

LAPPEENRANNAN TEKNILLINEN YLIOPISTO
SÄHKÖTEKNIIKAN OSASTO

IGBT:N KYTKENTÄVIIVEIDEN MITTAAMINEN

Diplomityön aihe on hyväksytty Lappeenrannan teknillisen yliopiston sähkötekniikan osaston osastoneuvoston kokouksessa 10.3.2004.

Työn ohjaajana toimi DI Kimmo Rauma ja tarkastajina professori Pertti Silventoinen ja professori Olli Pyrhönen.

Lappeenrannassa 23.3.2004.

Mika Ikonen
Teknologiapuistonkatu 4 f 14
53850 Lappeenranta
puh: 0414324989

TIIVISTELMÄ

Tekijä: Ikonen, Mika
Nimi: **IGBT:n kytkentäviiveiden mittaaminen**
Osasto: Sähkötekniikan osasto
Vuosi: 2004
Paikka: Lappeenranta

Diplomityö. Lappeenrannan teknillinen yliopisto. 68 sivua, 50 kuvaa ja 1 taulukko.

Tarkastajat: Professori Pertti Silventoinen ja professori Olli Pyrhönen
Hakusanat: mittaus, IGBT ja kytkentäviive

Taajuusmuuttajassa tehokytkinten, tässä tapauksessa IGBT, kytkentäviiveet vääristävät lähtöjännitettä varsinkin pienillä lähtöjännitteen arvoilla. Kun viiveiden pituudet tunnetaan voidaan niiden vaikutus kompensoida taajuusmuuttajan ohjauksella. Perinteisissä toteutuksissa viiveiden pituudet on arvioitu ennalta määritetyn taulukon mukaisesti, jossa parametrina on ollut muun muassa moottorivirta. Viiveet kuitenkin vaihtelevat yksilökohtaisesti, eikä kaikkia viiveisiin vaikuttavia tekijöitä voida ottaa huomioon, joten taulukko antaa vain suuntaa. Ratkaisuna tähän on viiveiden mittaus.

Työssä tutustutaan jännitevälipiirillisen PWM-taajuusmuuttajan toimintaan yleisellä tasolla. IGBT:n toimintaan syvennytään tarkemmin sekä teoreettisella tasolla että käytännön mittauksilla. Työssä tarkastellaan kytkimien kytkentäviiveiden syntytapaa ja niiden vaikutuksia lähtöjännitteeseen. Viiveiden aiheuttamiin lähtöjännitteen virheiden korjaukseen esitetään erilaisia menetelmiä. Työssä rakennetaan mittalaite jolla tarkkaillaan taajuusmuuttajan lähtöjännitettä ja mitataan sen avulla kytkentäviiveiden suuruutta. Kytkennässä huomioidaan erityisesti häiriöisen ympäristön EMI-vaikutusten minimointi laitteen toiminnassa.

Käytännön mittauksilla ja testauksilla kytkentä todetaan toimivaksi ja soveltuvaksi kytkentäviiveiden vaihevirheettömään mittaukseen.

ABSTRACT

Author: Ikonen, Mika
Subject: **Measurement of IGBT's switching delays**
Department: Electrical Engineering
Year: 2004
Place: Lappeenranta

Master's thesis. Lappeenranta University of Technology. 68 pages, 50 figures and 1 table.

Supervisors: Professor Pertti Silventoinen and professor Olli Pyrhönen.

Keywords: Measurement, IGBT and switching delay.

In inverters, power switches' switching delays cause distortion in inverters output voltage, especially at low output voltages. Effects in output voltage caused by the switching delays can be compensated if delays are known. Traditionally delays are estimated using fixed look-up table which has output current as input parameter. However, switching delays vary from unit to unit, and it is difficult to take into account all the influencing variables. As a solution, the delays are measured.

In this thesis voltage-fed pwm-inverter's overall operation is reviewed. IGBT's operation is reviewed in a more accurate scale, both theoretically and practically. Origins of switching delays and their influence on output voltage are analyzed. Different methods to correct errors in output voltages due to switching delays are presented. A device for measuring the delays is presented. The circuit is based on sensing the output voltage. Especially EMC is taken into account in the circuit.

The presented circuit is proven to work correctly with tests. It is proven to be suitable for measuring IGBT's switching delays in an environment full of electro-magnetic interference.

ALKUSANAT

Tämä työ on tehty Lappeenrannan teknillisen yliopiston sähkötekniikan osastolla osana Tamu-tutkimushanketta.

Työn tarkastajina toimivat professorit Pertti Silventoinen ja Olli Pyrhönen, joita molempia haluan kiittää yhteistyöstä ja mielenkiintoisen aiheen antamisesta. Erityisesti kiitän työn ohjaajaa diplomi-insinööri Kimmo Raumaa korvaamattomista neuvoista ja avusta. Haluan kiittää myös koko tamu-tutkimusryhmää innostavasta työskentelyilmapiiristä, ja Elektroniikan suunnittelukeskusta prototyyppien rakentamisesta.

Lopuksi kiitos kaikille minua opiskelujeni aikana tukeneille sukulaisille ja ystäville.

SISÄLLYSLUETTELO

KÄYTETYT MERKINNÄT JA LYHENTEET.....	2
1 JOHDANTO.....	6
2 JÄNNITEVÄLIPIIRILLINEN PWM-TAAJUUDENMUUTTAJA.....	8
2.1 OSAT.....	9
2.2 MODULAATTORI.....	12
2.2.1 Sini-kolmiomodulaattori.....	13
2.2.2 Vektorimodulaattori.....	14
2.3 IGBT.....	16
2.3.1 Sijaiskytkentä.....	17
2.3.2 Rakenne.....	18
2.3.3 Sammuttaminen ja sytyttäminen.....	19
2.4 VAIHTOSUUNTAAJA.....	22
2.4.1 Kommutointi induktiivisella kuormalla.....	22
2.4.2 Suoja-aika.....	23
2.4.3 Suoja-ajan vaikutus lähtöjännitteeseen.....	24
2.4.4 Suoja-ajan vaikutusten kompensointi.....	28
3 KYTKINVIIVEIDEN MITTAUS.....	32
3.1 MITTAUSJÄRJESTELMÄN TAAJUUSKAISTA.....	33
3.2 KYTKENTÄ.....	34
3.2.1 Jännitejako.....	35
3.2.2 Suodatin.....	39
3.2.3 Lähtöjännitteen tarkkailu komparaattorilla.....	41
3.2.4 Kuitulinkki.....	43
3.3 KYTKENNÄN SIMULOINTI.....	44
4 MITTAUKSET JA TESTAUKSET.....	48
4.1 TAAJUUSMUUTTAJAN LÄHTÖJÄNNITTEEN MUOTO KOMMUTOINTIHETKELLÄ.....	48
4.2 KYTKENNÄN OSIEN TESTAUS.....	51
4.2.1 Komparaattorikytkentä.....	51

4.2.2	<i>Suodatin ja komparaattorikytkentä</i>	56
4.2.3	<i>Kytkenän testaus osana taajuudenmuuttajaa</i>	59
5	TULOSTEN VERTAILUA	62
5.1	VAIHTOSUUNTAAJAN KOMMUTOINTI	62
5.2	KOMPARAATTORIKYTKENTÖJEN TOIMIVUUS	62
5.3	KYTKENNÄN KOKONAISVIIVE	63
5.4	KYTKENNÄN SOVELTUVUUS KYTKINVIIVEIDEN MITTAUKSEEN.....	63
5.5	MAHDOLLISIA VIRHELÄHTEITÄ TESTAUKSESSA.....	64
6	YHTEENVETO	65
LÄHTEET		

KÄYTETYT MERKINNÄT JA LYHENTEET

SUUREET

B	Taajuuskaista	[Hz]
C	Kapasitanssi	[F]
f	Taajuus	[Hz]
G	Vahvistus	
i	Vaihtovirta	[A]
I	Tasavirta	[A]
L	Induktanssi	[H]
R	Resistanssi	[Ω]
t	Aika	[s]
t_d	Suoja-aika	[s]
T	Jaksonaika	[s]
u	Vaihtojännite	[V]
\hat{u}	Vaihtojännitteen huippuarvo	[V]
U	Tasajännite	[V]
X	Reaktanssi	[Ω]
Z	Impedanssi	[Ω]
Q	Hyvyysluku	

ALAINDEKSIT

avg	keskiarvo
c	kantoaalto, kolmioaalto, kapasitiivinen
CE	kollektori-emitteri
DC	välipiiri
GE	hila-emitteri
$GE^{(th)}$	hila-emitterijännitteen kynnsarvo
HI	ylähaara
in	tulo
k	kriittinen, kytkentä-
L	syöttöverkon vaihe, komponentin jalka

LL	line-to-line
LO	alahaara
max	maksimi
mod	johtamistila
off	sammumis-
out	lähtö
on	syttymis-
r	nousu-
R	runko, vastus
ref	ohje
rms	tehollisarvo
sat	saturaatio
peak	huippuarvo
s	staattori
U	jännite, moottorin vaihe
v	moottorin vaihe
w	moottorin vaihe

KREIKKALAISET

Δ	Ero	
δ	Modulaatioindeksi	
θ	Vaihekulma	[°]
ϕ	Vaihesiirto	[°]
τ	Aikavakio	[s]
ψ	Käämivuo	[Vs]
ω	Kulmataajuus	[rad/s]

LYHENTEET JA MERKINNÄT

AD	Analogia/digitaali
ASIC	Sovelluskohtainen mikropiiri
BJT	Bipolaaritransistori

C	Kollektori
D	Diodi
E	Emitteri
EMC	Sähkömagneettinen yhteensopivuus
FPGA	Field Programmable Gate Array
G	Hila
GTO	Hilalta sammutettava tyristori
IGBT	Eristehila-bipolaaritransistori
JFET	Eristehila-kanavatransistori
L	Syöttöverkon vaihejohdin
LED	Loistediodi
MOSFET	Metallihila-kanavatransistori
NPT	Non-Punch Through
NPN	Negative-Positive-Negative
P	Piste
PT	Punch Through
PNP	Positive-Negative-Positive
PAM	Pulssiampplitudimodulaatio
PFM	Pulssitaajuusmodulaatio
PWM	Pulssinleveysmodulaatio
S	Kytkin
U	Moottorijohdin
V	Moottorijohdin
W	Moottorijohdin
Q	IGBT

1 JOHDANTO

Nykyaikaiset sähkökäytöt hyödyntävät modernin tehoelektroniikan ja tehokkaan signaalinkäsittelyn suuria mahdollisuuksia. Taajuudenmuuttajalla voidaan syöttää moottorille vaihtosähköä, jonka taajuutta ja amplitudia voidaan säätää toisistaan riippumatta. Niillä on pystytty korvaamaan mekaaniset vaihteistot useassa sovelluksessa. Usein taajuudenmuuttajalla voidaan myös jarrutusenergia ottaa talteen, jolloin järjestelmän hyötysuhde paranee entisestään. Taajuudenmuuttajaa nimitetään yleensä lyhyemmin taajuusmuuttajaksi.

Taajuudenmuuttajassa moottorin jännitteet muodostetaan tehokytkimillä käyttäen useimmiten pulssinleveysmodulaatiota (PWM), vaikkakin muitakin modulointitapoja on olemassa. Pulssinleveysmodulaatio perustuu kahden kytkimen vuorotaiseen käyttöön siten, että toisen johtaessa toinen on sulkuutilassa. Johtavuutta vuorottelemalla saadaan aikaan jännitepulsseja, joiden pulssisuhde määrää lähtöjännitteen amplitudin suhteessa suurimpaan saatavissa olevaan jännitteeseen. Modulaattorin jänniteohje, eli pulssinleveysohje, saadaan säädöltä, joka muun muassa moottorin käämivuota jatkuvasti estimoimalla ja mekaanista pyörimisnopeutta mittaamalla laskee tarvittavan staattorijännitteen. Käämivuon estimointi tehdään moottoriparametrien ja välipiirin virran, lähtövirran tai lähtöjännitteen mukaan.

Käytännön kytkimet, tässä tapauksessa IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) eli eristehila-kanavatransistori, eivät kuitenkaan koskaan ole ideaalisia, vaan niillä on syttymis- ja sammumisviivettä ja johtamistilan häviöitä. Lisäksi nämä kytkentäviiveet ovat keskenään erisuuruisia. Kytkentäviiveiden vuoksi saman vaiheen kytkimet saattavat kytkentähetkellä olla johtavassa tilassa yhtä aikaa, vaikka tarkoitus olisi sammuttaa toinen kytkin samalla hetkellä kun toinen sytytetään. Jotta kytkinten välille ei tulisi oikosulkua, täytyy kytkentähetkellä kumpaakin kytkintä ohjata lyhyen aikaa sulkutilaan. Tätä kutsutaan suoja-ajaksi.

Samalla, kun suoja-aika suojaa kytkimiä oikosululta, se heikentää taajuusmuuttajan suorituskykyä. Suoja-aika vähentää lähtöjännitteen tehollisarvoa, jonka vuoksi moottorin

vääntömomentti poikkeaa halutusta. Vääntömomentin staattisen virheen lisäksi suoja-aika lisää moottorijännitteen säröä ja harmonisia komponentteja, jotka puolestaan lämmittävät moottoria ja aiheuttavat värettä vääntömomenttiin.

Suoja-ajan haitallisten vaikutusten kompensointiin on kehitetty ja kirjallisuudessa esitetty lukuisia menetelmiä, joista useimmat perustuvat moottorivirran suunnan mukaan tehtäviin toimenpiteisiin. Modulaattorin jännitereferenssiä tai modulaattorin tuottamia pulsseja muutetaan virran suunnan mukaan siten, että ne kompensoivat suoja-ajan aiheuttaman lähtöjännitteen tehollisarvon aleneman. Virran mittaukselle vaihtoehtona on lähtöjännitteen tarkkailu ja sitä kautta kytkimien tilan ilmaisu, josta saadaan mitattua kytkimien todelliset viiveet. Mitattujen viiveiden perusteella voidaan seuraavaa pulssia korjata vastaavasti ja turvallisesti lyhentää suoja-aikaa, sekä tehdä muita tarvittavia toimenpiteitä.

Tämän työn tavoitteena on suunnitella mittalaite kytkinviiveiden mittaamiseen. Jotta ymmärrettäisiin mistä on kyse, tutustutaan ensin jänniteohjattuun PWM-taajuusmuuttajaan ja erityisesti sen IGBT-tehokytkimien toimintaan sekä teoriassa että käytännössä. Työssä tarkastellaan kytkimien kytkentäviiveiden syntytapaa ja niiden vuoksi lisättävän suoja-ajan vaikutuksia lähtöjännitteeseen. Myös erilaisia suoja-ajan kompensointiin tarkoitettuja menetelmiä esitellään. Kompensoinnin tarpeita varten rakennetaan mittalaite, jolla tarkkaillaan taajuusmuuttajan lähtöjännitettä ja mitataan sen avulla kytkentäviiveiden suuruutta. Mittalaitteen suunnittelun haastavuus syntyy komponenttien jännitekestoisuudesta yhdistettynä nopeusvaatimukseen ja häiriöiseen ympäristöön. Mittalaitteen prototyyppiä testataan sekä itsenäisenä laitteena, että osana taajuusmuuttajaa. Testauksen tuloksista tehdään johtopäätöksiä kytkennän soveltuvuudesta taajuusmuuttajan kytkinviiveiden mittaukseen. Varsinainen suoja-ajan kompensoinnin toteutus ja testaus eivät kuulu tähän työhön.

Työ liittyy Lappeenrannan teknillisen yliopiston Sähkötekniikan osaston Tamu-projektiin.

2 JÄNNITEVÄLIPIIRILLINEN PWM-TAAJUUDENMUUTTAJA

Taajuudenmuuttaja eli invertteri on tehoelektroninen laite, jolla voidaan muuttaa verkosta otettavan sähkötehon taajuutta ja amplitudia. Sitä käytetään yleensä syöttämään vaihtovirtamoottoria sovelluksissa, joissa tarvitaan vaihtuvaa pyörimisnopeutta, tai joissa kuorma vaihtelee ajan funktiona. Sille voidaan antaa pyörimisnopeus- tai vääntömomenttiohje, jonka täytyy toteutua sen ajamalla moottorilla. Taajuudenmuuttajia käytetään esimerkiksi hisseissä, metroissa, junissa, sähköautoissa ja paperikoneissa. Pienemmän tehon laitteista voidaan mainita pumput ja tuulettimet. /1/

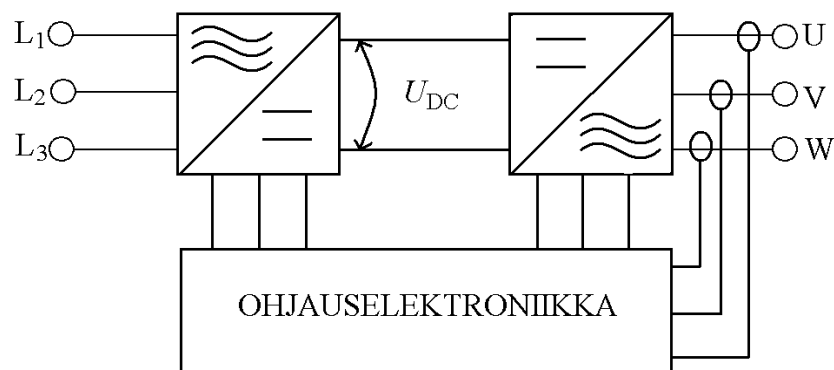
Taajuudenmuuttajalla on useita hyviä puolia. Taajuusmuuttajakäyttöisen moottorin pyörimisnopeutta voidaan säätää portaattomasti, esimerkiksi hissi saadaan kiihtymään ja hidastumaan nykäyksittä. Sillä saadaan oikosulkumoottori käynnistettyä pehmeästi ilman käynnistysvirran aiheuttamia ongelmia, kuormasta riippumatta. Puhallinkäyttöissä kuristussäätö voidaan korvata taajuudenmuuttajalla, jolloin hyötysuhde paranee. Hyötysuhdetta parantaa edelleen taajuudenmuuttajan tuoma mahdollisuus jarrutusenergian talteen ottamiseksi esimerkiksi sähköautoissa. Invertterin hyötysuhde onkin yleensä yli 0,9. Taajuudenmuuttajaa voidaan ohjata paikallisesti tai kaukokäyttönä. Kaukokäytössä esimerkiksi kokonaisen tehtaan kaikkia koneita voidaan ohjata keskitetysti yhdestä paikasta. /1, 2/

Toisaalta taajuudenmuuttajalla on tiettyjä huonoja puolia. Se ei sovellu usean moottorin ajamiseen yhdellä ja samalla laitteella, varsinkaan jos moottorit ovat eri kokoisia tai niiden kuormat ovat erilaiset. Taajuudenmuuttaja on myös erittäin tehokas sähkömagneettisen häiriöiden lähde, sillä se emittoi sekä johtuvia että ilmaitse kulkevia häiriöitä. Yksinkertaisimmat taajuudenmuuttajat eivät pysty syöttämään tehoa takaisin verkkoon päin, jolloin ongelmaksi muodostuu jarrustehon käsittely. Jos laitteeseen ei ole kytketty jarrukatkojaa ja vastusta, voi laite hajota välipiirin jännitteen nousun vuoksi jarrustustilanteessa. Taajuudenmuuttaja aiheuttaa ongelmia myös moottorin jännitekestolle. Johtuen aallon heijastumisesta suuremmasta impedanssista lähtöjännitteen jyrkkä nousureuna aiheuttaa kaapelissa kaksinkertaisen jännitteen moottorin puoleiseen päähän. Usein kuitenkin moottorien suunnittelussa otetaan huomioon taajuusmuuttajakäytön vaatimukset.

Seuraavissa kappaleissa tutustutaan ensin taajuudenmuuttajan eri osiin ja toimintaan pääpiirteissään, jonka jälkeen esitetään IGBT:n toiminta. Viimeisenä tutkitaan vaihtosuuntaajan toimintaa hieman tarkemmin ja analysoidaan kytkimien suoja-ajan vaikutuksia lähtöjännitteeseen.

2.1 Osat

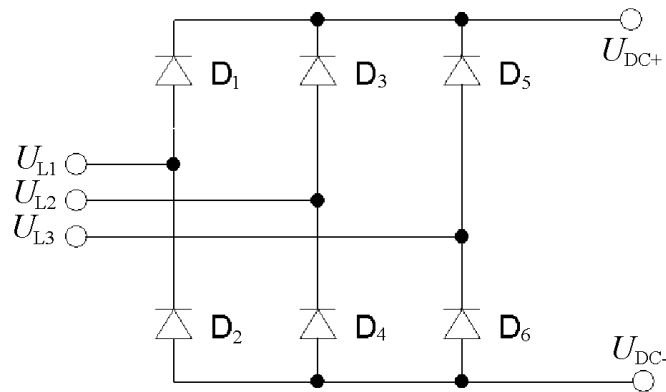
Taajuudenmuuttajassa verkon vaihtojännitteestä tuotetaan tasajännitettä, josta vuorostaan tehdään halutun muotoista vaihtojännitettä. Invertteri koostuu pääpiirteissään neljästä osasta: verkkosillasta, välipiiristä, vaihtosuuntaajasta ja ohjaus- ja mittauselektroniikasta. Näiden lisäksi tarvitaan muun muassa liityntä käyttäjälle. Kuvassa 1 on esitetty taajuusmuuttajan yksinkertaistettu lohkokaavio.



Kuva 1. Kolmivaiheisen taajuusmuuttajan yksinkertaistettu lohkokaavio. Taajuusmuuttajan osat ovat verkkosilta, välipiiri ja vaihtosuuntaaja. Lisäksi siihen kuuluu ohjaus- ja mittauselektroniikkaa. L_1 , L_2 ja L_3 ovat verkon vaiheet, U, V, ja W ovat moottorin vaiheet ja U_{DC} on välipiirin jännite.

Verkkosilta

Verkkosilta on yksinkertaisemmissa malleissa yleensä pelkkä dioditasasuuntaaja, jolloin tehoa ei pysty syöttämään takaisin verkkoon. Jos moottorin jarrutusenergia halutaan syöttää verkkoon, voi verkkosiltana käyttää vaihtosuuntaajaa. Dioditasasuuntaajan diodit poimivat verkkojännitteestä aina suurimman hetkellisen jännitteen, joten kukin diodi johtaa 120° kolmivaiheisessa järjestelmässä. Kuva 2 esittää kolmivaiheista dioditasasuuntaajaa.



Kuva 2. Kolmivaiheinen diodisilta, jolla verkon vaihtojännitteet U_{L1} , U_{L2} ja U_{L3} tasasuunnataan välipiirin tasajännitteeksi U_{DC} .

Tasasuunnattu jännite on muodoltaan pulssimaista. Kolmivaiheisessa järjestelmässä pulssien taajuus on 300 Hz, kun taas yksivaiheisessa systeemissä taajuus on 100 Hz. Kolmivaiheisen dioditasasuuntaajan tuottaman tasajännitteen huippuarvo U_{peak} on/3/

$$U_{\text{peak}} = \sqrt{2} \cdot u, \quad (1)$$

missä u on pääjännitteen tehollisarvo. Vastaavasti tasajännitteen keskiarvo U_{avg} on/3/

$$U_{\text{avg}} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} u. \quad (2)$$

Esimerkiksi 400 V:n systeemissä tasajännitteen keskiarvo on 540 V ja huippuarvo 567 V.

Dioditasasuuntaajallisessa taajuudenmuuttajassa on välipiirissä oltava jarruvastus, johon moottorin teho ajetaan jarrutustilanteessa. Jollei jarruvastusta ole, nostaa jarrutustilanteessa moottorilta tuleva teho välipiirin jännitettä, jolloin kaikki välipiirin kanssa kosketuksissa olevat komponentit saattavat tuhoutua ylijännitteeseen.

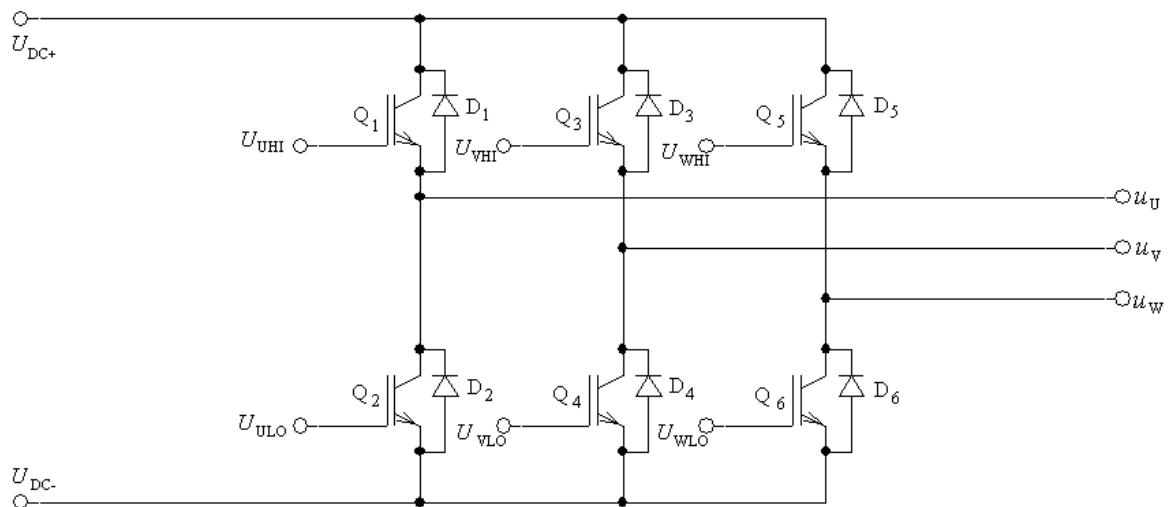
Välipiiri

Taajuudenmuuttajan välipiirissä on yleensä suuri energiavarasto, joko kondensaattori tai kela. Usein taajuudenmuuttajat jaetaan virtaohjattuihin ja jänniteohjattuihin vastaavasti välipiirin tyyppin mukaan. Jännitevälipiirillisessä taajuudenmuuttajassa energiavarastona on suurikapasitanssinen rinnankytketty kondensaattori, jonka tehtävänä on pitää välipiirin jännite vakiona kuorman vaihtelusta ja tasasuuntauksen pulssimaisuudesta huolimatta. Virtavälipiirillisessä taajuudenmuuttajassa energiavarastona on sarjakytketty kela, joka pitää välipiirin virtaa vakiona.

