Kytkettäessä resonanssitaajuuksien välissä ($f_{r2} < f_{sw} < f_{r1}$) voi kulmakerroin olla negatiivinen tai positiivinen riippuen kuormasta R_L . Tiettylle piiri konfiguraatiolle on siis olemassa taajuudesta riippuva kriittinen kuormituksen

arvo R_{crit} , jota suuremmilla kuormituksen arvoilla on kulmakerroin positiivinen ja pienemmillä negatiivinen. (STM 2007)

3.2 Toiminta-alueet

LLC resonanssi-*piirillä* on monia erilaisia toiminta-alueita johtuen sen useasta resonanssitaajuudesta. Piirin tila voi muuttua yhden kytkentäjakson aikana hyvinkin paljon, mikäli kuorma muuttuu radikaalisti. Pääasiassa piirin käyttäytymiseen vaikuttavat tankin parametrit, kuorma ja kytkentätaajuus. Toiminta voidaan jakaa kolmeen pääalueeseen, joista alueet 1 ja 2 ovat ZVS alueita ja alue kolme on ZCS. Karkeasti jaettuna piirillä on kaksi toimitilaa, jatkuva tila CCM (Continuous Conduction Mode) ja epäjatkuvuus tila DCM (Discontinuous Conduction Mode). Jatkuvassa tilassa (CCM) toisiodiodeista ainakin toinen johtaa koko kytkentäjakson ajan ja epäjatkuvassa tilassa (DCM) toisiodiodit ovat molemmat hetken estosuunnassa. Alle olevassa kuvassa (kuva 3.5) on esitetty toiminta-alueet.



Kuva 3.5 Toiminta-alueet. Alueet 1 ja 2 ovat induktiivisen toiminnan alueita ja alue 3 kapasitiivisen. $Q = 0$ vastaa hyvin pientä kuormaa ja kuormitus kasvaa Q :n kasvaessa. Tummennettu alue on ZVS alue.

Alueilla 1 ja 2 on vahvistuksen kulmakerroin negatiivinen, eli resonanssitankin impedanssi on induktiivinen. Kulmakertoimen ollessa negatiivinen on virta jännitettä jäljessä ja ZVS olosuhteiden luominen kytkimille on mahdollista. Alueella 3 on resonanssitankin impedanssi kapasitiivinen ja virta on jännitteen edellä. Tällä alueella ei nollajännitekytkentä ole mahdollinen ja ollaan kovakytkennässä.

Alueella 1 on kytkentätaajuus suurempi kuin resonanssitaajuus ja piirin jännitevahvistus on aina pienempi kuin 1. Toisiosion virta alueella 1 on pääosin jatkuvaa (Continuous Conduction Mode) koko kuormitus alueen, paitsi hyvin pienellä kuormalla ilmenee epäjatkuvuutta, (Discontinuous Conduction Mode).

Kytkeäntäajuuden ollessa pienempi kuin resonanssitaajuus ja kuorma suurempi kuin sen kriittinen arvo, ollaan alueella 2. Piirin jännitevahvistus on aina suurempi kuin yksi, jolloin on mahdollista vahvistaa tulojännitettä pienentämällä kytkentätaajuutta. Kytkentä toimii aina epäjatkuvassa (Discontinuous Conduction Mode) tilassa.

3.3 Kytkentä/ZVS

Resonanssikonvertterille on ominaista kytkimien ohjaus nollajännite tai nollavirta olosuhteissa, eli ns. pehmeä kytkentä. Tällä on tarkoitus pienentää kytkentähäviöitä ohjaamalla kytkimet johtavaksi tai johtamattomaksi niiden jännitteen tai virran ollessa hyvin pieni. Pienemmät kytkentähäviöt mahdollistavat suuremman taajuuden ja pienempien passiivisten komponenttien käytön. Induktiivisella alueella LLC piirillä on mahdollista sulkea kytkimet nollajännitteellä ja avata pienellä virralla. Toisiodiodeille tulee toiminta-alueella 2 luonnollisesti nollavirtakytkentä (ZCS).

LLC puolisolian nollajännitekytkennässä on tärkeässä roolissa kytkimien Q_1 ja Q_2 välisen pisteen N kapasitanssi C_{zvs} . Tämä muodostuu kytkimien lähtökapasitansseista C_{oes} (IGBT) sekä loiskapasitanssista C_{haja} , joka sisältää muut pisteeseen N vaikuttavat loiskapasitanssit,

kuten resonanssikelan ja vapaakierto diodien hajakapasitanssit (kuva 3.2). Hajakapasitanssit ovat efektiivisesti rinnankytkettyinä ja C_{zvs} voidaan esittää yhtälöllä

$$C_{zvs} = C_{oes1} + C_{oes2} + C_{haja}. \quad (3.10)$$

Jossa C_{oes1} ja C_{oes2} ovat kytkimien 1 ja 2 lähtökapasitanssit ja C_{haja} sisältää muut solmun N (kuva 3.2) ja tulojännitteen negatiivisen potentiaalin väliset kapasitanssit. Hajakapasitanssit ovat komponenteissa epälineaarisia ja muuttuvat lämpötilan, taajuuden ja tulojännitteen funktiona (Pyrhönen 2000).

Ensiökytkimiä ohjataan ~50 % pulssisuhteella, jolloin ne tuottavat kanttiaallon U_N , jonka huippujännite on tulojännitteen U_{in} suuruinen. Ohjaus toteutetaan siten, että kytkimet eivät ole samaan aikaan johtavassa tilassa ja ohjauspulssien välissä on tarkoituksellisesti asetettu suoja-aika t_d . Tämä suoja-aika on myös yksi suunnittelu parametreista ja on tärkeässä roolissa piirin toiminnan kannalta.

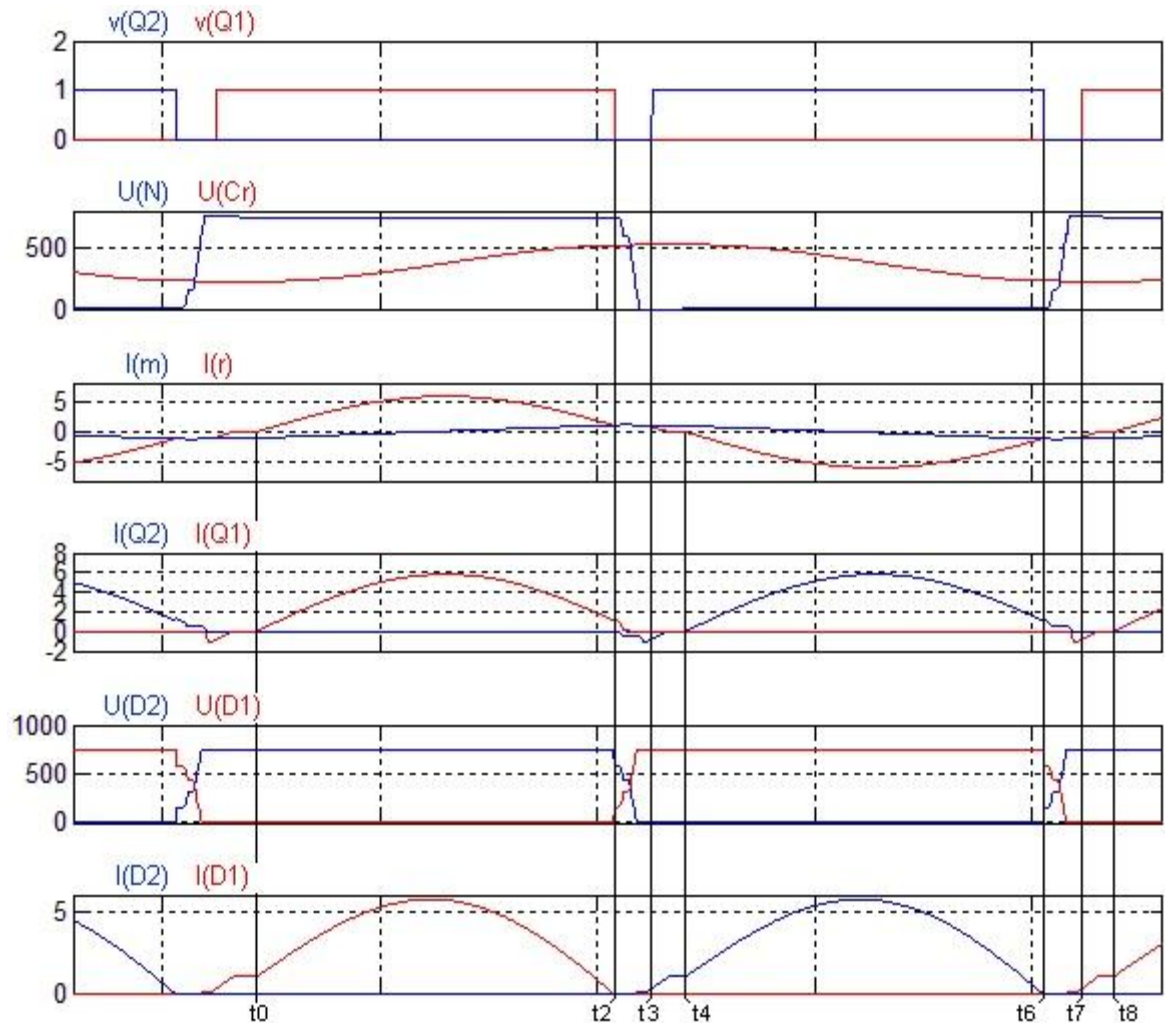
Nollajännitekytkennän edellytykset (STM 2008):

- 1) Ohjattaessa kytkin johtamattomaksi on jännitteen ja virran oltava joko positiivisia tai negatiivisia.
- 2) Virran on oltava riittävän suuri, jotta se ei vaihda merkkiään suoja-ajan aikana ja kykenee purkamaan loiskapasitanssin C_{zvs} .
- 3) Virta on jännitettä jäljessä, eli resonanssitankin impedanssi on induktiivinen.

Määritellään, että kytkimen Q_1 (ylempi) ollessa johtavassa tilassa on solmun N jännite positiivinen ja päinvastoin negatiivinen kytkimen Q_2 (alempi) johtaessa. Määritellään myös virran I_r suunta positiiviseksi sen suunnan ollessa resonanssitankkiin päin ja negatiivinen toiseen suuntaan.

3.3.1 Kytkenä resonanssitaajuudella, raskas kuorma

Kytkenän toimintaa tarkastellaan lähemmin simuloimalla sitä Matlabin Simulinkillä. Kytkenä on viritetty siten, että kytketään resonanssitaajuudella tai hieman sen alle. Raskaalla kuormalla tarkoitetaan tässä 10 – 90 % kuormitusta laitteen maksimikuormasta. Resonanssitaajuudella kytkettäessä virta I_r kohtaa virran I_m , kun johtava kytkin avataan. Alla olevassa kuvassa (kuva 3.6) on esitetty kytkenän ajoitusdiagrammi resonanssitaajuudella.



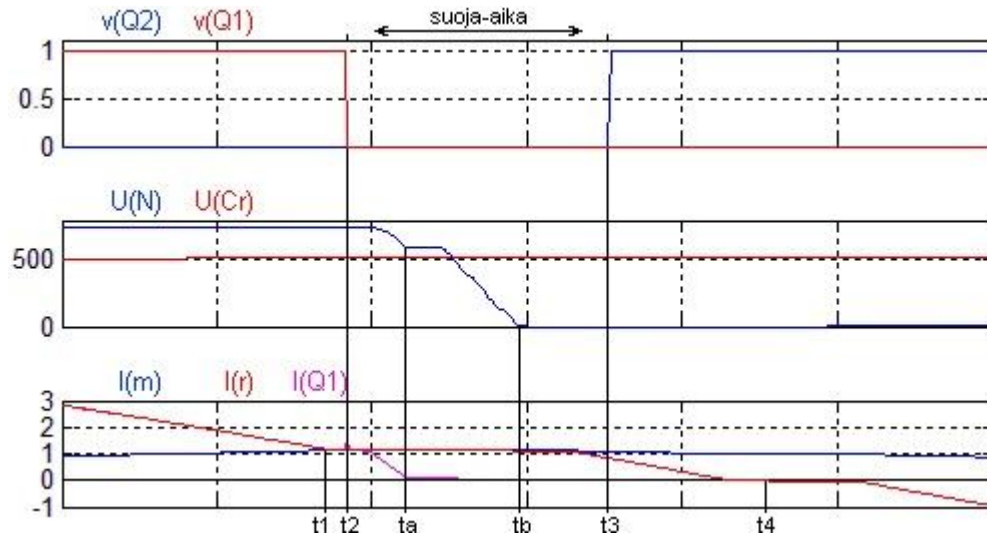
Kuva 3.6 Ajoitusdiagrammi resonanssitaajuudelle, raskas kuorma.

$t_0 - t_2$: Q_1 johtaa ja Q_2 ei johda. Tässä vaiheessa piirin virta ja jännite ovat positiivisia ja energiaa siirretään lähteestä resonanssitankille ja kuormalle. Toisiossa diodi D_2 on esto-suunnattu ja D_1 johtaa. Diodin D_1 johtaminen kytkee ensiön magnetointi-induktanssin L_m ja kuorman R_L rinnan, jolloin induktanssiin heijastuu kuormalta tasajännite. L_m ei osallistu siten resonanssiin tankin kanssa. Virran I_r taajuus on yhtä kuin tankinresonanssitaajuus f_{r1} . Vaiheen aikana virta I_r käy huipussaan ja alkaa laskemaan kunnes vaihe loppuu, kun kytkin Q_1 ohjataan johtamattomaksi hetkellä t_2 .

$t_2 - t_3$: Suoja-aika alkaa. Kytkin Q_1 ohjataan johtamattomaksi hetkellä t_2 , jolloin kumpikaan kytkimistä ei johda. Virta I_r saavuttaa virran I_m kytkimen avaushetkellä tai juuri ennen, jolloin toisio diodin D_1 virta menee myös nolnaan. Toisioon ei mene virtaa ja magnetointi-induktanssi osallistuu resonanssiin. Nyt virta I_r on yhtä suuri virran I_m kanssa ja virtojen taajuus on f_{r2} . Magnetointi-induktanssin jännite on induktanssien (L_m ja L_r) muodostaman jännitejaon verran pienempi, joka estosuuntaa molemmat toisiodiodit. Solmun N jännite U_N putoaa suoja-ajan aikana negatiiviseksi, jolloin kytkimen Q_2 diodi D_{Q2} johtaa ja mahdollistaa virran I_r kulkureitin. Diodin johtaessa on kytkimen Q_2 jännite diodin kynnysjännitteen suuruinen. Kytkin Q_2 ohjataan johtavaksi diodin vielä johtaessa, jolloin kytkimen jännite ohjaushetkellä on kynnysjännitteen suuruinen. Tämä jännite on huomattavasti pienempi kuin tulojännite ($\sim 1.4V < 750V$). Tätä kutsutaan nollajännitekytkennäksi (ZVS). Jännitteen pudotessa ensiössä pienemmäksi kuin kuormalla myötäsuuntautuu toisiodiodi D_2 . Magnetointi-induktanssin yli heijastuu kuormalta nyt tasajännite ja se ei osallistu resonanssiin tankin kanssa. Virran I_r taajuus on nyt f_{r1} , joka on eri kuin virran I_m taajuus. Vaihe loppuu kun kytkin Q_2 ohjataan johtamattomaksi hetkellä t_3 . Suoja-ajan virrat ja jännitteet on esitetty tarkemmin alla olevassa kuvassa (kuva 3.7).

$t_2 - t_a$: Suoja-aika alkaa. Kytkin Q_1 ohjataan johtamattomaksi hetkellä t_2 , jolloin kumpikaan kytkimistä ei johda. Kytkimen Q_1 virta putoaa, riippuen kytkimen ominaisuuksista (Current Fall Time), ja menee nolnaan (10 %) hetkellä t_a . Kytkimen jännite nousee samaan aikaan. Aika välillä $t_2 - t_a$ on kytkimessä samanaikaisesti jännitettä ja virtaa, josta saadaan kytkimen häviöt ohjattaessa se johtamattomaksi. Piirin virta I_r on positiivinen ja energia sen yl-

läpittämiseksi tulee solmun N hajakapasitanssista C_{zvs} . Purkautumisnopeus riippuu avaus-
hetken virran suuruudesta. Vaihe loppuu hetkellä t_a , kun virta I_{Q1} menee nolnaan.



Kuva 3.7 Suoja-ajan ajoitusdiagrammi resonanssitaajuudella, raskas kuorma.

$t_a - t_b$: Suoja-aika. Kytkimen Q_1 virta I_{Q1} on alle 10 %. Kumpikaan kytkimistä ei johda. Solmun N jännite ja virta I_r ovat positiivisia, joten virta jatkaa kapasitanssin C_{zvs} purkamista. Vaihe loppuu hetkellä t_b , kun C_{zvs} on kokonaan purkautunut ja kytkimen Q_2 jännite on negatiivinen.

$t_b - t_3$: Suoja-aika. Kytkimen Q_2 jännite on negatiivinen ja sen diodi D_{Q2} on myötäsuunnattu. Virta I_r on positiivinen ja virtaa nyt diodin D_{Q2} kautta. Kytkimen Q_2 jännite on diodin kynnysjännitteen suuruinen aina sen johtavaksi ohjaushetkeen t_3 saakka. Tätä kutsutaan nollajännitekytkennäksi (ZVS). Jännitteen pudotessa ensiössä negatiiviseksi myötäsuuntautuu toisiodiodi D_2 ja kytkee magnetointi-induktanssin rinnan kuorman kanssa. L_m ei osallistu enää resonanssiin ja virran I_r taajuus on f_{r1} . Vaihe loppuu hetkellä t_3 kun kytkin Q_2 ohjataan johtavaksi.

$t_3 - t_4$: Q_2 johtaa ja Q_1 ei johda. Virta I_r on edelleen positiivinen, eli resonanssitankkiin päin ja kytkintä Q_2 vastaan, jolloin virta kulkee diodin D_{DQ2} kautta. Diodi D_{DQ2} johtaa, kunnes

virran suunta muuttuu hetkellä t_4 . Aikavälillä $t_b - t_4$ ovat jännite U_N ja virta I_r erimerkkiset ja tästä saadaan kytkentäjakson reaktiivinen energia. Vaihe loppuu hetkellä t_4 , kun virran I_r suunta vaihtuu.

$t_4 - t_6$: Q_2 johtaa ja Q_1 ei johda. Virran I_r suunta on negatiivinen ja virtaa nyt kytkimen Q_2 kautta. Toisiossa diodi D_2 johtaa ja D_1 on estosuunnattu. Magnetointi-induktanssi on rinnankytkettynä kuorman kanssa ja ei osallistu resonanssiin tankin kanssa. Virran I_r taajuus on f_{r1} . Vaihe loppuu hetkellä t_6 , kun kytkin Q_2 ohjataan johtamattomaksi.

$t_6 - t_7$: Suoja-aika ja molemmat kytkimet ovat johtamattomia. Hetkellä t_6 on virran I_r suunta negatiivinen ja solmun N jännite on nolla. Virta I_r varaa hajakapasitanssia C_{zvs} ja kytkimen Q_1 jännite putoaa. Jännitteen noustessa syöttöjännitteen tasolle myötäsuuntautuu diodi D_{Q1} ja I_r virtaa sen kautta. Toisiossa johtava diodi vaihtuu ja muuntajan ensiöön heijastuu kuormalta nyt positiivinen tasajännite. Suoja-aika loppuu hetkellä t_7 , kun kytkin Q_1 ohjataan johtavaksi.

$t_7 - t_8$: Kytkin Q_1 on johtaa ja Q_2 ei johda. Jännite U_N on negatiivinen ja virtaa diodin D_{Q2} kautta. Vaihe loppuu, kun virran I_r suunta muuttuu positiiviseksi ja virtaa kytkimen Q_1 kautta.

Magnetointi-induktanssi osallistuu resonanssiin vain hyvin lyhyen aikaa suoja-ajan aikana ja LLC konvertteri voidaan nähdä LC resonanssipiirinä, joka syöttää reaktiivista LR kuormaa. Kuormana on vastus R_L sekä sen kanssa rinnankytketty muuntajan magnetointi-induktanssi L_m . Puhtaasti resistiivisellä kuormalla ja resonanssitaaajuudella kytkettäessä on LC piirin jännite ja virta normaalisti samassa vaiheessa, jolloin ZVS kytkentä ei olisi mahdollista. LLC piirillä on kuorman kanssa luonnollisesti kytkettynä induktanssi, joka aiheuttaa vaihesiirron jännitteen ja virran välille ja mahdollistaa ZVS kytkennän. Resonanssitaaajuudella tankin komponenttien jännitteet kumoavat toisensa ja sen impedanssi on nolla. Tällöin jänniteriippuvuus ensiön ja toisiosion välillä voidaan esittää yhtälöllä

$$\frac{U_{\text{in}}}{2} = n \cdot U_{\text{out}}, \quad (3.11)$$

jossa n on muuntajan muuntosuhde. Resonanssitaajuudella on lähtöjännite riippuvainen vain syöttöjännitteestä ja muuntosuhteesta.

Aikavälillä $t_b - t_4$ ($t_b - t_8$) on piirin jännitteellä ja virralla eri merkki, jolloin energiaa virtaa lähteeseen päin. Tämä energia on piirin reaktiivista energiaa, joka aiheutuu virran ja jännitteen vaihe-erosta. Vaihe-eroa voidaan pienentää kasvattamalla induktanssia L_m , jolloin aika $t_b - t_4$ lyhenee ja energia tällä välillä pienenee. Pienempi L_m aiheuttaa myös pienemmän kytkentävirran. Kytkentävirran on kuitenkin oltava riittävän suuri, jotta se kykenee, suojaajan aikana, purkamaan tai varamaan hajakapasitanssin C_{zvs} .

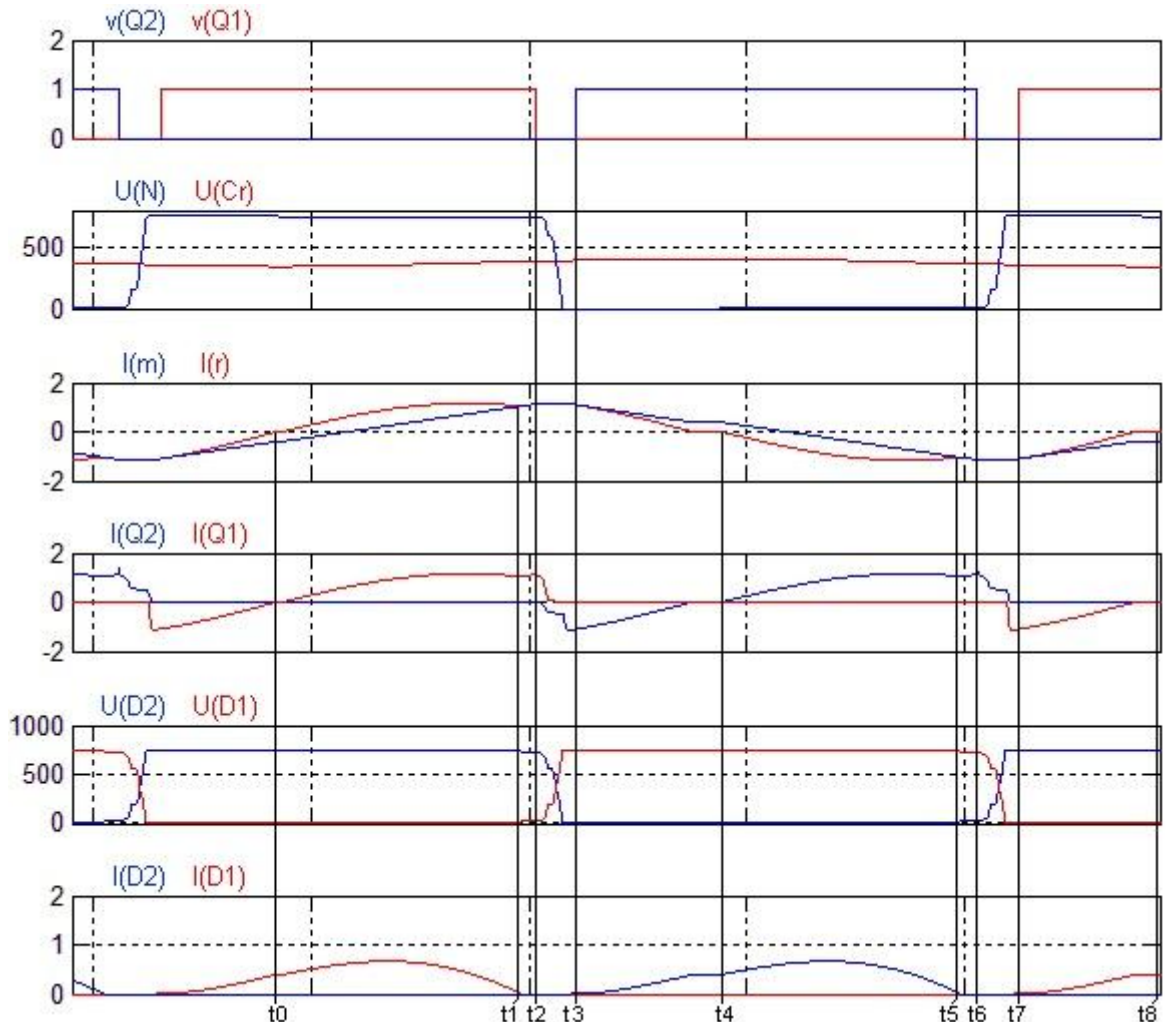
3.3.2 Kytkentä resonanssitaajuudella, kevyt kuorma

Kevyellä kuormalla virta I_r kohtaa virran I_m huomattavasti ennen kytkimen ohjausta johtamattomaksi. Mitä pienempi on kuorma sitä aikaisemmin tai sitä pidemmän aikaa magnetointivirta ja tankin virta ovat yhtä suuret. Resonanssitaajuudella tällainen ilmiö näkyy alle 5 % kuormituksilla (virran I_r huippu on pienempi kuin I_m huippuarvo). Ajoitusdiagrammit on esitetty alla olevissa kuvissa (kuva 3.8 ja kuva 3.9).

