



TAMPEREEN TEKNILLINEN YLIOPISTO  
TAMPERE UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

PANU KURONEN  
VIRTASÄÄDÖN TOTEUTUSTAVAT VERKKOONKYTKETYISSÄ  
TASA- JA VAIHTOSUUNTAAJISSA

Kandidaatintyö

Tarkastaja: TkT Tuomas Messo  
Jätetty tarkastettavaksi 30.4.2018

## TIIVISTELMÄ

**PANU KURONEN:** Virtasäädön toteutustavat verkkoonkytketyissä tasa- ja vaihtosuuntaajissa.

Tampereen teknillinen yliopisto

Kandidaatintyö, 27 sivua

Huhtikuu 2018

Tekniikan kandidaatin tutkinto-ohjelma

Pääaine: Tehoelektroniikka

Tarkastaja: TkT Tuomas Messo

**Avainsanat:** virtasäätö, tasasuuntaaja, vaihtosuuntaaja, verkkoonkytkentä, hystereesissäätö

Energialähteiden, sähköverkon ja verkon kuormien yhdistämiseen tarvitaan tasa- ja vaihtosuuntaajia. Näillä muutetaan sähköinen jännite joko muuttuvasta vaihtojännitteestä vakaaseen tasajännitteeseen tai toisinpäin. Perinteisten vaihtovirtageneraattoreiden rinnalle ovat nousseet uusiutuvat energiamuodot, kuten aurinkosähkö ja polttokennot, joiden tuottamaa tasajännitettä ei voi kytkeä sähköverkkoon sellaisenaan. Tälle rajapinnalle soveltuvat vaihtosuuntaajat, joilla sähköenergia muutetaan vaihtojännitteeksi, joka vastaa perinteisten generaattorien tuottamaa sähköä. Sähköverkosta saatava sähköenergia tulee muuttaa tasajännitteeksi, kun kuormaksi kytketään esimerkiksi elektronisia laitteita.

Nämä jännitteen muutokset tulee tehdä huolellisesti, jotta verkon jännite pysyy standardien määräämällä alueella. Virtasäädöllä muokataan virran käyrämuoto vastaamaan mahdollisimman hyvin sinifunktiota, jotta sähkönsiirto tapahtuu mahdollisimman tehokkaasti.

Kandidaatintyössä tutkitaan tasa- ja vaihtosuuntaajien topologioita ja toimintaperiaatteita, sekä esitetään virtasäädön toteutustapoja ja näiden etuja ja haittoja. Erilaisia topologioita ja virtasäädön menetelmiä on olemassa useita, minkä takia työhön on valittu näistä vain yksinkertaisimmat, jotta työstä ei tule liian laaja. Työn lopuksi havainnollistetaan simulaation avulla vaihtosuuntaajan virran käyttäytymistä, kun virtasäätö on toteutettu hystereesissäädöllä ja hybridiohjauksella.

Työssä tehdyn tutkimisen perusteella huomataan virtasäädön toteutustapoja olevan useita. Osa näistä monimutkaisista menetelmistä vaatii paljon ymmärrystä vaihtosähkösuureiden käyttäytymisestä sekä paljon matemaattisia operaatioita, jotta virtasäätö voidaan toteuttaa. Tutkituista materiaaleista löytyi kuitenkin monia yksinkertaisempia aikataason virtasäätötapoja, joiden toiminta on helppo ymmärtää ilman syvällistä perehtymistä.

## ALKUSANAT

Kandidaatintyö on tehty osana kandidaatin tutkinnon suorittamista Tampereen teknillisellä yliopistolla. Aihe valikoitui yliopiston tarjoaman valikoiman, pääaineen ja oman mielenkiinnon mukaan. Aiheesta ei ollut juurikaan omaa tietämystä ennen työn tekemistä, mutta työn edetessä tietämys ja mielenkiinto aiheeseen kasvoi paljon. Myös monet työn ulkopuolelle rajatuista asioista jäivät kiinnostamaan, ja toivottavasti näihin asioihin perehtyy vielä tarkemmin opintojen edetessä.