Vaihtosuuntaaja

Moottorisilta toimii aina samalla sekä vaihto- että tasasuuntaajana. Tasasuuntausominaisuus johtuu siitä, että induktiivisella kuormalla täytyy loisteholle järjestää kulkureitti takaisin välipiiriin. Tämän ansiosta tehoa voidaan siirtää moottorilta välipiiriin myös jarrutustilanteessa.

Kolmivaiheinen kaksitasoinen vaihtosuuntaaja koostuu kuudesta tehokytkimestä ja niiden loisvirtadiodeista. Tehokytkimet voivat olla esimerkiksi IGBT:tä, GTO:ja (Gate Turn-Off Thyristor) tai teho-MOSFET:ja (Metal Oxide Field Effect Transistor). Vaihtosuuntaaja voi olla myös kolmi- tai useampitasoinen, jolloin välipiirin kondensaattori on jaettu useampaan osaan ja lähtöjännite voi vastaavasti saada useampia arvoja. Tällöin myös tarvitaan useampi tehokytkin. Kuvassa 3 on esitetty kaksitasoinen kolmivaiheinen vaihtosuuntaaja IGBT:llä toteutettuna.



Kuva 3. Kaksitasoinen kolmivaiheinen vaihtosuuntaaja IGBT:llä toteutettuna. $Q_1 - Q_6$ ovat IGBT-transistoreja, diodit $D_1 - D_6$ tarjoavat loisvirralle kulkureitin ja u_U , u_V ja u_W ovat moottorijännitteet. IGBT-transistorien kytkinohjeet U_{UHI} ja U_{XLI} tulevat modulaattorilta.

Kaksitasoisessa vaihtosuuntaajassa jokaisessa vaiheessa on kytkin sekä ylä- että alahaarassa. Ylähaara tarkoittaa kytkintä välipiiriin positiiviseen jännitteeseen U_{DC+} ja alahaara kytkintä välipiiriin negatiiviseen jännitteeseen U_{DC-} . Kytkimistä aina toisen haaran kytkin on johtavassa tilassa ja toisen haaran kytkin sulkuutilassa, jolloin lähtöjännite on yhtä kuin U_{DC+} tai U_{DC-} . Jos kytkimet johtaisivat yhtä aikaa syntyisi haaraokosulku, jolloin

virtaa rajoittaisi ainoastaan kytkinten johtamistilan ja välipiirin resistanssit ja virran nousunopeutta välipiirin induktanssi. Koska välipiirissä on aina suuri energiavarasto, tuhoutuvat kytkimet haaraaikosulussa melko nopeasti (mikrosekunneissa).

Kytkimet katkovat välipiirin jännitteestä halutun pituisia pulsseja, joiden pulssisuhde määrää lähtöjännitteen tehollisarvon. Lähtöjännite on siis pulssimaista, mutta suodattamalla siitä saadaan sinimuotoista. Lähtövirta sen sijaan on induktiivisen kuorman – vaihtovirtamoottorit näkyvät ainakin osittain induktanssina taajuudenmuuttajalle – tapauksessa sinimuotoista, mutta sisältää myös värettä ja on vaihesiirrossa jännitteen kanssa. Loisivirtadiodit estävät ylijännitteen syntyminen induktiivisen kuorman tapauksessa tarjoamalla loisvirralle kulkureitin, ja suojelevat näin tehokytkimiä. Puhtaasti resistiivisellä kuormalla lähtövirta on samanmuotoista ja samanvaiheista lähtöjännitteen kanssa. Kuitenkaan puhtaasti resistiivistä kuormaa ei ole olemassakaan, sillä käytännössä kaikilla komponenteilla on vähintään hajainduktanssia.

Ohjauselektronikka

Edellä esitettyjen osien lisäksi taajuudenmuuttajassa on ohjaus- ja mittauselektronikkaa, joka hoitaa varsinaisen moottorisäädön ja kytkinohjeiden tuoton. Mitattavia suureita ovat muun muassa moottorivirratt, välipiirin jännite ja kytkimien lämpötila. Näiden lisäksi laitteessa voi olla myös muita tarkemmin erittelemättömiä mittauksia. Ohjauselektronikkaan kuuluu esimerkiksi käyttöliittymä, kenttäväylä ja tärkeimpänä moottorisäätö ja modulaattori. Kaksi viimeisintä on yleensä toteutettu sovelluskohtaisella mikropiirillä, eli niin sanotulla ASIC:llä (Application Specific Integrated Circuit).

Seuraavassa luvussa esitetään modulaattorin toiminta periaatteellisella tasolla, mutta moottorisäätö sen sijaan on aiheena niin laaja ettei sitä käsitellä tässä työssä. Sähkökäyttöjen säätötekniikkaan voi tutustua esimerkiksi kirjasta Peter Vas: Sensorless Vector And Direct Torque Control.

2.2 Modulaattori

Modulaattori tuottaa tehoasteen IGBT:n tarvitsemat kytkinohjeet säädöltä saamansa jänniteohjeen u_{ref} ja taajuusohjeen f_{ref} mukaan. Yksinkertaisimmillaan ohje kertoo halutun

Kolmioaallon u_c taajuus f_c eli kantotaajuus myös määrää kytkentätaajuuden. Jännitereferenssin ja kolmioaallon amplitudien suhdetta kutsutaan modulaatioindeksiksi δ , ja se lasketaan/3/

$$\delta = \frac{\hat{u}_{\text{ref}}}{\hat{u}_c}, \quad (3)$$

missä \hat{u}_{ref} on jännitereferenssin huippuarvo ja \hat{u}_c kolmioaallon huippuarvo. Linearisella alueella toimittaessa modulaatioindeksin arvo on välillä 0...1 ja tällöin lähtöjännitteen perusaallon huippuarvo vaihejännitteelle on/3/

$$\hat{u}_{\text{out}} = \delta \frac{U_{\text{DC}}}{2}, \quad (4)$$

missä U_{DC} on välipiirin jännite. Tehollisarvo saadaan jakamalla $\sqrt{2}$:lla, eli

$$u_{\text{out}} = \delta \frac{U_{\text{DC}}}{2\sqrt{2}}. \quad (5)$$

Pääjännitteen u_{LL} tehollisarvo saadaan kaavalla/3/

$$u_{\text{LL}} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \hat{u}_{\text{out}}. \quad (6)$$

Vaihesiirto ϕ lasketaan tehokertoimen avulla. Tehokerroin $\cos\phi$ on pätöteho jaettuna näennäisteholla, eli

$$\cos\phi = \frac{P}{S} = \frac{RI^2}{ZI^2}, \quad (7)$$

missä R on kuorman resistanssi ja Z kuorman impedanssi. Tästä voidaan ratkaista ϕ :

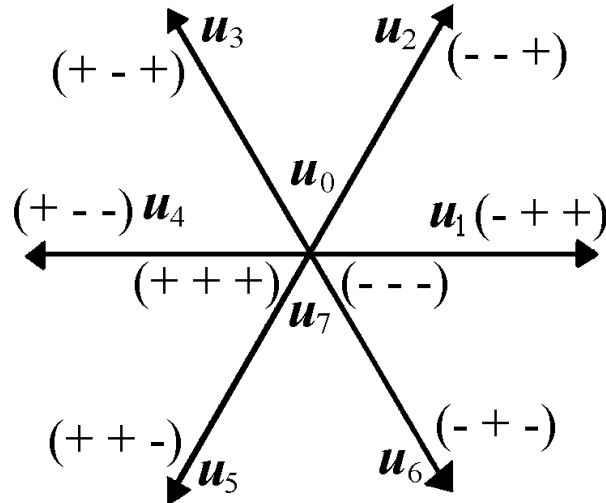
$$\phi = \cos^{-1} \frac{R}{Z}. \quad (8)$$

Jos modulaatioindeksi on yli yhden puhutaan ylimodulaatiosta, eikä silloin lähtöjännitteen perusaallon tehollisarvoa voida laskea kaavalla (5), vaan se täytyy laskea Fourierin sarjoilla. Modulaatioindeksin yhä kasvaessa tullaan lopulta kanttiaaltomodulaatioon./3, 4/

2.2.2 Vektorimodulaattori

Toinen tapa tuottaa kytkinohjeet on tähti- eli vektorimodulointi. Vektorimoduloinnissa moottorin staattorijännite esitetään vektorina, joka voidaan koostaa kolmivaiheisen kaksitasoisen invertterin tapauksessa kolmesta perussuunnasta tai niiden

vastakkaissuunnista, sekä kahdesta nollavektorista. Kuvassa 5 on niin sanottu jännitetähti, johon on sekä piirretty perusvektorit että merkitty niitä vastaavat kytkinkombinaatiot.



Kuva 5. Jännitetähti, johon on merkitty perusvektorit u_n ja niiden kytkinkombinaatiot. Kahdeksasta perusvektorista u_0 ja u_7 ovat nollavektoreita.

Kukin perusvektori kuvaa kutakin kytkinkombinaatiota, joita on siis kahdeksan. Nollavektori voidaan tuottaa kahdella kombinaatiolla. Useampitasoisilla inverttereillä kytkinkombinaatioita ja perusvektoreita on luonnollisesti useampia. Taulukossa 1 on esitetty kuvan 3 mukaisen kaksitasoisen invertterin kaikki kahdeksan kytkinkombinaatiota.

Taulukko 1. Kaksitasoisen kolmivaiheisen vaihtosuuntaajan perusvektorit ja niitä vastaavat kytkinkombinaatiot. u_0 ja u_7 ovat nollavektoreita. S tarkoittaa kytkintä.

	u_0	u_1	u_2	u_3	u_4	u_5	u_6	u_7
S_A	+	-	-	+	+	+	-	-
S_B	+	+	-	-	-	+	+	-
S_C	+	+	+	+	-	-	-	-

Säädöltä saadaan jännitevektori u_s , joka modulaattorin täytyy toteuttaa. Haluttu jännitevektori tuotetaan kahdesta vierekkäisestä perusvektorista ja nollavektoreista siten, että aktiivisten vektorien kytkentäaikojen suhteesta saadaan suunta ja kytkentäaikojen

summasta verrattuna kytkentäjaksoon saadaan amplitudi. Tämä voidaan ilmaista kaavalla /5 /

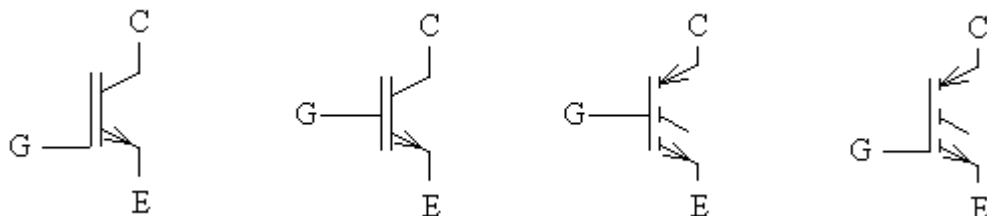
$$\mathbf{u}_s = \frac{t_1}{T} \mathbf{u}_n + \frac{t_2}{T} \mathbf{u}_{n+1}, \quad (9)$$

missä t_1 on vektorin \mathbf{u}_n kytkentäaika, t_2 vektorin \mathbf{u}_{n+1} kytkentäaika. \mathbf{u}_n ja \mathbf{u}_{n+1} ovat kaksi vierekkäistä perusvektoria ja T on kytkentäjakson pituus. Vektorit \mathbf{u}_n ja \mathbf{u}_{n+1} määräytyvät sen mukaan, millä sektorilla (kahden vierekkäisen perusvektorin rajoittamalla alueella) jännitevektori \mathbf{u}_s on.

Vektorimodulointi vaatii jonkin verran laskentaa, eikä sitä voi suorittaa analogiapiireillä kuten sini-kolmiomodulointia. Toisaalta modulointia ei tarvitse suorittaa erikseen jokaiselle vaiheelle.

2.3 IGBT

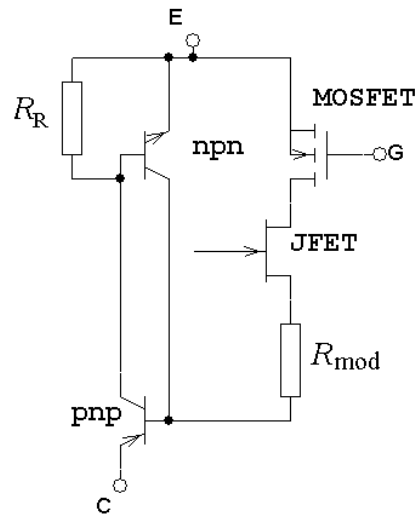
IGBT on eristehila-bipolaaritransistori, jota ohjataan hilajännitteellä kuten kanavatransistoria. Sillä on sekä kanavatransistorien että bipolaaritransistorien hyvät ominaisuudet. Se on nopea kuten MOSFET, ja sen päästöhäviöt ovat pienet kuten BJT:llä (Bipolar Junction Transistor). Tehokkaimmat IGBT:t kestävät yli tuhat ampeeria ja yli 3000 voltia, kun taas nopeimpien kytkentätaajuudet ovat yli 20 kHz. Päästöhäviöt ovat sitä suuremmat mitä nopeampi IGBT, joten yleensä transistori täytyy valita käyttökohteen mukaan. IGBT:n yleisimmät piirrosmerkit on esitetty kuvassa 6.



Kuva 6. IGBT:n yleisimmät piirrosmerkit. G = hila, C = kollektori ja E = emitteri. Ensimmäinen oikealta on SFS-standardin mukainen piirrosmerkki avaustyyppiselle N-kanavaiselle IGBT:lle.

2.3.1 Sijaiskytkentä

IGBT:n sijaiskytkentä koostuu PNP-transistorista ja MOSFET:sta sekä NPN-transistorista, JFET:stä (Junction Field Effect Transistor, eristehila-kanavatransistori) ja resistansseista. Kuvassa 7 on esitetty IGBT:n sijaiskytkentä. /6, 7/



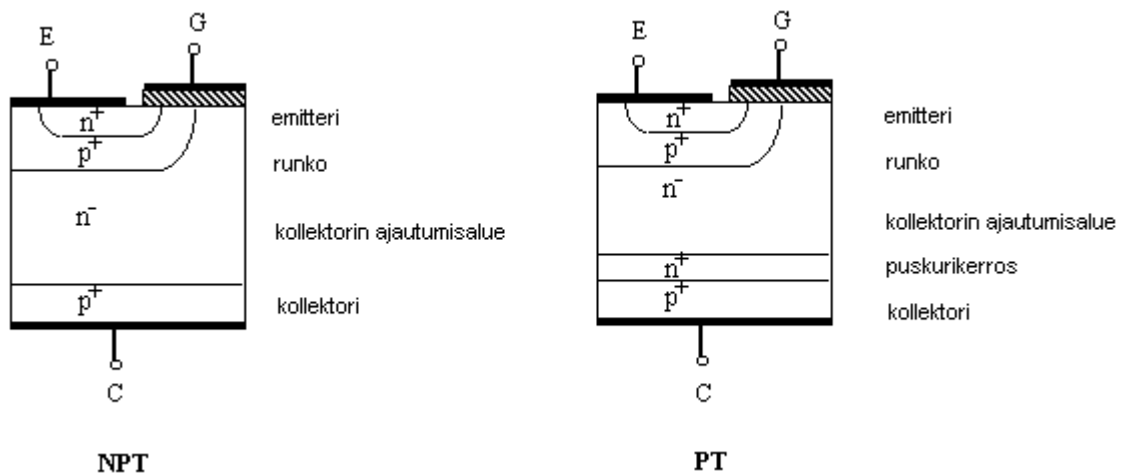
Kuva 7. IGBT:n sijaiskytkentä. Ohjausjännite tuodaan MOSFET:n hilalle, joka ohjaa pnp-transistorin kantavirtaa. R_{mod} on johtamistilan resistanssi ja R_R rungon geometriasta johtuva resistanssi./6/

IGBT:tä ohjataan sen MOSFET-osalla, joka vuorostaan ohjaa PNP-transistorin kantavirtaa. Virran pääasiallinen kulkureitti on NPN-transistorin ja MOSFET:n kautta, jolloin IGBT:ssä esiintyy johtamistilan jännitehäviötä resistanssissa R_{mod} . Sammuttamistilanteessa kollektori-emitterijännitteen nopean muutoksen seurauksena PNP-transistorin virtavahvistus kasvaa, ja yhä suurempi osa virrasta alkaa kulkea pnp-transistorin kollektorin ja R_R :n kautta. Tällöin NPN- ja PNP-transistorin yhdistelmän muodostama loistyristori saattaa syttyä ja IGBT ajautua niin sanottuun latch-up -tilaan, jolloin sitä ei voi sammuttaa hilaohjauksella vaan ainoastaan ulkoisella kommutoinnilla. Loistyristorin syttymisen estämiseksi hilan virta täytyy sammuttamistilanteessa rajoittaa hilavastuksella tiettyyn maksimiarvoon, joka on komponenttikohtainen. Maksimivirta riippuu myös hila-emitterijännitteen U_{GE} muutosnopeudesta; mitä nopeammin jännite muuttuu sitä pienempi virran maksimiarvo saa olla. Valmistaja yleensä ilmoittaa minimiresistanssin joka hilavastuksella täytyy olla. Valmistaja myös pyrkii tekemään R_R :stä mahdollisimman pienen muokkaamalla IGBT:n geometriaa./6, 7 ja 8/

2.3.2 Rakenne

IGBT on rakenteeltaan joko PT (Punch Through) tai NPT (Non-Punch Through) -tyyppiä, tai jokin niiden muunnoksista. Kaikissa tyypeissä kollektori on p^+ -tyyppiä. p^+ -tyypin injektoivan kerroksen päällä on kollektorin ajautumisalue, joka on n^- -tyyppiä. Tämän jälkeen on p^+ -tyypin runko, joka myös toimii injektiokerroksena. Rungon päällä on n^+ -tyypin emitteri. Hila on metalli-oksidi-piikondensaattori, jonka eristeenä on piioksidia (SiO_2). Näiden lisäksi PT-IGBT:ssä on n^+ -tyypin puskurikerros kollektorin p^+ -kerroksen ja ajautumisalueen välissä.

Jos puskurikerrosta ei olisi, tapahtuisi PT-tyypissä nimensä mukaisesti läpilyönti (punch through) katodin p^+ -alueelta anodin p^+ -alueelle suurilla estojännitteen arvoilla, kun taas NPT-tyypissä läpilyöntiä ei tapahdu paksumman n^- -tyyppisen ajautumisalueen vuoksi. Kuvassa 8 on esitetty NPT- ja PT-IGBT:n rakenteet.



Kuva 8. NPT- ja PT-tyyppisen IGBT:n rakenne. PT-IGBT:ssä n^- -kerros on ohut, jonka vuoksi siihen on lisättävä n^+ -tyyppinen puskurikerros. n^+ -kerros toimii nieluna n^- -kerroksen ylimääräisille varauksenkuljettajille (aukoille). Virran häntä lyhenee ja IGBT nopeutuu, koska puskurikerroksessa tapahtuu paljon rekombinoitumista. Ilman puskurikerrosta tapahtuisi läpilyönti kollektorin p^+ -kerroksesta rungon p^+ -kerrokseen. /9/

Ensimmäiset kaupalliset IGBT:t olivat PT-tyyppiä. Sen tekeminen aloitetaan kollektorin p^+ -tyyppisestä alustasta, jonka päälle muut kerrokset tuotetaan epitaksiaalisesti (piihöyryä kiteytetään pinnalle). n^+ -tyyppisen puskurikerroksen rekombinaatiokeskukset tuotettiin elektronisäteilytyksellä, jonka haittapuolena on keskuksien syntyminen myös nielun

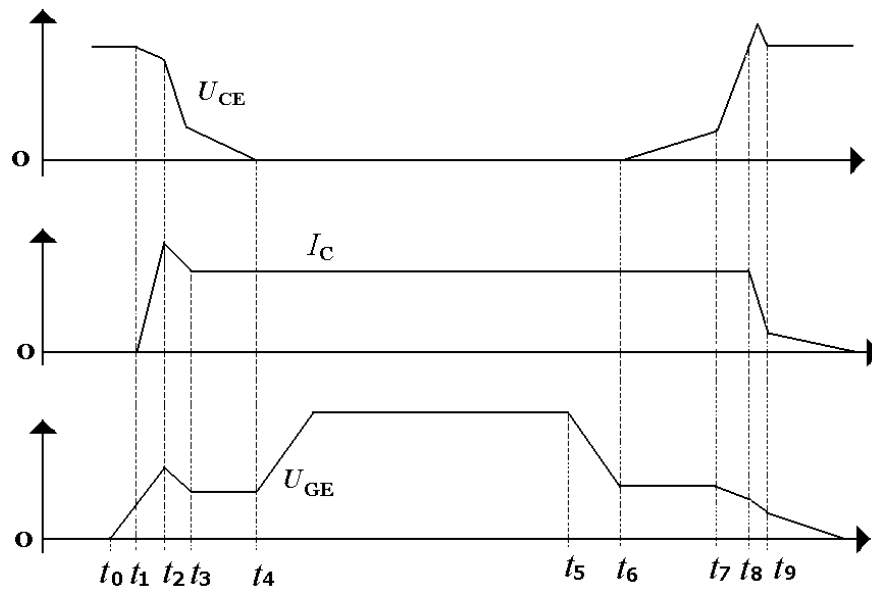
ajautumisalueelle. Puskurikerroksessa olevat rekombinaatiokeskukset nopeuttavat IGBT:n sammumista lyhentämällä virran häntää, mutta ajautumusalueella olevat keskukset kasvattavat johtamistilan jännitehäviötä pienentämällä varaustenkuljettajien elinikää. Tästä johtuen on yleensä jouduttu valitsemaan nopeuden ja johtamistilan jännitehäviön väliltä. Uudemman sukupolven PT-IGBT:n puskurialueen rekombinaatiokeskukset sen sijaan tehdään ioni-istutuksella (protonisäteilytyksellä), joka ei tuota keskuksia ajautumisalueelle. Näin ollen IGBT:stä on saatu nopea ilman, että päästötilan jännitehäviöt lisääntyisivät.

NPT-IGBT:n valmistus aloitetaan paksusta n^- -tyypin piikiekosta, johon muut kerrokset tehdään diffusoimalla (piitä ympäröivän, korkeassa lämpötilassa olevan, kaasun atomit tunkeutuvat piihin). Koska puskurikerros jätetään pois, estojännitekestoisuutta ja johtamistilan jännitehäviötä kontrolloidaan ajautumisalueen paksuudella ja seostustiheydellä. Johtamistilan jännitehäviö on yleensä suuri, sillä ajautumisalue on paksumpi kuin PT-IGBT:ssä. Uudemmissa NPT-IGBT:ssä käytetään ohuempaa kiekkoa, jolloin jännitehäviöt ovat pienemmät mutta vastaavasti vuotovirrat sulkuutilassa ovat suuremmat. Koska ajautumisalueelle ei tuoteta rekombinaatiokeskuksia on NPT-IGBT:n virran häntä pitkä ja siten kytkin on hidas.

PT-IGBT:n etuna on sen nopeus ja pienet jännitehäviöt, mutta kun vaaditaan suurempaa jännitekestoisuutta NPT-IGBT on halvempi johtuen valmistustavasta. Kerrosten diffusoiminen pohjamateriaalina olevaan n^- -tyypin kiekkoon on halvempaa kuin kasvattaa kerrokset epitaksiaalisesti. NPT-IGBT:llä kollektori-emitterijännitteen saturaatioarvon $U_{CE(sat)}$ ja lämpötilan välinen kerroin on positiivinen, josta on hyötyä kytkimien rinnankytkennässä. Tämän työn käytännön osuuden mittaukset suoritetaan taajuudenmuuttajalla, jossa käytetään NPT-IGBT:tä. /10/

2.3.3 Sammuttaminen ja sytyttäminen

IGBT sytytetään ja sammutetaan tuomalla ohjausjännite hilalle. Syttyminen ja sammuminen eivät kuitenkaan tapahdu välittömästi vaan viiveellä, jonka lisäksi kyseiset viiveet ovat erisuuruiset. Kuvassa 9 on esitetty syttymisen ja sammumisen periaatteelliset käyrämuodot siltakytkennässä.