$t_0 - t_1$: Kytkin Q_1 johtaa ja Q_2 ei johda. Virran I_r suunta on positiivinen ja solmun N jännite U_N on tulojännitteen suuruinen. Toisiossa diodi D_1 johtaa ja D_2 on estosuunnattu. Magnetointi-induktanssi on rinnankytketty kuorman kanssa ja se ei osallistu resonanssin. Virran I_r taajuus on f_{r1} . Vaihe loppuu kun I_r kohtaa magnetointivirran I_m hetkellä t_1 ja toisiodiodin virta menee nolnaan.

$t_1 - t_2$: Kytkin Q_1 johtaa ja Q_2 ei johda. Kevyellä kuormalla kytkettäessä muuttuvat LLC piirin ominaisuudet, kun tankin virta I_r saavuttaa magnetointi-induktanssin virran I_m , ennen kytkimen ohjausta johtamattomaksi hetkellä t_2 . Johtavan toisiodiodin virta menee nolnaan ja

magnetointi-induktanssi osallistuu resonanssiin. Muuntajan jännite putoaa nyt induktanssi-
en L_m ja L_r muodostaman jännitejaon verran ja johtanut toisiodiodi asettuu estosuuntaan.
Virran I_r taajuus on f_{r2} ja se on yhtä suuri kuin I_m . Vaihe loppuu kun kytkin Q_1 ohjataan
johtamattomaksi hetkellä t_2 .

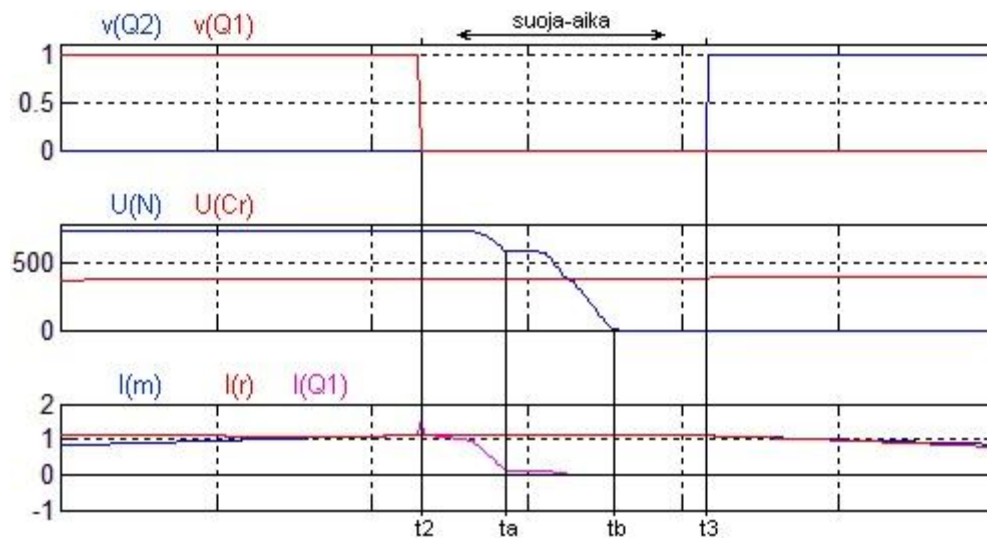


Kuva 3.8 Ajoitusdiagrammi resonanssitaajuudella, kevyt kuorma.

$t_2 - t_3$: Suoja-aika ja kumpikaan kytkimistä ei johda. Virta I_r purkaa solmun N kapasitanssin C_{vS} ja kytkimen Q_2 jännite putoaa negatiiviseksi. Kytkimen Q_2 diodi D_{DQ2} myötäsuuntautuu ja virta kulkee nyt sen kautta. Kytkimen jännite on diodin kynnyksjännitteen suuruinen,

kunnes se ohjataan johtavaksi hetkellä t_3 . Vaihe loppuu, kun kytkin Q_2 ohjataan johtavaksi hetkellä t_3 .

$t_2 - t_a$: Suoja-aika ja kumpikaan kytkimistä ei johda. Virta I_r on positiivien ja jännite solmussa N on positiivinen. Kytkimen Q_1 virta I_{Q1} putoaa kytkimen ominaisuuksista riippuvalla kulmakertoimella. Virta I_r purkaa solmun N hajakapasitanssia ja sen kytkimen Q_2 jännite putoaa. Vaihe loppuu, kun I_{Q1} menee nolnaan (10 %) hetkellä t_a .



Kuva 3.9 Suoja-ajan ajoitusdiagrammi resonanssitaajuudella, kevyt kuorma.

$t_a - t_b$: Suoja-aika ja kumpikaan kytkimistä ei johda. Virta I_{Q1} on nolla. Virta I_r on vielä positiivinen ja solmun N jännite positiivinen, jolloin virta purkaa kapasitanssia C_{zvs} . Vaihe loppuu, kun kapasitanssi on kokonaan purkautunut hetkellä t_b ja kytkimen Q_2 jännite on negatiivinen.

$t_b - t_3$: Suoja-aika ja kumpikaan kytkimistä ei johda. Solmun N jännite on negatiivinen ja kytkimen Q_2 diodi D_{Q2} on myötäsunnattu. Virta I_r on positiivinen ja virtaa nyt diodin D_{Q2} kautta. Vaihe loppuu, kun kytkin Q_1 ohjataan johtavaksi hetkellä t_3 .

$t_3 - t_4$: Kytkin Q_2 johtaa ja Q_1 ei johda. Virran I_r suunta on positiivinen ja kytkimen Q_2 jännite on negatiivinen, jolloin diodi D_{Q2} johtaa. Vaihe loppuu virran suunnan muuttuessa negatiiviseksi hetkellä t_4 .

$t_4 - t_5$: Kytkin Q_2 johtaa ja Q_1 ei johda. Virran I_r suunta on negatiivinen ja virtaa kytkimen Q_2 kautta. Toisiossa D_2 johtaa ja D_1 on estosuunnattu. Magnetointi-induktanssi ei osallistu resonanssiin ja virran I_r taajuus on f_{r1} . Vaihe loppuu, kun virta I_r saavuutta virran I_m hetkellä t_5 .

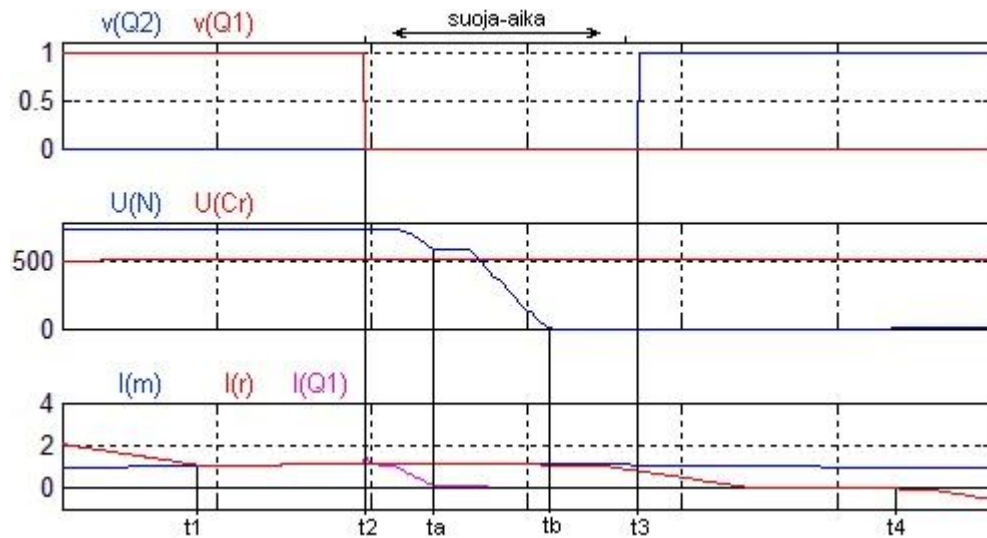
$t_5 - t_6$: Kytkin Q_2 johtaa ja Q_1 ei johda. Toisiodiodit ovat molemmat estosuunnattuja ja magnetointi-induktanssi osallistuu resonanssiin. Ensiojännite putoaa induktanssien muodostaman jännitejaon verran. Virran I_r taajuus on f_{r2} . Vaihe loppuu, kun kytkin Q_2 ohjataan johtamattomaksi hetkellä t_6 .

$t_6 - t_7$: Suoja-aika ja kumpikaan kytkimistä ei johda. Virralla ja jännitteellä on sama merkki ja virta varaa solmun N hajakapasitanssia C_{zvs} . Solmun N jännitteen noustessa korkeammaksi kuin syöttöjännite U_{in} , myötäsuuntaa se kytkimen diodin D_{Q1} . Kytkimen Q_1 jännite on diodin kynnyksjännitteen suuruinen. Vaihe loppuu ja suoja-aika päättyy, kun kytkin Q_1 ohjataan johtavaksi hetkellä t_7 .

$t_7 - t_8$: Kytkin Q_1 johtaa ja Q_2 ei johda. Virran suunta on negatiivinen ja diodi D_{Q1} johtaa. Vaihe loppuu, kun virran suunta muuttuu positiiviseksi ja kytkin Q_1 johtaa hetkellä t_8 .

3.3.3 Kytkentä toiminta-alueella 2, ($f_{r2} < f_{sw} < f_{r1}$)

Toiminta-alueella 2 kytketään resonanssitajuuden alapuolella ja kuormituksen on oltava riittävän pieni ($R > R_{crit}$), jotta ei ajauduta alueelle 3. Alueella 2 saavuttaa resonanssitankin virta I_r magnetointivirran I_m reilusti ennen kytkimen ohjausta johtamattomaksi hetkellä t_1 . Alla olevassa kuvassa (kuva 3.10) on esitetty piirin virtoja suoja-ajan aikana. Liitteessä I on esitetty toiminta-alueen 2 ajoitusdiagrammi.



Kuva 3.10 Suoja-ajan ajoitusdiagrammi toiminta-alueella 2 ($f_{r2} < f_{sw} < f_{r1}$), raskas kuorma.

$t_1 - t_2$: Kytkin Q_1 johtaa ja Q_2 ei johda. Hetkellä t_1 saavuttaa tankin virta magnetointivirran ja $I_r = I_m$. Toisiodiodin virta menee nolleen ja L_m osallistuu resonanssiin tankin kanssa. Jännite ensiössä putoaa induktanssien jännitejaon verran ja se estosuuntaa toisiodiodit. Ensiovirtojen taajuus on f_{r2} . Vaihe loppuu, kun kytkin Q_1 ohjataan johtamattomaksi hetkellä t_2 .

$t_2 - t_a$: Suoja-aika ja kumpikaan kytkimistä ei johda. Suoja-aika alkaa hetkellä t_2 , kun kytkin Q_1 ohjataan johtamattomaksi. Kytkimen Q_1 virta I_{Q1} pienenee kulmakertoimella, joka riippuu kytkimen ominaisuuksista ("IGBT: Current Fall Time") sekä virran I_r suuruudesta. Aikavälillä $t_2 - t_a$ on kytkimessä yhtäaikaaisesti jännitettä ja virtaa ja tästä saadaan kytkimen häviöt, kun se ohjataan johtamattomaksi. Jännite U_N ja virta I_r ovat positiivisia ja energia virran ylläpitämiseksi tulee solmun N loiskapazitanssista C_{zvs} , jota I_r purkaa. Vaihe loppuu, kun virta I_{Q1} menee nolleen hetkellä t_a .

$t_a - t_b$: Suoja-aika. Virran I_r suunta on positiivinen ja kapasitanssissa C_{zvs} on vielä varausta jäljellä, koska myös U_N on positiivinen. I_r purkaa loiskapazitanssia, kunnes se on kokonaan purettu hetkellä t_b ja jännite U_N menee negatiiviseksi.

$t_b - t_3$: Solmun N (kytkimen Q_2) jännitteen mennessä negatiiviseksi asettaa se diodin D_{Q2} myötäsuuntaiseksi ja I_r virtaa sen kautta. Kytkimen Q_2 jännite on diodin kynnysjännitteen U_f suuruinen. Ensiöjännitteen pudotessa riittävän alas myötäsuuntaa se toisiodiodin D_2 ja kytkee rinnan magnetointi-induktanssin ja kuorman. L_m ei osallistu resonanssiin ja virran I_r taajuus on f_{r1} suuruinen. Vaihe loppuu hetkellä t_3 , kun kytkin Q_2 ohjataan johtavaksi ja suoja-aika päättyy.

Edellytys toision diodien myötäsuuntaamiseksi on (STM 2008)

$$(U_N(t) - U_C(t)) \frac{L_m}{L_r + L_m} \leq n \cdot U_{out}. \quad (3.12)$$

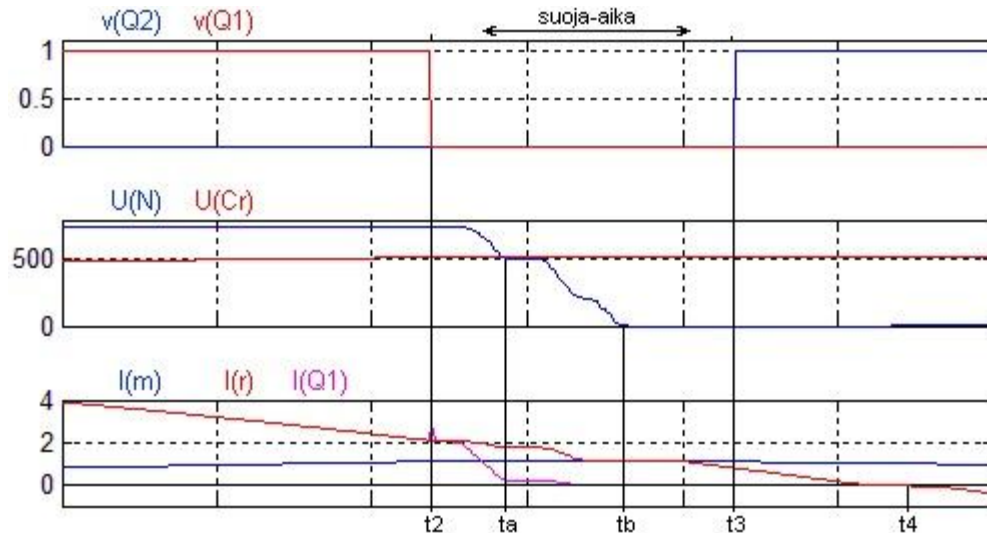
Ensiöpiirin tuottama jännite muuntajaan on $U_N(t) - U_C(t)$. Magnetointi-induktanssin osallistuessa resonanssiin jakautuu tämä jännite sarjakytkettyjen induktanssien L_m ja L_r kesken. L_m jännitteen on oltava suurempi kuin kuorman ja tasasuuntauskondensaattorin jännite, jotta diodit D_1 tai D_2 voivat olla myötäsuunnattuja.

3.3.4 Kytkentä toiminta-alueella 1, ($f_{r1} < f_{sw}$)

Kytkentä toiminta-alueella 1 on hyvin paljon samanlainen kuin kytkentä toiminta-alueella 2. Näkyvimpänä erona on piirin virran I_r suuruus, joka kytkimen johtamattomaksi ohjaushetkellä on magnetointivirtaa I_m suurempi. Suurempi virta purkaa kapasitanssin C_{zvs} nopeammin ja solmun N jännite U_N menee negatiiviseksi huomattavasti aikaisemmin kuin alueella 2. Magnetointi-induktanssi ei osallistu resonanssiin missään vaiheessa ja virta toisiossa on jatkuva (CCM). Alla olevassa kuvassa (kuva 3.11) on esitetty suoja-ajan ajoitusdiagrammi ja liitteessä II on koko toiminta-alueen 1 ajoitusdiagrammi.

$t_2 - t_a$: Kumpikaan kytkimistä ei johda ja suoja-aika alkaa. Avaushetkellä on piirin virta I_r magnetointivirtaa I_m suurempi aiheuttaen suuremmat kytkentähäviöt. Suurempi virta kuitenkin purkaa kapasitanssia C_{zvs} nopeammin. Kytkimen Q_1 virta I_{Q1} laskee kytkimen omi-

naisuuksista riippuvalla kulmakertoimella (IGBT: Current Fall Time). Toisiossa diodi D_1 johtaa. Vaihe loppuu hetkellä t_a , kun I_{Q1} on pudonnut noin kymmeneen prosenttiin.



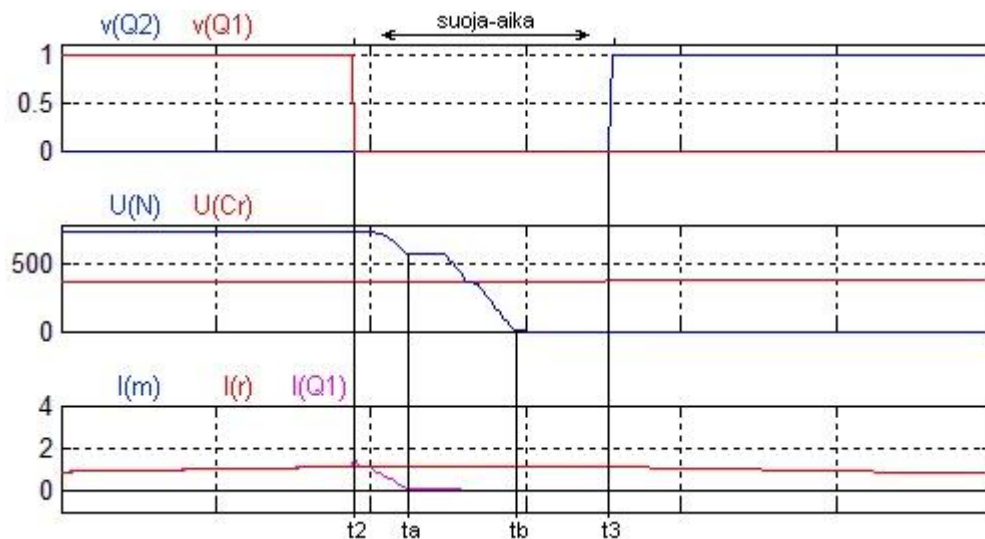
Kuva 3.11 Suoja-ajan ajoitusdiagrammi toiminta-alueella 1, ($f_{r1} < f_{sw}$), raskas kuorma.

$t_a - t_b$: Suoja-aika. Virta I_r ja jännite U_n ovat positiivisia. Virta I_r purkaa loiskapazitanssia C_{zvs} ja jännite U_N laskee. Toisiossa diodi D_1 johtaa. Vaihe loppuu hetkellä t_b , kun kapasitanssi on kokonaan purkautunut ja jännite U_N on laskenut negatiiviseksi.

$t_b - t_3$: Suoja-aika. Virta I_r on positiivinen ja U_N negatiivinen. Virta kulkee diodin D_{Q2} kautta ja kytkimen Q_2 jännite on diodin kynnsjännitteen suuruinen. Toisiossa diodien tilat vaihtuvat. Vaihe loppuu hetkellä t_3 , kun kytkin Q_2 ohjataan johtavaksi ja suoja-aika päättyy.

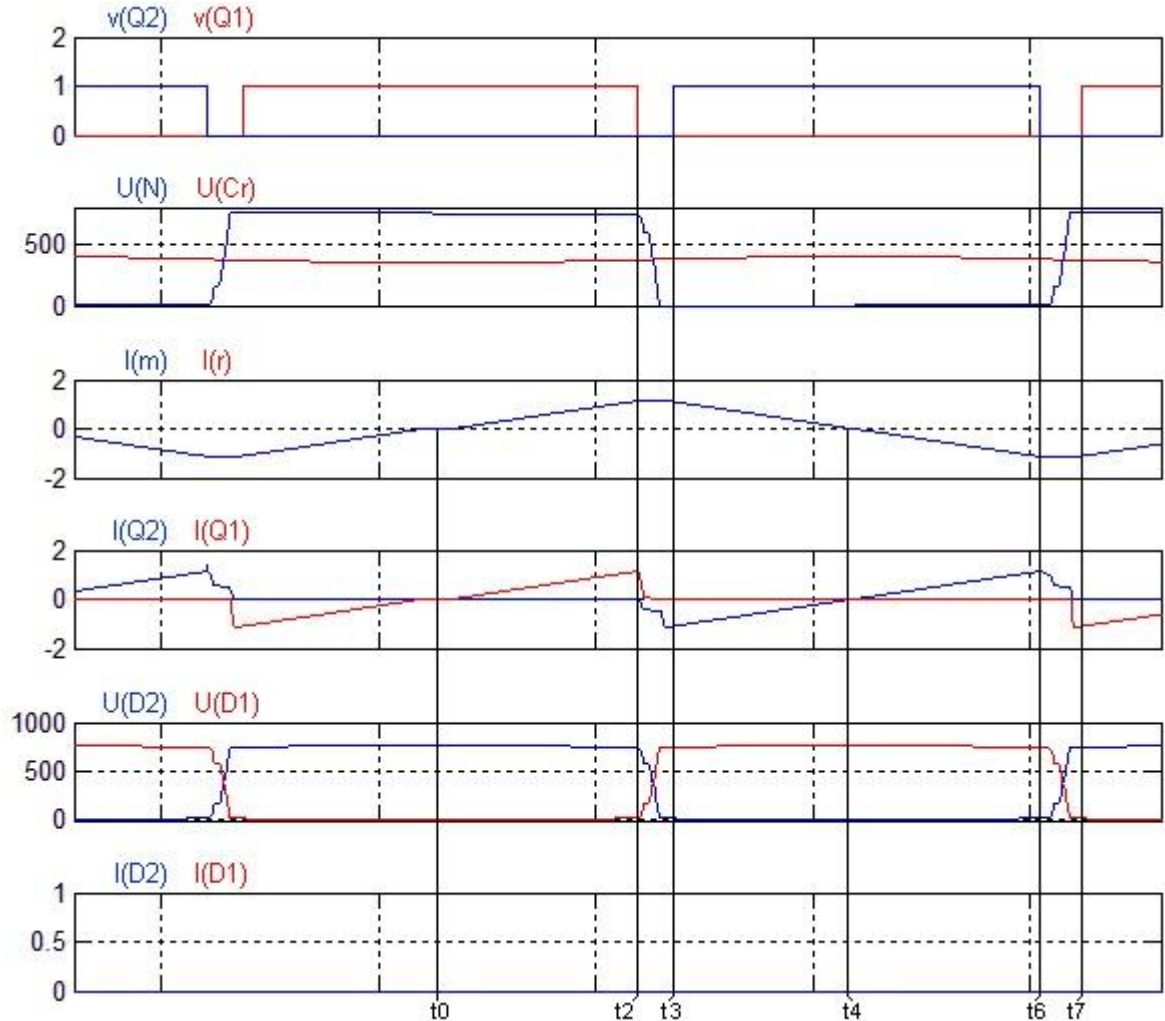
3.3.5 No-load (cutoff) toiminta.

No-load toiminnalla tarkoitetaan tässä tilannetta, jossa laitteeseen ei ole kytketty kuormaa ollenkaan tai hyvin pieni kuorma (tässä 100 k Ω). No-load toiminnan ajoitusdiagrammi on esitetty alla olevissa kuvissa (kuva 3.12 ja kuva 3.13). Kuvista havaitaan, että LLC piiri täyttää tehtävänsä, vaikka kuormaa ei ole ollenkaan, eli nollajännitekytkentä. Molemmat toisiodiodit ovat kokoajan estosuunnattuja ja toisioon ei siirretä energiaa. Virrat I_r ja I_m ovat yhtä suuria ja niiden taajuus on f_{r2} . Magnetointi-induktanssi määrittää siis tässä virran suuruuden ja mahdollistaa ZVS toiminnan. Koska tehoa ei kuitenkaan siirretä toisioon, kuluu se vain muuntajassa, kytkimissä ja resonanssikapasitanssissa.



Kuva 3.12 No-load toiminnan suoja-ajan ajoitusdiagrammi.

Yllä olevasta kuvasta (kuva 3.12) nähdään nollajännitekytkennän ominaisuuksien säilyvän ajettaessa laitetta hyvin pienellä kuormalla tai jopa ilman kuormaa.