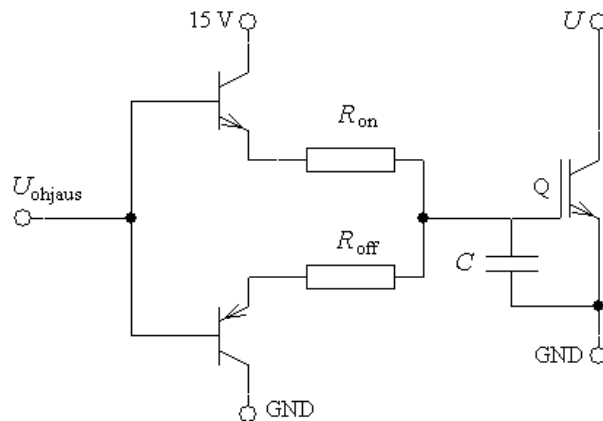
Kuva 9. IGBT:n sytyttämisen- sammuttamistilanteiden jännitteiden ja virran käyrämuodot siltakytkennässä. U_{CE} on kollektori-emitterijännite, I_C on kollektorivirta ja U_{GE} hila-emitterijännite. IGBT:n hilalle tuodaan sytytysohje hetkellä t_0 ja sammumisohje hetkellä t_5 . /6, 7/

IGBT:n sytyttäminen aloitetaan hetkellä t_0 . Hila-emitterijännite U_{GE} ylittää raja-arvon $U_{GE(th)}$ hetkellä t_1 , jolloin IGBT alkaa johtaa ja kollektorivirta I_C alkaa kasvaa. Samalla kollektori-emitterijännite U_{CE} alkaa pienentyä. Hetkestä t_2 eteenpäin kollektori-emitterijännite alkaa laskea nopeasti ja kollektorivirta on saavuttanut huippunsa. Ylitys johtuu toisen haaran diodin kommutointivirrasta, joka alkaa laskea hetkellä t_2 ja on loppunut hetkellä t_3 . Hetkellä t_3 sisäinen JFET lakkaa rajoittamasta virtaa, mutta Miller-kapasitanssin vuoksi hilajännite jää vakioarvoon, kunnes kollektori-emitterijännite on laskenut minimiarvoonsa hetkellä t_4 . Tämän jälkeen hilajännite nousee ohjauksjännitteen määräämään arvoon. Hilakapasitanssin ja ohjauspiirin resistanssin muodostama aikavakio määrää hilajännitteen nousunopeuden. /6, 7/

Sammuttaminen aloitetaan hetkellä t_5 tuomalla hilalle ohjauksjännite $0V \dots -15V$. Hetkellä t_6 kollektori-emitterijännite alkaa nousta, mutta hilajännite jää vakioarvoon Miller-kapasitanssin vuoksi hetkeen t_7 saakka, jolloin MOSFET:n virta alkaa rajoittua ja U_{CE} nousta nopeasti. Hetkellä t_8 pnp-transistorin virta alkaa rajoittua ja IGBT:n virta laskee nopeasti. Hetkellä t_9 MOSFET:n virta on katkennut kokonaan ja alkaa virran häntä, joka johtuu pnp-transistorin kannalle jääneestä varauksesta. Koska kannalle ei voida kytkeä

negatiivista varausta, poistuu kannan varaus ainoastaan sisäisellä rekombinaatiolla. Virran hännän pituus riippuu varaustenkantajien eliniästä, ja hännän pituus rajoittaa kytkentänopeutta. /6, 7/

IGBT:ssä on sekä johtamistilan häviöitä että kytkentähäviöitä. Kytkentähäviöistä osa syntyy sekä syytettäessä että sammutettaessa kun komponenttiin vaikuttaa yhtä aikaa suuri jännite ja suuri virta, mutta suurimmaksi osaksi kytkentähäviöt johtuvat virran hännästä. Virranlaskuaikaa hetkien t_8 ja t_9 välillä voidaan kontrolloida ulkoisella hila-resistanssilla, mutta virran häntään ei voida vaikuttaa kuin valmistusvaiheessa. /6, 8/ IGBT:tä voidaan ohjata kuvan 10 mukaisella kytkennällä, jolla voidaan säätää erikseen syyttymis- ja sammumisnopeutta.



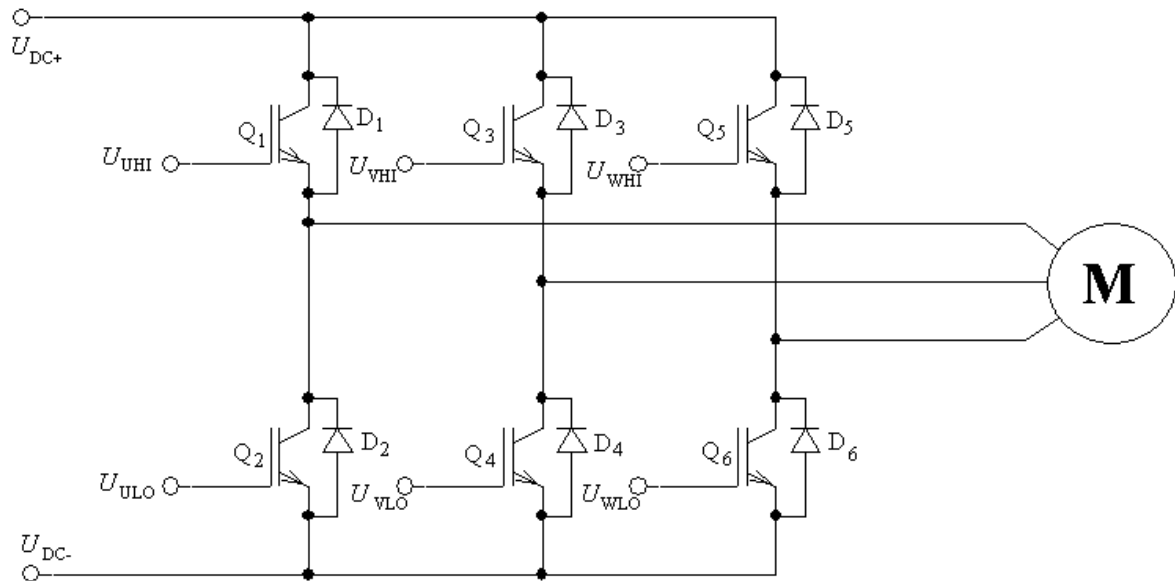
Kuva 10. IGBT:n ohjauspiiri, jolla voidaan säätää erikseen syyttymis- ja sammumisnopeutta. /11/

NPN-transistorilla ohjataan syyttämisvirtaa ja PNP-transistorilla sammuttamisvirtaa. R_{on} ja C muodostavat syyttämisaikavakion τ_{on} , kun taas R_{off} ja C muodostavat sammumisaikavakion τ_{off} . Kytkentää kutsutaan asymmetriseksi, koska aikavakioita voidaan säätää toisistaan riippumatta. Samalla kytkennällä voidaan sekä varmistaa ettei R_{off} alita sallittua minimiarvoa että saada IGBT syyttymään nopeasti./6/

Myös valmiita kaupallisia hilaohjauspiirejä on saatavana. Niissä on integroitu samaan pakettiin edellisen kuvan kytkennän lisäksi myös sekä ohjaussignaalin galvaaninen erotus että IGBT:n kylästysvalvonta ja oikosulkusuojaus.

2.4 Vaihtosuuntaaja

Vaihtosuuntaajan rakenne esiteltiin jo luvussa 2.1. Tässä luvussa tutustutaan hieman tarkemmin sen toimintaan, kun kuormaksi on kytketty induktiomoottori kuvan 11 mukaisesti. Tarkastelu voidaan keskittää suuntaajan yhden vaiheen osalle, sillä kaikki kolme vaihetta toimivat samalla tavalla.



Kuva 11. Vaihtosuuntaaja, johon on kytketty kuormaksi moottori.

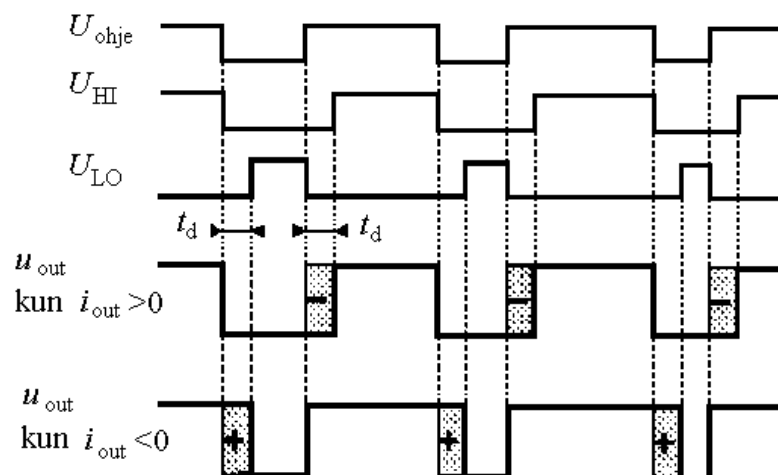
2.4.1 Kommutointi induktiivisella kuormalla

Johtamisvuoron vaihtuessa saman vaiheen kytkimeltä toiselle tapahtuu kommutointi. Induktiivisen kuorman tapauksessa virta ei muuta suuntaansa tai pysähdy jokaisella kytkentäkerralla, vaikka vaiheen jännite muuttuukin. Kun johtamistilassa ollut kytkin sammutetaan, siirtyy virta kulkemaan saman vaiheen vastakkaisen haaran loisvirtadiodille. Tällöin jännitteen muutosnopeus on raju ja lähtöjännite riippuu ainoastaan vaiheen aktiivisesta kytkimestä, joka määräytyy virran suunnan mukaan. Passiivinen kytkin ei osallistu virran kuljetukseen. Jos virta on moottoriin päin, seuraa vaiheen jännite ylähaaran kytkimen vaihteluita; nyt ylähaaran kytkin on aktiivinen. Vastaavasti, jos virta on moottorista pois päin, vaiheen jännite seuraa alahaaran kytkimen vaihteluita, ja nyt ylähaaran kytkin on passiivinen.

Kun virta on nolla tai lähellä nollaa määräytyy jännitteen muutosnopeus kytkimen nopeuden mukaan. IGBT:lla jännitteen nousuaika voi olla 200 ns eli välipiirin jännitteen ollessa 540 V voi nousunopeus olla jopa 2700 V/ μ s.

2.4.2 Suoja-aika

Kuten kuvasta 9 huomattiin, on IGBT:llä viivettä sekä sytytettäessä että sammutettaessa. Koska viiveet ovat erisuuruiset, täytyy ylähaaran ja alahaaran ohjeiden välille lisätä suoja-aika t_d . Tätä aikaa nimitetään joskus virheellisesti kuolleeksi ajaksi. Kuolleesta ajasta puhuttaessa tarkoitetaan myös kahta muuta aikaa: aikaa siitä, kun transistorin kollektorivirta loppuu siihen, kun vastakkaisella haaralla alkaa kulkea kollektorivirtaa /3/ ja viivettä siitä, kun IGBT:n hilalle tuodaan ohjausjännite siihen, kun kollektori-emitterijännite U_{CE} alkaa muuttua. Jälkimmäistä nimitetään yleensä varastointiajaksi. Usein myös englanninkielisissä teksteissä puhutaan virheellisesti dead-timestä, vaikka oikea nimitys olisi blanking time. Kuvassa 12 on esitetty kuinka suoja-aika t_d lisätään kytkinohjeisiin.



Kuva 12. Modulaattorin tuottama U_{ohje} , kytkinohjeet ja lähtöjännite moottorivirran mukaan. Ylä- ja alahaaran kytkimien ohjeiden U_{LO} ja U_{HI} väliin täytyy lisätä suoja-aika t_d ettei synny haaraaikosulkua. Suojaajan aiheuttama virhe lähtöjännitteeseen on merkitty harmaalla, ja sen etumerkki riippuu moottorivirran suunnasta./12/

Kuvasta 12 nähdään, että suoja-aika muuttaa aikaa jolloin lähdössä vaikuttaa U_{DC+} . Ero halutun ja todellisen lähtöjännitteen välillä on kuvattu harmaalla alueella, ja merkki kertoo

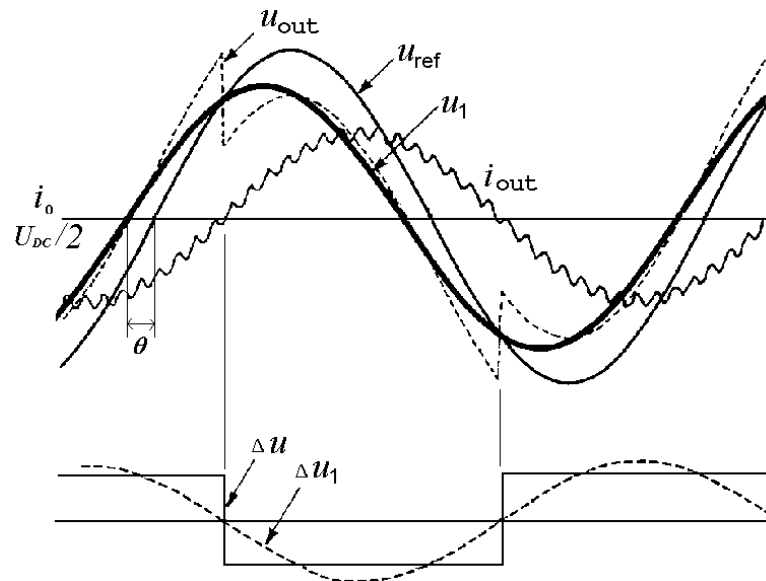
vähentääkö vai kasvattaaako virhe jännitteen vaikutusaikaa. Virhejännitteen etumerkki riippuu moottorivirran suunnasta.

2.4.3 Suoja-ajan vaikutus lähtöjännitteeseen

Suoja-ajan vaikutukset eivät riipu modulointitavasta, mutta niitä on havainnollista tarkastella sekä sini-kolmiomoduloinnin että vektorimoduloinnin näkökulmasta. Virhejännitteen tarkasteluissa kytkimen johtamistilan jännitehäviö jätetään huomiotta ja keskitytään vain suoja-ajasta johtuviin virheisiin.

Vaikutukset sini-kolmiomoduloinnissa

Kuten edellisen kappaleen kuvasta 12 nähdään, riippuu lähtöjännitteen virhe Δu moottorivirran suunnasta siten, että virhe on vastakkaisvaiheinen moottorivirran kanssa ja muodoltaan kanttiaalto. Kuva 13 havainnollistaa virhejännitteen muodostumista ja sen vaikutusta taajuusmuuttajan lähtöjännitteeseen. Kuvassa u_{ref} on haluttu ja u_{out} toteutunut jännite.



Kuva 13. Suoja-ajan vaikutus lähtöjännitteeseen. u_{ref} on jänniteohje, u_{out} yhden vaiheen lähtöjännite, u_1 lähtöjännitteen perusaalto, i_{out} yhden vaiheen virta, Δu virhe lähtöjännitteessä ja Δu_1 virheen perusaalto. Kun virhe Δu summataan jänniteohjeeseen u_{ref} huomataan, että toteutunut lähtöjännite on säröytynyt ja sen perusaalto on amplitudiltaan pienempi ja kulman θ verran edellä jännitereferenssiä. Keskiviiva kuvaa virran nolla-arvoa ja jännitteen puoliarvoa. Virhejännitteen suhteellista osuutta on liioiteltu havainnollisuuden vuoksi. /4/

Kuvasta 13 havaitaan, että toteutuneen lähtöjännitteen perusaallon u_1 (paksu viiva) amplitudi on pienempi kuin halutun jännitteen amplitudi. Lisäksi lähtöjännite u_{out} säröytyy aina virran nollakohdassa.

Koska induktiivisella kuormalla lähtövirta i_{out} on vaihesiirrossa lähtöjännitteeseen u_{out} nähden, tulee myös virhejännitteen Δu perusaaltoon Δu_1 vaihesiirtoa. Kun virhejännite Δu summataan ideaaliseen lähtöjännitteeseen u_{ref} , huomataan, että toteutuneen lähtöjännitteen perusaalto u_1 on vaihesiirrossa jännitereferenssin kanssa kulman θ verran. Kulma θ riippuu kuorman laadusta.

Virhejännitteen Δu , joka ilmaistaan

$$\Delta u = u_{\text{out}} - u_{\text{ref}}, \quad (10)$$

itseisarvo yhdellä kytkentäjaksolla T_k voidaan laskea integraalilla

$$|\Delta u| = \frac{1}{T_k} \int_0^{t_d} U_{\text{DC}} dt, \quad (11)$$

missä t_d on suoja-aika ja U_{DC} välipiirin jännite. Jos myös t_{on} (syttymisaika) ja t_{off} (sammumisaika) halutaan ottaa huomioon, merkitään integroimisväliksi $(0 + t_{\text{on}}) \dots (t_d + t_{\text{off}})$. Integroimalla ja sijoittamalla saadaan virhejännitteelle kaavaksi

$$|\Delta u| = \frac{t_d}{T_k} U_{\text{DC}}. \quad (12)$$

Jos halutaan tietää virhejännitteen keskimääräinen suuruus sijoitetaan kytkentäjakson paikalle jaksonaika T ja kerrotaan kytkentöjen määrällä n :

$$|\Delta u| = \frac{n}{T} t_d U_{\text{DC}}. \quad (13)$$

Toisaalta, koska n/T on kytkentätaajuus, voidaan virhejännite ilmaista myös sen avulla:

$$|\Delta u| = f_c t_d U_{\text{DC}}, \quad (14)$$

missä f_c on kytkentätaajuus. Kaavasta huomataan, että virheen suuruuteen ei vaikuta virran tai moottorijännitteen suuruus, eikä haluttu moottorin pyörimisnopeus. Virhejännitteen perusaallon Δu_1 tehollisarvo on $/4/$

$$\Delta u_{1,\text{rms}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \Delta u, \quad (15)$$

ja siten perusaallon amplitudi on

$$\Delta u_1 = \frac{4}{\pi} \Delta u. \quad (16)$$

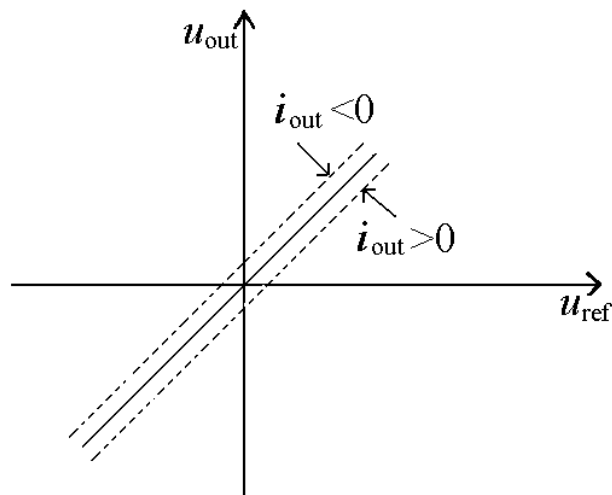
Pienillä lähtöjännitteen arvoilla saavutetaan raja-arvo, jonka jälkeen lähtöjännite ei ole enää hallittavissa, vaikka jännitteen modulaatioindeksi olisi nollaa suurempi. Kun haluttu lähtöjännite eli referenssijännite on pienempi kuin suoja-ajasta johtuva virhejännite, voidaan merkitä $|\Delta u_{\text{out}}| > |u_{\text{out}}|$. Kun tähän sijoitetaan kaavat (15) ja (14) ja lähtöjännitteen kaava (5) saadaan yhtälö

$$\left| \frac{2\sqrt{2}}{\pi} f_c t_d U_{\text{DC}} \right| > \delta \left| \frac{U_{\text{DC}}}{2\sqrt{2}} \right|. \quad (17)$$

Koska kaavan kaikki suureet ovat aina positiivisia voidaan itseisarvomerkit jättää pois. Nyt voidaan ratkaista modulaatioindeksi

$$\delta = \frac{8}{\pi} f_c t_d. \quad (18)$$

Esimerkiksi kytkentätaajuuden f_c ollessa 10 kHz ja suoja-ajan t_d ollessa 5 μs saadaan modulaatioindeksin minimiarvoksi 0,127. Tätä pienemmillä arvoilla järjestelmä on epästabiili eli lähtöjännite on käytännössä nolla. Seuraavassa kuvassa asiaa havainnollistetaan referenssijännitteen avulla. Jos moottorivirta on positiivinen menee lähtöjännite negatiiviseksi pienellä referenssijännitteen arvolla, ja sama toiseen suuntaan.



Kuva 14. Lähtöjännite referenssijännitteen funktiona. Toteutunut jännite riippuu moottorivirran suunnasta. Keskimmäinen viiva kuvaa ideaalista tapausta ilman suoja-aikaa./3/

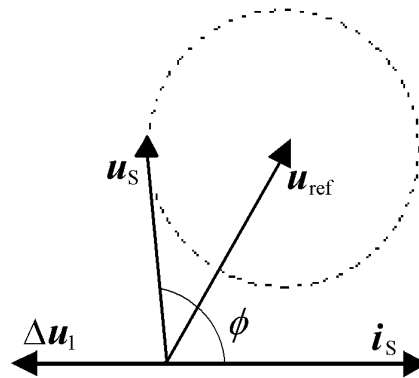
Suoja-ajan vaikutus voidaan ilmaista myös toisin. Moottorin käämivuo ψ_s on/5/

$$\psi_s = \int (\mathbf{u}_s - R_s \mathbf{i}_s) dt, \quad (19)$$

missä \mathbf{u}_s on staattorin jännitevektori ja \mathbf{i}_s on staattorin virtavektori. Toisin sanoen käämivuo on jännite kertaa aika vähennettynä resistiivisillä häviöillä, joten puhutaan ns. voltisekunneista. Ja koska suoja-aika vähentää aikaa jonka välipiirin jännite vaikuttaa lähdössä, vähentää suoja-aika myös voltisekunneja, kuten nähtiin jo kuvasta 12.

Vaikutukset vektorimoduloinnissa

Suoja-aika tuottaa virhejännitevektorin $\Delta \mathbf{u}$, joka on vastakkaisuuntainen staattorin virtavektorille \mathbf{i}_s . Tästä syystä toteutuneen staattorijännitteen vektori \mathbf{u}_s on erisuuntainen ja eripituinen kuin referenssivektori \mathbf{u}_{ref} . Toteutunut jännitevektori kiertää ympyrän kehää pitkin jännitereferenssin ympäri virran suunnan mukaan. Ympyrän säde on yhtä kuin virhejännitteen perusaallon amplitudi. /4/ Kuvassa 15 on havainnollistettu asiaa jännitteiden perusaalloilla.



Kuva 15. Suoja-ajan vaikutus vektoriesityksenä. Toteutunut staattorijännite \mathbf{u}_s kiertää ympyrän kehää referenssin ympäri staattorivirran \mathbf{i}_s suunnan ϕ funktiona. Kulma ϕ riippuu kuormasta. Ympyrän halkaisija on yhtä kuin virhejännitteen perusaallon amplitudi. /4/ Virhejännitteen suuruutta on liioiteltu havainnollisuuden vuoksi.

Kuvasta nähdään, että toteutunut jännite on pienempi kuin referenssijännite, riippuen kulmasta ϕ . Toteutunut jännite voidaan laskea kaavalla /4/:

$$|\mathbf{u}_s| = \sqrt{u_{ref}^2 - (\Delta u_1 \sin \phi)} - \Delta u_1 \cos \phi, \quad (20)$$

missä Δu_1 on virhejännitteen perusaallon amplitudi ja kulma ϕ saadaan kaavalla (8).

Kuvasta 15 nähdään myös, että jos referenssijännitteen itseisarvo on pienempi kuin virhejännitteen itseisarvo, menee toteutunut staattorijännite vastakkaiselle sektorille, eikä lähtöjännitteen voida sanoa olevan enää hallinnassa. Toisaalta toteutuneen lähtöjännitteen amplitudi voi olla suurempi kuin haluttu; käytännössä näin käy, jos taajuusmuuttaja toimii generaattorina. Tässä työssä jätetään kuitenkin generaattorina käyttö pois tarkasteluista.

Suoja-aika pienentää siis toteutuneen lähtöjännitteen tehollisarvoa ja lisää jännitteen säröä ja sitä kautta harmonisia komponentteja. Jännitteen tehollisarvon pienentyminen aiheuttaa moottorin vääntömomentin ja pyörimisnopeuden pienentymistä. Harmoniset komponentit aiheuttavat moottorissa vääntömomenttiä, eivätkä osallistu hyötyvääntömomentin tuottoon. Ne muuttuvat moottorissa lämmöksi ja siten huonontavat koko järjestelmän hyötysuhdetta. Rajatapauksissa myös moottorin mitoitus saattaa joutua harkitsemaan uudelleen. Suoja-aika aiheuttaa myös vaihesiirtoa referenssin ja toteutuneen lähtöjännitteen välille.

2.4.4 Suoja-ajan vaikutusten kompensointi

Suoja-ajan vaikutusten kompensointiin on kansainvälisissä konferensseissa esitetty useita erilaisia menetelmiä. Tässä esitellään muutama niistä periaatteellisella tasolla, mutta käytännön toteutukseen ei syvennyttä, sillä se on riippuvainen kulloinkin käytössä olevasta laiteympäristöstä.

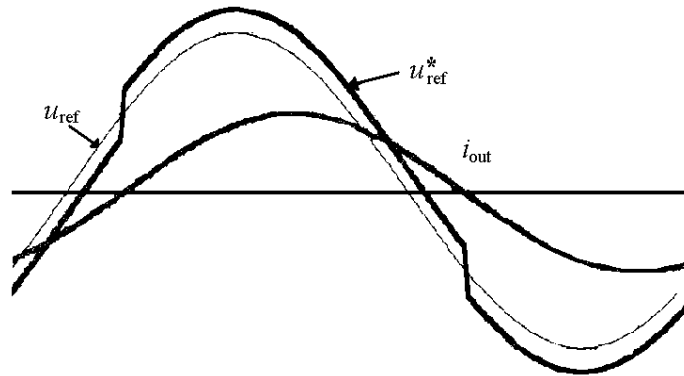
Useimmat menetelmät käyttävät hyväksi tietoa moottorivirran suunnasta. Suunta saadaan joko virtareferenssistä tai mittaamalla./12, 13, 14 ja 15/

Referenssijännitettä korjaamalla

Ensimmäisessä menetelmässä virhejännitteen keskimääräistä suuruutta arvioidaan kaavalla (14), ja jännitereferenssiä korjataan vastaavalla arvolla virran suunnan mukaan. Jännitereferenssiä kasvatetaan, jos virta on moottoriin päin, ja jännitereferenssiä pienennetään, jos virta on moottorilta taajuusmuuttajalle päin. Toisin sanoen jännitereferenssistä u_{ref} vähennetään virhejännite Δu :

$$u_{\text{ref}}^* = u_{\text{ref}} - \Delta u, \quad (21)$$

jolloin saadaan korjattu modulaattorin jännitereferenssi u_{ref}^* . Menetelmän etuna on yksinkertaisuus, sillä virtamittauksen ei tarvitse olla nopea, eikä menetelmä vaadi paljoa laskentatehoa. Kuvassa 16 on menetelmä esitetty yksinkertaistettuna.

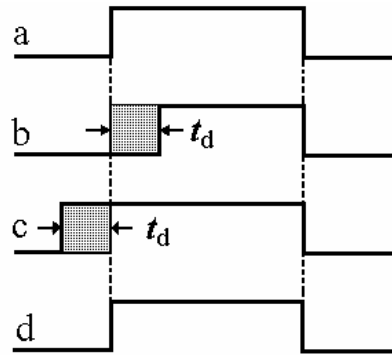


Kuva 16. Suoja-ajan kompensointi muuttamalla jännitereferenssiä u_{ref} virhejännitteen keskimääräisen arvon perusteella. u_{ref} on alkuperäinen referenssijännite, u_{ref}^* on kompensoitu referenssijännite, joka on saatu summaamalla virhejännite alkuperäiseen referenssijännitteeseen, ja i_{out} on lähtövirta. /12/

Virhejännitteen arviointi kaavalla (14) ei kuitenkaan korjaa suoja-ajan ja kytkinviiveiden vaikutusta täydellisesti, sillä kaava antaa vain keskimääräisen virheen moottorijännitteen puolijakson ajalta. Kaavassa (14) voidaan suoja-ajan lisäksi ottaa huomioon myös syttymisaika t_{on} ja sammumisaika t_{off} , jolloin saadaan hieman tarkempi arvio virhejännitteelle. Ajat saadaan esimerkiksi ennakkoon kokeellisesti määritetystä taulukosta, jossa parametrina on moottorivirta. Taulukon luominen vaatii kuitenkin mittauksia tehtaalla tai viimeistään asennusvaiheessa, eikä se ota huomioon kaikkien parametrien, kuten lämpötilan, vaikutusta./12/

Kytkinohjeita muokkaamalla

Toinen tapa kompensoida suoja-ajan vaikutus lähtöjännitteeseen on modulaattorin tuottamien kytkinohjeiden muokkaaminen ennen suoja-ajan lisäystä. Kytkinohjeiden pulsseja pidennetään tai lyhennetään moottorivirran suunnan perusteella suoja-ajan verran. Kuvassa 17 on esitetty kompensointi, kun lähtövirta on nollaa suurempi eli virta on taajuusmuuttajalta moottorille päin.



Kuva 17. Pulssikohtainen suoja-ajan kompensointi, kun moottorivirta on nollaa suurempi. a) on modulaattorin tuottama kytkinohje, b) on toteutunut lähtöpulssi, joka on lyhentynyt suoja-ajan verran, c) on kompensoitu pulssi ja d) on lähtöjännitteen pulssi kompensoinnin jälkeen. /13/

Kuvassa 17 a) on modulaattorin tuottama kytkinohje, b) on toteutunut lähtöjännitteen pulssi joka on lyhentynyt suoja-ajan t_d verran, c) on kompensoitu pulssi, jota on pidennetty suoja-ajan verran ja d) on lähtöjännitteen pulssi joka saadaan kompensoinnin tuloksena. Jos virta on nollaa pienempi eli moottorilta taajuusmuuttajan suuntaan, lyhennetään pulssia vastaavasti

Tässäkin menetelmässä moottorivirran suunta saadaan joko mittauksella tai virtareferenssistä. Tämäkään ei vaadi nopeaa virtamittausta tai suurta laskentatehoa, joten se on yksinkertainen toteuttaa. Siinä ei myöskään tarvitse estimoida mitään suuretta, sillä lisättävä suoja-aika tiedetään yleensä tarkasti. Näin ollen pulssien korjaus vähentää suoja-ajan vaikutusta lähtöjännitteeseen huomattavasti tehokkaammin kuin edellä esitetty jännitereferenssin muuttaminen. Kuvasta 17 havaitaan kuitenkin, että menetelmä vaatisi tietoa myös pulssin tulevasta tilasta, jotta pulssia voitaisiin pidentää nousevalla reunalla. Käytännössä pulssia täytyy pidentää sen laskevalla reunalla, joten kompensointi aiheuttaa hieman viivettä ohjaukseen.

Tällä menetelmällä voidaan myös varsinaisten syttymis- ja sammumisaikojen vaikutukset lähtöjännitteeseen kompensoida. Ajat saadaan esimerkiksi ennakkoon kokeellisesti määritetystä taulukosta kuten edellisessä menetelmässä./13/

Korjaamalla pulsseja edellisen pulssin perusteella

Koska kytkimillä on aina viivettä, joka riippuu esimerkiksi lämpötilasta ja kuormasta, ei pelkän suoja-ajan kompensointi takaa, että lähtöjännite on täydellisesti sama kuin referenssijännite. Kolmas kompensointitapa on pulssien muokkaaminen edellisen kytkentäjaksen perusteella. Kytkimien todelliset viiveet yhdistettynä suoja-aikaan mitataan jokaisella kytkentäkerralla, jolloin seuraavassa pulssissa voidaan viiveet, varastointiaika ja suoja-aika ottaa huomioon pidentämällä tai lyhentämällä pulssia vastaavasti. Tällainen kompensointitapa ottaa hyvin huomioon muutostilanteet, eikä siinä ole missään vaiheessa epätarkkaa viiveiden arviointia. Toisin sanoen se on mukautuva eli adaptiivinen kompensointi. Huonona puolena on tarve ylimääräisille mittauksille, sillä tietoa lähtöjännitteen tilasta ei tarvita muuhun. Mittauksen viiveen täytyy olla vakio ja pieni verrattuna kytkimien viiveisiin, jotta mittauspiiri ei aiheuta virhettä kompensointiin. Lisäksi korjaus tulee vasta seuraavalle kytkentäjaksolle, joten kompensointi ei toimi lähellä nollavirtaa jossa suoja-ajan aiheuttaman virhejännitteen etumerkki muuttuu jopa yhden kytkentäjaksen aikana. /14/

Poistamalla tarpeettomat kytkennät

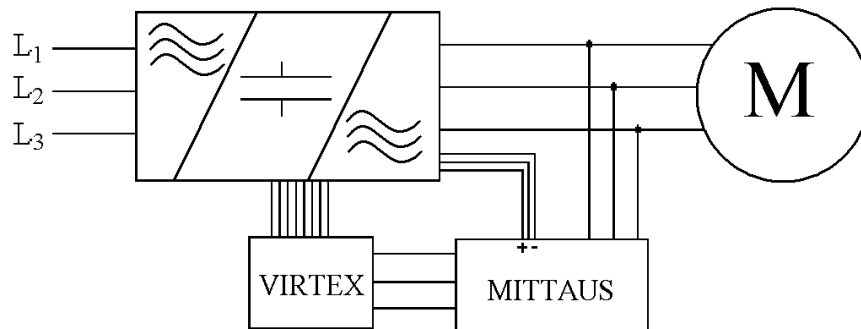
Kuten luvussa 2.4.1 esitettiin, on vaiheen kahdesta kytkimestä toinen aktiivinen ja toinen passiivinen virran suunnan mukaan, ja virta kulkee joko aktiivisen kytkimen tai sen vastakkaishaaran diodin kautta. Kun virta kulkee diodin kautta voidaan kyseisen haaran IGBT jättää kytkemättä. Jos passiivista IGBT:tä ei käytetä, voidaan kytkimien ohjeiden välille lisättävä suoja-aika jättää pois. Tämä menetelmä onkin enemmänkin suoja-ajan eliminointia kuin kompensointia. Aktiivinen ja passiivinen kytkin päätellään virran suunnan mukaan. Lisäksi, kun moottorivirran itseisarvo on lähellä nollaa, täytyy kumpaakin kytkintä käyttää, sillä virrassa on aina pientä värettä. Virran suuruus ja suunta saadaan tässäkin menetelmässä virtamittauksella. Virran vaihtaessa suuntaansa passiivisesta kytkimestä tulee aktiivinen ja aktiivisesta passiivinen.

Tällä menetelmällä on myös muita etuja suoja-ajan vaikutusten kompensoinnin lisäksi. Poistamalla tarpeettomat kytkennät ohjaustehon tarve vähenee ja kytkimien elinikä kasvaa.
/15/

3 KYTKINVIIVEIDEN MITTAUS

Jotta edellä esitellyistä kompensointitavoista voitaisiin testaamalla valita parhaiten toimiva, täytyy niille olla olemassa niiden tarvitsemat mittaukset. Yleensä taajuudenmuuttajissa on lähtövirran mittaus, jota voidaan käyttää kompensoinnissa hyödyksi, mutta kytkinviiveiden mittauksia ei ole.

Viiveen mittaukseen rakennettiin prototyyppi, jolla tarkkailtiin lähtöjännitettä. Prototyyppi kytkettiin taajuudenmuuttajaan seitsemällä johtimella; lähtöjännitettä tarkkailtiin invertterin moottoriliittimistä, kytkennän maataso liitettiin invertterin välipiirin miinukseen, kytkennän tarvitsema kaksipuolinen käyttöjännite otettiin invertterin apusähköistä ja referenssijännitteeksi otettiin välipiirin plusjännite. Mittaussignaalin siirto mittaussivyltä erilliselle Virtex™-testilevyllä hoidettiin optisella kuidulla. Virtex-testilevyllä voi testata Xilinx:n Virtex-II FPGA –piirille (Field Programmable Gate Array) tehtyä ohjelmakoodia ilman, että tarvitsee rakentaa koko kytkentää. Levyllä on Virtex-II:n lisäksi ulkoista muistia, yleiskäyttöisiä liitäntöjä sekä muita oheiskomponentteja. Testilevyyn on lisätty sovitinlevy, jossa on kuitulähettimeä ja –vastaanottimia, jotta voidaan käsitellä myös optisia signaaleja. Kuvassa 18 on esitetty testausjärjestelmän lohkokaavio.

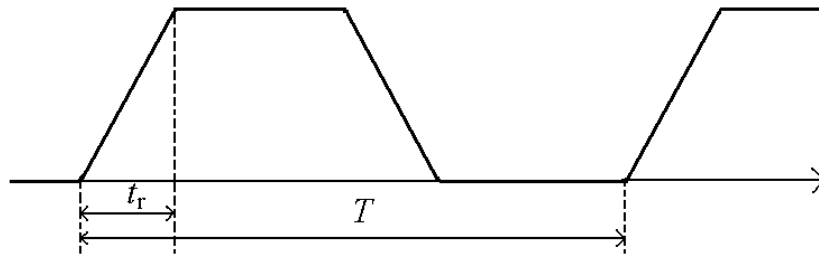


Kuva 18. Testijärjestelmän lohkokaavio. Mittauspiirillä tarkkailtiin moottorijännitteitä taajuudenmuuttajan moottoriliittimistä ja piirin tarvitsema kaksipuolinen käyttöjännite otettiin taajuudenmuuttajan teholevyllä. Tiedonsiirto mittauspiiriin ja Virtex-kortin välillä hoidettiin kolmella optisella kuidulla. Virtex-kortilla mitattiin viive kytkinohjeen antamisesta siihen, kun mittauspiiri ilmaisi lähdön muuttuneen.

Virtex hoiti varsinaisen viiveen mittaamisen kytkinohjeen antamisesta siihen hetkeen, kun mittauspiiri ilmaisi lähdön muuttuneen lähtöjännitetiedon perusteella. Tämä oli mahdollista sillä Virtex toimi myös modulaattorina. Käytännössä Virtex ei pysty havainnoimaan optisen kuidun kautta tulevaa On/Off –signaalia mielivaltaisella aika-askeleella, vaan se näytteistää signaalia sisäisen kellonsa tahtiin. Näin se muodostaa 1-bittisen AD-muuntimen, jonka näytteistystaajuus on rajallinen.

3.1 Mittausjärjestelmän taajuuskaista

Mitattava signaali on muodoltaan kanttimaista, jonka lasku- ja nousunopeudet ovat äärelliset. Jos nousunopeus olisi ääretön, olisi myös mittausjärjestelmän taajuuskaistan oltava ääretön, jotta signaali saadaan mitattua luotettavasti. Kuitenkin kaikilla käytännön komponenteilla on äärellinen taajuuskaista johtuen epäideaalisuuksista, kuten hajainduktanssista.



Kuva 19. Mitattavan jännitteen käyrämuoto. T on jaksonaika ja t_r jännitteen nousuaika.

Kuvan 17 mukaisen jännitteen spektrissä taajuuskaista B on $1/20$

$$B \approx \frac{2}{t_r}. \quad (22)$$

Jotta kuvan mukaisen signaalin pystyy näytteistämään, täytyy mittauksen taajuuskaistan olla Nyquistin teoreeman mukaan vähintään kaksi kertaa signaalin taajuuskaista B $1/19$. Näin ollen täytyy mittauksen taajuuskaistan olla

$$f_{\max} \approx \frac{4}{t_r}. \quad (23)$$

Toisaalta viereiset haarat emittoivat samalla taajuuskaistalla häiriöitä, jotka täytyy suodattaa pois. Tästä syntyy ristiriita mittauksen taajuuskaistan vaatimukseen, sillä sama

taajuus mikä täytyy mitata täytyy toisaalta myös suodattaa pois. Näin ollen on vaikea asettaa absoluuttisesti oikea suodattimen rajataajuus. Toisaalta voidaan ajatella, että vähintään kuvan 19 perustaajuus f , joka lasketaan kaavalla/18/

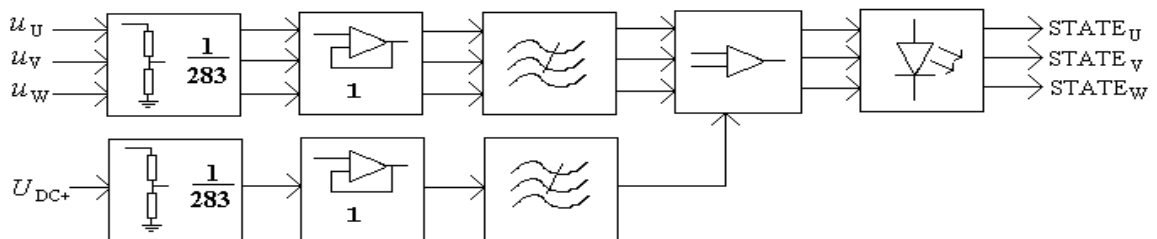
$$f = \frac{1}{T}, \quad (24)$$

täytyy voida mitata. Kaavassa (24) T on jaksonaika. Useilla IGBT:llä nousuaika on 200 ns, jolloin taajuuskaista B on 10 Mhz. Toisaalta kytkentätaajuus on yleensä 5-20 kHz, joten suodattimen rajataajuuden on oltava yli 40 kHz. Valitaan kaistanleveydeksi 100 kHz, jolla vaimennuksen täytyy olla alle 1 dB.

3.2 Kytkenä

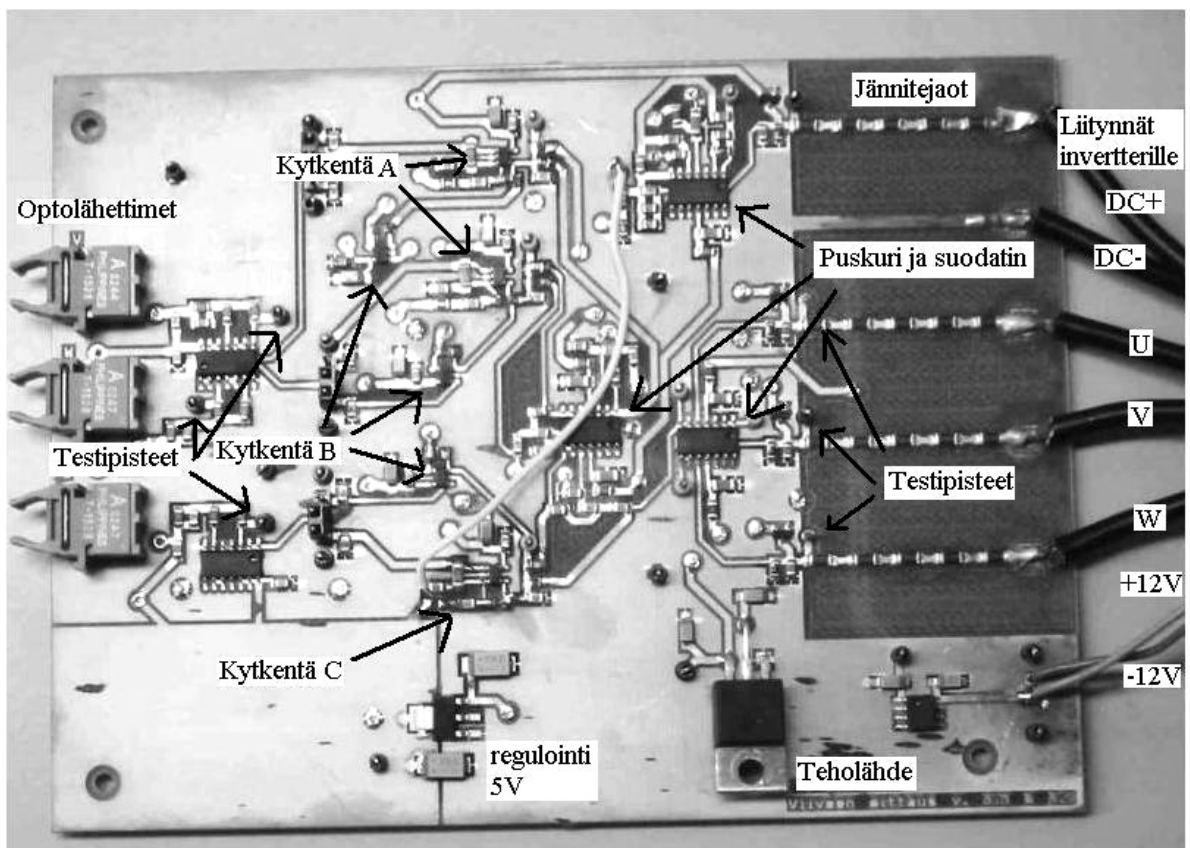
Kytkenän pohjana käytettiin lähteessä /14/ esitettyä kytkentää, joka tarkkailee optoerottimella milloin invertterin lähtöjännite menee nolnaan. Lähteessä esitetty kytkentä on kuitenkin epäsymmetrinen, eli sen ilmaisema viive on erisuuri jännitteen nousevalla reunalla kuin laskevalla reunalla.

Kytkenää muokattiin siten, että lähtöjännitettä tarkkaillaan komparaattorilla. Lähtöjännitteet skaalataan jännitejaolla kertoimella 1/283, jolloin käsiteltävä jännite on aina välillä 0 V...5 V. Jännitejaon jälkeen signaali puskuroidaan ja suodatetaan toisen kertaluokan alipäästösuodattimella, jonka rajataajuus on säädetty 590 kHz:iin, ettei sen aiheuttama lisäviive vaikuta liikaa mittaustulokseen. Suodattimen jälkeen signaalia verrataan joko välipiirin jännitteen puoleen väliin tai ennalta määriteltäviin raja-arvoihin. Myös välipiirin jännite jaetaan jännitejaolla ja suodatetaan. Kuvassa 20 on esitetty mittaussiirin lohkokaavio.



Kuva 20. Tehdyn mittauskytkennän lohkokaavio. u_U , u_V ja u_W ovat moottorijännitteet, U_{DC+} on välipiirin jännite ja $STATE_x$ ovat optisia signaaleja jotka ilmaisevat vastaavien moottorijännitteiden tilan.

Kytkenässä on viivettä johtuen siinä olevista suodattimista, jotka ovat välttämättömiä häiriöisessä ympäristössä. Myös komparaattorikytkentä itsessään tuottaa viivettä. Tämän viiveen on oltava vakio koko taajuuskaistalla, jotta se voidaan kompensoida Virtex:llä ja näin saadaan IGBT:n todellinen kytkentäviive mitattua. Kuvassa 21 on esitetty kytkennän pohjalta tehty piirilevy, ja seuraavissa kappaleissa on esitetty tarkemmin kytkennän eri osat.

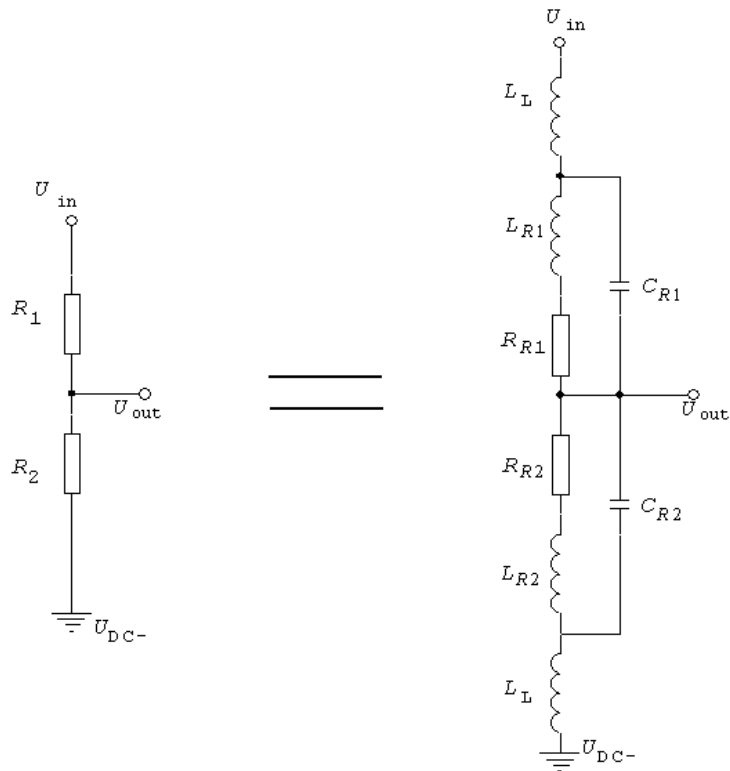


Kuva 21. Tehdyn mittalaitteen piirilevy, joka koostuu tehollähteestä, puskureista, suodattimista, kolmesta erilaisesta komparaattorikytkennästä (A, B ja C) ja optolähettimistä.

3.2.1 Jännitejako

Vastuksen epäideaalisuudesta johtuen jännitejako aiheuttaa suurimmat virheet mittaussiiriin. Vastuksilla on aina hajakapasitanssia, joka on rinnan itse resistanssin kanssa ja hajainduktanssia, joka on sarjassa. Hajainduktanssi on jakautunut kahteen osaan: vastuksen liitännöistä johtuviin ja vastuksen sisäisestä rakenteesta johtuvaan. Kuvassa 22

on esitetty resistiivinen jännitejako kahdella vastuksella toteutettuna ja kyseisen jännitejaon sijaiskytkentä.



Kuva 22. Resisttiivinen jännitejako ja sen sijaiskytkentä. Vastuksella on myös sisäistä hajainduktanssia L_R , joka on sen kanssa sarjassa ja hajakapasitanssia C_R , joka on sen kanssa rinnan. Induktanssit L_L johtuvat vastuksen jaloista.

Vastuksen sijaiskytkennässä näkyviä hajainduktansseja L_R ja L_L voidaan pienentää vain tietyissä rajoissa. Jalkojen induktanssi L_L voidaan minimoida, kun jalat pidetään mahdollisimman lyhyinä tai käytetään pintaliitosvastusta. Hajainduktanssi L_R riippuu vastuksen sisäisestä rakenteesta ja vastuksen fyysisestä koosta, eikä siihen voi käyttäjä vaikuttaa muuten, kuin valitsemalla oikean tyyppisen vastuksen. Yleensä massavastuksilla induktanssi on pienempi kuin lanka- tai filmivastuksilla. Hajakapasitanssi riippuu vastuksen rakenteesta, fyysisestä koosta ja resistanssiarvosta, eikä siihenkään voi käyttäjä vaikuttaa muuten, kuin valitsemalla sopivan tyyppisen vastuksen. Mitä suurempi resistanssi, sitä suurempi on myös kapasitanssi. Yleensä pintaliitosvastuksilla on pienempi hajakapasitanssi kuin esimerkiksi lankavastuksilla.