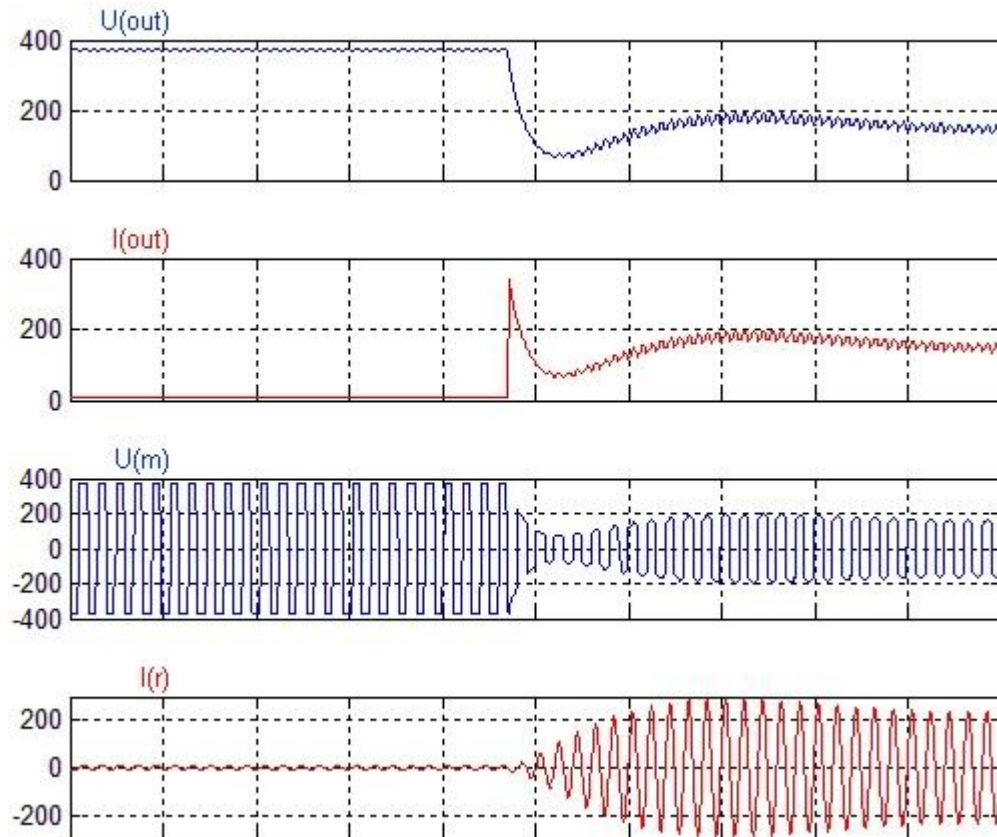
Kuva 3.13 No-load toiminnan ajoitusdiagrammi.

Kyt kentähetkellä on virran suuruus magnetointivirran huipun suuruinen, joka on yhtä suuri kuin resonanssitaajuudella tai alueen 2 kyt kennässäkin. Kyt kentähäviöt ovat siis myös yhtä suuret vaikka laitetta ajetaan ilman kuormaa.

3.4 Oikosulku ja ylikuorma

Oikosulussa ja ylikuorma tilanteessa on induktanssi L_m rinnankytkettynä erittäin pienen impedanssin R_L kanssa ja ensiöpiirissä on sarjakytkettyinä resonanssi-induktanssi L_r ja resonanssikapasitanssi C_r . Muuntaja toimii virtamuuntajana. Resonanssitaajuudella kytkettäessä on ensiön impedanssi nolla, mutta käytännön piireissä tämä ei ole mahdollista. Oi-

kosulkuua simuloidaan Simulinkillä, jossa kytkentä ajetaan ensin jatkuvaan tilaan ja oikosuljetaan siten 1Ω kuormalla. Oikosulkuvirran rajoittamiseen on kaksi tapaa: käyttää ensiössä resonanssikondensaattorien rinnalla suojadiodeja tai nostaa oikosulussa kytkentätaajuutta ja siirtää toimintapiste alueelle 1.

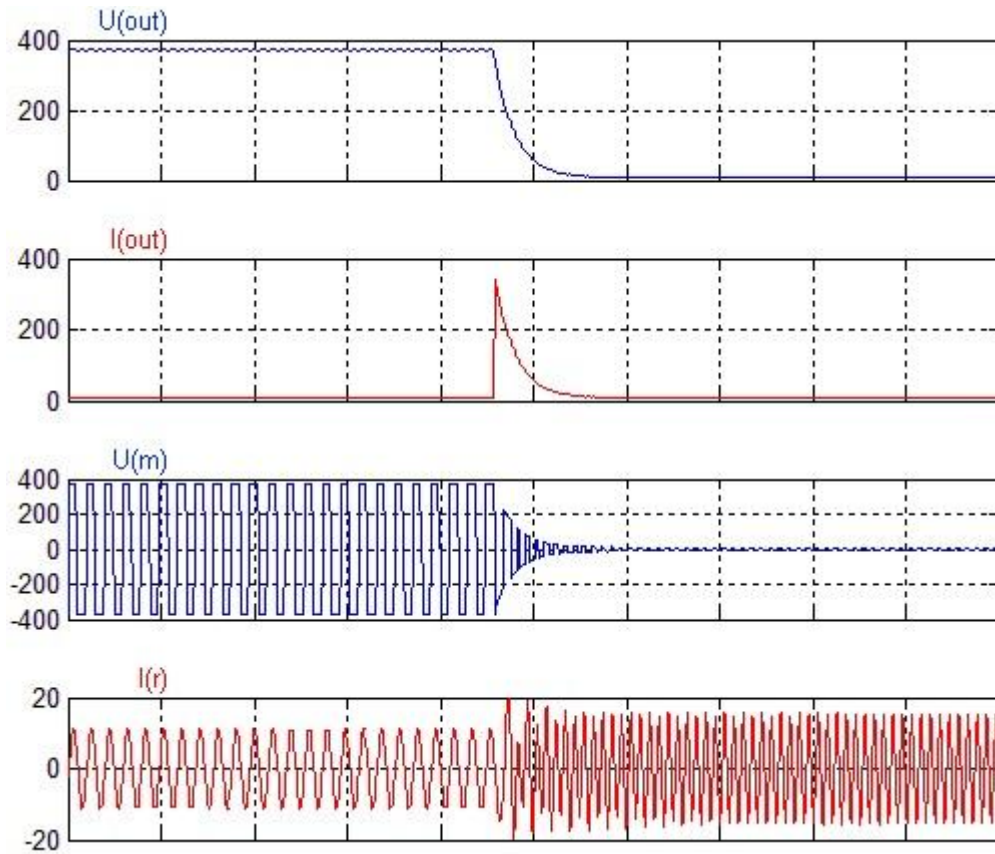


Kuva 3.14 Oikosulun virtoja ja jännitteitä ilman rajoittimia. Toision oikosulkuvirta rajoittuu 150 A ja jännite 150 V. Ensiössä huippuvirta on 200 A ja jännite 200 V.

Oikosulun tapahduttua putoaa jännite ensiössä ja kuormalla muutaman kytkentäjakson aikana viidesosaan. Oikosulkuvirta nousee ensin ~ 350 ampeeriin ja putoaa ja rajoittuu lopulta, muutaman kytkentäjakson aikana, 70 ampeeriin.

3.4.1 Taajuuden muuttaminen

Oikosulkuvirtaa on mahdollista rajoittaa muuttamalla kytkentätaajuutta, nostamalla kytkentätaajuutta ja siirtämällä toimintapiste kauas toiminta-alueelle 1. Kytkentätaajuuden kaksinkertaistamisen vaikutus jännitteisiin ja virtoihin oikosulutilanteessa on esitetty alla olevassa kuvassa (kuva 3.15).

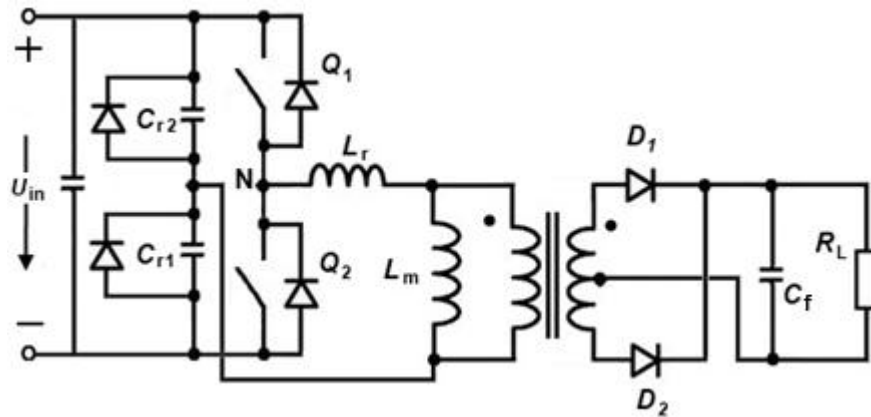


Kuva 3.15 Oikosulun virtoja ja jännitteitä kytkentätaajuuden kaksinkertaistamisella. Toision oikosulkuvirta rajoittuu 10 A ja jännite 10 V. Ensiosä huippuvirta rajoittuu 16 A ja jännite 10 V.

Taajuuden nostaminen oikosulussa rajoittaa virtaa huomattavasti. Virta asettuu noin kymmenes osaan verrattuna kytkentään, jossa ei käytetä virran rajoittimia. Oikosulussa on kuitenkin iso virtapiikki, juuri oikosulun sattuessa. Huomattavaa on myös, että alueella 1 kytkettäessä kytkimillä säilyy nollajännitekytkentä.

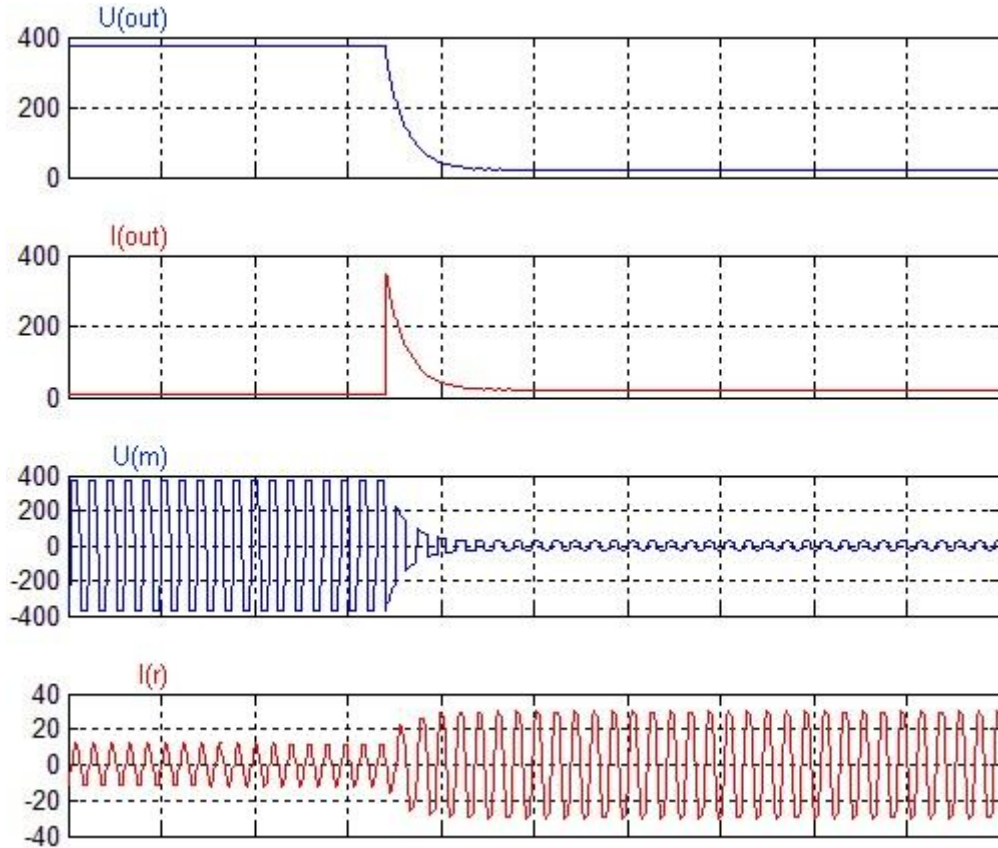
3.4.2 Ensiön suojadiodit

Toinen vaihtoehto oikosulkuvirran ja ylikuorman rajoittamiseksi on lisätä ensiöön resonanssikondensaattorien rinnalle suojadiodit. Suojadiodien tehtävä on toimia ylivirta ja ylijännite suojana piirille. KytKentä ensiön suojadiodeilla on esitetty alla olevassa kuvassa (kuva 3.16).



Kuva 3.16 KytKentäkaavio ensiön suojadiodeilla.

Normaaliolosuhteissa, kun piiri on suunniteltu oikein, eivät diodit vaikuta piirin toimintaan millään tavalla. Jotta diodit eivät vaikuttaisi piirin toimintaan, on kondensaattorit mitoitet-tava siten, että niiden jännite ei maksimi virralla ylitä tulojännitteen arvoa (750V). Suoja-diodit rajoittavat kondensaattorien maksimijännitteen tulojännitteeseen ja virran ollessa liian suuri jännite leikkautuu. Alla olevassa kuvassa (kuva 3.17) on esitetty oikosulun jän-nitteitä ja virtoja, kun piiri on suojattu ensiön suojadiodeilla.



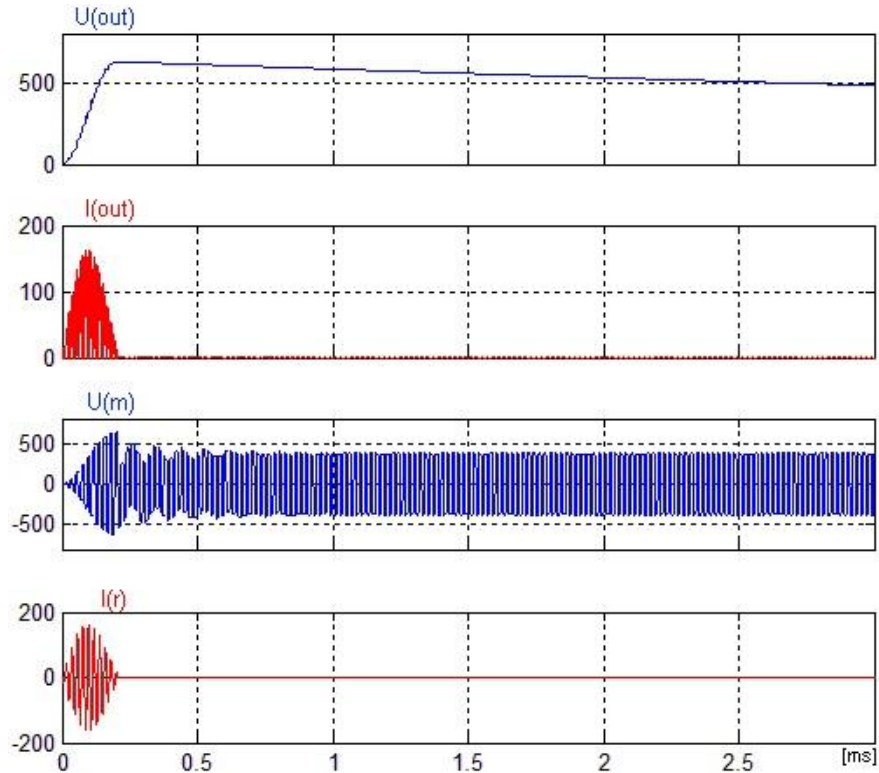
Kuva 3.17 Oikosulun virtoja ja jännitteitä suojadiodeilla. Toision oikosulkuvirta rajoittuu 20 A ja jännite 20 V. Ensiosä huippuvirta rajoittuu 30 A ja jännite 20 V.

Virran noustessa piirissä liian suureksi, leikkautuu kondensaattorien jännite. Jännitteen leikkautuessa pienenee resonanssitankin taajuus virran suhteessa ja toimintapiste ajautuu alueelle 1, jolloin kytketään resonanssitaajuutta suuremmalla taajuudella. Huomattavaa on, että nolajännittekkykentä säilyy ensiökytkimille, mutta kytkimien avausvirta kasvaa siirtäessä kauemmaksi resonanssitaajuudesta.

3.5 Käynnistys

Käynnistys on kriittinen toiminta inverttereissä ja on suotavaa toteuttaa siten, että energia piirin komponenteissa kasvaa hallitusti. Äkillinen käynnistäminen aiheuttaa kovia jännite ja virtapiikkejä ja rasituksia komponentteihin ja voi rikkoa ne (kuva 3.18). Käynnistyksessä toision suodin kapasitanssi on tyhjä ja jännitteen noustessa se voidaan olettaa aiheuttavan

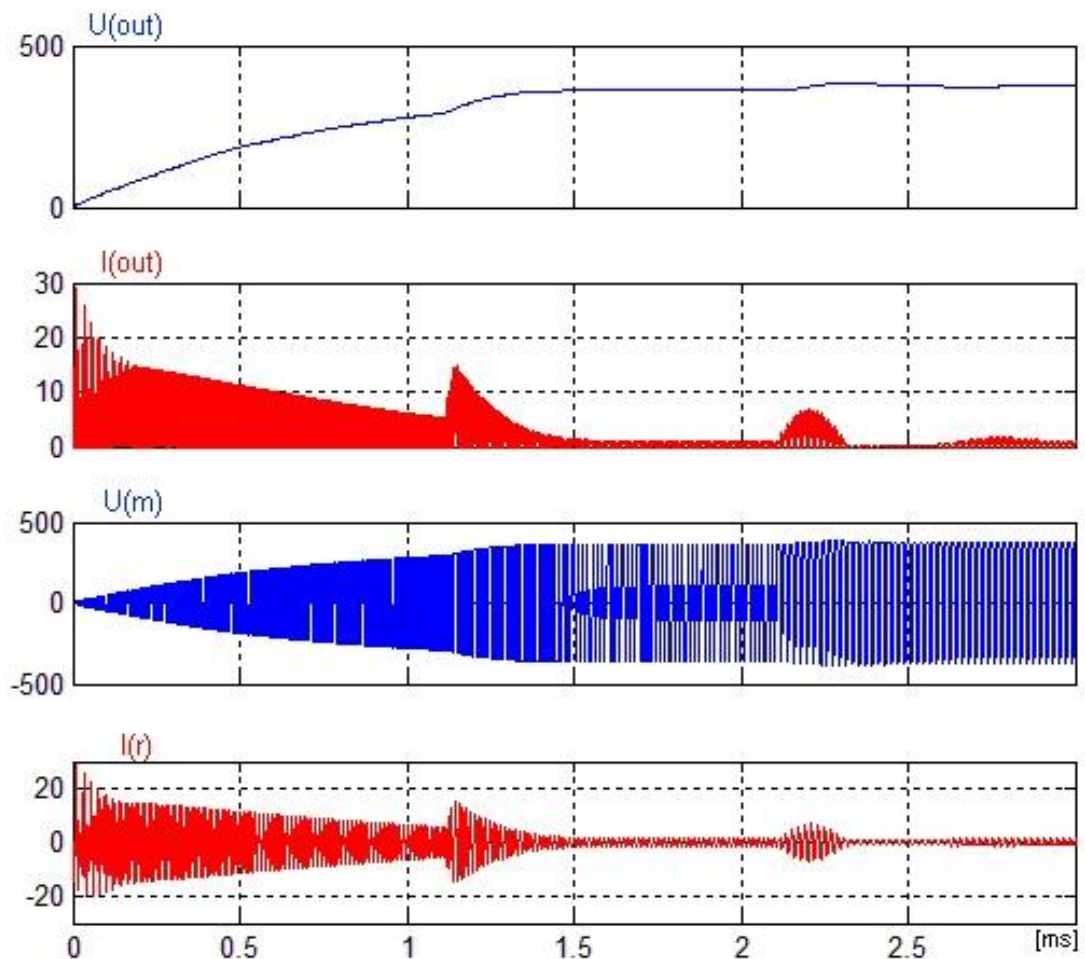
toisioon oikosulun. Tarkoituksena on ladata toision kondensaattori hallitusti riittävän korkeaan jännitteeseen ilman, että sen virta pääsee liian korkeaksi.



Kuva 3.18 Kovakäynnistys.

Kovassa käynnistyksessä on ensiövirran huippuarvo 150 ampeeria. LLC piirissä on käynnistysvirran rajoittaminen mahdollista toteuttaa kolmella tavalla: käynnistetään laite korkeammalla taajuudella, käytetään ensiössä suojadiodeja tai muutetaan ohjauspulssien leveyttä.

1. Käynnistämällä konvertteri korkeammalla kytkentätaajuudella ja laskemalla taajuus asteittain normaaliksi, saatiin simuloinneissa rajoitettua käynnistysvirta alle 30 ampeeriin. Nollajännitekytkentä säilyy koko käynnistysajan ajalle. Jännitteen nousu ja käynnistyminen kestää kuitenkin pidemmän aikaa. Alla olevassa kuvassa (kuva 3.19) on esitetty simuloidun piirin virran kuvaajia käynnistettäessä korkeammalla taajuudella.

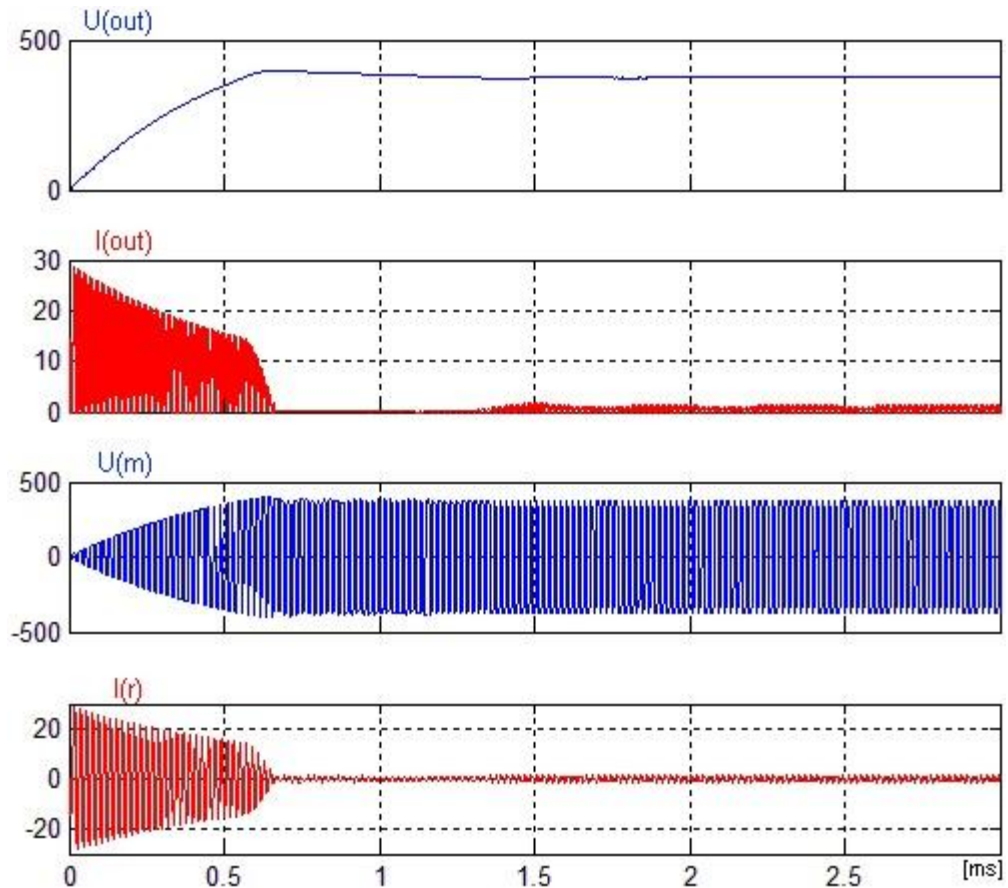


Kuva 3.19 Käynnistys nostamalla taajuutta. Kuvaajassa käynnistetään ensin kaksinkertaisella taajuudella ja 1.1ms kohdalla lasketaan taajuus lähemmäs lopullista taajuutta. 2.1 ms kohdalla kytketään lopullisella taajuudella.

Käynnistettäessä korkeammalla taajuudella, saadaan käynnistysvirtoja rajoitettua huomattavasti ja simulointikytkennässä virta rajoittui alle 20 ampeeriin.

2. Käytettäessä suojadiodeja ensiossa, toimivat nämä luonnollisena virran rajoittimena kytkennässä ja tekevät piiriin käynnistyksestä maltillisen. Ylivirta tai oikosulkutilanteessa suojadiodit leikkaavat resonanssikondensaattorien jännitteen ja siirtävät laitteen toimintapisteeseen alueelle 1. Alueella 1, ylikuorma/virta pienentää kytkennän vahvistusta huomattavasti, jolloin lähtöjännite nousee maltillisesti. Alueella 1 kytkimien avausvirta kasvaa, mutta nol-

lajännitekytkentä säilyy. Alla olevassa kuvassa (kuva 3.20) on esitetty käynnistyksen virtoja ja jännitteitä, kun resonanssikondensaattorien kanssa on rinnankytketty suojadiodit.



Kuva 3.20 Käynnistys suoja-diodeilla.

Käynnistettäessä kytkentä suojadiodeilla rajoittui simuloidun kytkennän virta alle 30 ampeeriin, kun se ilman diodeja oli 150 ampeeria.