Jännitejako on toteutettu resistiivis-kapasiivisesti. Koska jännite jota halutaan mitata on suuri, on myös jännitejaon resistanssin oltava suuri, ettei vastuksien tehonkesto ylitä. Jännitejaossa R_1 on korvattu viidellä resistanssillaan $220 \text{ k}\Omega$ pintaliitosvastuksella ja R_2 on $3,9 \text{ k}\Omega$. Nyt myös hajakapasitanssit, jotka ovat alle pikofaradin luokkaa, vaikuttavat jännitejakoon taajuusalueen suurimmilla taajuuksilla. Pintaliitosvastuksen induktanssi on niin pieni, että se voidaan unohtaa laskuista käytetyllä taajuusalueella. Kuitenkin sarjassa olevien vastuksien välillä olevat piirilevyvedot tulee tehdä mahdollisimman lyhyiksi. Prototyypissä käytetyn pintaliitosvastuksen hajakapasitanssi on arviolta $0,2 \text{ pF}$ /16/, jolloin kapasiivinen reaktanssi X_C kaavalla /18/

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} \quad (25)$$

on 100 kHz taajuudella

$$X_C = \frac{1}{2\pi \cdot 1 \cdot 10^5 \cdot 0,2 \cdot 10^{-12}} \approx 7,96 \text{ M}\Omega. \quad (26)$$

Koska tämä on rinnan itse resistanssin kanssa, tulee vastuksen impedanssiksi Z tällä taajuudella

$$Z = \frac{X_C R}{X_C + R} = \frac{7,96 \cdot 10^6 \cdot 2,2 \cdot 10^5}{7,96 \cdot 10^6 + 2,2 \cdot 10^5} \approx 214 \text{ k}\Omega. \quad (27)$$

Viiden sarjassa olevan vastuksen kokonaisimpedanssi on siten 100 kHz taajuudella $1,07 \text{ M}\Omega$. Kyseisellä taajuudella kuvan 22 vastuksen R_2 impedanssi on vastaavasti 3898Ω , jos hajakapasitanssiksi arvioidaan sama $0,2 \text{ pF}$. Näin jännitejaon suhde muuttuu taajuuden mukaan $283 \rightarrow 275$. Suhteellinen muutos on $2,8 \%$.

Virheen suuruuden merkitystä voidaan arvioida vertaamalla sitä esimerkiksi 12-bittisen AD-muuntimen kvantisointiresoluutioon. Resoluutio lasketaan kaavalla /5/

$$\frac{U}{2^n}, \quad (28)$$

missä n on bittimäärä. Kun jännitteen U mittaustulos on 600 V tulee resoluutioksi $0,15 \text{ V}$.

Kun resoluutiota verrataan virheeseen huomataan, että kompensoimaton jännitejako heikentää tarkkuutta 100 kHz :n taajuudella huomattavasti. Kun merkitään bittien määräksi x ja resoluutioksi $0,028 \cdot 600 \text{ V} = 17 \text{ V}$ ja mittaustulos on sama 600 V saadaan yhtälö

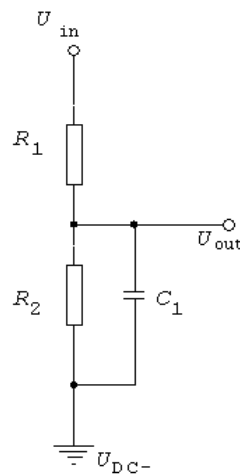
$$\frac{600}{2^x} = 17. \quad (29)$$

Tästä ratkaisemalla x saadaan bittien määräksi

$$x = \frac{\ln\left(\frac{600}{17}\right)}{\ln 2} \approx 5,14 \quad (30)$$

eli käytännössä viisi bittiä. Tässä työssä ei käytetä AD-muunninta jännitteen mittaamiseen, mutta kytkennän vasteen täytyy kuitenkin olla vaimentumaton 100 kHz:n taajuudella.

Jotta jännitejako ei olisi riippuvainen taajuudesta on siis hajakapasitanssi kompensoitava. Kompensointi voidaan tehdä lisäämällä kytkentään kondensaattori vastuksen R_2 rinnalle, kuten kuvassa 23 on esitetty.



Kuva 23. Resistiivis-kapasitiivinen jännitejakokytkentä. C_1 :n ja R_2 :n rinnankytkentä yhdessä R_1 :n kanssa muodostaa alipäästösuodattimen, mutta toisaalta C_1 kompensoi vastuksen R_1 hajakapasitanssin korkeammilla taajuuksilla.

Jos haluttaisiin pelkästään kompensoida hajakapasitanssin vaikutus jännitejaon vaimennukseen koko taajuuskaistalla, olisi C_1 mitoitettava samankokoiseksi kuin R_1 :n muodostavien viiden vastuksen hajakapasitanssien sarjaankytkennän arvo. Kapasitanssilla C_1 on kuitenkin myös toinen tehtävä: sen ja R_2 :n rinnankytkentä muodostaa yhdessä resistanssin R_1 kanssa alipäästösuodattimen, jolla suodatetaan korkeataajuuksisia häiriöitä jo jännitejaossa. Jos taajuusalueeksi haluttaisiin useita megahertsejä, täytyisi vastuksen ja kondensaattorin hajainduktanssit ottaa myös huomioon.

Vastuksilla on myös muita epäideaalisuuksia hajakapasitanssin ja –induktanssin lisäksi. Niiden tehonkesto on äärellinen, josta johtuu että myös jännitteenkesto on äärellinen. Jännitteenkesto määräytyy myös osaksi vastuksen materiaalien läpilyöntikestävydestä. Yleisesti jatkuvan tilan jännitteenkesto on 50 V – 200 V ja tehonkesto 0,2 W pintaliitosvastuksilla. Tästä syystä vastuksia on laitettava useampi sarjaan, tässä tapauksessa viisi vastusta sarjassa tuottaa kytkennän joka kestää 1000 V tulojännitteen jatkuvasti. Ylimoittamalla jännitekestoisuus varmistetaan, ettei mittauspiiri hajoa, vaikka taajuudenmuuttajan välipiirissä vaikuttaisi ylijännite vian seurauksena.

Muita jännitejaossa mahdollisesti esiintyviä virhelähteitä ovat resistanssin lämpötilariippuvuus ja jänniteriippuvuus sekä kohina. Lämpötilan oletetaan joko pysyvän vakiona tai vaihtelevan 25 °C...50 °C, joten lämpötilariippuvuus jätetään huomiotta. Jänniteriippuvuus aiheuttaa säröä mittaussignaaliin, mutta tähän riippuvuuteen ei voida vaikuttaa kuin komponenttivalinnalla. Kuitenkin jännitekestoisuus ja hajainduktanssin suuruus määräävät komponenttivalintaa. Vastuksen resistanssi määrää kohinan suuruuden, joten kohinakin täytyy jättää huomiotta.

3.2.2 Suodatin

Suodattimen viiveen täytyy olla vakio koko taajuuskaistalla, joten suodatintyypiksi valittiin bessel. Jotta viive päästökaistalla olisi mahdollisimman pieni valitaan –3 dB rajataajuudeksi 600 kHz ja kertaluokaksi 2.

Toisen kertaluokan alipäästösuodattimen yleinen siirtofunktio $H(s)$ on /17/

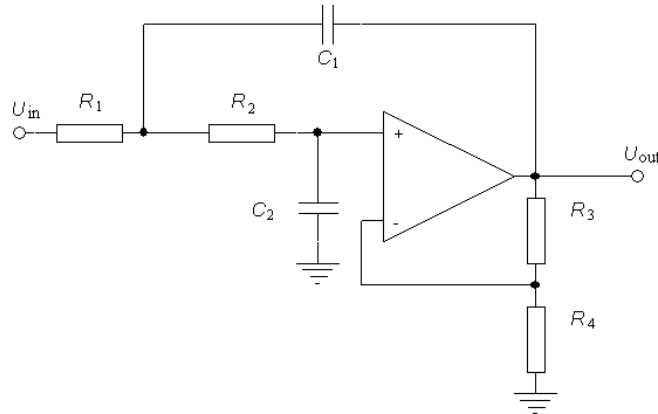
$$H(s) = \frac{U_{\text{out}}}{U_{\text{in}}} = \frac{K}{s^2 + \left(\frac{\omega_k}{Q}\right)s + \omega_k^2}, \quad (31)$$

missä K on vahvistus, ω_k kriittinen kulmataajuus ja Q hyvyysluku. Siirtofunktio voidaan esittää myös muodossa /17/

$$H(s) = \frac{H_0}{\frac{s^2}{\omega_k^2} + \frac{1}{Q} \cdot \frac{s}{\omega_k} + 1}, \quad (32)$$

missä $H_0 = K/\omega_k^2$.

Tehty suodatin on topologialtaan Sallen-Key. Kuvassa 24 on esitetty kyseisen suodattimen peruskyskyntä.



Kuva 24. Toisen kertaluokan alipäästösuodatin Sallen-Key topologialla toteutettuna.

Kytkenän jännitevahvistus G_U on /17/

$$G_U = 1 + \frac{R_3}{R_4}. \quad (33)$$

Jos valitaan $R_1 = R_2$ ja $C_1 = C_2$, saadaan suodattimen siirtofunktioksi /17/

$$H(s) = \frac{G_U}{R^2 C^2 s^2 + \frac{1}{Q} RCs + 1}. \quad (34)$$

Kun verrataan yhtälöitä (32) ja (34) saadaan Q :lle kaava

$$Q = \frac{1}{3 - G_U} \quad (35)$$

ja kriittiselle kulmataajuudelle kaava

$$\omega_k = \frac{1}{RC}. \quad (36)$$

Kaavasta (35) nähdään, että hyvyysluku menee negatiiviseksi jos vahvistus G_U ylittää 3. Tällöin kytkentä muuttuu epästabiiliksi. Tiedetään, että $\omega = 2\pi f$, joten kaavalla (36) voidaan laskea resistanssin arvo kun haluttu kriittinen taajuus tiedetään ja kapasitanssin arvo valitaan. Kriittiseksi taajuudeksi halutaan 600 kHz. Kun kapasitanssiksi valitaan 100 pF saadaan resistanssille arvoksi 2650 Ω . Valitaan lähin käytännön arvo, joka on 2,7 k Ω . Kuten kaavasta (35) nähdään, vaikuttaa kytkennän vahvistus hyvyyslukuun. Käytännössä se tarkoittaa, että vastuksilla R_3 ja R_4 voidaan määrittellä suodattimen tyyppi. Bessel-

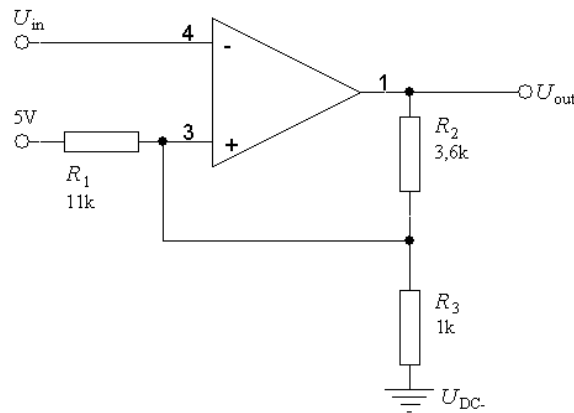
suodattimen Q -arvo on 0,577, eli kriittisellä taajuudella suodattimen vahvistus on 0,577. Kaavalla (35) jännitevahvistukseksi G_U saadaan 1,16. Kytkenän yksinkertaistamiseksi tämä pyöristetään arvoon 1, jolloin Q -arvoksi tulee 0,5. Näin ollen suodatin ei noudata täydellisesti bessel-approksimaatiota, mutta on riittävän lähellä. Edelleen kaavalla (33) saadaan resistanssien R_3 ja R_4 suhteeksi nolla. Toisin sanoen R_3 korvataan oikosululla ja R_4 jätetään kokonaan kytkemättä.

3.2.3 Lähtöjännitteen tarkkailu komparaattorilla

Lähtöjännitteen tarkkailuun suunniteltiin kolme kytkentää, jotka eroavat toisistaan jänniterajojen ja hystereesin suhteen. Kaikissa kolmessa käytettiin samaa komparaattoria.

Kytkenä A

Ensimmäinen peruskytkentä on kuvan 25 mukainen hystereesikomparaattori, jossa referenssijännite muuttuu komparaattorin lähdön mukaan.

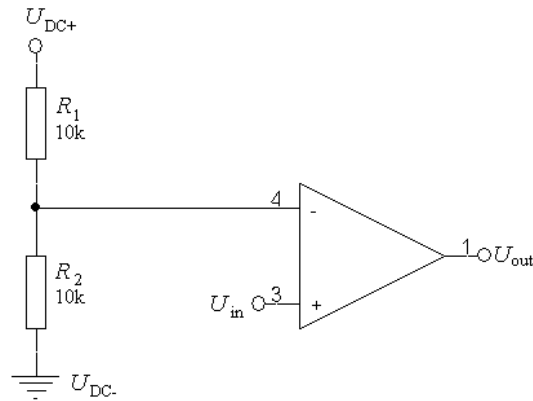


Kuva 25. Hystereesikomparaattori. Resistanssit R_1 , R_2 ja R_3 määrittävät rajat, jotka tulojännite U_{in} alittaessaan tai ylittäessään komparaattorin lähtö vaihtaa tilaansa.

Tässä tapauksessa rajat ovat 0,33 V ja 1,35 V, ja ne vastaavat invertterin jännitetasossa 100V ja 400 V. Nyt siis invertterin lähtöjännitteen ylittäessä 400 V menee komparaattorin lähtö 0 V:iin, ja lähtöjännitteen alittaessa 100 V menee lähtö 5 V:iin. Hystereesi vähentää värähtelyn vaaraa. Kytkenä ei kuitenkaan huomioi välipiirin jännitteen vaihtelua. Jos välipiirin jännite putoaa alle 400 V:n ei lähtökään voi ylittää kyseistä jännitettä, eikä kytkentä enää pysty ilmaisemaan lähdön tilaa.

KytKentä B

Toisessa kytkennässä komparaattorin vertailujännite sidottiin välipiirin jännitteen puoleen väliin kuvan 26 mukaisesti.



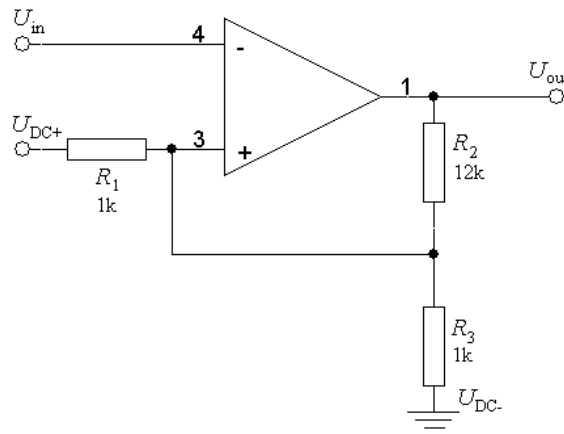
Kuva 26. Komparaattorikytkentä. U_{DC+} saadaan samanlaisella jännitejaolla kuin lähtöjännitteekin.

Välipiirin jännite jaetaan samanlaisella jännitejaolla kuin lähtöjännite. Tämä skaalattu ja puskuroitu välipiirin jännite jaetaan vielä puoleen vastuksilla R_1 ja R_2 , ja sitä verrataan lähtöjännitteeseen. Kun lähtöjännite ylittää välipiirin jännitteen puolen välin, menee komparaattorin lähtö käyttöjännitteeseen (nyt 5 V) ja kun lähtö alittaa saman rajan menee lähtö 0 V:iin. Näin ollen ilmaisu tapahtuu aina, kun lähtö ylittää tai alittaa välipiirin jännitteen puolen välin riippumatta jännitteen suuruudesta.

Tämän kytkennän lähtö on kuitenkin herkkä värähtelyille, sillä komparaattoreilla on olemassa tietty tulojännitteen alue, jolla sen lähtö ei ole määriteltävissä. Hitaasti muuttuvilla signaaleilla tulojännite saattaa olla pitkään tällä kielletyllä alueella, joten komparaattorin lähtö on epämääräisessä tilassa pitkän aikaa. Kytkinviiveitä mitattaessa tämä näkyy reaktioajan vaihteluna, eli niin sanottuna jitterinä. Kytkentä saattaa myös värähdellä kapasitiivisen takaisinkykeytymisen vuoksi. Ongelmaa voi vähentää lisäämällä kondensaattori tulojen välille ja tekemällä layout-suunnittelu huolellisesti. Toisaalta kondensaattori muodostaa aikavakion yhdessä syöttävän piirin lähtöresistanssin kanssa ja hidastaa näin kytkennän toimintaa.

KytKentä C

Jotta voidaan vertailla hitaasti vaihtuvia signaaleja, täytyy kytkentään lisätä hystereesiä. Käytetyssä komparaattorissa itsessään on 7 mV:n hystereesi, joka ei kuitenkaan tässä tapauksessa ole riittävä. Kolmas kytkentä on yhdistelmä kahdesta ensimmäisestä siten, että se on hystereesikomparaattori jonka rajat ovat sidotut välipiirin jännitteeseen.



Kuva 27. Hystereesikomparaattori, jonka hystereesin rajat on sidottu välipiirin jännitteeseen.

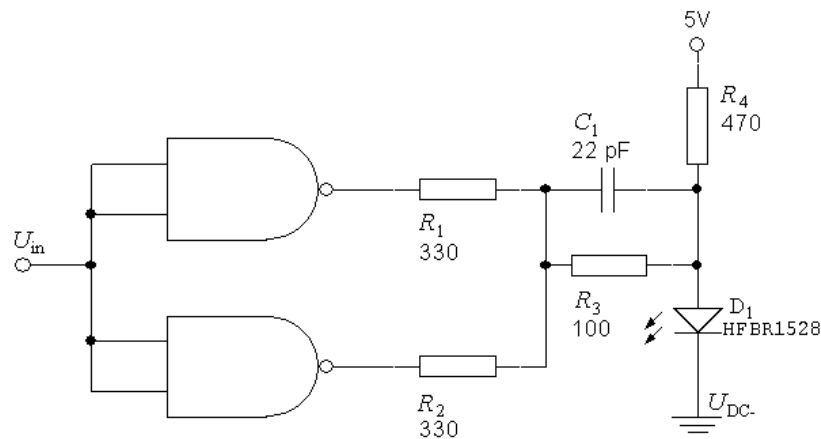
Vastukset R_1 ja R_3 määräävät jännitteen, jonka ympärille rajat asettuvat, ja vastus R_2 määrää hystereesin suuruuden. Koska nyt vastukset R_1 ja R_3 ovat yhtä suuret, ovat hystereesirajat välipiirin jännitteen puolen välin molemmin puolin, tässä tapauksessa 400 mV päässä toisistaan (mittauspiirin jännitetasossa). Näin saadaan värähtelyä vähennettyä ja lähdön ilmaisu toimii aina riippumatta välipiirin jännitteestä. Jos välipiirin jännite on 560 V, eli mittauspiirin tasossa 1,87 V, ovat hystereesin rajat silloin 0,73 V ja 1,13 V. Lähtöjännitteiden tasossa ne ovat vastaavasti 220 V ja 340 V.

3.2.4 Kuitulinkki

Galvaanisen erotuksen saavuttamiseksi lähtöjännitteen tilasignaali lähetetään optisella kuidulla modulaattorille. Kuitulähtetimenä on Agilentin HFBR 1528, joka on yksinkertaistettuna infrapuna-alueella toimiva loistediodi (LED). Lähtetimen nimellinen tiedonsiirtonopeus on 10 Mb/s, mutta datalehden mukaan se pystyy myös 15 Mb/s nopeuteen. Koska lähtetimen tiedonsiirtonopeus ei ole ääretön, voi olettaa, että myös

lähetin lisää viivettä mittaustulokseen. Tällä ei kuitenkaan ole merkitystä, jos viive pysyy vakiona, eikä lähetin aiheuta jitteriä tilasignaaliin.

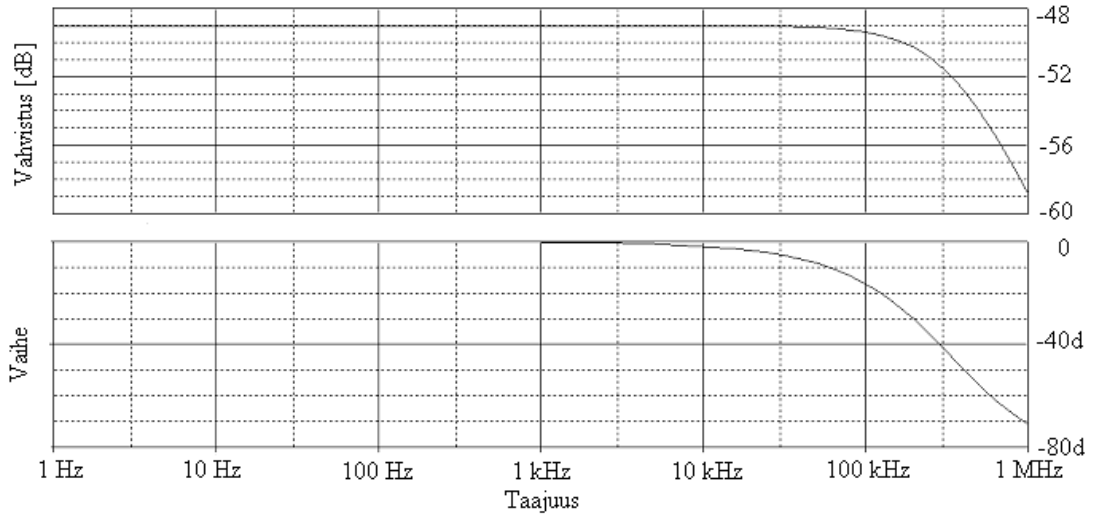
Käytetyn infrapunan maksimi-intensiteetti on aallonpituudella 650 nm. Lähetintä ohjataan kahdella rinnankytketyllä nopean piiriperheen NAND-portilla. Vastaavasti Virtex-korttiin on liitetty lisälevy, jolle on kalustettu HFBR 2528 optovastaanotin. Optolähetin on kuvan 28 mukainen.



Kuva 28. Optolähetintä HFBR 1528 ohjataan kahdella rinnankytketyllä NAND-piirillä.

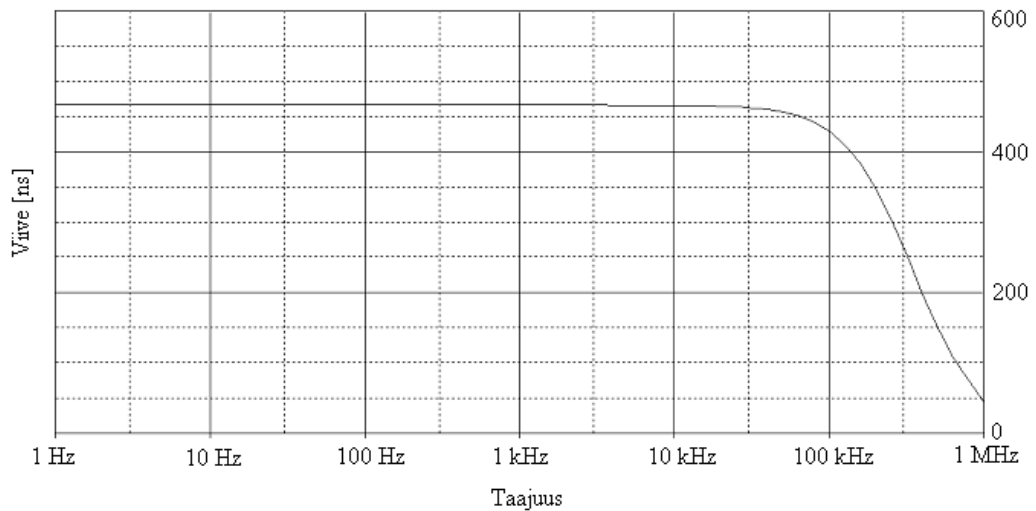
3.3 Kytkennän simulointi

Kytkenän toimivuus testattiin simuloimalla OrCad Pspicella. Simuloinnissa kiinnitettiin huomiota kytkennän viiveeseen siitä, kun lähtöjännite ylittää raja-arvon siihen, kun komparaattorikytkentä saa signaalin. Simuloitaessa kytkennästä jätettiin pois kuitulähetin sekä komparaattori. Komparaattorikytkentää ei simuloitu, sillä sen toiminta riippuu hyvin paljon käytetystä komparaattorista, eikä kyseiselle komparaattorille ollut saatavissa Pspice-simulointimallia. Kuvassa 29 on esitetty jännitejaon bode-kuvaaja.



Kuva 29. Jännitejaon Bode-kuvaaja. Ylempi käyrä on vahvistus desibeleinä ja alempi käyrä on vaihesiirto asteina. Jännitejaon vaimennus on 49 dB ja -3 dB rajataajuus on 340 kHz.

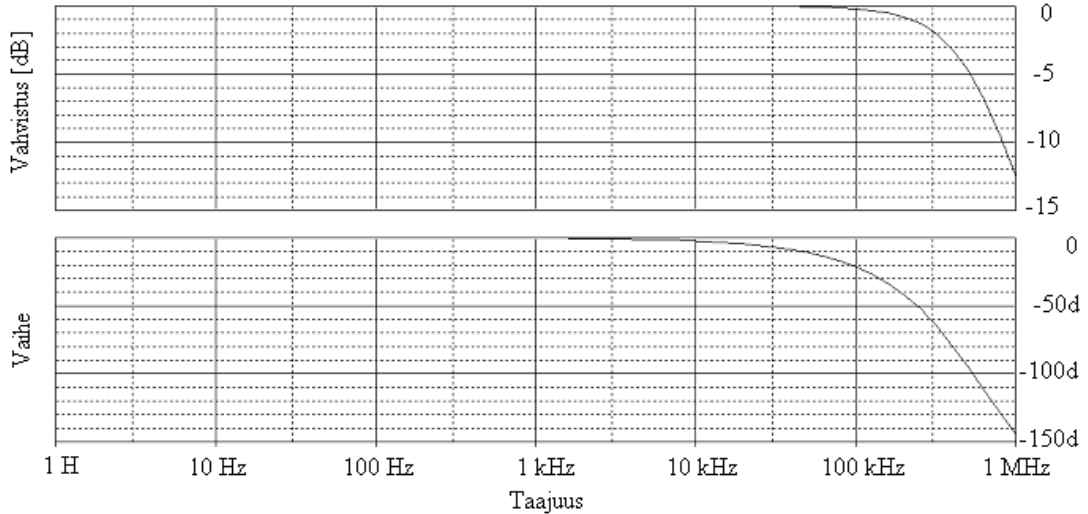
Kuvasta nähdään, että jännitejaon vaimennus on 49 dB ja -3 dB rajataajuus on 340 kHz. Jännitejaon vaihesiirto 100 kHz taajuudella on hieman alle 20° . Seuraavassa kuvassa on esitetty jännitejaon aiheuttama viive.



Kuva 30. Jännitejaon viive taajuuden funktiona. Viive on tasainen 30 kHz:iin asti jonka jälkeen se alkaa laskea. Viiveen suuruus on noin 460 ns.

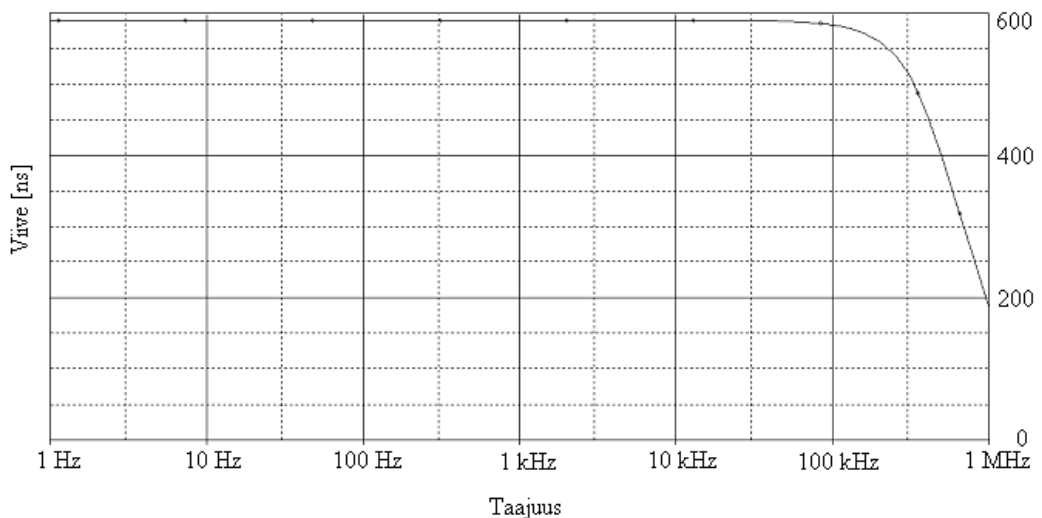
Kuvasta nähdään, että viive pysyy vakiona 30 kHz:n taajuuteen asti, jonka jälkeen se alkaa laskea arvosta 460 ns.

Myös suodattimen toimintaa simuloitiin sekä vahvistuksen ja vaihesiirron että viiveen osalta. Kuvassa 31 on esitetty suodattimen bode-kuvaaja.



Kuva 31. Toisen kertaluokan alipäästösuodattimen simuloitu Bode-kuvaaja. Ylempi käyrä on vahvistus desibeleinä ja alempi käyrä on vaihesiirto asteina. Suodattimen -3 dB rajataajuus on 400 kHz.

Kuvasta nähdään, että suodattimen -3 dB rajataajuus on noin 400 kHz, ja vaihesiirto taajuudella 100 kHz on 20° . Suodattimen aiheuttama simuloitu viive on esitetty seuraavassa kuvassa.



Kuva 32. Suodattimen simuloitu viive, joka on 580 ns. Viive pysyy tasaisena koko taajuuskaistalla 100 kHz:iin asti, jonka jälkeen se alkaa laskea.

Kuvan 32 mukaan suodattimen viive on tasainen 100 kHz:n taajuuteen asti, jonka jälkeen se alkaa laskea. Viiveen suuruus on noin 580 ns.

Simulointien mukaan kytkennän viive ennen komparaattoria on yhteensä 1046 ns, eli noin 1 μ s. Jos suodatin ohitetaan pienenee viive tästä arvosta, mutta toisaalta komparaattorikytkentä lisää viivettä. Viiveen pienuus on tärkeää kun halutaan mitata korkealla kytkentätaajuudella (noin 10 kHz) käytettävän invertterin kytkimien viiveitä

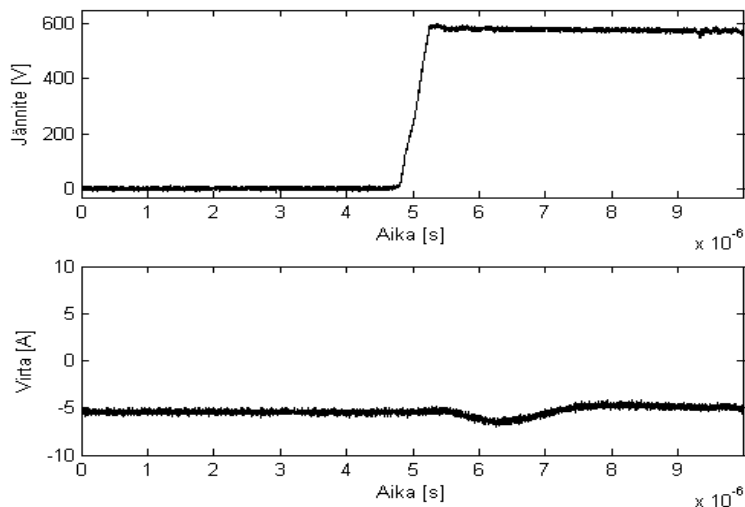
4 MITTAUKSET JA TESTAUKSET

Kappaleessa 2 esitetyn teorian paikkansapitävyys testattiin mittauksilla IGBT:n kytkentätilanteiden ja vaihtosuuntaajaan kommutoinnin osalta. Myös prototyypin toimivuus ja vastaavuus simulointituloksien kanssa testattiin. Testilaitteena käytettiin Vacon NX-taajuudenmuuttajaa, jonka vaihtosuuntaaja koostuu NPT-tyypin IGBT-modulista.

Kun testattiin 230 V:n jännitteisiä osia käytettiin oskilloskooppia Tektronix TDS3052, suurjännitemittapäätä Tektronix PS205 ja virtamittapäätä Fluke 80i-110s. Mittausdata otettiin talteen taulukkomuodossa ja siitä piirrettiin kuvaaja Matlabilla. Kun testattiin pienjänniteosia, siis itse mittauspiiriä, käytettiin nelikanavaista oskilloskooppia Agilent 54624A ja saman valmistajan mittapäitä 10074C, joiden vaimennus oli 10.

4.1 Taajuusmuuttajan lähtöjännitteen muoto kommutointihetkellä

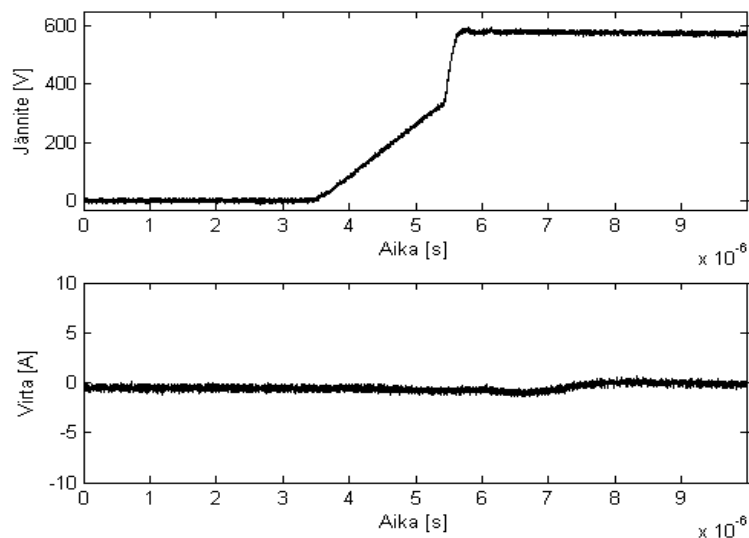
Taajuusmuuttajan yhden vaiheen lähtöjännitettä mitattiin vertaamalla sitä välipiirin miinusjännitteeseen. Näin saatiin selville yhden vaiheen alahaaran IGBT:n kollektori-emitterijännite U_{CE} . Taajuusmuuttajalla syötettiin oikosulkumoottoria 30 Hz taajuudella. Kuvassa 33 on esitetty lähtöjännite ja -virta, kun alahaaran kytkin aukaistaan ja johtamisvuoro siirtyy ylähaaran diodille. Moottorivirta on invertterin päin.



Kuva 33. Alahaaran IGBT:n kollektori-emitterijännitteen nouseva reuna ja moottorivirta. Jännitteen nousuaika on noin 300 ns kun moottorivirta on nolasta poikkeava.

Kuvasta 33 nähdään, että jännitteen nousuaika on reilusti alle mikrosekunnin, noin 300 ns. Tästä saadaan jännitteen nousunopeudeksi $1870 \text{ V}/\mu\text{s}$. Virrassa näkyvä kuoppa johtuu kaapelissa taajuudenmuuttajan puoleisessa päässä esiintyvistä virtavärähdyksistä. Moottorin puoleisessa päässä voi puolestaan havaita jännitevärähtelyä.

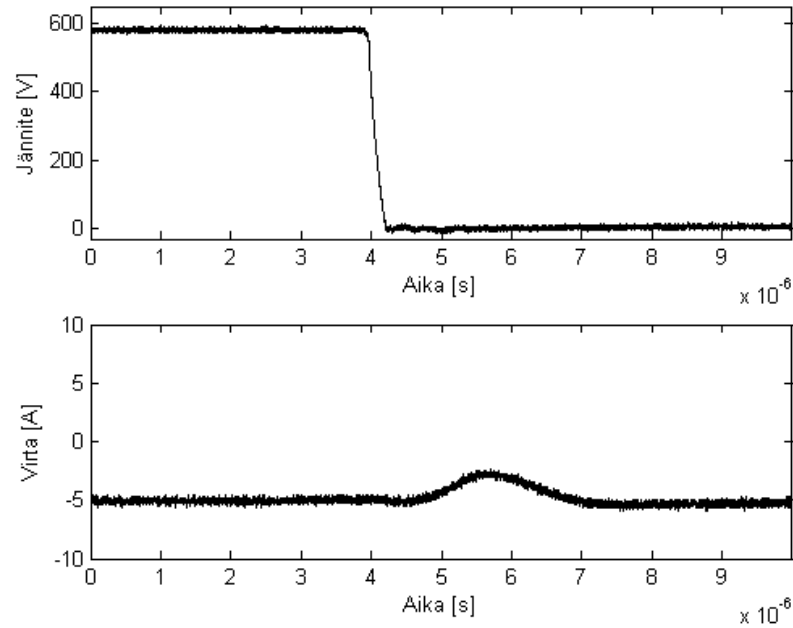
Seuraavassa kuvassa on esitetty vastaava tilanne kun moottorivirta on lähellä nollaa.



Kuva 34. Alahaaran IGBT:n kollektori-emitterijännitteen nouseva reuna ja moottorivirta, kun moottorivirta on lähellä nollaa. Jännitteen nousuaika on noin $2,5 \mu\text{s}$. Ajanhetkellä $3,5 \mu\text{s}$ alahaaran IGBT avataan ja suoja-ajan kuluttua ajanhetkellä $5,5 \mu\text{s}$ ylähaaran IGBT suljetaan.

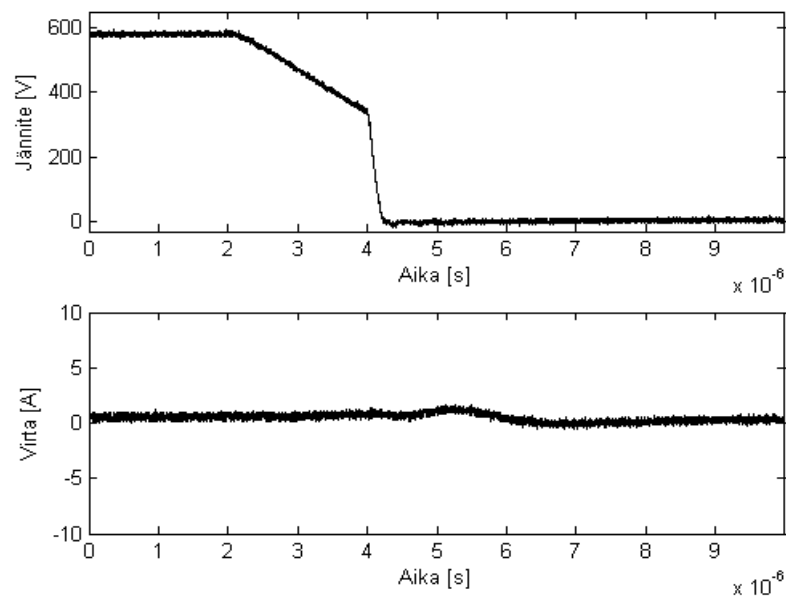
Kuvan 34 jännitteen nousunopeuden äkillisestä muutoksesta voisi päätellä, että suoja-ajasta huolimatta haarojen välille tulee hetkellisesti oikosulku, kun alahaaran IGBT ei ole täysin sammunut. Alahaaran IGBT:stä on kuitenkin jo poistunut varauksenkuljettajien enemmistö, joten varsinaista oikosulkua ei synny. Koska jännitteen nousunopeus on nyt pienempi kuin suurella virralla, on moottorikaapelissa esiintyvän virtavärähtelyn amplitudi pienempi.

Jännitteen ja virran käyrämuodot ovat samanlaiset jännitteen laskevalla reunalla, eli kun alahaaran IGBT suljetaan ja johtamisvuoro siirtyy sille ylähaaran diodilta. Seuraavassa kuvassa moottorivirta on invertterille päin.



Kuva 35. Alahaaran IGBT:n kollektori-emitterijännitteen laskeva reuna ja moottorivirta, kun moottorivirta on nolasta poikkeava. Jännitteen laskuaika on noin 200 ns.

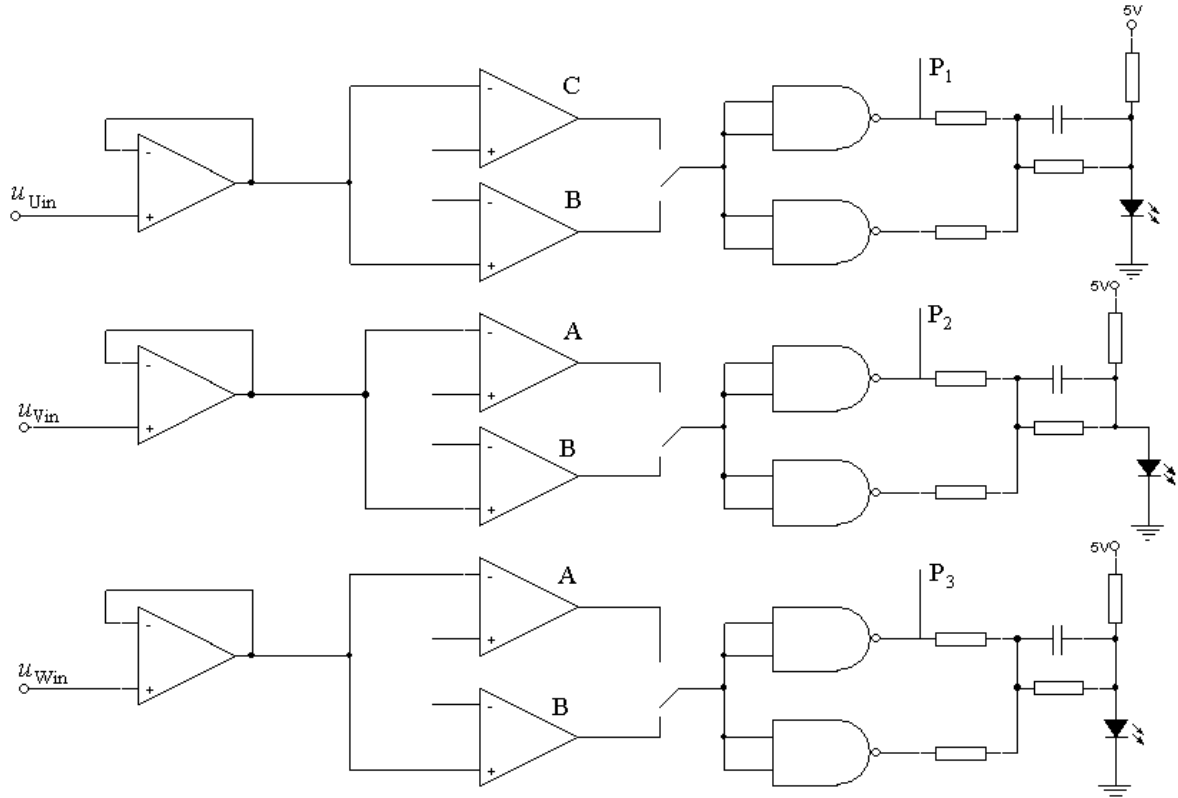
Koska nyt jännitteen muutosnopeus on suurempi kuin kuvassa 33 nousevalla reunalla, on myös kaapelissa esiintyvän virtavärähtelyn amplitudi suurempi. Kun virta on lähellä nollaa, käyttäytyy jännite kuten nousevalla reunalla virran ollessa lähellä nollaa.



Kuva 36. Alahaaran IGBT:n kollektori-emitterijännitteen laskeva reuna ja moottorivirta, kun moottorivirta on lähellä nollaa. Jännitteen laskuaika on noin 2,2 μ s. Ajanhetkellä 2 μ s yläharan IGBT avataan ja suoja-ajan kuluttua ajanhetkellä 4 μ s alahaaran IGBT suljetaan.

4.2 Kytkennän osien testaus

Komparaattorikytkennän toimivuus testattiin sekä itsenäisenä laitteena Agilent 33120 A laboratorioteholähteellä syötettynä että laitteen ollessa osana taajuudenmuuttajaa ja saaden siitä tarvittavat käyttöjännitteet. Seuraava kuva esittää kytkentää pääpiirteissään.

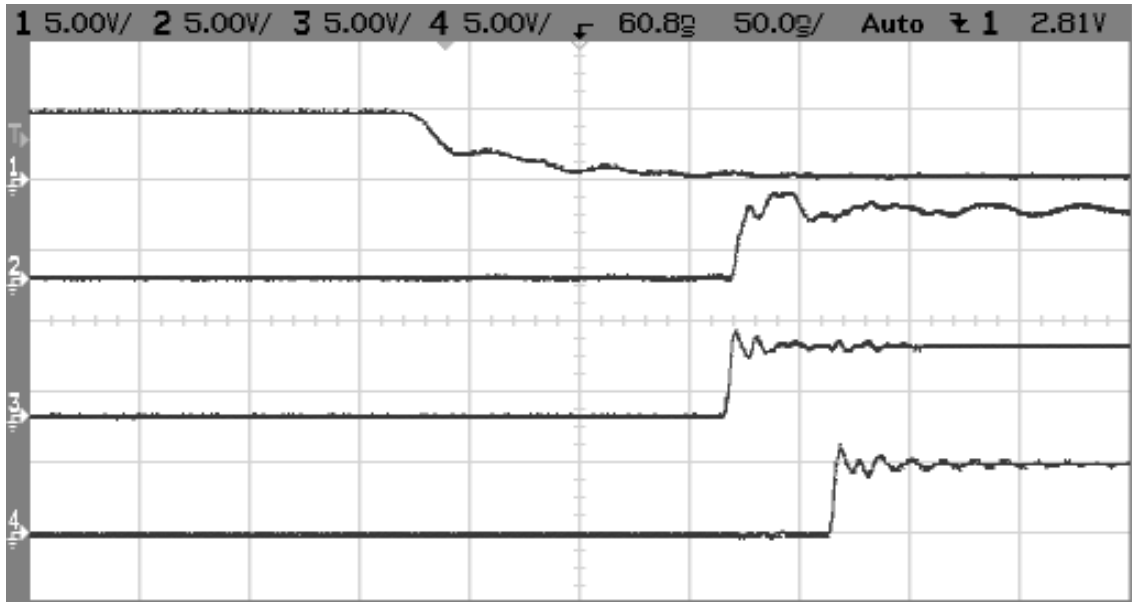


Kuva 37. Testausjärjestely jolla erilaiset komparaattorikytkennät A, B ja C testattiin. Ennen kytkentöjä signaali puskuroitiin jänniteseuraajalla. Oskilloskoopin mittapääät laitettiin kiinni optolähttimien pisteisiin P_1 , P_2 ja P_3 .

4.2.1 Komparaattorikytkentä

Komparaattorikytkentöjen toimivuutta testattiin laboratoriossa syöttämällä signaaligeneraattorilla sini- ja kantiaaltoja prototyypin tulon testipisteisiin, ohittaen jännitejako ja suodatin. Näin testattiin kytkentöjen värähtelyherkkyyttä, viivettä ja jitteriä. Kaikkien kolmen kytkennän värähtelyherkkyyttä testattiin sekä kondensaattorin kanssa että ilman, ja testauksen perusteella valittiin parhaiten toimiva jatkotestaukseen. Asiaa vaikeutti saman puskurin käyttö useammalle kytkennälle samassa vaiheessa, sillä toiseen kytkentään

lisätty kondensaattori muodosti aikavakion puskuriin lähden resistanssin kanssa ja hidasti myös viereisen kytkennän toimivuutta. Kuva 38 havainnollistaa asiaa.



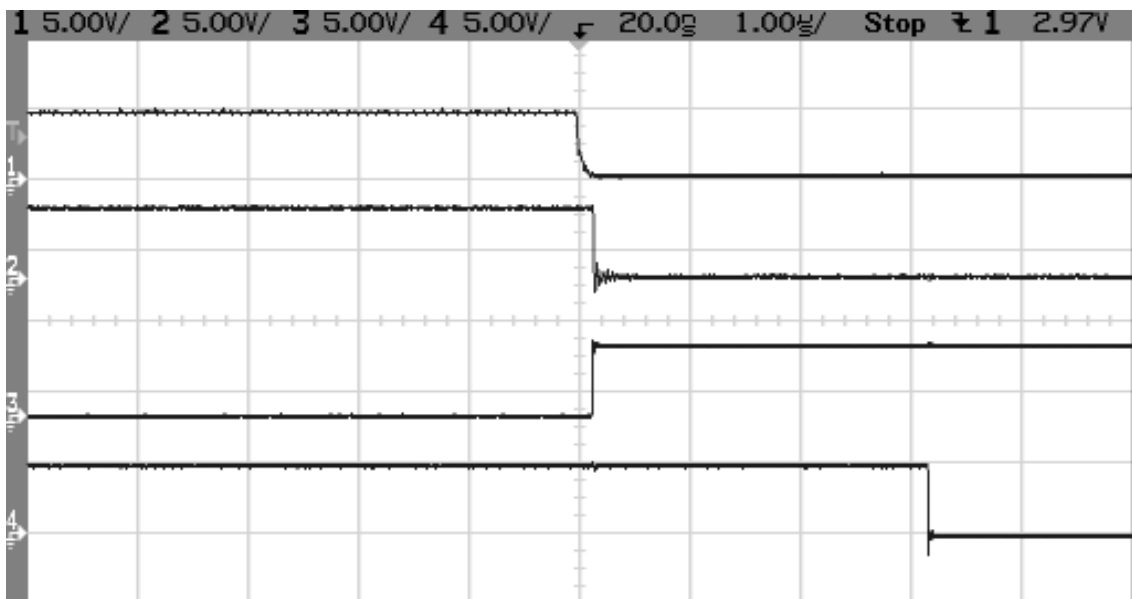
Kuva 38. Saman piirin käyttö kahden kytkennän yhteisenä puskurina aiheuttaa eroa viiveisiin, vaikka kytkennät ovat identtiset. Kanavassa 1 on signaaligeneraattorin lähtö, kanavat 2, 3 ja 4 ovat komparaattorikytkennän B lähtöjä jotka on mitattu kuitulähtetimen lähdöstä. Kanavassa 4 olevan kytkennän puskuri syöttää myös kytkentää, jonka tulossa on kondensaattori.