3. Pulssisuhteen muutos ei ole hyvä ratkaisu, koska pulssisuhteen muutos pidentää suoja-aikaa ja rikkoo ZVS kytkennän. Nollajännitekytkennän edellytyksenä on, että virta ei vaihda merkkiään suoja-ajan aikana. Pulssisuhteen pienentäminen pidentää suoja-aikaa ja virta pääsee oskilloimaan suoja-ajan aikana.

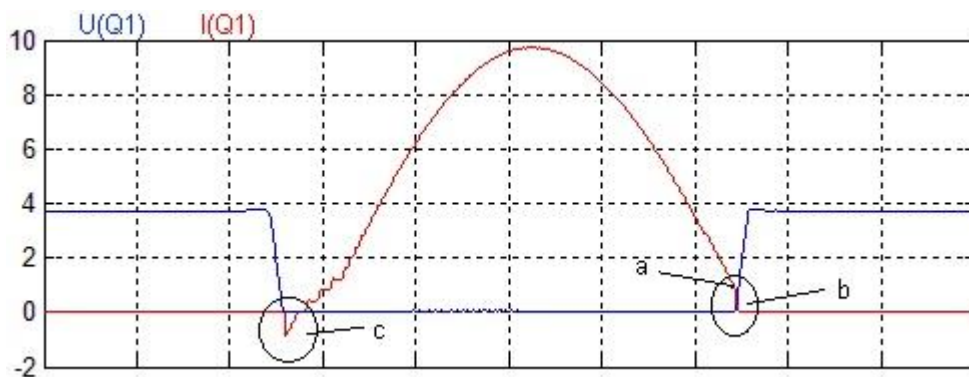
3.6 Häviöt

Häviötarkastelussa keskitytään kytkimissä ja diodeissa tapahtuviin häviöihin sekä pehmeänkytkennän ja suoja-ajan vaikutusta niihin. Ensiossa johtavantilan häviöitä aiheuttavat muuntaja, kytkimet sekä kondensaattorit. Toisiossa häviöt keskittyvät diodeihin.

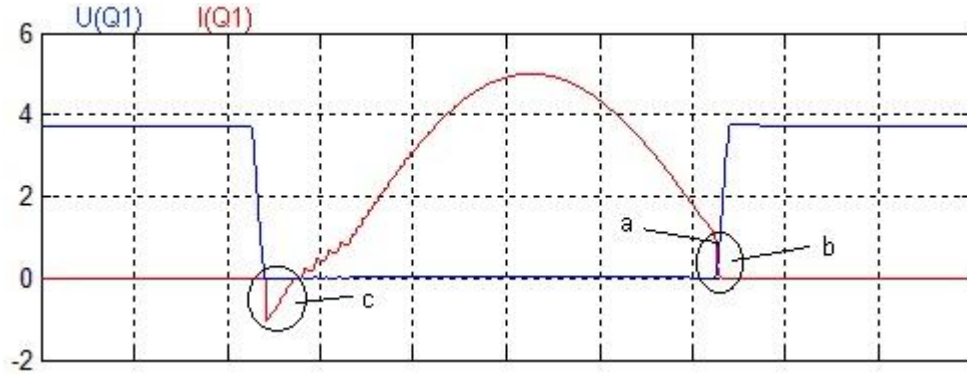
Ellei konverterria ajeta hyvin korkealla taajuudella, jolloin kytkentähäviöt olisivat hallitsevia, niin pehmeällä kytkennällä ovat johtavantilan häviöt hallitsevia kytkimissä (STM 2008). Kytkentähäviöt tulevat pääasiassa virran I_r (I_m) suuruudesta kytkentähetkellä. Suurempi kytkentävirta mahdollistaa ZVS olosuhteet laajemmalle alueelle, mutta kasvattaa kytkentähäviöitä.

3.6.1 Kytkimet

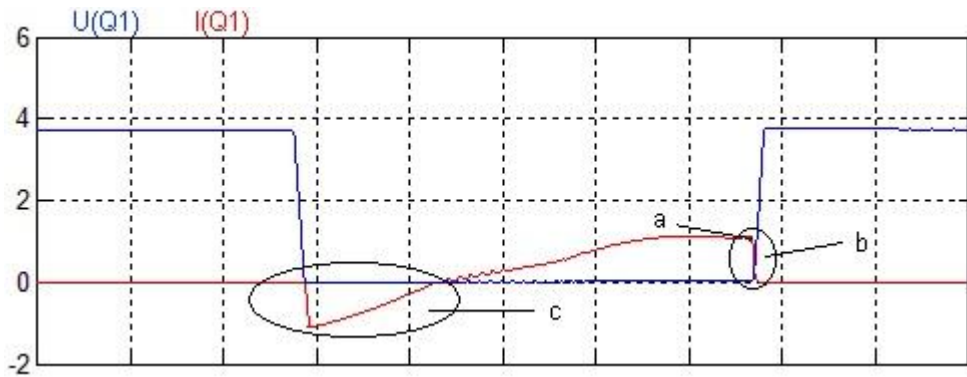
Kytkentähäviöt ovat riippuvaisia kytkentävirrasta ja kytkimien ominaisuuksista. Kytkimien sammumisaika (IGBT: Current Fall Time) on merkittävä, sillä mitä pidempi sammumisaika on, sitä pidempään kytkimissä on jännitettä ja virtaa samaan aikaan ja sitä suuremmat ovat sen häviöt. Alla olevissa kuvissa (kuva 3.21, kuva 3.22 ja kuva 3.23) on esitetty simulointituloksia kytkimen Q_1 jännitteistä ja virroista kytkentöjen aikana.



Kuva 3.21 Ensiokytkimen Q_1 jännite ja virta 53Ω kuormalla. a) Virran suuruus kytkimessä, kun se ohjataan johtamattomaksi. b) Kytkimen ohjaus johtamattomaksi tapahtuu äärellisessä ajassa, jolloin sen yli on samanaikaisesti jännitettä ja virtaa. c) Kytkimen jännite on ajettu alas ennen sen ohjaamista johtavaksi. Piirin jännite ja virta ovat kytkimen johtavaksi ohjaamisen jälkeen hetken aikaa erimerkkiset.



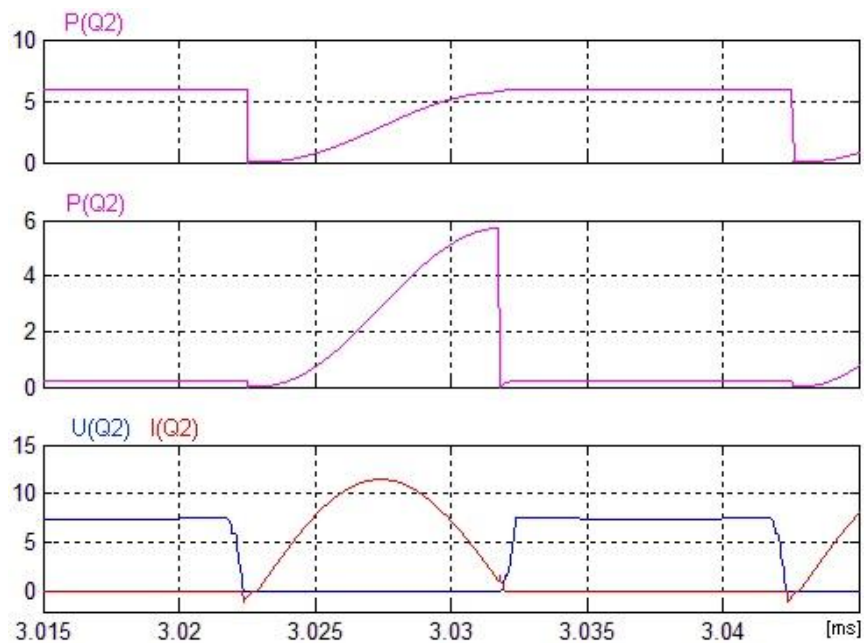
Kuva 3.22 Ensiökytkimen Q_1 jännite ja virta 106Ω kuormalla. a) Virran suuruus kytkimessä, kun se ohjataan johtamattomaksi. b) Kytkimen ohjaus johtamattomaksi tapahtuu äärellisessä ajassa, jolloin sen yli on samanaikaisesti jännitettä ja virtaa. c) Kytkimen jännite on ajettu alas ennen sen ohjaamista johtavaksi. Piirin jännite ja virta ovat kytkimen johtavaksi ohjaamisen jälkeen hetken aikaa erimerkkiset.



Kuva 3.23 Ensiökytkimen Q_1 jännite ja virta 1060Ω kuormalla. a) Virran suuruus kytkimessä, kun se ohjataan johtamattomaksi. b) Kytkimen ohjaus johtamattomaksi tapahtuu äärellisessä ajassa, jolloin sen yli on samanaikaisesti jännitettä ja virtaa. c) Kytkimen jännite on ajettu alas ennen sen ohjaamista johtavaksi. Piirin jännite ja virta ovat kytkimen johtavaksi ohjaamisen jälkeen hetken aikaa erimerkkiset.

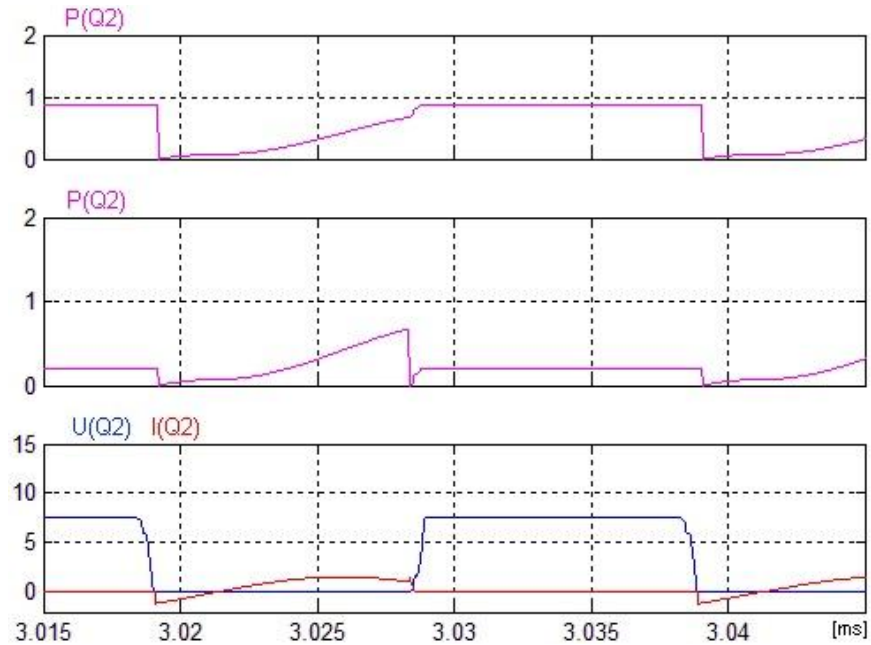
Yllä olevista kuvista (kuva 3.21, kuva 3.22 ja kuva 3.23) havaitaan, että kytkimen virta, johtamattomaksi ohjaushetkellä, on yhtä suuri kaikilla kuormilla (a) ja myös siten virran laskuaika (b) on yhtä suuri kaikilla kuormilla. Tästä johtuen myös kytkentähäviöt ovat yhtä suuret kuormasta riippumatta. Havaitaan myös kytkennän reaktiivisen energian kasvavan kuorman pienentyessä (c).

Kytkimen tehohäviöitä arvioidaan simuloimalla Matlabin Simulinkilla. Käytetään Simulinkin IGBT mallia, jolle voidaan määrittää virran lasku- ja nousuajat. Simulointikytkennässä on kytkimen avausvirran suuruus noin 1A ja kytketään hieman resonanssitaajuutta pienemmällä taajuudella. Simulointikuvissa on esitetty jännitteen ja virran tulon integraali kytkentäjaksen ja sen puolikkaan aikana. Alla olevissa kuvissa (kuva 3.24 ja kuva 3.25) on esitetty kytkimen tehohäviön kuvaajia kytkentäjaksen aikana.



Kuva 3.24

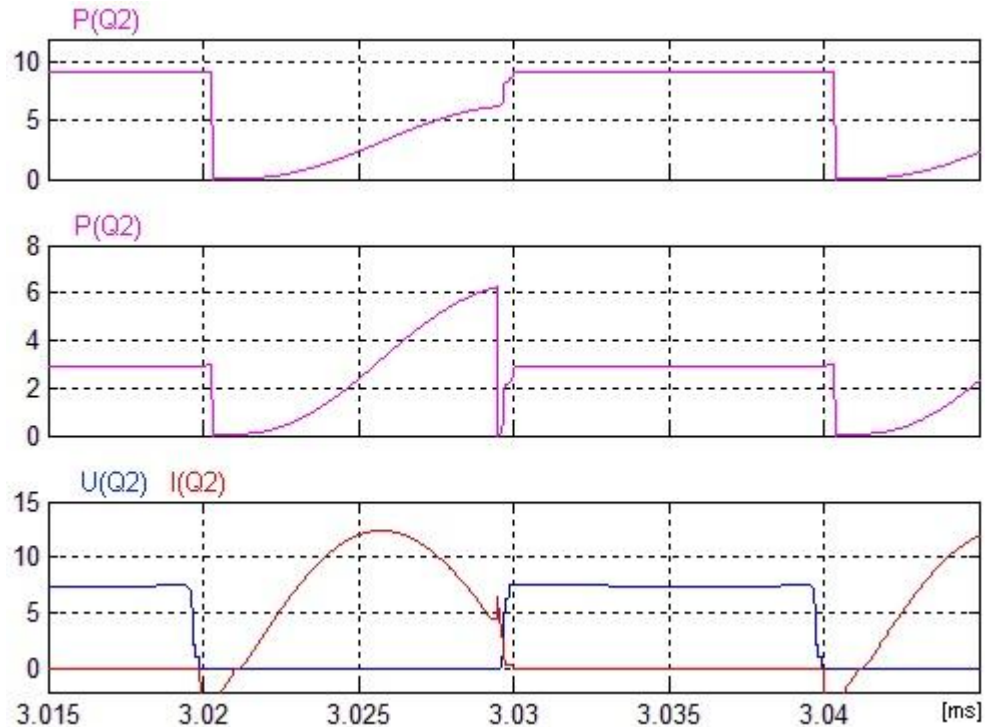
Kytkimen tehohäviöt resonanssitaajuudella ja raskaalla kuormalla. Ylimmässä kuvassa integraali nollataan kytkimen ohjaussignaalin nousevalla reunalla. Keskimmäisessä kuvassa integraali nollataan sekä nousevalla, että laskevalla reunalla. Alimmassa kuvassa on kytkimen jännite ja virta.



Kuva 3.25 Kytkimen tehohäviöt resonanssitaajuudella ja kevyellä kuormalla. Ylimmässä kuvassa integraali nollataan kytkimen ohjaussignaalin nousevalla reunalla. Keskimmäisessä kuvassa integraali nollataan sekä nousevalla, että laskevalla reunalla. Alimmassa kuvassa on kytkimen jännite ja virta.

Yllä olevista kuvista (kuva 3.24 ja kuva 3.25) nähdään, että kuorman muuttuessa kytkentähäviöt eivät muutu. Johtavantilanhäviöt sen sijaan kasvavat kuormituksen lisääntyessä.

Kytchentähетен virta määrittää häviöiden suuruuden ja LLC piirissä tämän virran suuruuden määrittää magnetointi-induktanssi. Magnetointi-induktanssin pienentäminen kasvattaa avausvirtaa. Alla esitetyssä simulointikuvassa (kuva 3.26) on magnetointi-induktanssi pienennetty neljänneksen, jolloin kytkentävirta ja kytkentähäviöt kasvavat.



Kuva 3.26 Kytkimen tehohäviöt resonanssitaajuudella sekä raskaalla kuormalla. Ylimmässä kuvassa integraali nollataan kytkimen ohjaussignaalin nousevalla reunalla. Keskimmäisessä kuvassa integraali nollataan sekä nousevalla, että laskevalla reunalla. Alimmassa kuvassa on kytkimen jännite ja virta.

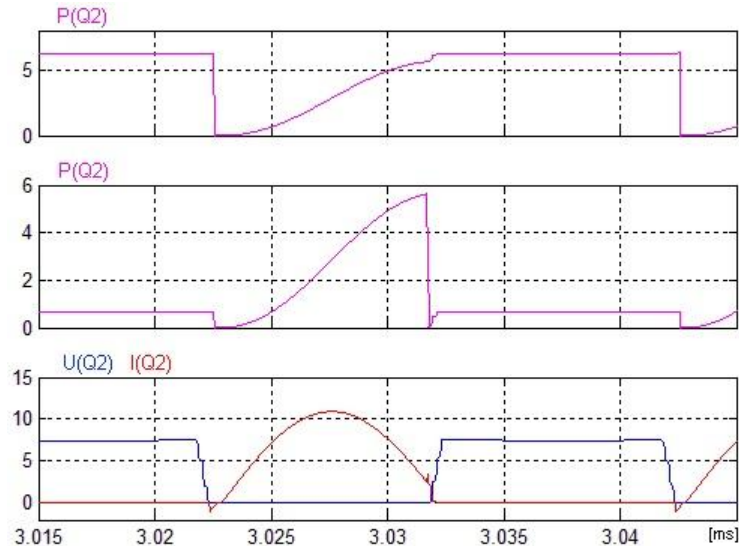
Yllä olevasta kuvasta (kuva 3.26) nähdään magnetointi-induktanssin pienentämisen kasvattavan avaushäviöitä, mutta johtavantilan häviöihin sillä ei ole juurikaan vaikutusta.

3.6.2 Komponenttien toleranssit

Kytkimien ja resonanssikomponenttien epäideaalisuudet antavat haasteita laitteen lopullisessa virittämisessä kohdalleen. Kytkimissä johtamattomaksi ohjauksen viive $t_d(\text{off})$ muuttuu kytkentävirran ja lämpötilan muuttuessa. Resonanssikelan ja muuntajan induktanssit muuttuvat myös virran ja lämpötilan funktiona.

Komponenttien toleranssit ovat tyypillisesti 10 % luokkaa ja tämä vaikuttaa todelliseen resonanssitaajuuteen. Jos komponenttien toleransseja ei huomioida ja kytkentätaajuutta

soviteta tähän, ajautuvat resonanssitaajuus ja kytkentätaajuus erilleen. Mikäli toimintapiste siirtyy alueelle 1 kasvavat kytkentähäviöt ja lähtöjännite laskee. Alueella 2 voi kytkentä suurilla kuormilla ajautua pois ZVS alueelta. Alla esitetystä kuvassa (kuva 3.27) on kytkentähäviöt raskaalla kuormalla, kun resonanssi-induktanssin arvoa on nostettu 10 %.



Kuva 3.27 Kytkimen tehohäviöt kun L_r on +10 % ja raskaalla kuormalla. Ylimmässä kuvassa integraali nollataan kytkimen ohjaussignaalin nousevalla reunalla. Keskimmäisessä kuvassa integraali nollataan sekä nousevalla, että laskevalla reunalla. Alimmassa kuvassa on kytkimen jännite ja virta.

Resonanssi-induktanssin kasvattaminen kymmenellä prosentilla siirtää kytkennän toiminnan alueelle 1, kuten yllä esitetystä kuvasta (kuva 3.27) nähdään. Kytkentävirta suurenee ja sitä myötä myös kytkentähäviöt suurenevat.

3.6.3 Kytkentäviive

Nollajännitekytkennän edellytys on, että virta ei vaihda merkkiään suoja-ajan aikana. Magnetointi-induktanssin suuruus määrittää vaihesiirron virran ja jännitteen välille, joten se myös määrittää maksimi suoja-ajan pituuden.

Kytkeväviiveistä etenkin kytkimen ohjaamisessa johtamattomaksi oleva viive (avausviive), on merkittävä. Avausviive on kytkimellä huomattavasti suurempi ja avausvirran pienentyessä sen aika pitenee. Nyt kytketään hyvin pienellä virralla ja arvioidaan, kytkimen datalehdessä, avausviiveen tällä virta-alueella olevan 600 – 800 ns.

Ilman kytkentäviivettä ovat resonanssijaksonaika ja kytkentäjaksonaika yhtä pitkiä. Nyt on mahdollista kasvattaa suoja-aikaa ja lisätä kytkentäviive suoraan kytkentäjakson aikaan. Suoja-ajaksi tarvitaan 400ns ja kytkentäviiveen oletetaan olevan 800ns. Eli nyt kytkentäjakson aika pitenee 800ns ja efektiivinen suoja-aika on edelleen 400ns. Kytkentäjaksonajan piteneminen aiheuttaa kytkennän toimintapisteen siirtymisen alueelle 2, jossa kytketään resonanssitaajuutta pienemmällä taajuudella. Alueella 2 on vahvistus suurempi kuin 1 ja riippuvainen kuormasta. Alueelle 2 siirtyminen nostaa ensiön huippujännitteen arvoa hieman, mutta sen vaikutus häviöihin on hyvin pieni. Se aiheuttaa kuitenkin hieman enemmän jännitteen vaihtelua lähdössä ja liian suurilla kuormilla saattaa toimintapiste siirtyä kapasitiiviselle alueelle. Pienellä induktanssisuhteella jännitevahvistus on resonanssitaajuuden läheisyydessä hyvin pieni.

3.6.4 *Passiiviset komponentit*

Kondensaattoreilla C_T on kova rasitus ja on tärkeää valita siihen käyttöön sopiva, pieni häviöinen ja pulssimaiseen rasitukseen soveltuva komponentti (esim. polypropylene film). Korkea taajuus aiheuttaa kuparihäviöitä muuntajassa ja resonanssi-induktanssissa, mikä on otettava huomioon komponenttivalinnoissa. Pyörrevirtahäviöiden minimoimiseksi muuntajan ensiön ja toision käämeissä on hyvä käyttää monisäikeistä rakennetta tai litz-lankaa. (STM 2008)

3.6.5 *Toisiodiodit*

Toisiodiodeille tulee LLC piirillä luonnollisesti nollavirtakytkentä (ZCS), eli niiden virta menee nolleen ennen kuin ne asetetaan estosuuntaan, jolloin myös toisiodiodeilla merkittä-

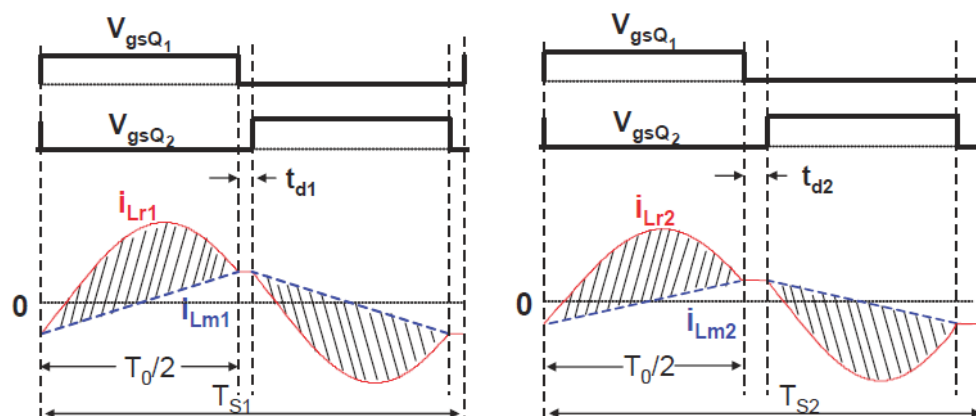
vimmät häviöt tulevat johtavuustilassa. Korkealla jännitteellä on suositeltavaa käyttää silta-kytkentää toisiossa, jolloin estosuunnan jännite on vain yksinkertainen lähtöjännitteeseen verrattuna, kun se kokoaalto tasasuuntauksella on kaksinkertainen. Siltakytkenässä on virran kulkureitillä aina 2 diodia, jolloin korkealla virralla on suositeltavampaa käyttää kokoaalto-kytkentää, jonka kytkennässä virran kulkureitillä on aina vain 1 diodi. Kokoaalto-tasasuuntauksessa estosuuntajännite on diodeilla kaksinkertainen lähtöjännitteeseen nähden.

3.7 Suoja-aika (dead-time)

Magnetointi-induktanssilla on LLC piirin suunnittelun ja häviöiden kannalta hyvin tärkeä rooli. Mitä suurempi magnetointi-induktanssi on, sitä pienempi on virta kytkimien johtamattomaksi ohjaus hetkellä ja sitä pienemmät ovat kytkentähäviöt. Magnetointi-induktanssin kokoa rajoittaa kuitenkin hajainduktanssi C_{zvs} , joka pitää purkaa suoja-ajan aikana. Kasvattamalla suoja-aikaa voidaan käyttää suurempaa induktanssia ja pienentämällä suoja-aikaa tarvitaan enemmän virtaa ja pienempi induktanssi. Suoja-ajan kasvattaminen taas lyhentää efektiivistä tehon syöttöaikaa toisioon ja tarvitaan enemmän virtaa ensiossa, jotta sama energia saadaan siirrettyä lyhyemmässä ajassa. Jotta konvertteri toimisi resonanssitaajuudella, kun suoja-aikaa muutetaan, on se huomioitava kytkentäajassa siten, että resonanssijakso T_o pysyy muuttumattomana. Suoja-ajan pidentäminen siis pidentää varsinaista kytkentäjaksoa. Kytkentäjaksonaika muodostuu resonanssijaksonajasta T_o ja suoja-ajasta t_d . Näistä voidaan kirjoittaa yhtälö

$$T_s = T_o + 2 t_d. \quad (3.13)$$

Jossa T_s on kytkentäjaksonaika. Pidentämällä suoja-aikaa pienenee myös efektiivinen energian siirtoaika suhteessa kytkentäjaksonaikaan, T_o/T_s .



Kuva 3.28 Kytentäjaksen muodostuminen. (Bo 2004)

Nyt pidempi suoja-aika kompensoidaan kasvattamalla efektiivistä virtaa ($I_r - I_m$) ensiössä. Kasvattamalla suoja-aikaa pienenee I_m , mutta $(I_r - I_m)$ kasvaa resonanssijaksen aikana. I_r ja I_m määrittävät RMS virran sekä ensiölle, että toisiolle kytentäjaksen aikana.

Pienentämällä suoja-aikaa pienenee myös magnetointi-induktanssi ja virta I_m vastaavasti kasvaa. Kytkimen virta ohjattaessa se johtamattomaksi suurenee ja aiheuttaa enemmän kytentähäviöitä. Johtavuushäviöitä on vaikea suoraan ennustaa, koska virta I_m kasvaa ja virta $(I_r - I_m)$ pienenee.

3.7.1 L_m , vaihe-ero ja suoja-aika

Suoja-ajan pituus on voimakkaasti sidonnainen magnetointi-induktanssiin L_m . Magnetointi-induktanssi määrittää kytentävirrän suuruuden ja vaihe-eron ensiön jännitteen ja virran välille. Tämä vaihe-ero määrittää suoja-ajan maksimi pituuden. Resonanssitaajuudella on ensiön impedanssi nolla ja piirin ainoa impedanssi tulee rinnankytketystä magnetointi-induktanssista ja kuormasta. Vaihe-ero kasvaa magnetointi-induktanssin tai kuorman resistanssin pienentyessä. Käytännössä ei kuitenkaan kytketä aivan resonanssitaajuudella, jolloin resonanssitankin impedanssi vaikuttaa vaihe-eroon. Simuloinneissa kytketään hieman alle resonanssitaajuuden. Vaihe-erot ja ajat laskennallisista ja simulointituloksista on taulukossa 1.

Taulukko 1 Magnetointi-induktanssin ja kuorman vaikutus virran vaihe-eroon ensiossä.

L_m [μH]	I_m [A]	R_L [Ω]	ϕ	t_ϕ [ns]	t_ϕ [ns], sim
1600	1.1	53	6.0	333	245
1600	1.1	5.3	0.6	33.3	-
800	2.2	53	11.9	656	510
800	2.2	5.3	1.2	66.7	30.8
400	4.4	53	22.9	1239	987
400	4.4	5.3	2.4	134	102
200	8.8	53	-	-	-
200	8.8	5.3	4.8	266	238

t_ϕ on aika jännitteen ja virran nollakohdan ylityksen välillä. Tämä on myös aikaikkuna, jonka aikana on suoja-ajan päätyttävä nollajännitekytkennän säilyttämiseksi.

3.8 LLC piirin suunnittelu/parametrien valinta

Suunnittelussa turvaututaan jo olemassa olevaan FHA (First Harmonic Approximation) optimointi ja suunnittelu metodiin (Bo 2004).

Laitteen tehtävien tärkeysjärjestys ja suunnittelu järjestys on:

- ZVS ensiökytkimille koko kuormitusalueelle.
- Riittävästi jännitettä välikondensaattoriin (konvertterissa kuormalle)
- Maksimikuormalla resonanssikondensaattorien jännite ei saa ylittää tulojännitettä
- Mahdollisimman pienet häviöt

Suunnittelun käytön teho- ja jännitealue määräävät käytettävät kytkimet. Tässä vaatimuksena on kytkimille 1500 V jännitteen kesto sekä 1 kW ja 10 kW tehon kesto. Nyt jännitealue rajaa käytettävät kytkimet IGBT:ksi. Kytkimet taas asettavat maksimi kytkentätaajuu-den. Valituille kytkimille saadaan lähtökapasitanssit datalehdestä.

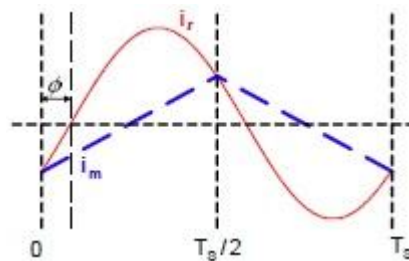
ZVS ensiökytkimille koko kuormitusalueelle saadaan määrittämällä C_{zvs} suuruus ja mitoittamalla siihen sopiva L_m . Minimivirta, joka tarvitaan solmun N kapasitanssin C_{zvs} purkamiseen suoja-ajan t_d aikana, saadaan yhtälöstä:

$$I_{m_huippu} > \frac{U_{in} C_{zvs}}{t_d}, \quad (3.14)$$

jossa I_{m_huippu} on magnetointivirran huippuarvo. Virta voidaan esittää myös magnetointi-induktanssin (kytkettäessä resonanssitaajuudella) funktiona

$$I_{m_huippu} = \frac{nU_{out}}{L_m} \frac{T_o}{4} \quad (3.15)$$

Kuorma varaa ja purkaa magnetointi-induktanssin energian resonanssijakson aikana. Kelan huippujännite saadaan siten neljännesjaksonajan aikana siihen ladatusta energiasta vakiojännitteellä.



Kuva 3.29 Virrat resonanssitaajuudella (Bo 2004).

Yhdistämällä näistä kahdesta saadaan magnetointi-induktanssille L_m maksimi-arvo, joka on riippuvainen suoja-ajasta t_d :

$$L_m < \frac{T_o \cdot t_d}{8 \cdot C_{zvs}}, \quad (3.16)$$

jossa T_o on resonanssijakson aika ($1/f_{r1}$), t_d on suoja-aika ja C_{zvs} on solmun N kokonaiskapasitanssi.

Riittävä välikondensaattorin jännite saadaan valitsemalla sopiva muuntajan muuntosuhde n . Resonanssitaajuudella, LLC piirin jännitteen muuntosuhteelle pätee yhtälö

$$\frac{U_{in}}{2} = n \cdot U_{out}, \quad (3.17)$$

josta saadaan laskettua muuntosuhde tarvittavalle lähtöjännitteelle.

Ensiön RMS virta saadaan yhtälöstä (kun ei oteta huomioon suoja-aikaa) (Yiu 2004):

$$I_{p_rms} = \frac{1}{4\sqrt{2}} \frac{U_{out}}{n \cdot R_L} \sqrt{\frac{n^4 R_L^2 T_s^2}{L_m^2} + 4\pi^2} \quad (3.18)$$

Resonanssikondensaattorille saadaan arvio sen virtayhtälöstä muokkaamalla:

$$C_{min} > \frac{I_{p_rms}}{U_{in}} \cdot \frac{T_s}{2} \quad (3.19)$$

jossa C_{min} on minimiarvo resonanssikapasitanssille ja komponenttiarvot C_{r1} ja C_{r2} saadaan jakamalla tämä kahdella.

KytKentätaajuus määrittelee resonanssitaajuuden ja resonanssi-induktanssille L_r saadaan arvo yhtälöstä 3.03 muokkaamalla:

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f_{fr1})^2 \cdot (C_{r1} + C_{r2})}. \quad (3.20)$$

KytKentätaajuus saadaan summaamalla resonanssijaksonaika ja suoja-ajat:

$$f_{\text{sw}} = \frac{1}{T_o + 2t_d}. \quad (3.21)$$

Tasasuuntauskapasitanssin C_v koko on riippuvainen suoja-ajan pituudesta, kuormasta ja vaadittavasta jännitteen laadusta. Simuloinneissa 1 kW laitteelle todettiin sopivaksi arvoksi 20 μF .

3.8.1 Kytkimien valinta

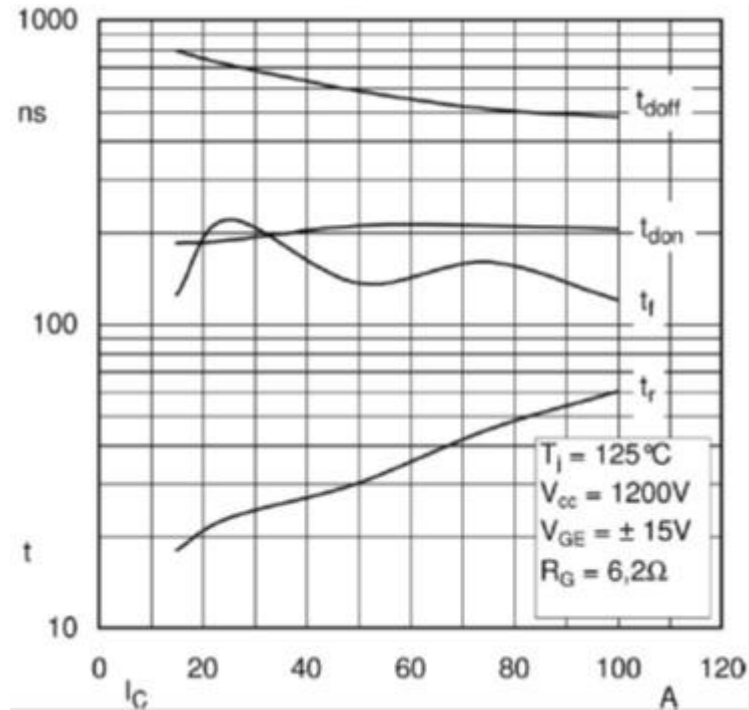
Kytkimien valinnassa on hyvin tärkeää jännite ja virta kestoisuus, mutta etenkin kytkentänopeus ja lähtökapasitanssi. Kytkentäviivet, sekä nousu- ja laskuajat määrittelevät kytkimen maksimi kytkentätaajuuden.

Tulojännite on 750V ja kytkimen pitää kestää tämä kaksinkertaisena. Laitetta suunnitellaan vähintään 10 kW käyttöön, joten valitaan kytkin tyypiksi IGBT. Semikronilta löytyy käyttötarkoitukseen useampikin kytkin ja valitaan näistä lyhyimmällä virran laskuajalla ja pienimmällä lähtöresistanssilla oleva SKM75GB176D. Kytkimen datalehdessä saadaan sen parametrit:

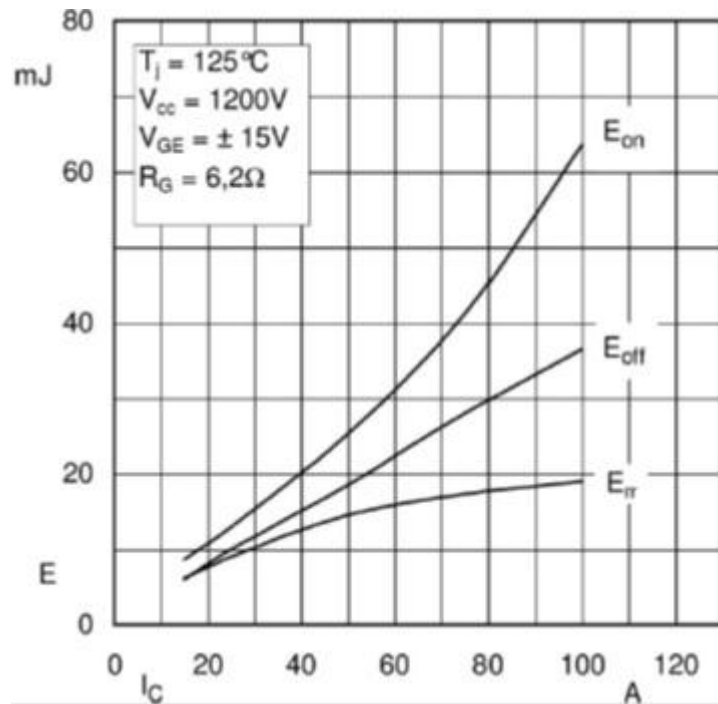
SKM75GB176D:

V_{ces}	:	1700 V	(maksimi jännite)
I_c	:	55 A	(maksimi virta)
$t_d(\text{on})$:	210 ns	(sulkeutumisviive)
t_r	:	30 ns	(virran nousuaika)
E_{on}	:	25 mJ	(1200 V, 50 A)
$t_d(\text{off})$:	590 ns	(avautumisviive)
t_f	:	135 ns	(virran laskuaika)
E_{off}	:	18 mJ	(1200 V, 50 A)
C_{oes}	:	180 pF	(lähtökapasitanssi)

Kytkimen datalehdessä on myös kuvaajat epälineaarisille parametreille, kuten virran laskuajalle katkaistavan virran funktiona. Nyt katkaistavan virran suuruus on 1-2A luokkaa, joten kuvaajat eivät aivan riitä sinne asti. Kuvaajat ovat kuitenkin jyrkästi laskevia kohti nolaa virran pienentyessä ja kuvaajista voidaankin päätellä energian ja virran laskuajan olevan pienempiä 1-2 A virralla kuin mitä ne ovat kuvaajien tyypillisillä arvoilla.



Kuva 3.30 IGBT:n virran nousu ja laskuaikojen riippuvuus piirin virrasta.



Kuva 3.31 IGBT:n kytkentäenergiat virran funktiona.

3.9 Johtopäätökset LLC konvertterista

Resonanssiipiiri soveltuu konvertterin nolajännitekytkentä olosuhteiden luomiseen erityisen hyvin, etenkin kytkettäessä tankin resonanssitaajuudella. Resonanssitaajuudella on piirin jännite vahvistus aina yksi, eli se on kuormasta riippumaton ja ensiökytkimiä on mahdollista ohjata nolajännitteellä ja pienellä virralla. Ensiökytkimet eivät vaadi varsinaisesti säätöä, vaan sopiva suoja-aika kytkimien ohjauksien välissä on riittävä. Piirin lähtöjännite on kuitenkin puolet tulojännitteestä kerrottuna muuntajan muuntosuhteella (3.17), eli nyt 750 voltin tulojännitteellä ja muuntosuhteella 1 saadaan lähtöön noin 375 voltia.

Etenkin suurilla virroilla on virran kulmakerroin hyvin suuri, jolloin kytkentätaajuuden mitoittaminen mahdollisimman lähelle resonanssitaajuutta on tärkeää, koska jo muutaman prosentin heitto, 10 kW laitteessa, kaksinkertaistaa kytkentävirran ja häviöt. Kytkentävirta on silloinkin pieni verrattuna kovaan kytkentään. LLC konvertterin suunnittelussa ja viritämisessä onkin suurimpana haasteena sen kytkentätaajuuden virittäminen juuri resonanssi-

taajuudella, johtuen komponenttien toleransseista ja niiden ominaisuuksien muuttuessa taajuuden ja lämpötilan funktiona.

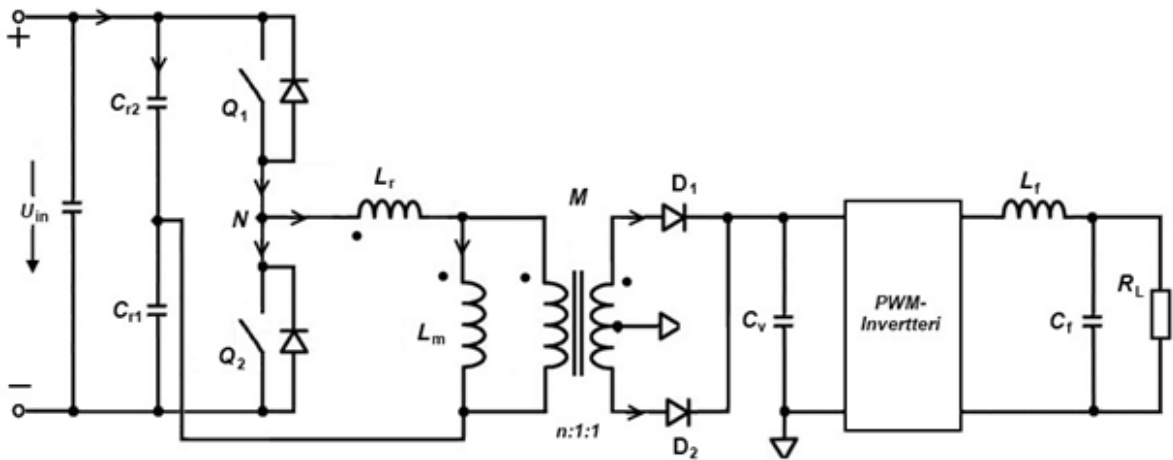
LLC piirillä on mahdollista myös vahvistaa tulojännitettä. Arvioisin realistisen maksimivahvistuksen olevan 20 – 30 % luokkaa. Vahvistus toteutetaan pienentämällä kytkentätaajuutta ja siirtämällä toimintapiste alueelle 2. Tällä alueella vahvistus on kuitenkin riippuvainen kuormasta (virrasta) ja vaatii jatkuvan säädön virran muuttuessa. Toinen vaatimus tällaisessa käytössä on tarkoin mitoitettujen komponenttien arvot, jotta vahvistuskäyrä on halutunlainen, eli käytännössä resonanssi-induktanssin arvon on oltava vähintään 20 % magnetointi-induktanssin arvosta. Tässä sovelluksessa se tarkoittaisi resonanssikapasitanssien pienentämistä, jolloin ei voisi enää käyttää ensiossa suojadiodeja. Tässä tutkimuksessa käsitellään kuitenkin vain kytkentää resonanssitaajuudella (tai hyvin lähellä sitä) ja jätetään vahvistuskäyttö jatkotutkimukseen.

4 LLC PWM INVERTTERI

LLC resonanssi-invertteri on DC/AC hakkuri, jossa jännite tasasuunnataan galvaanisen erotuksen jälkeen. Tasasuunnatusta jännitteestä tehdään pulssinleveysmodulaatiolla (PWM) 230V ~50 Hz vaihtosähköä. Laite muistuttaa rakenteeltaan ja toiminnaltaan aiemmin esiteltyä resonanssikonvertteria, kun sen lähtöön lisätään kytkinsilta ja suodin. Toiminnallisena erona on ensiön piirin näkemä virta ja kuorma. Välipiirin kondensaattori C_v pitää ensiön näkemän jännitteen vakiona, mutta ensiövirran huippuarvo muuttuu invertterin lähtövirran taajuudella. Käsitellään virran muutosta kuorman muutoksena, eli ensiön näkemä kuorma muuttuu siniaaltomaisesti invertterin lähtötaajuudella. Virran muutos on hyvin pieni, kun tarkastellaan lyhyen ajanjakson (esim. kahta peräkkäistä kytkentäjaksoa) aikana ja sitä voidaan käsitellä suoraan konvertterin teorian pohjalta. Pidemmän ajanjakson aikana on kuitenkin otettava huomioon virran taajuus.

4.1 Kytkentä/piirikaavio

LLC PWM invertterin kytkentä on esitetty alla olevassa kuvassa (kuva 4.1).



Kuva 4.1 LLC PWM invertterin kytkentä

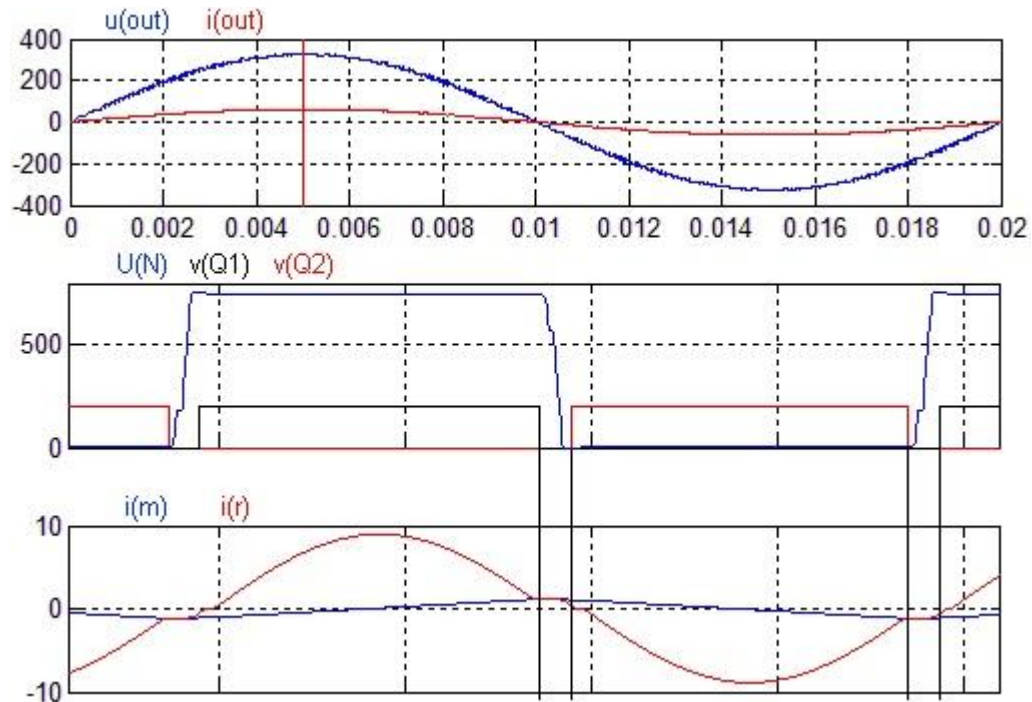
PWM invertteri ja suodin voidaan toteuttaa usealla eri tavalla, mutta eri tapojen ja suotimen komponenttien arvojen vaikutus ensiön toimintaan on kuitenkin hyvin vähäinen.

4.2 Toiminta/kytkentä

Laitteen toimintaa tutkitaan pääasiassa Matlabilla simuloimalla ja vertailemalla konvertterin toimintaan. Pulssinleveysmoduloinnin tekee Simulinkin valmis lohko, johon on määriteltävissä modulointi-indeksi ja kytkentätaajuus.

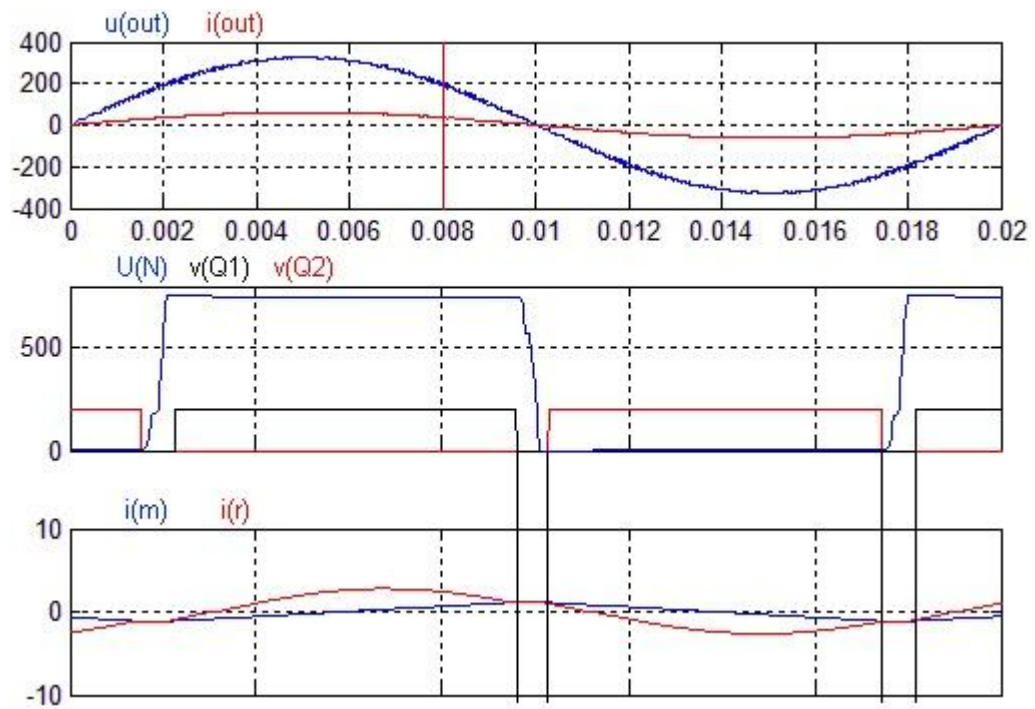
4.2.1 Lähtövirran sinimuotoisuuden vaikutus ensiöön

PWM invertteri tekee kuormalle 50Hz käyttö sähköä välidikondensaattorin tasajännitteestä. 50 Hz virta näkyy ensiössä sen huippuvirran värähtelynä tällä taajuudella. Kytkennän virtojen ja jännitteiden käyttäytymistä eri vaiheissa on esitetty alla olevissa kuvissa (kuva 4.2 ja kuva 4.3).



Kuva 4.2 Ylimmässä kuvaajassa on kuorman jännite ja virta, sekä merkattu pystyviivalla tarkastelu kohta. Toisessa kuvaajassa on ensiökytkimien ohjaussignaalit, solmun N jännite. Alimmasa kuvaajassa on ensiön virrat I_r ja I_m .

Yllä esitetyn kuvan (kuva 4.2) ylimmästä kuvaajasta nähdään, että tarkastelu kohta on kuormalla siniaalloon huipussa, jolloin virta ja jännite ovat huipussaan myös ensiössä.