Kuvan 38 tilanteessa syötettiin kanttimaista signaalia kaikille kolmelle vaiheelle, joissa kaikissa oli käytössä sama kytkentä B ilman kondensaattoria tulojen välissä. Kanavan 4 kytkennän kanssa samassa vaiheessa olevan toisen kytkennän tulojen välissä oli kondensaattori, joten tämän kytkennän viive on suurempi kuin muissa vaiheissa. Lisäksi eri vaiheiden välillä oli jonkinikäistä induktiivista kytkentää, sillä testausvaiheessa kahden vierekkäisen vaiheen A -kytkennät rupesivat värähtelemään kun yhden vaiheen A -kytkennästä poisti kondensaattorin. Toisaalta kytkennällä B tapahtui sama ilmiö kun yhden vaiheen kytkennässä oli kiinni kondensaattori mutta toisten vaiheiden kytkennöissä ei. Värähtely voi johtua myös jänniteseuraajasta joka toimi puskurina, sillä jänniteseuraajalla, jonka vahvistus on yksi, on taipumusta värähtelyyn varsinkin kapasitiivisella kuormalla.

Jatkotestauksessa keskityttiin ensisijaisesti jitteriin ja toissijaisesti viiveeseen. Kaikkia kolmea kytkentää testattiin yhtä aikaa. Vaiheen U kytkentänä oli hystereesikomparaattori, jonka rajat riippuvat välipiirin jännitteestä, vaiheen V kytkentänä oli

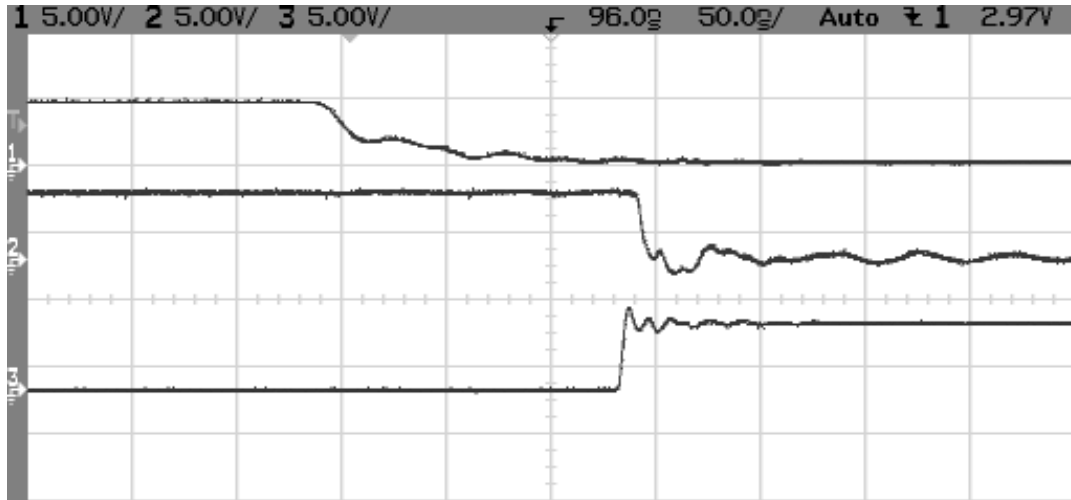
hystereesikomparaattori vakiorajoilla ja vaiheen W kytkentänä komparaattori, jonka vertailujännite oli riippuvainen välipiiristä, mutta jolla ei ollut hystereesiä. Piirille syötettiin kaksipuolinen käyttöjännite ± 12 V laboratorioteholähteellä. Samalla teholähteellä syötettiin myös välipiirin jännitettä simuloiva 5 V, jonka miinus sidottiin käyttöjännitteen maahan. Tulosignaali saatiin signaaligeneraattorilla, jonka lähtöjännitteen amplitudiksi asetettiin 2,35 V ja offsetiksi 1,35 V. Taajuus oli koko ajan 1 kHz, mutta käyrämuotoa vaihdeltiin sinikäyrän ja kanttiaallon välillä. Oskilloskoopilla tutkittiin kytkentöjen lähtöjä ottamalla signaali kuitulähttimissä olevien NAND-piirien lähdöistä.

Kuvassa 39 on esitetty kytkentöjen viiveet, kun kanavassa 1 on signaaligeneraattorin lähtö, kanavassa 2 on kytkennän C lähtö, kanavassa 3 kytkennän B lähtö ja kanavassa 4 kytkennän A lähtö. Tulosignaalina on 1 kHz:n kanttiaalto.



Kuva 39. Kytkenöjen A, B ja C viiveiden ero tulosignaalin laskevalla reunalla. Kanavassa 1 on signaaligeneraattorin lähtö, kanavassa 2 on kytkennän C lähtö, kanavassa 3 on kytkennän B lähtö ja kanavassa 4 on kytkennän A lähtö. Signaalit on otettu kuitulähttimien lähdöistä.

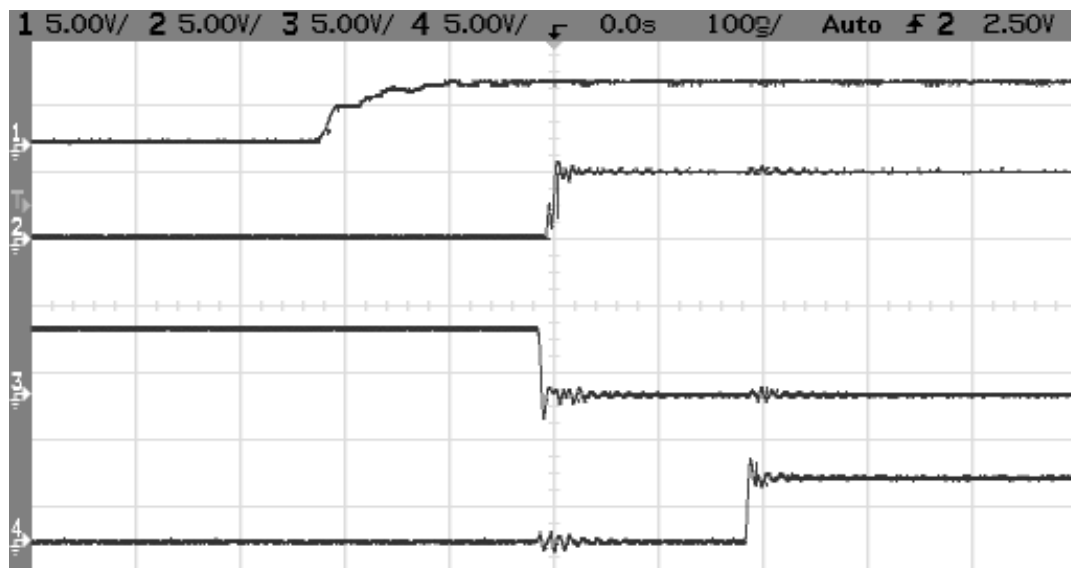
Kuvasta nähdään, että kytkennällä A on pisin viive. Tämä johtuu komparaattorin tulojen välissä olevasta kondensaattorista, sillä muissa kytkennöissä sitä ei ole. Kytkennän hieman yli 3 μ s:n viive on suuri verrattuna IGBT:n kuolleeseen aikaan ja sammumis- ja syttymisnopeuteen. Viive on samaa luokkaa suoja-ajan kanssa. Kytkenöjen B ja C viiveet ovat suurin piirtein samat, joten niitä täytyy tutkia muuttamalla aikaresoluutiota.



Kuva 40. Kytcentöjen B ja C viiveiden ero. Kanavassa 1 on signaaligeneraattorin lähtö, kanavassa 2 on kytcentän C lähtö ja kanavassa 3 on kytcentän B lähtö. Signaalit on otettu kuitulähettimien lähdöistä.

Nyt nähdään, että kytcentän B viive on 130 ns ja kytcentän C viive 140 ns. Tämän perusteella kytcentä B olisi sopivin. Viive on selvästi pienempi kuin normaali suoja-aika ja IGBT:n nousuajan kanssa samaa luokkaa. Kuvassa ei esiinny jitteriä tai värähtelyä kummassakaan kytcentässä.

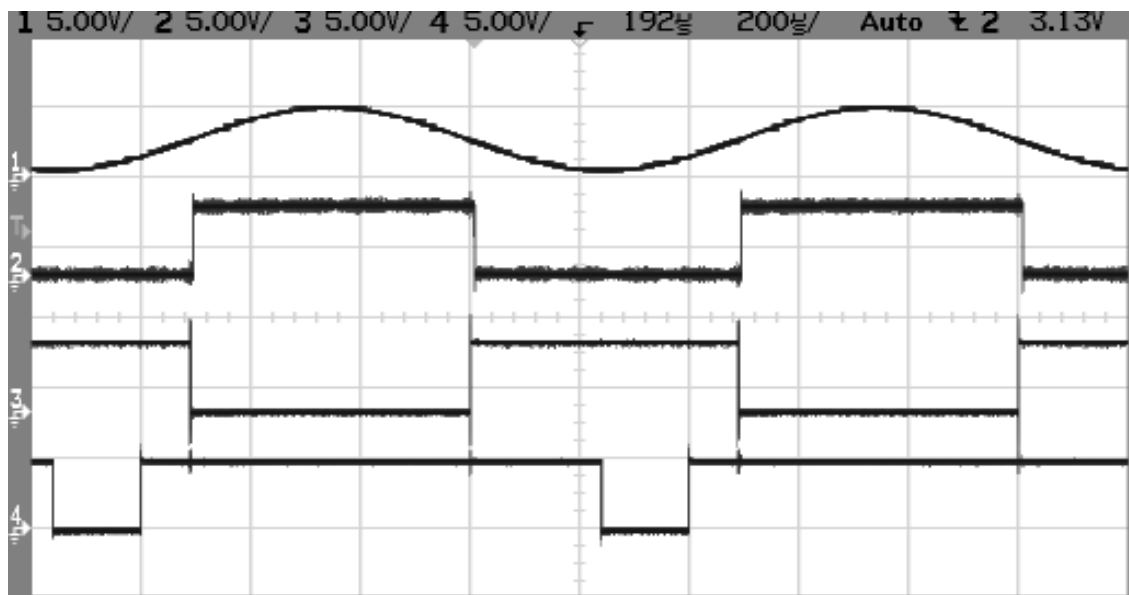
Kytcentöjen viivettä testattiin myös tulosignaalin nousevalla reunalla. Kuvassa 41 on esitetty käyrämuodot, kun tulosignaali oli kanttiaaltoa.



Kuva 41. Kytcentöjen A, B ja C viiveiden ero tulosignaalin nousevalla reunalla. Kanavassa 1 on signaaligeneraattorin lähtö, kanavassa 2 on kytcentän C lähtö, kanavassa 3 on kytcentän B lähtö ja kanavassa 4 on kytcentän A lähtö. Signaalit on otettu kuitulähettimien lähdöistä.

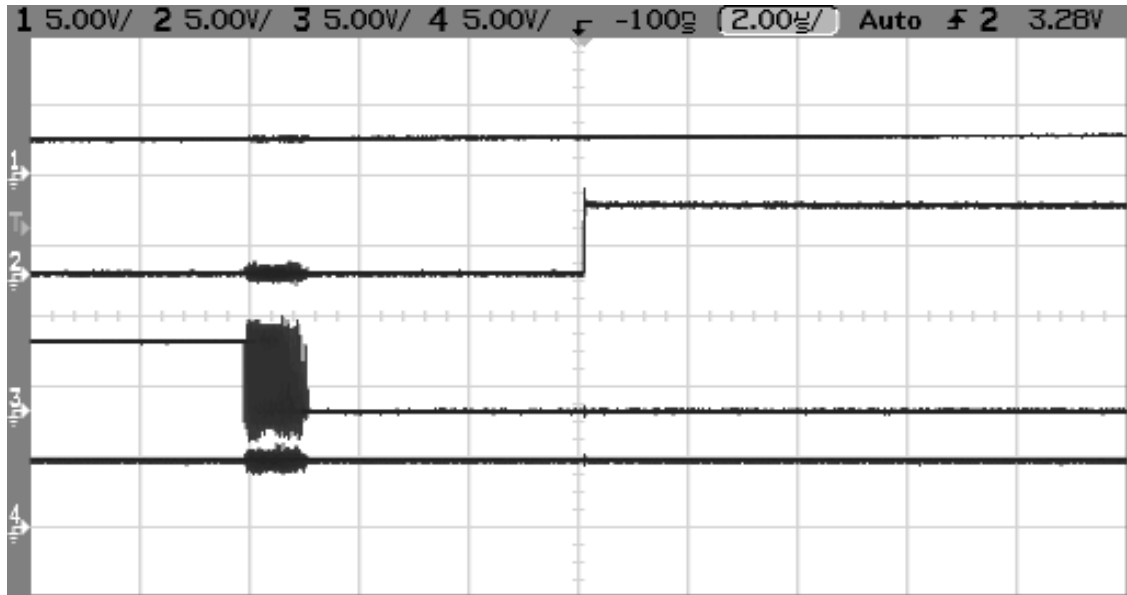
Kuvasta 41 nähdään, että nousevalla reunalla kytkentöjen B ja C viive on 200 ns, eli hieman pidempi kuin laskevalla reunalla. Sen sijaan kytkennän A viive on lyhentynyt ollen 400 ns, kun se laskevalla reunalla oli 3 μ s. Yhdessäkään kytkennässä ei esiinny jitteriä tai värähtelyä, mutta kytkennän nousu- tai laskureuna näkyy viereisessä kanavassa.

Seuraavaksi kytkentöjä testattiin syöttämällä kytkentöjen tuloon siniaaltoa.



Kuva 42. Kytkentöjen A, B ja C toiminta, kun niiden tuloihin syötetään siniaaltoa. Kanavassa 1 on signaaligeneraattorin lähtö, kanavassa 2 on kytkennän C lähtö, kanavassa 3 on kytkennän B lähtö ja kanavassa 4 on kytkennän A lähtö. Signaali on otettu kuitulähettimien lähdöistä.

Kuvasta nähdään, että kytkennän A pulssisuhde on erilainen kuin kytkennöillä B ja C. Tämä johtuu hystereesin vakiorajoista, ja pulssisuhde muuttuu välipiirin jännitteen mukaan. Jos välipiirin jännite alittaa 400 V, kuten esimerkiksi yksivaiheisella syötöllä varustetulla invertterillä käy, ei kytkentä enää pysty indikoimaan lähdön tilaa. Yhdenkään kytkennän lähtö ei näyttäisi värähtelevän ainakaan tällä aikaresoluutiolla. Aikaresoluutiota muuttamalla nähdään tarkemmin kytkentöjen lähtö.



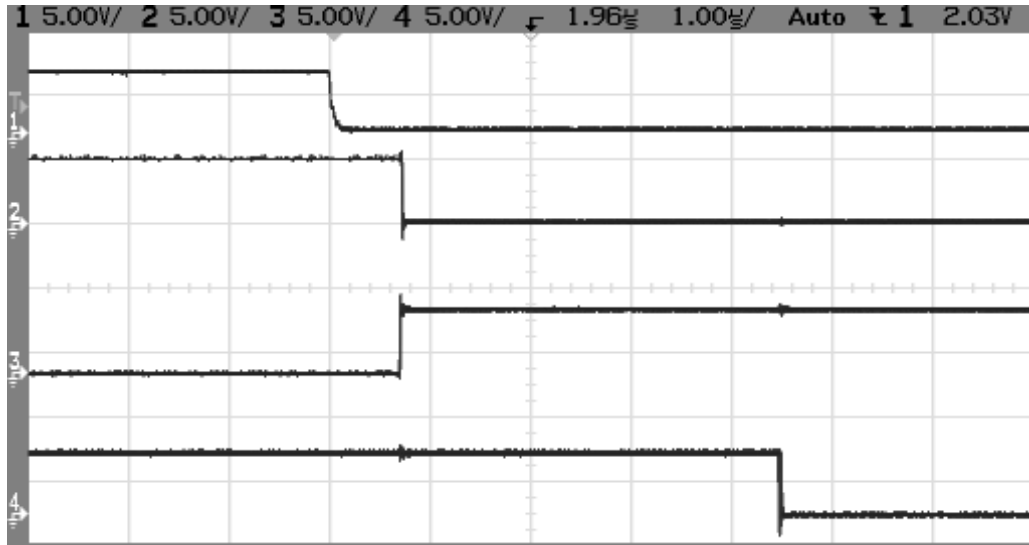
Kuva 43. Kytcentöjen A, B ja C toiminta, kun niiden tuloihin syötetään siniaaltoa. Kanavassa 1 on signaaligeneraattorin lähtö, kanavassa 2 on kytkennän C lähtö, kanavassa 3 on kytkennän B lähtö ja kanavassa 4 on kytkennän A lähtö. Signaali on otettu kuitulähettimien lähdöistä.

Nyt nähdään, että kytkennän B lähtö kanavassa 3 värähtelee muutostilanteessa. Värähtely aiheuttaa häiriöitä myös toisiin kanaviin oskilloskoopin mittapäiden kautta. Kytcentöjen B ja C viiveissä näyttäisi olevan $4 \mu\text{s}$ ero, mutta se johtuu kytkennän C hystereesistä. Kytcentä B havaitsee muutoksen kun lähdön jännite ylittää välipiirin jännitteen puolen välin, kun taas kytkentä C havaitsee muutoksen kun lähdön jännite on mennyt hieman yli välipiirin jännitteen puolen välin. Laskevalla reunalla kuva olisi peilikuva: ensin muuttuisi kytkennän C lähtö kanavassa 2, jonka jälkeen vasta kytkennän B lähtö muuttuisi kanavassa 3.

4.2.2 Suodatin ja komparaattorikytkentä

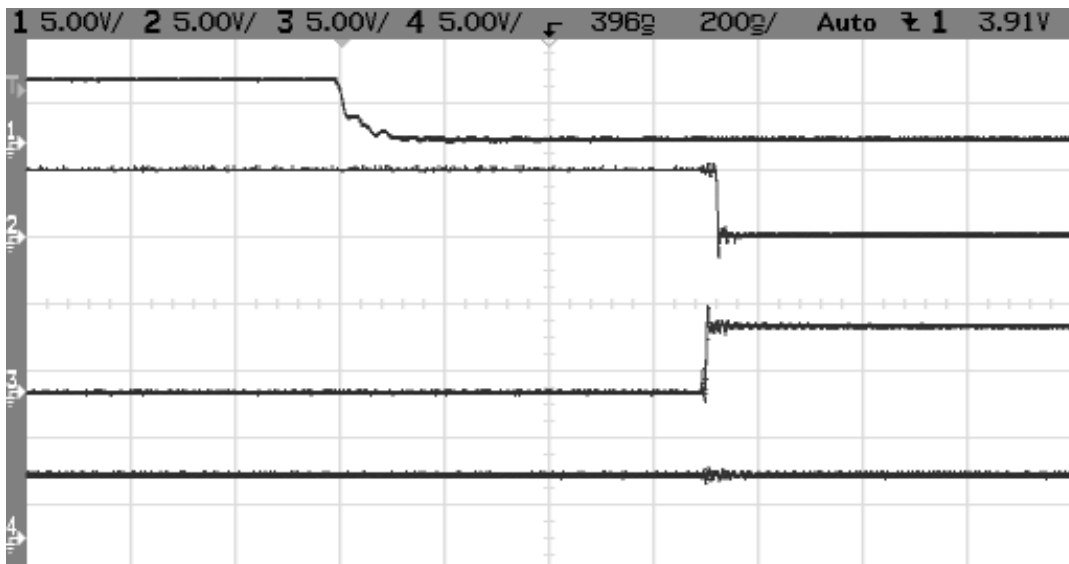
Kytcentän viivettä suodattimen kanssa testattiin samalla järjestelyllä kuin pelkkää komparaattorikytkentää. Edellisessä vaiheessa suodatin oli ohitettu, mutta nyt se otettiin käyttöön juottamalla kiinni vastus, joka toimitti jumpperin virkaa piirilevyllä. Vastaavasti juotettiin irti vastus, jolla suodatin voitiin ohittaa.

Kun syötettiin kantiaaltoa, jonka taajuus oli 1 kHz, saatiin kuvan 44 mukaiset viiveet.



Kuva 44. Kytcentöjen A, B ja C viiveiden ero tulosignaalin laskevalla reunalla, kun kytkennässä on suodatusta. Kanavassa 1 on signaaligeneraattorin lähtö, kanavassa 2 on kytkennän C lähtö, kanavassa 3 on kytkennän B lähtö ja kanavassa 4 on kytkennän A lähtö. Signaalit on otettu kuitulähettimien lähdöistä.

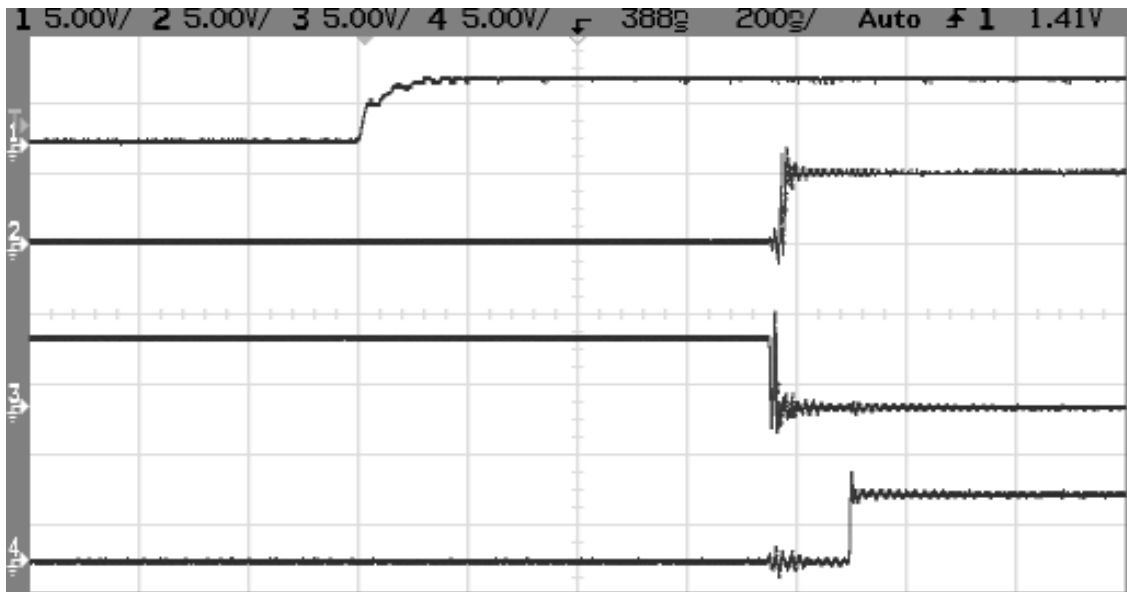
Kuvasta voidaan nähdä, että kytkennän A viive on nyt $4,5 \mu\text{s}$ ja kytkentöjen B ja C viive noin 750 ns . Kytcentöjen B ja C lähdöt eivät värähtele eikä niissä esiinny jitteriä, mutta kytkennän A lähdössä esiintyy jitteriä hieman. Kytcentöjen A viive on kasvanut verrattuna tilanteeseen jossa kytkennässä ei ole suodatusta ($3,2 \mu\text{s}$). Muuttamalla taas aikaresoluutiota voidaan tarkastella kytkentöjä B ja C tarkemmin.



Kuva 45. Kytcentöjen B ja C viiveiden ero laskevalla reunalla, kun kytkennässä on suodatusta. Kanavassa 1 on signaaligeneraattorin lähtö, kanavassa 2 on kytkennän C lähtö, kanavassa 3 on kytkennän B lähtö ja kanavassa 4 on kytkennän A lähtö. Signaalit on otettu kuitulähettimien lähdöistä.

Kuvasta nähdään, että kytkennän B viive on noin 700 ns ja kytkennän C viive noin 720 ns. Edelleenkin kummankaan kytkennän lähdössä ei esiinny värähtelyä tai jitteriä. Näidenkin viive on jonkin verran suurempi kuin ilman suodatinta (130 ns ja 140 ns).

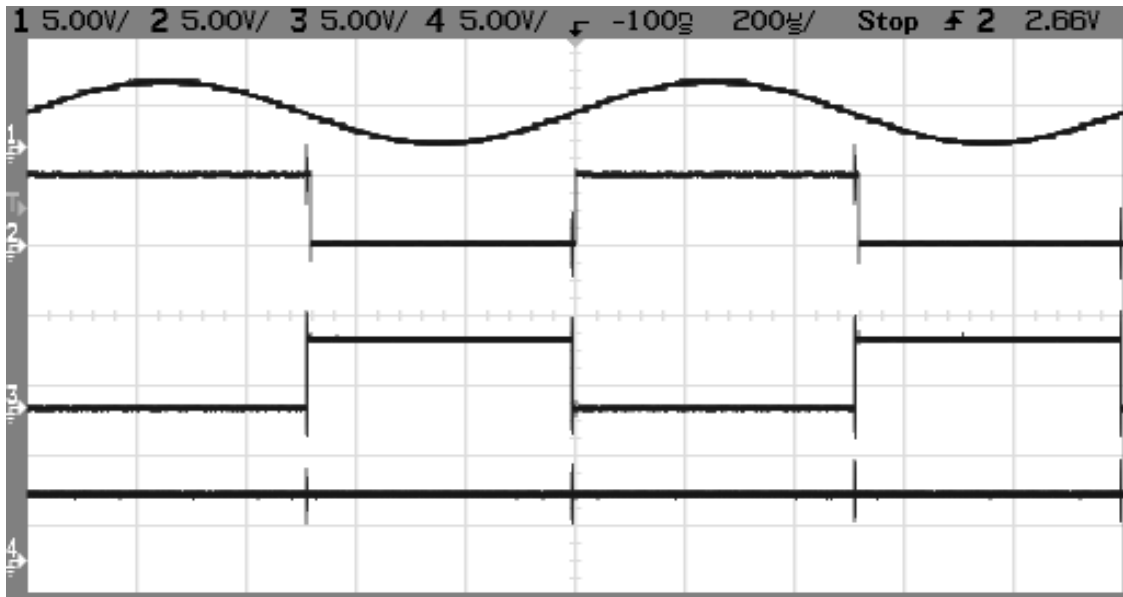
Kytkeäntöjen viivettä testattiin tälläkin kertaa myös tulosignaalin nousevalla reunalla. Kuvassa 46 on esitetty käyrämuodot kun tulosignaali oli kanttiaalto.



Kuva 46. Kytkeäntöjen A, B ja C viiveiden ero tulosignaalin nousevalla reunalla, kun kytkennässä on suodatusta. Kanavassa 1 on signaaligeneraattorin lähtö, kanavassa 2 on kytkennän C lähtö, kanavassa 3 on kytkennän B lähtö ja kanavassa 4 on kytkennän A lähtö. Signaalit on otettu kuitulähettimien lähdöistä.

Kuvasta havaitaan, että kytkennän A viive on noin 900 ns ja kytkentöjen B ja C viive noin 750 ns. Viiveet ovat suurin piirtein saman suuruiset kuin laskevalla reunalla, paitsi kytkennällä A, jonka viive on oleellisesti pienentynyt. Ilman suodatinta viiveet olivat nousevalla reunalla kytkennällä A 400 ns ja kytkennöillä B ja C 200 ns. Yhdenkään kytkennän lähdössä ei esiinny jitteriä, mutta kytkentöjen B ja C lähdöt värähtelevät hieman.

Kytkeäntöjä testattiin taas myös siniaallolla, jonka taajuus oli 1 kHz. Tulos ei muuttunut verrattuna tilanteeseen ilman suodatusta kuin kytkennän A osalta. Kuvassa 47 on esitetty komparaattorien lähdöt.



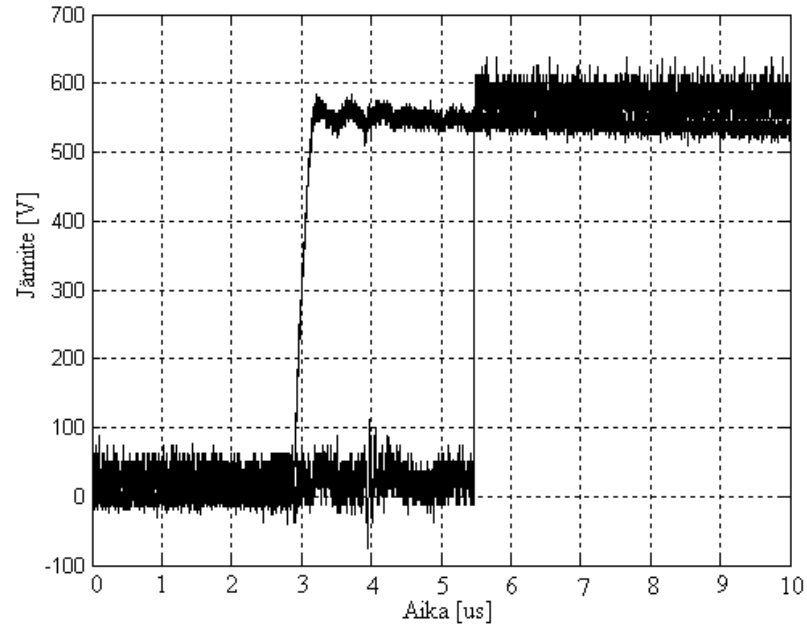
Kuva 47. Kytcentöjen A, B ja C toiminta, kun niiden tuloihin syötetään siniaaltoa ja kytkennässä on suodatusta. Kanavassa 1 on signaaligeneraattorin lähtö, kanavassa 2 on kytkennän C lähtö, kanavassa 3 on kytkennän B lähtö ja kanavassa 4 on kytkennän A lähtö. Signaali on otettu kuitulähettimien lähdöistä.

Kytcentä A ei pysy enää perässä suodattimen aiheuttaman viiveen vuoksi. Tilannetta voi yrittää parantaa muuttamalla hystereesirajoja korkeammiksi.

4.2.3 Kytcentän testaus osana taajuudenmuuttajaa

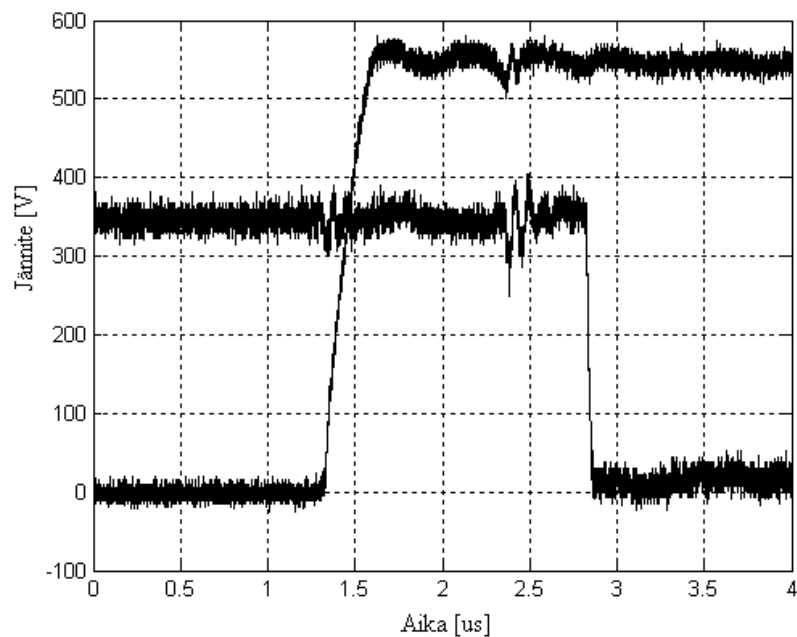
Kytcentän viiveitä testattiin myös kytkentän ollessa kiinni invertterissä. Invertterillä ajettiin 4 kW:n moottoria tyhjäkäynnillä 10 Hz taajuudella. Kytcentän tarvitsema käyttöjännite ± 12 V otettiin invertteriltä, ja kytkentän maa oli kiinni invertterin välipiirin miinusjännitteessä U_{DC} . Oskilloskoopin suurjännitemittapäällä tarkkailtiin invertterin yhden haaran lähtöjännitettä ja normaalilla mittapäällä tarkkailtaan vastaavan haaran komparaattorikytkentän lähtöä kuitulähettimen lähdöstä. Kytcentässä olevat suodattimet olivat käytössä.

Ensin testattiin kytkentän A toimivuus. Kuvassa 48 on esitetty invertterin lähtöjännite ja skaalattu kytkentän lähtöjännite nousevalla reunalla. Kytcentän lähtöä on skaalattu kertoimella 125, jotta sitä voidaan verrata invertterin lähtöjännitteeseen.



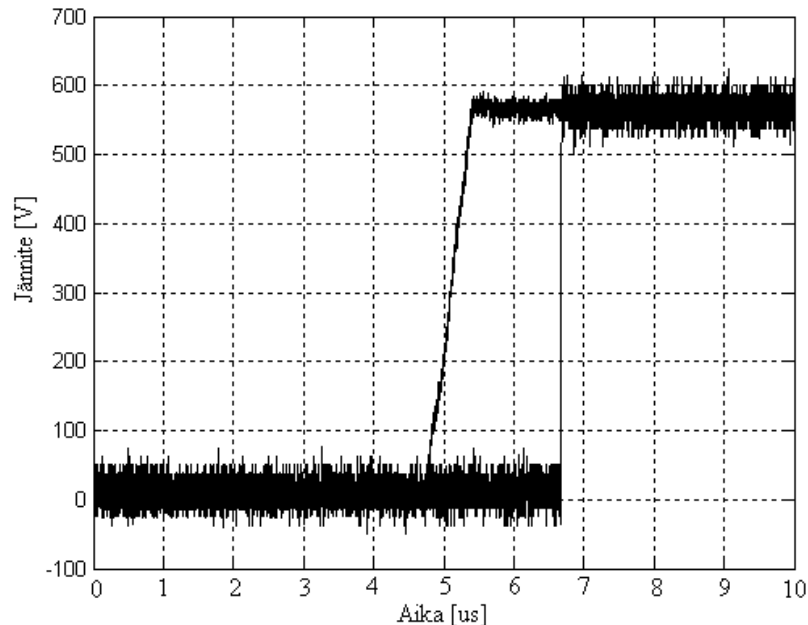
Kuva 48. Invertterin lähtö ja kytkennän A lähtö nousevalla reunalla. Mittauspiirin lähtöä on skaalattu kertoimella 125, jotta signaaleja voi verrata keskenään. Viive on noin 2,5 μs .

Kuvasta havaitaan, että viive on noin 2,5 μs . Lähdössä ei ole värähtelyä tai jitteriä. Seuraavaksi testattiin kytkentää B. Kuvassa 49 on esitetty vastaavat käyrät kuin edellisessä kuvassa, erona vain se että komparaattorikytkennän lähtöä on skaalattu kertoimella 75.



Kuva 49. Invertterin lähtö ja kytkennän B lähtö nousevalla reunalla. Mittauspiirin lähtöä on skaalattu kertoimella 75, jotta signaaleja voi verrata keskenään. Viive on noin 1,5 μs .

Tämänkään kytkennän lähdössä ei esiinny värähtelyä. Kytkennän viive on noin $1,5 \mu\text{s}$. Viimeisenä testattiin vielä kytkentä C, jonka lähtöä skaalattiin taas kertoimella 125. Kytkennän viive on noin $1,6 \mu\text{s}$, eikä lähdössä esiinny värähtelyä tai jitteriä, kuten voidaan havaita kuvasta 50.



Kuva 50. Invertterin lähtö ja kytkennän C lähtö nousevalla reunalla. Kytkennän lähtöä on skaalattu kertoimella 125, jotta signaaleja voi verrata keskenään. Viive on noin $1,6 \mu\text{s}$.

Tämän testauksen perusteella kytkentöjen B ja C viive oli kohtuullinen, mutta kytkennällä A se oli suuri. Mittauskuvista, joita ei tässä yhteydessä ole esitetty, voidaan havaita, että samaisella kytkentä A:lla viiveet ovat eri suuruiset nousevalla ja laskevalla reunalla. Vierekkäisten vaiheiden kytkennät eivät liiemmin häirinneet toisiaan, eivätkä kytkennät häiriytyneet invertterin aiheuttamista sähkömagneettisista häiriöistä. Tämä on osaltaan kytkennässä olevien suodattimien ansiota. Toisaalta taajuudenmuuttajaa ajettiin pienellä kuormalla ja pienillä virroilla; suuremmilla virroilla häiriöt ovat voimakkaammat ja tilanne häiriökestoisuuden osalta saattaa muuttua. Johtuvilta häiriöiltä voidaan edelleen suojautua suodattimilla, mutta ilmaitse kulkevien häiriöiden vaikutuksia voidaan vähentää vain koteloimalla laite.

5 TULOSTEN VERTAILUA

5.1 Vaihtosuuntaajan kommutointi

Kappaleen 4.1 kuvista nähdään, että vaihtosuuntaajan lähtöjännitteen nousu- ja laskunopeus ovat selvästi riippuvaisia moottorivirrasta varsinkin lähellä nollavirtaa. Koska nousunopeus on suuri, myös kaapeliheijastukset näkyvät kaapelin invertterin puoleisessa päässä virtavärähtelynä. Pienemmillä nousunopeuksilla virtavärähtelyn amplitudi on selvästi pienempi. Jännitteen nousu- ja laskuajat ovat $200 \text{ ns} - 2,5 \mu\text{s}$.

5.2 Komparaattorikytkentöjen toimivuus

Komparaattorikytkennöistä selvästi toimivimmaksi osoittautui kytkentä C, eli hystereesikomparaattori, jonka rajat on sidottu välipiirin jännitteeseen. Sen viive on pientä ja jitteri erittäin vähäistä, eikä sillä ole taipumusta värähtelyyn. Kytkennän ainoa huono puoli on viiveiden hienoinen ero lähtöjännitteen nousevalla ja laskevalla reunalla, mutta toisaalta sama ongelma on kaikilla kytkennöillä. Myös kytkentä jossa ei ollut hystereesiä ja jonka vertailujännite oli sidottu välipiirin jännitteeseen (kytkentä B) toimi kohtuullisen hyvin. Tällä kytkennällä oli kuitenkin taipumusta värähtelyyn signaaligeneraattorilla testattaessa, joten se ei kaikissa tapauksissa sovellu viiveen mittaukseen. Tällainen tilanne voisi olla, jos häiriöt pääsevät vaikuttamaan herätteinä komparaattorin tulossa, jolloin kytkentä saattaa ruveta värähtelemään ja viiveen mittaus epäonnistuu. Häiriöt pääsevät komparaattorin tuloon, jollei käytetä suodatinta, tai jos häiriösuojaus on muutoin hoidettu huonosti.

Sen sijaan kytkentä A ei sovellu kytkinviiveiden mittaukseen, sillä se on epäsymmetrinen. Sen viive on kohtuuttoman suuri, ja lisäksi viiveet ovat erisuuret nousevalla ja laskevalla reunalla. Signaaligeneraattorilla testattaessa viive oli nousevalla reunalla 400 ns ja laskevalla reunalla hieman yli $3 \mu\text{s}$. Viiveiden eron voi tosin kompensoida Virtex:llä. Kytkennän pahin ongelma ovat kuitenkin vakiorajat. Jos rajat ovat liian korkeat, ei kytkentä pysty ilmaisemaan lähtöjännitettä lainkaan, kun välipiirin jännite laskee tarpeeksi

alhaiseksi. Jos rajat ovat liian matalat, tulee hitaasti muuttuvilla signaaleilla ongelmaksi edellä mainittu epäsymmetrisyys.

5.3 Kytkennän kokonaisviive

Kytkenän simuloitu viive ilman komparaattorikytkentää oli $1 \mu\text{s}$. Koska komparaattorikytkentä aiheuttaa viivettä $130 \text{ ns} - 3 \mu\text{s}$ kytkennästä riippuen, tulee teoreettiseksi viiveeksi noin $1,1 \mu\text{s} - 4 \mu\text{s}$. Käytännön mittauksilla viiveeksi tuli nousevalla reunalla $1,5 \mu\text{s} - 2,5 \mu\text{s}$. Kytkennällä A viive oli $2,5 \mu\text{s}$, kytkennällä B $1,5 \mu\text{s}$ ja kytkennällä C $1,6 \mu\text{s}$. Tästä voidaan päätellä, ettei viiveen suuruutta pysty simuloimaan tarkasti, koska se riippuu monesta tekijästä. Jo pelkästään komponenttien toleranssivaihtelut aiheuttavat ongelmia, ellei halua käyttää kaikissa osissa tarkkuuskomponentteja.

Mittauspiirin kokonaisviive on vielä mahdollista kompensoida Virtex-testilevyllä ennen varsinaista IGBT:n kytkentäviiveen mittausta, sillä se on moottorivirran vaihteluista ja lähtöjännitteen nousunopeuden vaihteluista huolimatta vakio kytkennöillä B ja C.

5.4 Kytkennän soveltuvuus kytkinviiveiden mittaukseen

Kytkenän viive on joka tapauksessa pienempi kuin kytkentäjakson pituus T , joten kytkentää voidaan käyttää invertterin kytkinviiveiden mittaukseen, kun tehokomponentteina ovat IGBT:t. Niillä suurin käytännön kytkentätaajuus on kymmenien kilohertsien luokkaa, jolloin kytkentäjakson pituus on vähintään kymmeniä mikrosekunteja. Sen sijaan MOSFET:ien kytkentätaajuudet voivat olla oleellisesti suuremmat, jolloin kytkennän käytön järkevyys kytkinviiveiden mittaukseen - ja ylipäätään mittauksen mahdollisuus - on kyseenalaista.

Tässä työssä mittauspiiriä testattiin erillisenä koteloitavana laitteena, jolloin häiriösuojaus on mahdollista tehdä. Kun kytkentä laitetaan osaksi taajuudenmuuttajaa, mahdollisesti jopa samalle teholevylle kytkinten kanssa, on häiriösuojaus vaikeampi toteuttaa. Varsinkin

kytkennän maan sitominen välipiirin miinukseen on mahdollinen ongelmakohta johtuvien häiriöiden vuoksi.

5.5 Mahdollisia virhelähteitä testauksessa

Kytkeä testatessa osana taajuudenmuuttajaa ongelmalliseksi osoittautui oskilloskoopin liipaisupisteen määrittäminen, kun liipaistiin lähtöjännitteen nousu- tai laskureunaan, sillä osalla kytkennöistä vastaava piste muuttui välipiirin jännitteen mukaan. Kuitenkaan oskilloskoopin liipaisujännitettä ei voinut muuttaa vastaavalla tavalla jatkuvasti, joten näytti siltä kuin mittauskytkennän viive olisi vaihdellut pulssista toiseen ja kytkennän lähdössä olisi ollut jitteriä, vaikka todellisuudessa viive pysyi vakiona. Oskilloskoopin näyttämä saatiin järkevämmäksi kun liipaistiin mittauspiirin lähtöön invertterin lähdön sijaan, mutta silti kytkennässä vaikutti olevan jitteriä vaikkei sitä oikeasti ollut kaikissa kytkennöissä.

Toinen mittauksissa esille tullut ongelma oli oskilloskoopin mittapään maadoitusjohtimen aiheuttama lenkki, johon häiriöt pääsivät kytkeytymään induktiivisesti. Lenkin asentoa muuttamalla oli mahdollista saada mittauspiirin lähdössä näkymään myös viereisten vaiheiden signaalit. Mittauspähän on mahdollista saada lyhyempikin maadoitusjohdin, mutta silloin mittauspää ei voi lukita testipisteeseen, vaan siitä täytyy pitää käsin kiinni.

6 YHTEENVETO

Työn tavoitteena oli suunnitella mittalaite kytkinviiveiden mittaukseen. Tavoitteeseen päästiin suunnittelemalla mittausjärjestelmä, jonka aiheuttama viive on kohtuullinen verrattuna kytkentäviiveisiin. Mittalaitetta voidaan käyttää suoja-ajan ja kytkinviiveiden haittavaikutusten kompensointiin taajuudenmuuttajassa, sillä itse mittalaitteen viiveet pysyvät vakiona välipiirin jännitteestä ja lähtöjännitteen nousunopeudesta huolimatta. Koska viiveet ovat vakiot, voidaan ne kompensoida ennen varsinaisen kytkentäviiveen määrittämistä.

Kytkeväviiveiden, jotka ovat alle mikrosekunnin luokkaa, mittaus suurilla jännitteillä häiriöisessä ympäristössä osoittautui kuitenkin erittäin haasteelliseksi. Mittaussignaalin polulla on monta kytkentää, joista jokainen osaltaan viivästä signaalia. Komparaattorikytkennän viiveeseen vaikuttaa moni asia, kuten referenssijännite, tulosignaalin nousunopeus ja itse kytkentä. Voi olettaa, että myös komponenttien, esimerkiksi operaatiovahvistimen, lämpötila vaikuttaa asiaan. Lämpötilan vaikutusta mittauspiirin kokonaisviiveeseen ei kuitenkaan tämän työn yhteydessä päästy toteamaan käytännössä, sillä mittauspiiri oli testauksen ajan vakiolämpötilassa.

Eräs huomionarvoinen asia on jännitteen, jolla komparaattorin lähtö muuttuu eli referenssijännitteen, määrittäminen. Tämän pisteen mitoittamisella saadaan mittauskytkennän viivettä ja käyttäytymistä muokattua melkein miten tahansa ja mittaustulos saadaan järjettömäksi hyvin helposti.

Työssä suunniteltu mittalaite mahdollistaa suoja-ajan vaikutusten kompensoinnin PWM-taajuudenmuuttajassa edellisen pulssin perusteella. Varsinainen kompensoinnin suunnittelu on vähintään yhtä haasteellinen tehtävä kuin viiveiden mittaus. Tässä työssä esiteltiin muutama mahdollinen kompensointitapa, mutta niistä ei toteutettu yhtäkään aiheen laajuuden vuoksi. Työ kuitenkin tarjoaa pohjatiedot ja perusteet toimivan kompensoinnin toteutukseen.

LÄHDELUETTELO

- /1/ Juha Jokelainen. Tero Kamppari. Erkka Keinänen. Tommi Mikkola. Juha Mäkinen. Pasi Valjakka. Jarkko Viljamäki. Tampereen ammattikorkeakoulun opintomateriaali kurssiin Sähkömoottorikäytöt. [www-dokumentti] [viitattu 1.9.2003] saatavissa: <http://www.tpu.fi/~kopponen/page045sahkomoottorikaytot.htm>.
- /2/ Juha Pyrhönen. LTY. Sähkötekniikan osasto. Opetusmoniste kurssiin Sähkökäytöt. Digipaino. 2003. Lappeenranta.
- /3/ Ned Mohan. Tore M. Undeland. William P. Robbins. Power Electronics: Converters, Applications and Design. John Wiley & Sons, Inc. 1989. USA. ISBN: 0-471-61342-8.
- /4/ Seung-Gi Jeong. Min-Ho Park. The Analysis and Compensation of Dead-Time Effects in PWM Inverters. [PDF-tallenne] IEEE transactions on industrial electronics. Vol. 38. No. 2. s. 108-114. 1991. [viitattu 15.9.2003] saatavissa: <http://ieeexplore.org/>
- /5/ Jouko Niiranen. Sähkömoottorikäytön digitaalinen ohjaus. Tekijät ja Otatieto Oy Yliopistokustannus/Otatieto. 1999. Hakapaino Oy. Helsinki. ISBN: 951-672-270-9
- /6/ Jouko Niiranen. Tehoelektroniikan komponentit. Tekijät ja Otatieto OY. 1997. Helsinki. ISBN: 951-672241-5
- /7/ Juha Pyrhönen. Jussi Huppunen. Mikko Kuisma. Lasse Laurila. Tehoelektroniikan komponentit opetusmoniste. LTKK. Sähkötekniikan osasto. Digipaino. 2000. Lappeenranta. ISBN: 951-764-373-X.
- /8/ Jayant Baliga. Mike Chang. Peter Shafer. Marwin W. Smith. The Insulated Gate Transistor (IGT) – a New Power Switching Device. [PDF-tallenne] IEEE/IAS Annual Meeting Conference. s. 794-803. 1983. [viitattu 15.9.2003] saatavissa: <http://ieeexplore.org/>

/9/ G. Ledwich. IGBT:s Basics. [www-dokumentti] [Viitattu 15.9.2003] saatavissa: http://www.powerdesigners.com/InfoWeb/design_center/articles/IGBTs/igbts.shtm.

/10/ H. Iwamoto. Kouichi Mochizuki. 1700V IGBT Module Employs Non-Epitaxial PT Chips, Low Inductance Package. Power electronics technology [verkkolehti] Maaliskuu 2001. Saatavissa: http://powerelectronics.com/ar/power_igbt_module_employs/ [Viitattu 1.9.2003]

/11/ M. Oljaca. Reduction of IGBT Switching Losses Through Innovative Gate Control. Power Conversion Proceedings. June1990. s. 83-93.

/12/ Lazhar Ben-Brahim. The Analysis and Compensation of Dead-Time Effects in Three Phase PWM Inverters. [PDF-tallenne] Industrial Electronics Society. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE. Vol. 2. s. 792-797. 1998. [viitattu 15.9.2003] saatavissa: <http://ieeexplore.org/>

/13/ David Leggate. Russel J. Kerkman. Pulse-Based Dead-Time Compensator for PWM Voltage Inverters. [PDF-tallenne] IEEE Transactions on industrial electronics. Vol. 44. No. 2. s. 191-197. 1997 [viitattu 15.9.2003] saatavissa: <http://ieeexplore.org/>

/14/ Y. Murai. A. Riyanto. H. Nakamura. K. Matsui. PWM Strategy for High Frequency Carrier Inverters Eliminating Current Clamps During Switching Dead-Time. [PDF-tallenne] Industry Applications Society Annual Meeting. Conference Record of the IEEE. 1992. Vol. 1. s. 317-322. [viitattu 15.9.2003] saatavissa: <http://ieeexplore.org/>

/15/ R. P. Joshi. B. K. Bose. Base/Gate Drive Suppression of Inactive Power Devices of a Voltage-Fed Inverter and Precision Synthesis of AC Voltage and DC Link Current Waves. [PDF-tallenne] Industrial Electronics Society. IECON '90. 16th Annual Conference of IEEE. November 1990. Vol. 2. s. 1034-1040. [viitattu 15.9.2003] saatavissa: <http://ieeexplore.org/>

/16/ Elfa-luettelo 51:n tietosivut vastuksista. Elfa Ab. 2003. ISBN: 91-88032-42-6

/17/ Jacob Millman. Arvin Grabel. Microelectronics 2nd Edition. McGraw-Hill Book Company. 1987. Singapore. ISBN: 0-07-100596-X.

/18/ Erkki Voipio. Virtapiirit ja verkot. Tekijät ja Otatieto Oy. 1976. Helsinki. ISBN: 951-672-082-X.

/19/ John G. Proakis. Dimitris G. Manolakis. Digital Signal Processing 3rd edition. Principles, Algorithms, and Applications. Prentice-Hall International. 1996. USA. ISBN: 0-13-394289-9.

/20/ Pekka Eskelinen. Radiotekniikka. Opetusmoniste. Kymdata. 1996.