Kuva 4.3 Ylimmässä kuvaajassa on kuorman jännite ja virta, sekä merkattu pystyviivalla tarkastelu kohta. Toisessa kuvaajassa on ensiökytkimien ohjaussignaalit, solmun N jännite. Alimmasa kuvaajassa on ensiön virrat I_r ja I_m .

Yllä esitetyn kuvan (kuva 4.3) kuvaajista nähdään virran laskeneen ensiössä samassa suhteessa kuin kuormalla. Muuten piirin virrat ja jännitteet käyttäytyvät kuin resonanssikonvertterissa vastaavilla kuormituksilla.

4.3 Ohjaus

Ensiön kytkimet eivät resonanssitaajuudella kytkettäessä ja normaaliolosuhteissa tarvitse varsinaisesti säätöä tai muuta ohjausta kuin sopivan suoja-ajan kytkentöjen välille. Poikkeustilanteena ovat käynnistys ja vikatilanteet.

4.3.1 Purskeohjaus

LLC kytkennän ensiön kytkentähäviöt ovat vakiot tietyllä magnetointi-induktanssilla ja kuorman suuruudesta riippumatta. Tällöin hyötysuhde laskee kuormituksen ja virran laskiessa. Nyt invertterikäytössä ensiön virta värähtelee 50 Hz taajuudella, joka heikentää laitteen hyötysuhdetta vakiovirtaan verrattuna. Tähän ehdotetaan ratkaisuksi purskeohjausta.

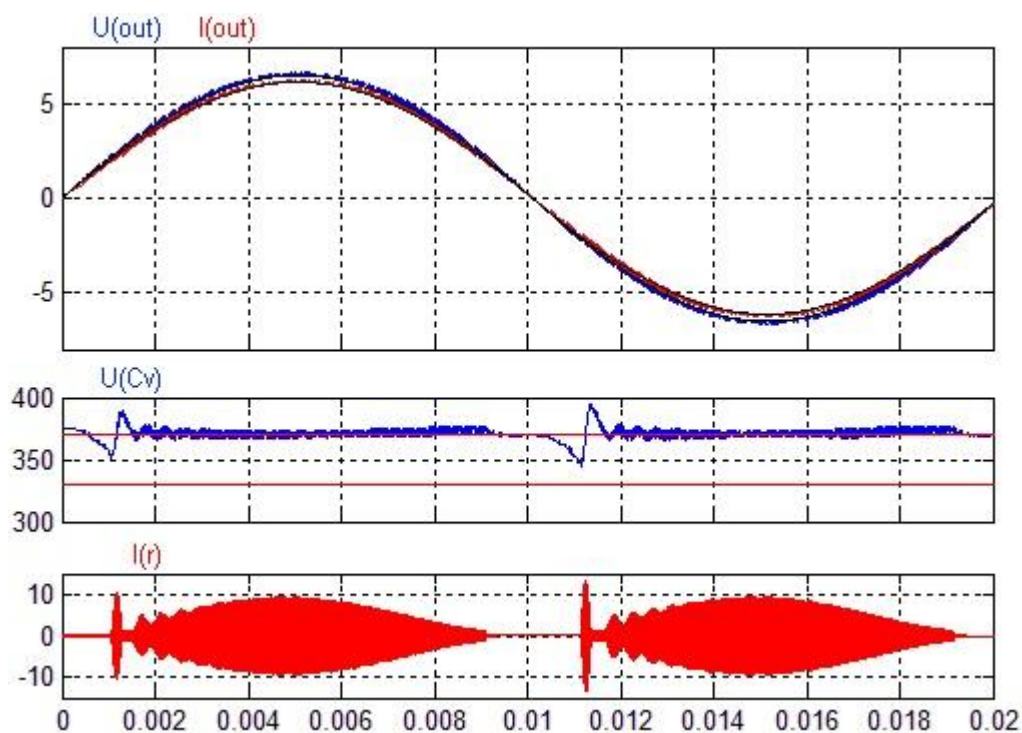
PWM invertteri tarvitsee lähtöjännitteen tekemiseen riittävästi jännitettä välikondensaattoriin C_v . Purskeohjauksessa ensiökytkimet sammutetaan jännitteen ollessa kondensaattorissa riittävän suuri ja käynnistetään uudelleen jännitteen pudotessa liian alhaiseksi.

”Sammutettaessa” ensiö, magnetointi-induktanssin energia menee nolnaan ja käynnistyksessä sen energiaa ajautuu epäsymmetriseksi. Ensiön kondensaattorit ohjaavat kuitenkin sen energian muutaman kytkentäjakson aikana takaisin symmetriseksi. Ensiökytkimet menettävät nollajännitekytkennän, jos magnetointi-induktanssin energia on epäsymmetrisessä tilassa. Koska kytkimet menettävät ZVS kytkennän tällaisessa käytössä, ei niitä kannata purskeohjata jatkuvasti vaan vain tiettyjen rajaehtojen sisällä. Tässä ehdotetussa mallissa purskeohjaus aloitetaan virran tippuessa ensiössä riittävän alas, jolloin myös kytkennän hyötysuhde laskisi.

Kytkentävirta toiminta-alueella 1, eli resonanssitaajuutta korkeammalla taajuudella, ei ole magnetointi-induktanssista riippuvainen ja kykenee purskeohjauksessa säilyttämään ZVS kytkennän. Alueella 1 on jännitevahvistus kuitenkin aina pienempi kuin 1 ja kuormituksesta riippuvainen. Pienellä virralla vaikutus jännitevahvistukseen on kuitenkin hyvin pieni.

Tämä mahdollistaa kytkennän siirtämisen alueelle 1, kun virta ensiössä on pieni. Ohjaukselle määritellään siis purskeohjauksen raja-arvot: välipiirijännitteen ala- ja yläraja, sekä virralle maksimiarvo. Simuloinneissa ohjataan vielä toision PWM invertterin modulointi-indeksiä. Modulointi-indeksin maksimiarvo on välipiirinjännitteen miniarvon kohdalla.

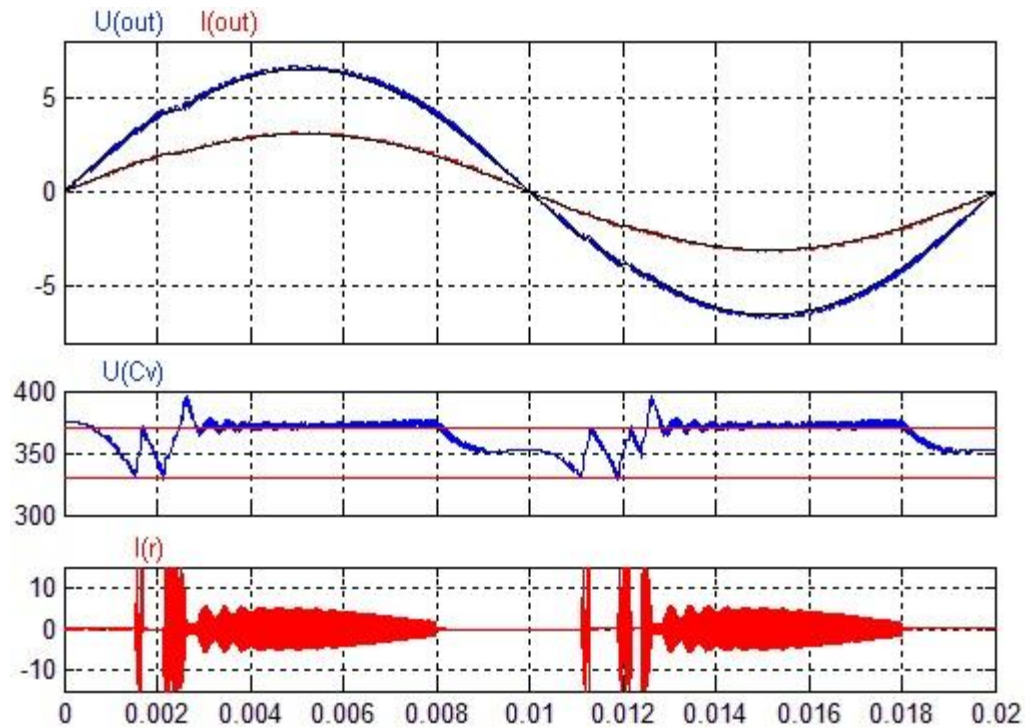
Simuloinnissa käytettiin jännitteelle yläraja-arvona 370 V ja alarajana 330 V. Virralle vastaavasti 1.9 ampeeria. Purskeohjaus aloitetaan virran itseisarvon tippuessa alle 1.9 A ja kondensaattorin varausta ollaan purkamassa. Muissa tilanteissa kytkimiä ohjataan normaalisti. Simulointituloksia on esitetty alla olevissa kuvissa (kuva 4.4, kuva 4.5, kuva 4.6 ja kuva 4.7).



Kuva 4.4 Purskeohjaus, 95 % kuormitus. Ylimmässä kuvaajassa on kuorman jännite/50 (sininen) ja virta (punainen), sekä niiden referenssit (musta). Keskimmäisessä on välikondensaattorin C_v jännite (sininen) ja alimmassa on ensiöpiirin virta I_r .

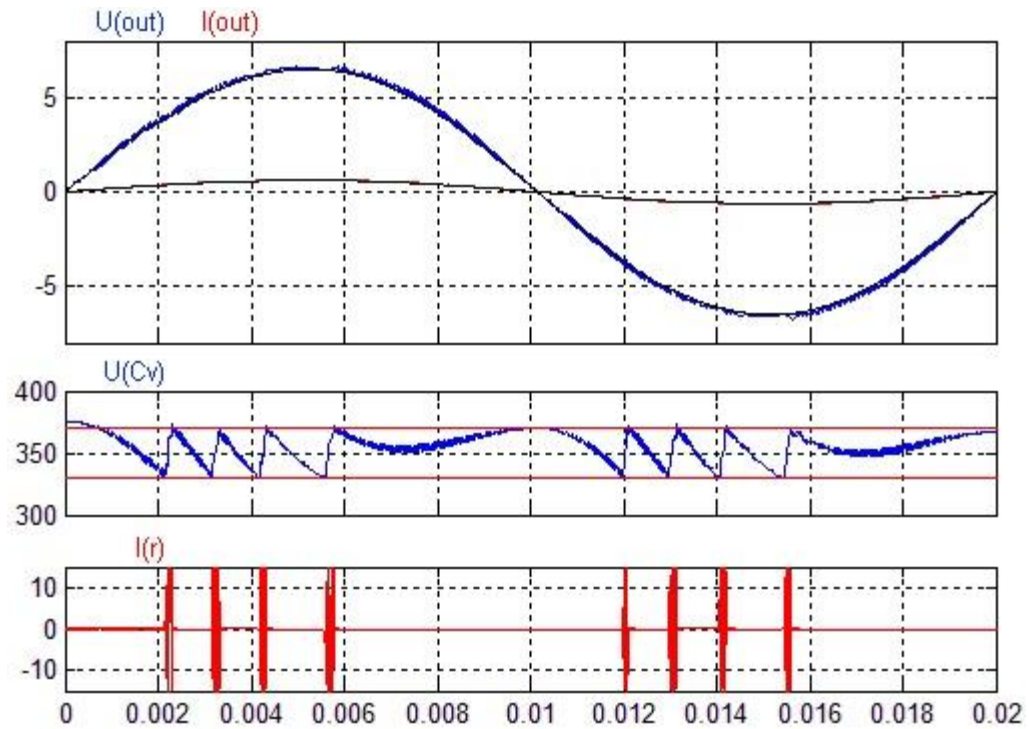
Yllä esitetystä kuvasta (kuva 4.4) nähdään, että ensiökytkimien ohjaus sammutetaan virran itseisarvon tippuessa alle 1.9 A. Molempien kytkimien ollessa samaan aikaan auki, ottaa

kuorma energian välipiirin kapasitanssista, jännite välikondensaattorissa laskee. Nyt jännite ei kerkiä laskea alle raja-arvon, kun jatkuva ohjaus aloitetaan virran noustessa yli raja-arvon, 1.9 A.



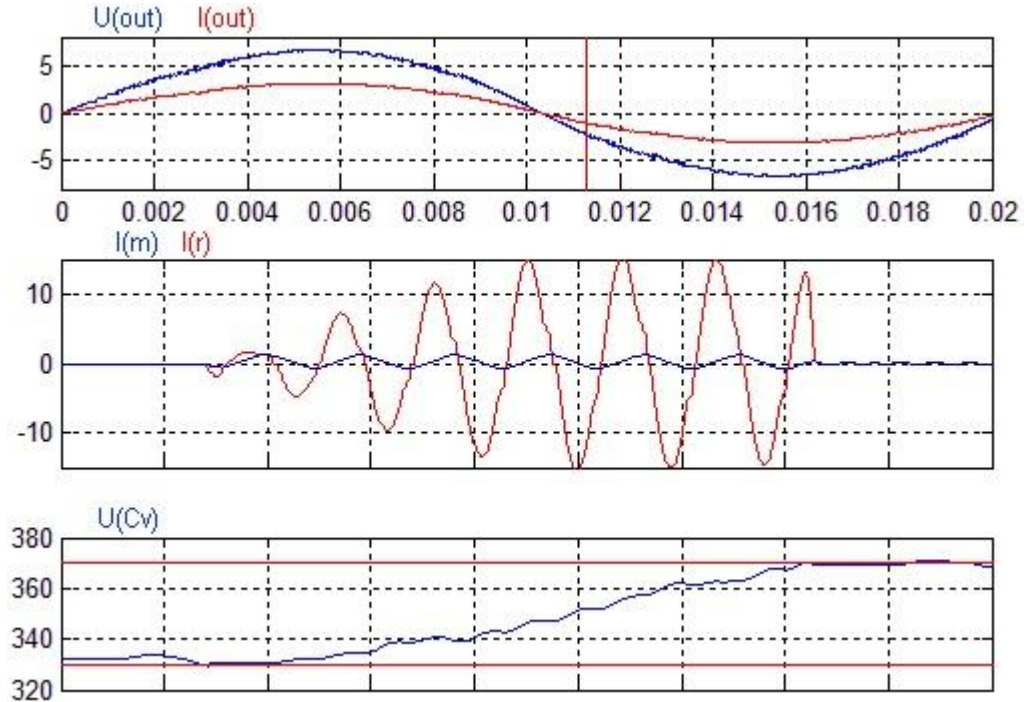
Kuva 4.5 Purskeohjaus, 50 % kuormitus. Ylimmässä kuvaajassa on kuorman jännite/50 (sininen) ja virta (punainen), sekä niiden referenssit (musta). Keskimmäisessä on välikondensaattorin C_v jännite (sininen) ja alimmassa on ensiöpiirin virta I_r .

Pienemmällä kuormituksella ensiöohjaus on ”sammutettuna” pidemmän aikaa, eli kumpikaan kytkimistä ei johda. Jännitteen laskeessa riittävän alas ajetaan se uudestaan ylös käynnistämällä ohjaus. Nyt piirin virta on edelleen alle raja-arvon ja ensiöohjaus sammutetaan uudelleen.



Kuva 4.6 Purskeohjaus, 10 % kuormitus. Ylimmässä kuvaajassa on kuorman jännite/50 (sininen) ja virta (punainen), sekä niiden referenssit (musta). Keskimmäisessä on välikondensaattorin C_v jännite (sininen) ja alimmassa on ensiöpiirin virta I_r .

Pienellä kuormalla, ensiön purskeohjaus on käytössä jatkuvasti ja ohjausta säätelee välikondensaattorin jännite. Alla olevassa kuvassa (kuva 4.7) on purskeohjauksen jännitteitä ja virtoja. Kuvaajasta nähdään magnetointi-induktanssin virran olevan epäsymmetrinen.



Kuva 4.7 Purskeohjaus, kun jännite laskee riittävän alas (330 V) ja se ajetaan takaisin ylös (370 V). Ylimmässä kuvassa on kuorman virta ja jännite. Keskimmäisessä kuvaajassa on tankin virta I_r (punainen), magnetointivirta I_m . Alimmassa kuvaajassa on kondensaattorin C_v jännite.

Yllä esitetystä simulointikuvasta (kuva 4.7) nähdään, että magnetointivirta on toispuoleinen välikondensaattorin latauksen aikana, kytkentähetkillä on riittävästi virtaa vain toisella kytkimellä.

Purskeohjauksen magnetointi-induktanssin energian epäsymmetrisyyden vaikutus voidaan kumota nostamalla kytkentätaajuutta ja siirtämällä toimintapiste alueelle 1. Alueella 1 kytkentähetken virta ei ole riippuvainen magnetointivirrasta. Kytkentätaajuus on nostettu 5.5 kHz yli resonanssitaajuuden ($50 \Rightarrow 55.5\text{kHz}$).

4.4 PWM järjestelmän häviöt ja hyötysuhde

Kokonaishäviöt on laskettu suoraan simulointimallin lähtö- ja tulotehon erotuksesta ja siinä on mukana myös toision invertteri. Komponenttien sisäiset resistanssit ovat tässä 0.03 – 0.05 Ω . Kytkinhäviössä on summattuna molempien ensiökytkimien johtavantilan- ja kytkentähäviöt. Toision invertteriä ei ole optimoitu mitenkään ja sen häviöt ovat suuntaa antavia. Konvertterihäviöt ja hyötysuhde kuvaa galvaanisen erotuksen hyötysuhdetta.

Taulukko 2 Simulointituloksia häviöistä eri kuormilla ja purskeohjauksella. ”ohj” lisämerkintä tehon perässä tarkoittaa purskeohjattua kytkentää. M on toisioinvertterin modulointi-indeksi.

$P_{\max}=1 \text{ kW}$, $U_{\text{raja}} = 340\text{--}370$, $I_{\text{raja}} = 1.9 \text{ A}$, $n = 1$, $M = 0.88$, $R_{\text{on}} = 0.03 \Omega$, $t_d = 530 \text{ ns}$, $L_m = 1.6 \text{ mH}$, $C_{zvs}=400 \text{ pF}$,						
Kuorma [Ω]	53	53, ohj	106	106, ohj	530	530, ohj
Lähtöteho [W]	1000	1000, ohj	500	500, ohj	100	100, ohj
Kokonaishäviöt [W]	55.50	50.35	46.32	33.95	46.96	27.60
Invertterihäviöt [W]	41.60	36.99	36.21	24.99	38.60	22.32
Konvertterihäviöt [W]	13.90	13.36	10.11	8.95	7.36	5.28
Kytkinhäviöt [W]	5.04	4.95	2.94	2.80	1.57	1.02
Konvertterihyötysuhde [%]	98.68	98.75	98.17	98.37	95.06	95.98
Kokonaishyötysuhde [%]	94.75	95.29	91.62	93.80	69.14	78.98

Taulukko 3 Tyhjäkäyntihäviöt. Lähtöteho 10 W tai 5.3 kΩ kuorma.

	Ohjaamaton	Purskeohjattu
Kokonaishäviöt [W]	58.05	40.55
Invertterihäviöt [W]	51.35	36.69
Konvertterihäviöt [W]	6.80	3.86
Kytkinhäviöt [W]	1.37	0.37
Konvertterinhyötysuhde [%]	90.24	92.42
Kokonaishyötysuhde [%]	15.44	20.39

Toisioinvertterin kytkentähäviöt ovat suuret sen kovasta kytkennästä johtuen, jolloin tyhjäkäynnissä tai alhaisella teholla sen hyötysuhde on alhainen, 20 % simuloitussa piirissä (taulukko 3). Ensiökytkimiä ohjataan pehmeällä kytkennällä, jolloin galvaanisen erotuksen hyötysuhde on kohtuullinen myös tyhjäkäynnissä tai pienellä kuormituksella, noin 92 % (taulukko 3).

4.5 Välipiirijännite

Välipiirinjännitteen vaihtelu aiheuttaa ensiössä jännitteiden ja virtojen heilahtelua. Ilmiö on havaittavissa simuloinneissa pienellä välikapasitanssin C_v arvolla suhteessa kuormitukseen. 20 μF kapasitanssilla ja 10 kW kuormituksella saatiin simuloinneissa kondensaattorin jännitevaihteluksi noin 20 V. Jännitteen vaihtelua saadaan pienennettyä käyttämällä suurempaa kapasitanssin arvoa. Suuri välipiirin kapasitanssin arvo aiheuttaa oikosulkutilanteessa myös suuremman virtapiikin ja mahdollisesti edesauttaa sulakkeen toimimista. 1 kW kuormituksella ja 20 μF kapasitanssilla on jännitteen vaihtelu alle 0.5 %.

4.6 Johtopäätökset PWM invertteristä

PWM käytössä LLC piirin virta muuttuu jatkuvasti lähtöjännitteen taajuudella. Resonanssitaajuudella kytkettäessä tämän vaikutus on merkityksetön piirin toimintaan, mutta virran

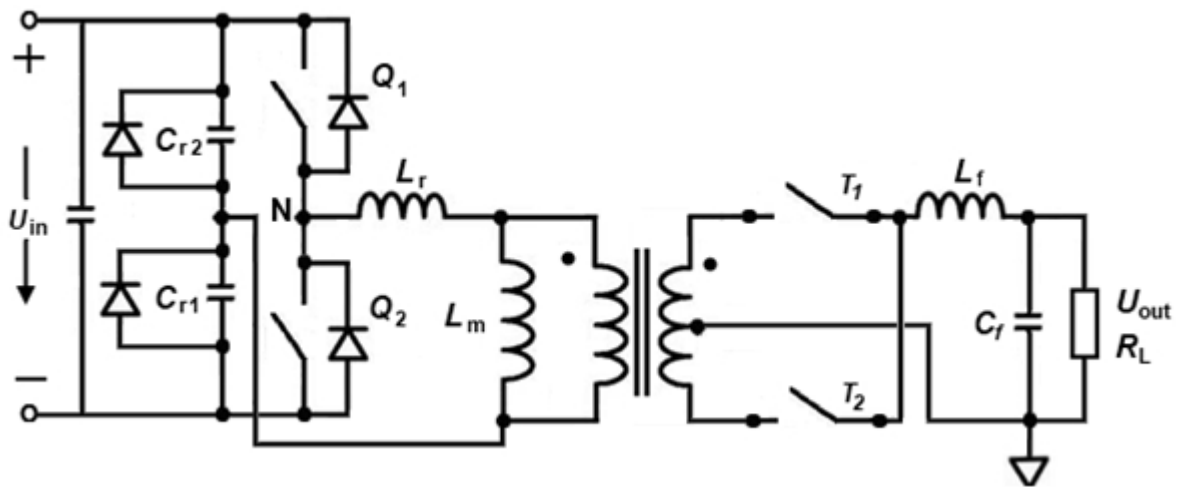
vaihtelu pienentää kytkennän hyötysuhdetta. LLC piirissä kytkentähäviöt ovat vakiot kuormasta riippumatta, jolloin pienellä kuormalla hyötysuhde pienenee. Hyötysuhteen parantamiseksi esiteltiin purskeohjaus, jossa ensiökytkimien ohjaus sammutetaan, kun ensiönäkämä kuorma on riittävän pieni (virta on pieni). Purskeohjaus vaatii myös kytkentätaajuuden muutoksen, kun kytkimien ohjaus käynnistetään uudelleen, jotta saadaan kumottua sammuttamisen aiheuttama epäsymmetrisyys ja nollajännitekytkennän menetys. Simuloinneissa purskeohjauksella saatiin parannettua kytkennän hyötysuhdetta pienellä kuormituksella, mutta se vaatii monimutkaista ensiökytkimien ohjausta tai säätöä.

Resonanssitaajuudella toimittaessa, LLC piirillä on mahdollista tehdä galvaaninen erotus tasasähkösiirtoverkon päätelaitteeseen. Haasteellisinta tällaisen laitteen toteuttamisessa olisi sen kytkentätaajuuden virittäminen mahdollisimman lähelle resonanssitaajuutta. Tällaisessa sovelluksessa on mahdollista käyttää LLC piirin jännitevahvistus ominaisuutta, mutta 50 Hz taajuudella muuttuva virta edellyttää myös ensiökytkimien kytkentätaajuuden muuttamista samalla taajuudella. Mikäli myös tulojännite vaihtelee, tekee se ensiökytkimien säädöstä entistä haastavamman.

LLC piirillä välipiirin jännitteeksi saadaan puolet tulojännitteestä kerrottuna muuntajan muuntosuhteella. Tässä sovelluksessa saadaan juuri ja juuri riittävästi jännitettä toisioinvertterille muuntosuhteella 1. Tällöin toisioinvertterin modulointi-indeksi on 0.88. Muuntajan muuntosuhdetta on mahdollista kuitenkin kasvattaa. Mikäli välipiiriin tuotetaan riittävästi jännitettä kasvattamalla muuntosuhdetta, voidaan jännitteen säätö toteuttaa toisiossa ja kytkeä ensiökonvertteria resonanssitaajuudella. Tällöin koko laitteesta saadaan mahdollisesti hyvinkin vakaa ja kohtuullisen yksinkertaisesti ohjattava.

5 LLC PDM INVERTTERI

LLC – AC-PDM – invertteri syntetisoi resonanssi-invertterin korkeataajuisista pulseista suoraan 230V ~ 50 Hz sinijännitettä. Välivaiheesta jää siis jännitetasasuuntaus pois. Tarkoituksena on vähentää komponentteja ja mahdollisesti parantaa hyötysuhdetta



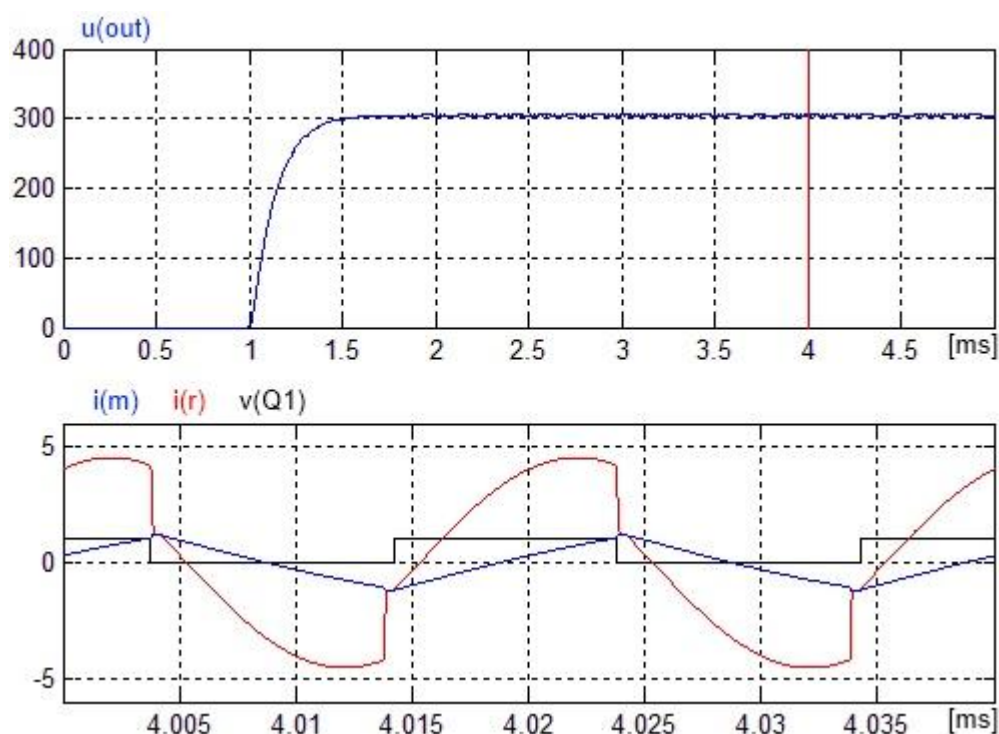
Kuva 5.1 PDM kytkennän kuva.

Tässä kytkennässä kytkimien T_1 ja T_2 pitää olla kaksisuuntaisia kytkimiä, eli kykenevät johtamaan ja katkaisemaan virran molempiin suuntiin. Tämä on mahdollista kytkinparilla ja diodeilla, mutta käytetään tässä periaatekuvaa ja toisiossa ideaalisia kaksisuuntaisia kytkimiä.

Unipolaarisessa kytkennässä PDM invertterillä on kolme tilaa, pyydetään positiivisia pulsseja, negatiivisia pulsseja tai nollaa. Kaksipuoleisesta jännitteestä johtuen kytkimien tilaa pitää seurata kumminpäin ja missä vaiheessa kytketään, mutta muuten periaate on yksinkertainen. Ohjauksessa verrataan kuorman ja referenssin jännitteiden pinta-aloja ja ohjataan toisiokytkimiä erosuureen mukaan. Ensiön toimiessa resonanssitaajuudella voidaan toisiokytkimiä ohjata niiden kanssa synkronissa.

5.1 Suodinkelan vaikutus

Suodinkelan L_f vaikutusta ensiöpiiriin tarkastellaan yllä esitetyn kuvan (kuva 5.1) kytkennällä, jossa ensiökytkimiä ohjataan resonanssitaajuudella. Resonanssitankin muodostavat resonanssipiirin komponentit L_r ja $C_{r1,2}$. Toisiokytkimiä ohjataan ensiökytkimien kanssa samaan aikaan, jolloin kytkimiä Q_1 ja T_1 , sekä Q_2 ja T_2 muodostavat kytkinparit. Tällä kytkentäkuviolla toisiopiiri tekee maksimijännitettä kuormalle. Muuntajan muuntosuhde on $375/350$ ja jännitehäviö komponenttien yli on $\sim 5V$, jolloin lähtöjännitteen pitäisi olla resonanssitaajuudella noin $345V$. Suodinkapasitanssi C_f pidetään vakiona ($10 \mu F$) ja suotimen induktanssille annetaan arvoja $1-1000 \mu H$. Saadut lähtöjännitteet on listattu alla olevassa taulukossa (taulukko 4) ja suodinkelan vaikutus ensiövirtaan on esitetty alla olevassa kuvassa (kuva 5.2).



Kuva 5.2 Suodininduktanssin vaikutus resonanssitaajuuteen vakio kuormalla, $L_f=100 \mu H$, $R_L=106 \Omega$.

Ensiökytkimiä ohjataan resonanssitankin taajuudella, jolloin ensiövirran I_r pitäisi kytkimen avaushetkellä olla yhtä kuin magnetointivirta I_m . Nyt kuitenkin suodininduktanssin lisäämi-

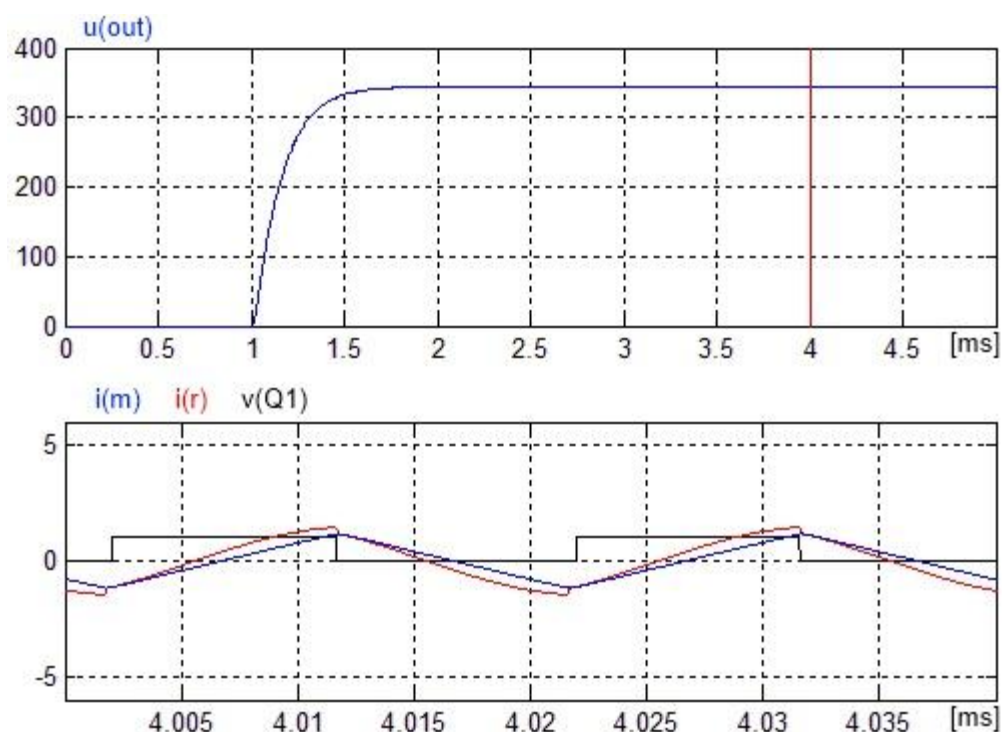
nen piiriin muuttaa resonanssitaajuutta ja kytketään resonanssitaajuutta korkeammalla taajuudella. Kytkentätaajuuden ollessa suurempi kuin resonanssitaajuus ollaan toiminta-alueella 1, jossa LLC piirin vahvistus on aina alle 1. Mitä kauempana alueella 1 ollaan tai mitä suurempi on kuorma, sitä suurempi on jännitteen vaimennus.

Taulukko 4 Lähtöjännitteen maksimi-arvoja suodinkelan arvoilla ja kuorman vakioarvolla 106 Ω .

L_f [μH]	Kytkimillä		Diodeilla	
	U_{out} [V]	I_{out} [A]	U_{out} [V]	I_{out} [A]
1	342	3.25	342	3.23
10	341	3.22	341	3.22
100	305	2.88	319	3.01
1000	121	1.14	305	2.90

Piirin simulointituloksissa (taulukko 4) suodininduktanssin kasvattaminen pienensi jännitettä kuormalla, eli jännitevaimennus kasvoi. Simuloinnit toistettiin myös kytkennällä, jossa kytkimien paikalla on diodit. Diodeilla ei tule tehohäviöitä kytkentäkuvioista tai ”vääristä” kytkentähetkistä johtuen. Tulokset osoittavat resonanssitaajuuden muuttuvan sitä enemmän mitä suurempi suodininduktanssi on käytössä.

Tulosten varmistamiseksi simuloitiin myös kytkentää, jossa suodin inductanssi on vakio ja kuormitusta muutetaan. Toiminta-alueella 1 pitäisi jännitevaimennuksen kasvaa kuormituksen kasvaessa. Simulointitulokset on esitetty alla olevissa kuvassa (kuva 5.3) ja taulukossa (taulukko 5).



Kuva 5.3 Kuorman vaikutus jännitteeseen vakioinduktanssilla. $L_f = 100 \mu\text{H}$, $R_L = 1060 \Omega$.

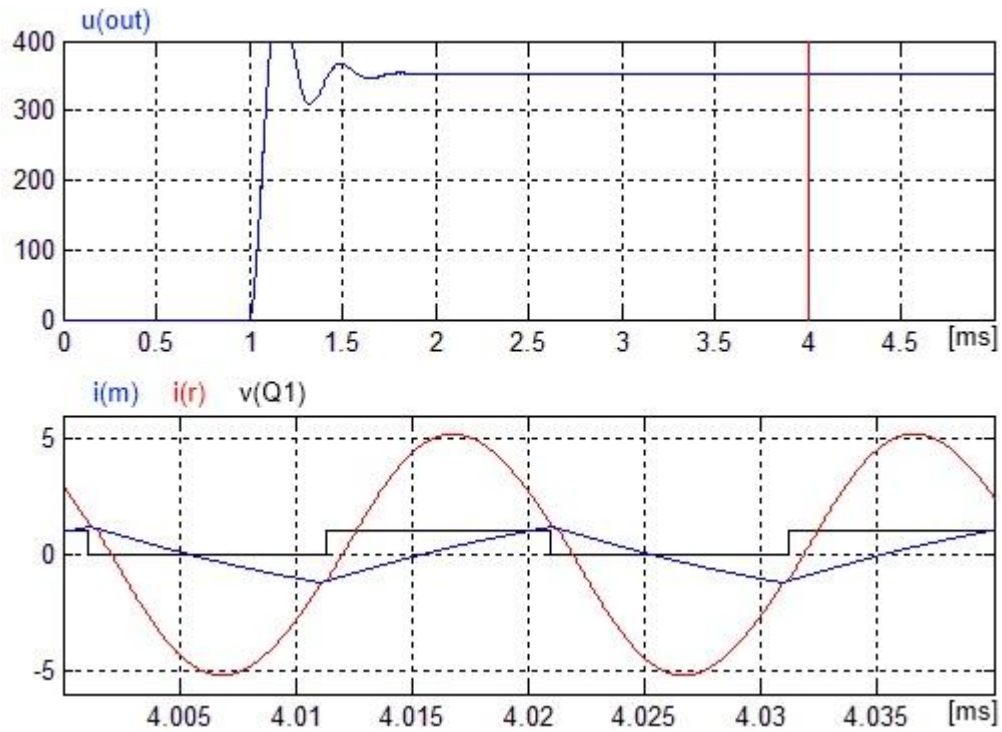
Yllä esitetystä simulointikuvasta (kuva 5.3) nähdään lähtöjännitteen olevan 345 V hyvin pienellä kuormalla, kun se isommalla kuormituksella oli 305 V (kuva 5.2). Alla olevan taulukon (taulukko 5) tuloksista nähdään, että suodinkelan vakioarvolla jännitevaimennus kasvaa kuormituksen kasvaessa.

Taulukko 5 Lähtöjännitteen maksimiarvoja eri kuormilla ja $100 \mu\text{H}$ suodin induktanssilla.

$R_L [\Omega]$	Kytkimillä		Diodeilla	
	$U_{\text{out}} [\text{V}]$	$I_{\text{out}} [\text{A}]$	$U_{\text{out}} [\text{V}]$	$I_{\text{out}} [\text{A}]$
10	137	13.8	226	22.6
53	271	5.1	298	5.65
106	305	2.88	319	3.01
1060	345	0.33	345	0.33

Suodininduktanssin lisääminen siis selkeästi pienentää resonanssitankin taajuutta, eli se lisää tankin induktanssia.

Testattiin vielä miten ja minkä verran suodininduktanssi vaikuttaa resonanssitankin taajuuteen. Oletetaan suodininduktanssi osaksi resonanssipiiriä ja jaetaan resonanssi-induktanssi kahteen osaan, josta puolet sijoitetaan suodininduktanssiksi toisioon. Suodininduktanssin arvoksi tulee $47 \mu\text{H}$ ja ensiöön jää $50 \mu\text{H}$. Simulointituloksia on esitetty alla olevissa kuvassa (kuva 5.4) ja taulukossa (taulukko 6).



Kuva 5.4 Suodininduktanssi osana resistanssitankkia.

Yllä esitetystä kuvasta (kuva 5.4) nähdään ensiövirran I_r resonanssitaajuuden olevan kytkentätaajuuden suuruinen. Suodinkelan inductanssin vaikuttaa siis suoraan ensiön resonanssitankin inductanssiin.

Alla olevassa taulukossa (taulukko 6) on simulointituloksia jaetusta inductanssista eri kuormilla. Yllä esitetystä kuvasta (kuva 5.4) nähdään, että kytkentä toimii hyvin lähellä resonanssitaajuutta, kuorman vaikutuksen ensiöön pitäisi olla hyvin pieni.

Taulukko 6 Toisioon jaetun resonanssi-induktanssin simulointituloksia eri kuormituksilla.

R_L [Ω]	Kytkimillä		Diodeilla	
	U_{out} [V]	I_{out} [A]	U_{out} [V]	I_{out} [A]
10	*err	*err	*err	*err
53	343	6.48	343	6.48
106	352	3.33	352	3.32
1060	360	0.34	360	0.34

*err: kapasitiivinen kytkentä alue.

Yllä esitetyn taulukon (taulukko 6) tuloksista nähdään kuorman muutoksen vaikuttavan yllättävän paljon piirin jännite vahvistukseen ja liian suurella virralla piiri meni jopa kapasitiivisen kytkennän alueelle.

Induktanssin jakaminen toisioon on mahdollista ja ensiöpiiri saadaan toimimaan resonanssitaajuudella. Kuitenkaan piiri ei toimi enää täysin LLC piirin tavoin vaan mahdollisesti lähempänä LLC-LC rakennetta, josta on lisää lähteessä (Beiranvand 2011). Enempää ei tässä induktanssin jakamiseen oteta kantaa kuin, että oikein mitoittamalla ensiö saadaan toimimaan tietyissä rajoissa resonanssitaajuudella toisioon lisäystä induktanssista huolimatta.

Pulssintiheysmodulaatiolla saadaan tuotettua puhtaampaa lähtöjännitettä suurentamalla tulo- ja lähtötaajuuksien eroa. Nyt tarkoituksena on tehdä 230 V ~ 50 Hz sinisignaalia, jonka syntetisointiin tarvitaan vähintään 10 kHz tulosignaali. Jotta lähtösignaalin särö olisi riittävän pientä tarvitaan käytännössä vähintään 50 kHz tulosignaali ja vähintään 361 V tehollisarvoltaan. Tämä 50 kHz asettaa minitaajuuden ensiön tehoasteelle. 50 kHz taajuudella saatiin aiemmin laskettua minimiarvo resonanssikondensaattorille ja siitä maksimiarvo resonanssi-induktanssille on noin 100 μ H. 140 kHz kytkentätaajuus, vaatii suodin induktanssin arvoksi 1.7 mH ja tätä alempi kytkentätaajuus vielä suuremman kelan, jotta lähtö-

jännite saadaan suodatettua riittävästi. Tällä pääteaste rakenteella on siis lähes mahdotonta sovittaa ensiön ja suotimen induktanssit toisiinsa.

Maksimikytkentätaajuuden määrittävät käytettävät kytkimet ja käyttötarkoitus. 10 kW teho ja 1.5 kV jännitekesto asettaa järkevimmäksi kytkinvaihtoehdoksi IGBT:t, joiden käytännön maksimikytkentätaajuus on noin 50 kHz.

5.2 Johtopäätökset PDM invertteristä

PDM on houkutteleva ratkaisu sen rakenteen yksinkertaisuuden ja häviöitä aiheuttavien komponenttien vuoksi. Valitettavasti tässä sovelluksessa tätä rakennetta ja menetelmää ei voida käyttää, koska suodininduktanssi on resonanssi-induktanssia huomattavasti suurempi ja sotkee resonanssipiirin toiminnan.

6 YHTEENVETO

Työssä tutkittiin LLC resonanssipiirin sovellus mahdollisuutta galvaanisen erotuksen toteuttamiseen tasasähköjakeluverkon asiakaspäätelaitteessa, eli vaihtosuuntaajassa. Resonanssipiirin toiminta resonanssitaajuudella käytiin läpi hyvinkin tarkkaan ja esiteltiin myös sen jännitevahvistus aluetta ja toiminnallisuutta. Jännitevahvistus alueeseen ei kuitenkaan keskitytty tämän tutkimuksen puitteissa.

Galvaanisesti erottavan suuntaajan verkkovaihtosuuntausosan toteuttamiseen esitettiin kaksi tapaa, PWM ja PDM, joista PDM ei ole mahdollista toteuttaa tällä resonanssipiiri rakenteella ja tässä sovelluksessa. Molemmissa rakenteissa on pääteasteena resonanssikonvertteri. PWM sovellusta käsiteltiin hyvinkin tarkkaan ja esiteltiin sen toiminnallisuutta. PWM rakenteelle ehdotettiin purskeohjaus mallia, jolla voisi olla mahdollista pienentää häviöitä pienellä kuormituksella, kun tyypillisesti LLC resonanssikonvertterin hyötysuhde laskee kuormituksen pienentyessä. Purskeohjauksessa ensiökytkimien ohjaus sammutetaan ja käynnistetään virran ja välipiirijännitteen mukaan.

Ensiön suojadiodeilla saatiin parannettua kytkennän ominaisuuksia poikkeustilanteissa, esim. käynnistyksessä. Diodit myös suojaavat ensiökytkimiä oikosulku tilanteessa. Suojadiodien käyttö edellyttää kuitenkin riittävän suurien resonanssikapasitanssien arvoja.

LLC resonanssipiirillä saadaan ensiökytkimille nollajännitekytkentä, sekä pieni kytkentävirta. Tasasuuntausdiodeja taas ohjataan nollavirralla, joka tulee luonnollisesti LLC piiristä. Resonanssitaajuudella kytkettäessä on piirin vahvistus aina yksi ja kuormasta riippumaton, jolloin kytkentä ei vaadi varsinaista säätöä. Ensiökytkimien voidaan ohjata ~ 50 % pulssisuhteella ja ohjauksien väliin sovitetulla suoja-ajalla. LLC konvertterin rakenne ja ohjaus resonanssitaajuudella ovat hyvinkin yksinkertaisia. Haastavin osuus resonanssikonvertterin suunnittelussa ja käytössä on sen kytkentätaajuuden asettaminen mahdollisimman lähelle tankin resonanssitaajuutta.

LÄHDELUETTELO

- (Adragna 2008a) C. Adragna, S. De Simone and C. Spini, *A design methodology for LLC resonant converters based on inspection of resonant tank currents*, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE.
- (Aura 1994) Aura, Lauri. Tonteri, Antti, J. 1994, *Teoreettinen sähkötekniikka ja sähkökoneiden perusteet*, WSOY, Porvoo, toinen painos, s. 267 – 279, ISBN 951-0-21385-3
- (Beiranvand 2011) Beiranvand, Reza. 2011, *Optimizing the LLC-LC Resonant Converter Topology for Wide-Output Voltage and Wide-Output Load Applications*, Power Electronics, IEEE Transactions on Issue Date: 2011.
- (Bing 2006) Bing Lu, *Optimal Design Methodology for LLC Resonant Converter*, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE
- (Bo 2004) Bo Yang, Lee, F.C., Zhang, A.J., Guisong Huang. *LLC resonant converter for front end DC/DC conversion*, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE.
- (IEC 61557-sarja) IEC 61557. 1997-1999. “*Electrical safety in low-voltage distribution systems up to 1000 V ac and 1500 VDC*”. Geneve: International Electrotechnical Commission.

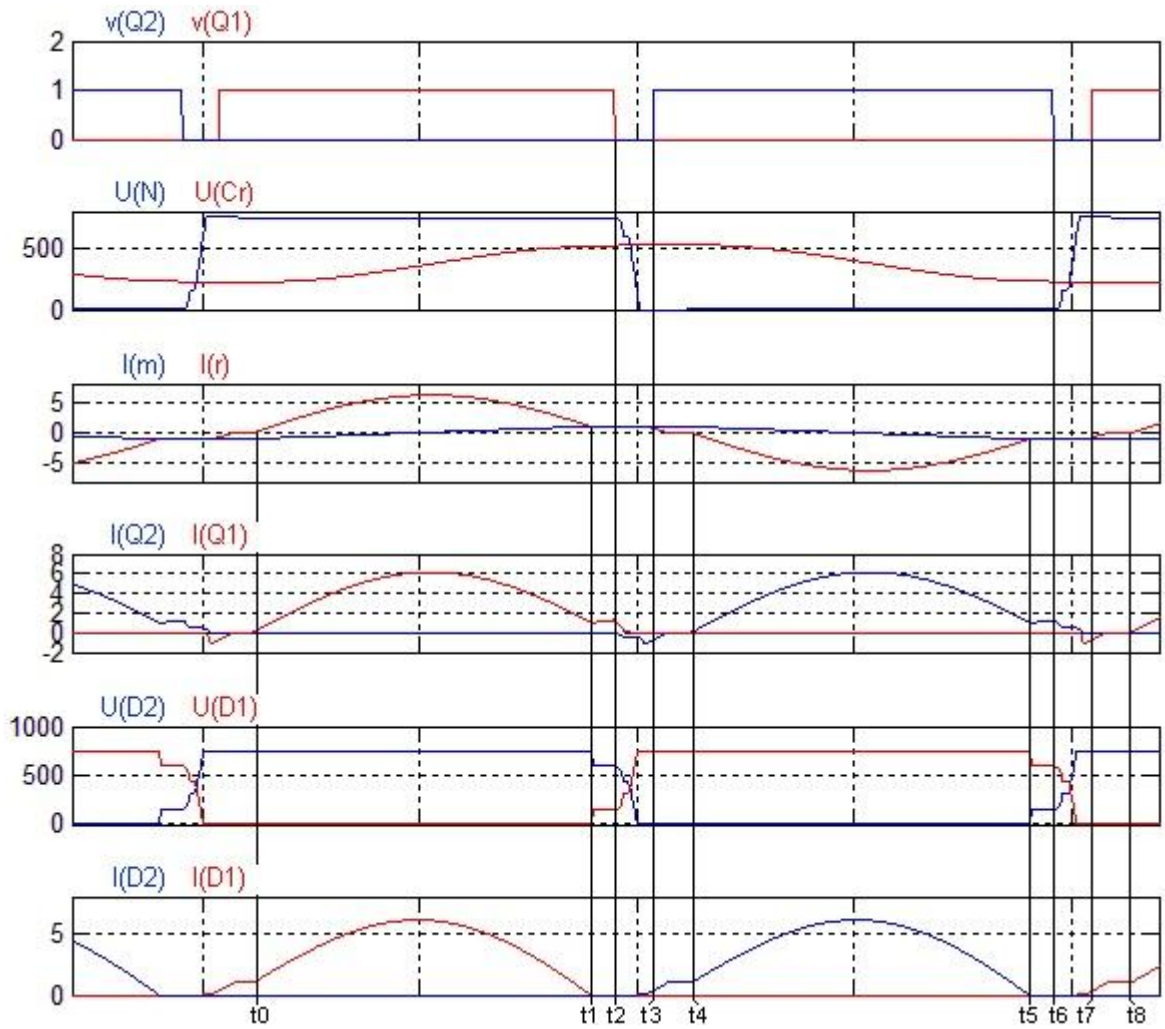
- (LVD 2006/95/EC) European Commission. *“Low Voltage Directive”*, European Union Directive, Brussels 2006.
- (Mohan 2003) Mohan, N., Undeland, T. M., Robbins, W. P. 2003. *Power electronics: converters, applications and design*. USA: John Wiley & Sons Inc. 802 s. ISBN 0-471-22693-9
- (Nuutinen 2007) Nuutinen, P. 2007. *Vaihtosuuntauksen ja suodatuksen toteuttaminen tasasähköjakoverkossa*. Diplomityö. Lappeenrannan teknillinen yliopisto, Sähkötekniikan osasto
- (Partanen et al. 2007) Partanen, J., Pyrhönen, J., Silventoinen, P., Niemelä, M., Lindh, T., Kaipia, T., Salonen, P., Nuutinen, P., Peltoniemi, P. & Lassila, J. 2007. *Tasasähköjakelujärjestelmän toiminnalliset kriteerit ja sähköturvallisuustarkastelu*. Lappeenranta, Lappeenrannan teknillinen yliopisto. 77 s.
- (Partanen et al. 2008) Partanen, J., Pyrhönen, J., Niemelä, M., Lindh, T., Kaipia, T., Salonen, P., Nuutinen, P., Peltoniemi, P., Lassila, J. 2008. *Tehoelektronikka sähköjakelussa vaihe 1/2*. Raportti. Lappeenrannan teknillinen yliopisto. 12 s.
- (Partanen et Al., 2010) Partanen, J., Pyrhönen, J., Silventoinen, P., Niemelä M., Lassila, J., Kaipia, T., Salonen P., Peltoniemi, P., Nuutinen, P. 2010. *”Tehoelektronikka sähköjakelussa – Pienjännitteinen tasasähköjakelu”*. Tutkimusraportti. Lappeenrannan teknillinen yliopisto.

- (Pyrhönen 2000) Pyrhönen, J., Huppunen, J., Kuisma, M., Laurila, L. 2000. *Tehoelektroniiikan komponentit*. Opetusmoniste: Tehoelektroniiikan komponentit (kevät 2009), Lappeenrannan teknillinen yliopisto, Lappeenranta.
- (Salonen 2006) Salonen, P., 2006. Tasasähkön hyödyntämismahdollisuudet sähkönjakelussa. Diplomityö. Sähkötekniikan osasto. Lappeenrannan teknillinen yliopisto
- (SemiSel 2007) Semikron GmbH. *SemiSel Simulation Tool* [verkkosovellus]. [viitattu 1.8.2011]. Saatavissa: <http://semisel.semikron.com>
- (SFS-EN 50160) SFS-EN standardi. ”Yleisen jakeluverkon jakelujännitteen ominaisuudet”. Suomen Standardisoimisliitto SFS ry, Helsinki 2008.
- (Silvonen 2003) Silvonen, Kimmo. 2003, *Sähkötekniikkaa ja elektroniikkaa*, Otatieto, Helsinki, 2. korjattu painos, ISBN 951-672-342-X.
- (Steigerwald 1988) R.L. Steigerwald, *A Comparison of Half Bridge Resonant Converter Topologies*, IEEE IAS Conf. Rec., City, Oct. 1987, pp. 135-144.
- (STM 2007) STMicroelectronics, *LLC resonant half-bridge converter design guideline*, 2007. Verkkójulkaisu. <http://www.st.com/>
- (STM 2008) STMicroelectronics, *An introduction to LLC resonant half-bridge converter*, 2008. Verkkójulkaisu. <http://www.st.com/>
- (Takala et al. 2009) Takala, J., Juntunen, R., Karttunen J., Kampe, M. 2009, *Tasasähkönjakeluverkon vaihtosuuntaaja galvaanisella erotuksella*. Kandidaatintyö. Lappeenrannan teknillinen yliopisto, Sähkötekniikan osasto.

- (Ya 2007) Ya, Liu. 2007. *High Efficiency Optimization of LLC Resonant Converter for Wide Load Range*, Master Thesis, Virginia Polytechnic Institute, 2007.

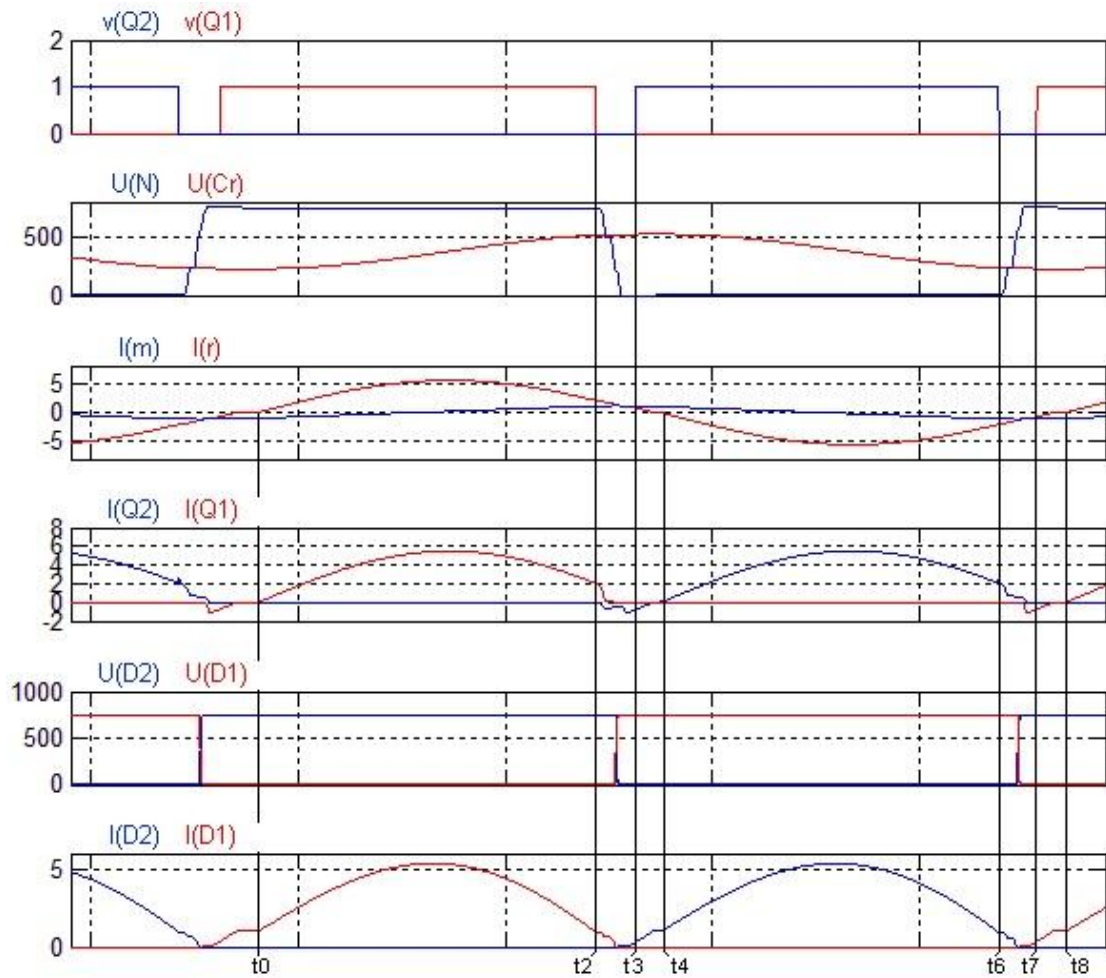
LIITTEET

LIITE I KytKentä toiminta-alueella 2



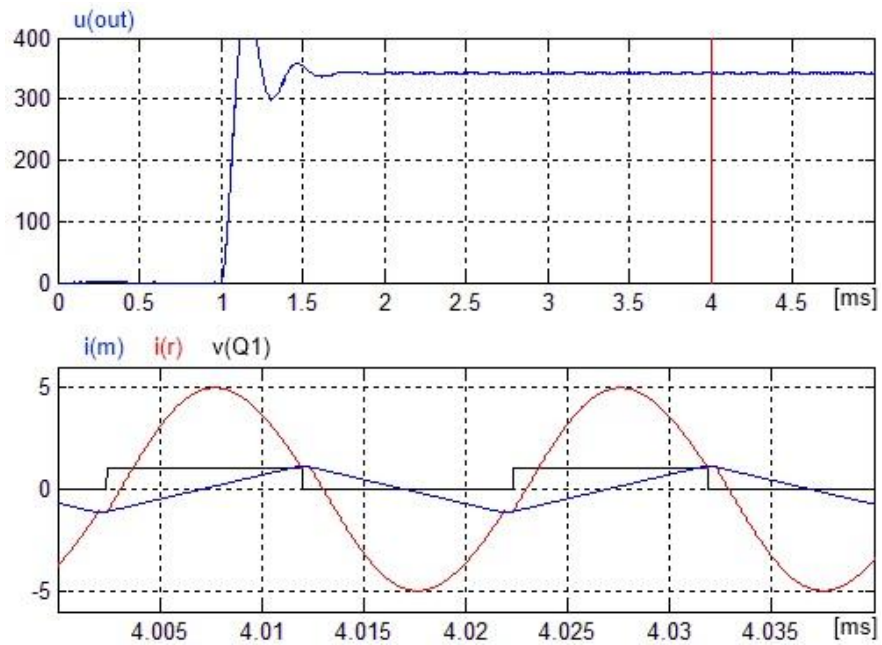
Ajoitusdiagrammi toiminta-alueella 2 ($f_{r2} < f_{sw} < f_{r1}$), raskas kuorma.

LIITE II KytKentä toiminta-alueella 1

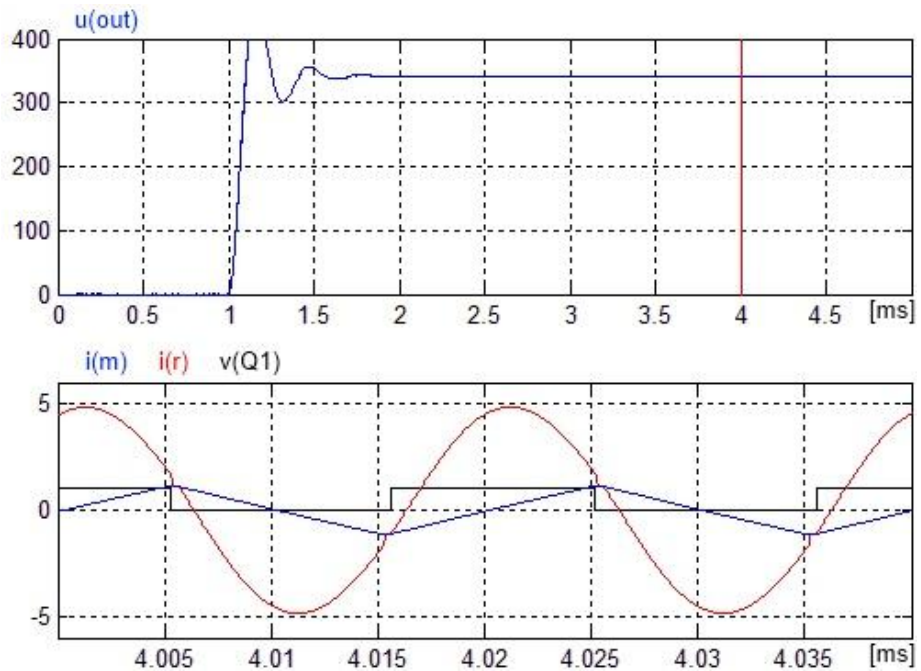


Ajoitusdiagrammi toiminta-alueella 1 ($f_{r1} < f_{sw}$), raskas kuorma.

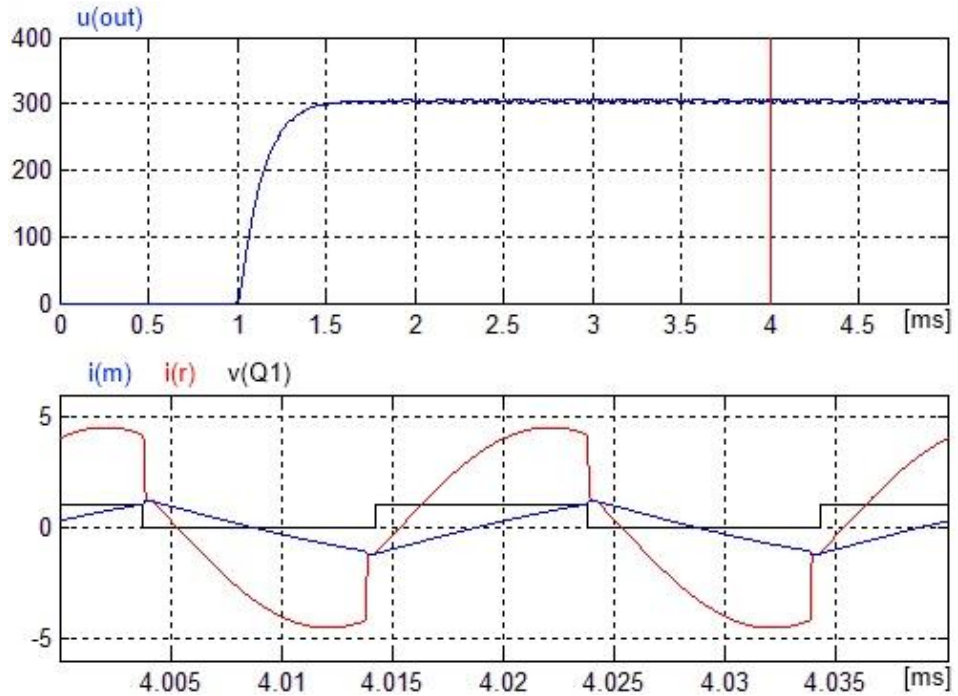
LIITE III Suodininduktanssin L_f vaikutus, PDM



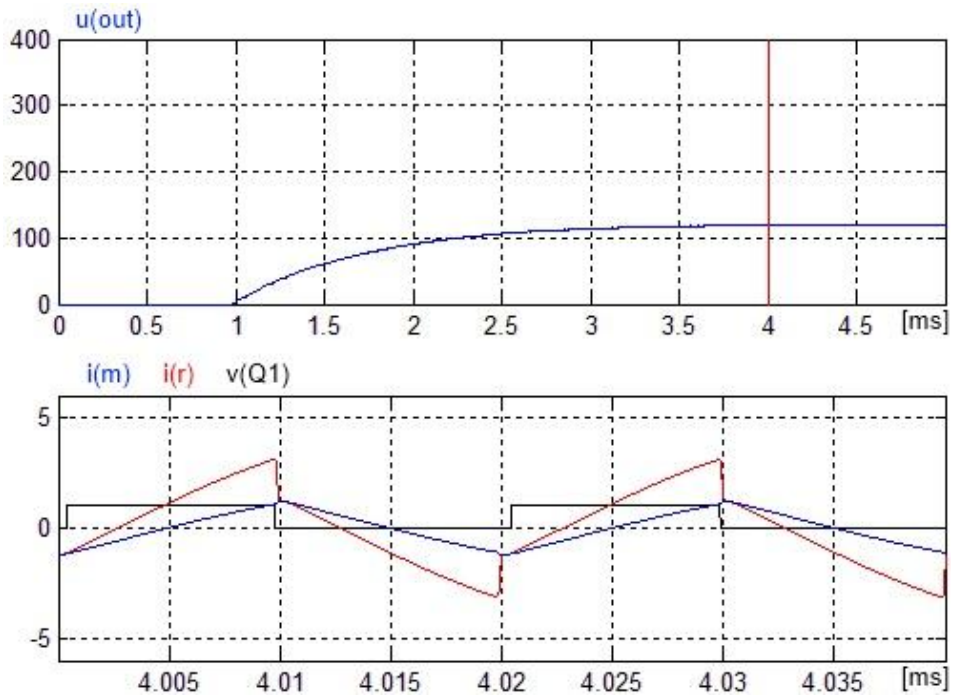
Suodinkelan vaikutus resonanssitaajuuteen kuorman vakioarvolla. $L_f = 1 \mu\text{H}$, $R_L = 106 \Omega$.



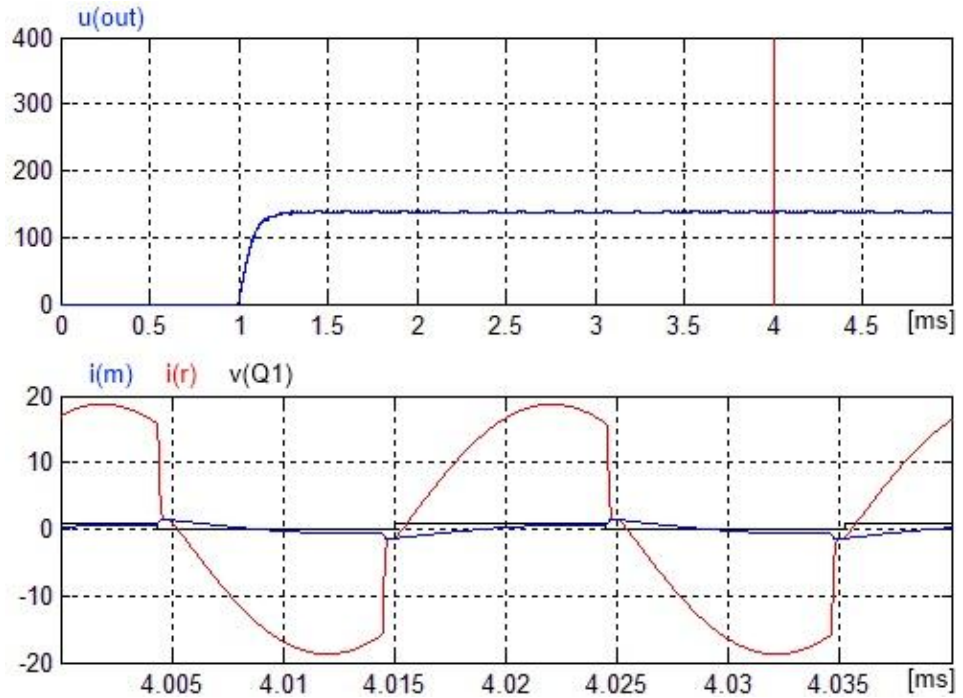
Suodinkelan vaikutus resonanssitaajuuteen kuorman vakioarvolla. $L_f = 10 \mu\text{H}$, $R_L = 106 \Omega$.



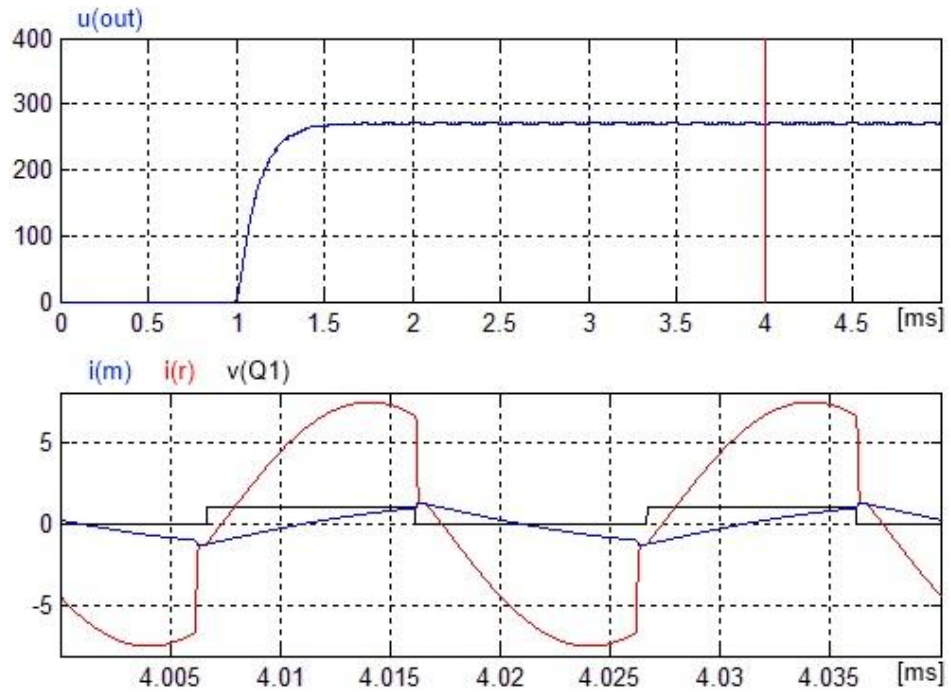
Suodinkelan vaikutus resonanssitaajuuteen kuorman vakioarvolla. $L_f = 100 \mu\text{H}$, $R_L = 106 \Omega$.



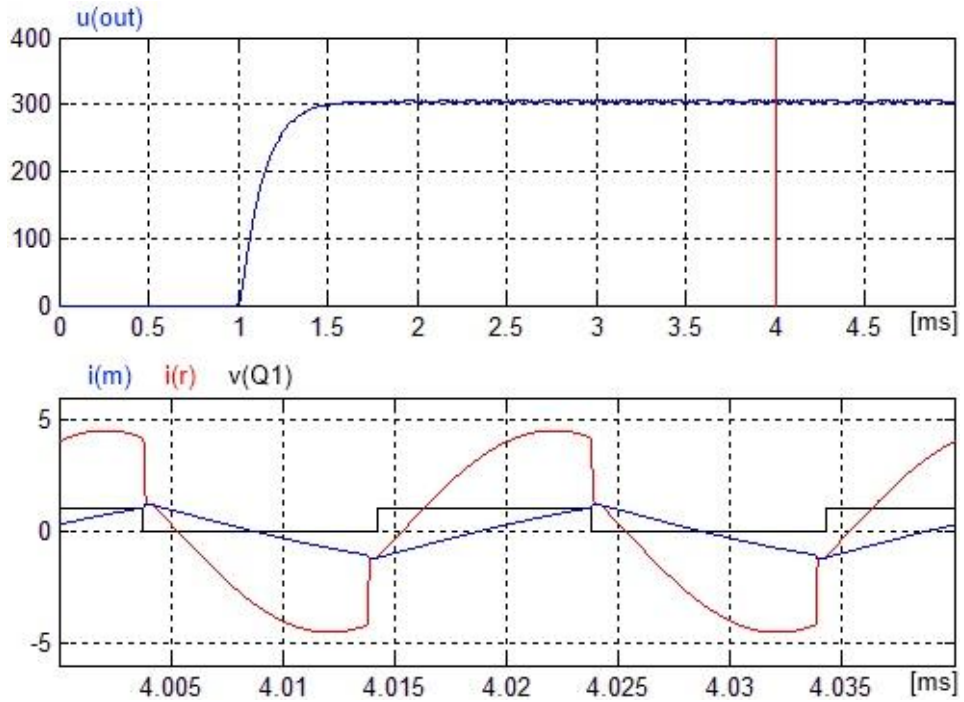
Suodinkelan vaikutus resonanssitaajuuteen kuorman vakioarvolla. $L_f = 1000 \mu\text{H}$, $R_L = 106 \Omega$.



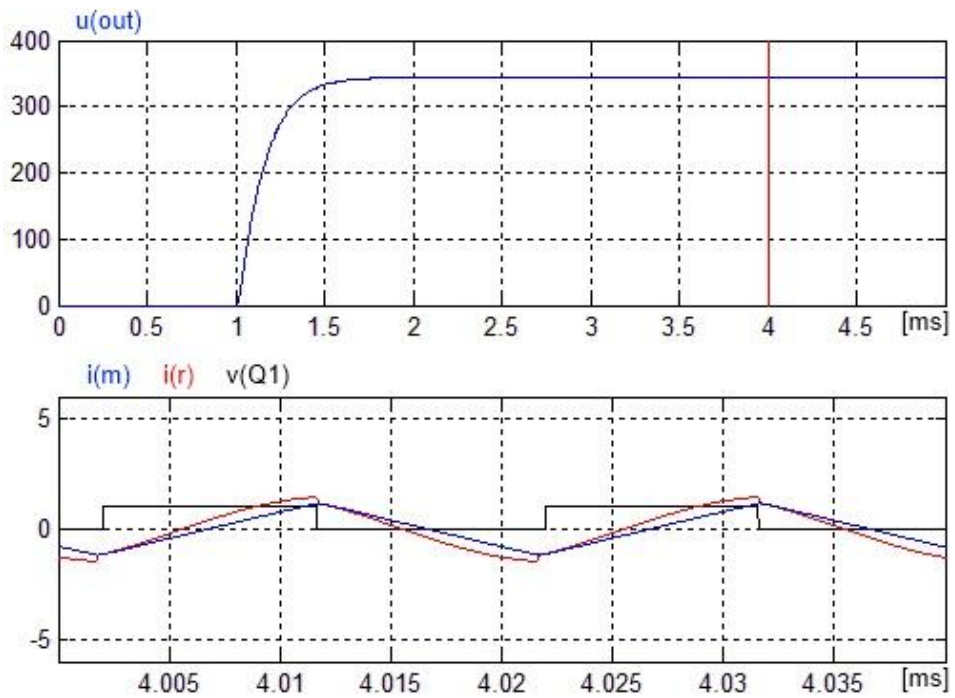
Kuorman vaikutus jännitteeseen kelan vakioarvolla. $L_f = 100 \mu\text{H}$, $R_L = 10 \Omega$.



Kuorman vaikutus jännitteeseen kelan vakioarvolla. $L_f = 100 \mu\text{H}$, $R_L = 53 \Omega$.



Kuorman vaikutus jännitteeseen vakio kelalla. $L_f = 100 \mu\text{H}$, $R_L = 106 \Omega$.



Kuorman vaikutus jännitteeseen vakio kelalla. $L_f = 100 \mu\text{H}$, $R_L = 1060 \Omega$.

LIITE IV Simulink piirikaavio