Aiheen rajaamisessa ja lähteiden etsinnässä sain apua ohjaajaltani Tuomas Messolta. Lisäksi hän antoi hyviä tarkennuksia työhöni liittyen välipalautusten muodossa.

Tampereella, 30.4.2018

Panu Kuronen

## SISÄLLYSLUETTELO

1.	JOHDANTO .....	1
2.	SUUNTAAJAT JA VIRTASÄÄTÖ.....	2
	2.1 Sähköverkko ja sähkön laatu.....	2
	2.2 Virtasäädön tarve.....	3
3.	TASASUUNTAAJAT .....	4
	3.1 Dioditasasuuntaaja .....	5
	3.2 Tyristoritasasuuntaaja.....	6
	3.3 Aktiiviset tasasuuntaajat.....	7
4.	VAIHTOSUUNTAAJAT .....	8
	4.1 Kokosiltavaihtosuuntaaja .....	9
	4.1.1 Unipolaarinen ohjaus .....	9
	4.1.2 Bipolaarinen ohjaus.....	10
	4.1.3 Hybridiohjaus.....	10
	4.2 Puolisiltavaihtosuuntaaja.....	11
5.	VERKON RAJAPINTA .....	13
	5.1 Synkronointi .....	13
	5.2 Suodatus .....	14
6.	VIRTASÄÄDÖN TOTEUTUSTAVAT.....	15
	6.1 Virran keskiarvon säätö.....	15
	6.2 Virran huipun säätö muuttuvalla kytkentätaajuudella.....	16
	6.3 Virran huipun säätö vakiokytkentätaajuudella .....	17
	6.4 Hystereesisäätö.....	17
	6.5 PI-säätö.....	18
	6.6 PR-säätö .....	19
	6.7 Ennustava virtasäätö.....	20
7.	SIMULAATIO .....	21
8.	YHTEENVETO .....	25
	LÄHTEET.....	26

## LYHENTEET JA MERKINNÄT

$a\beta$	matemaattinen menetelmä kolmivaihejärjestelmien laskentaan
AC	engl. alternating current, vaihtovirta
CCM	engl. continuous conduction mode, kokoaikainen johtavuus
DC	engl. direct current, tasavirta
DCM	engl. discontinuous conduction mode, osa-aikainen johtavuus
DSP	engl. digital signal processor, digitaalinen signaaliprosessori
$dq$	matemaattinen menetelmä kolmivaihejärjestelmien laskentaan
LC	kondensaattorin ja käämin sarjakytkentä
LCL	yhden kondensaattorin ja kahden käämin muodostama suodatin
PFC	engl. power factor correction, tehokertoimen korjaus
PI	säädintyyppi
PLL	engl. phase locked loop, vaihelukittu silmukka
PR	säädintyyppi
SPWM	engl. sinusoidal pulse width modulation, sinimuotoinen pulssinleveysmodulaatio
UPS	engl. uninterruptible power supply, laite, joka syöttää kuormaa sähköverkon vian aikana
$\alpha$	tyristorin ohjaussignaalin viive
$C$	kapasitanssi
$D$	säröteho
$\varphi$	virran ja jännitteen välinen vaihe-ero
$f$	taajuus
$f_s$	kytkentätaajuus
$K_i$	säätimissä käytettävä vahvistus
$K_p$	säätimissä käytettävä vahvistus
$L$	induktanssi
$m_a$	modulaatiosuhde
$\omega$	kulmanopeus
$P$	pätöteho
PF	tehokerroin
$Q$	loisteho
$S$	näennäisteho
$R_e$	efektiivinen resistanssi
THD	kokonaissärökerroin
$V_{ac}$	vaihtojännite
$V_{dc}$	tasajännite

# 1. JOHDANTO

Sähköenergiajärjestelmillä tarkoitetaan kaikkia niitä komponentteja, jotka sijaitsevat energialähteen ja kuorman välillä. Tälle välille mahtuu laaja valikoima komponentteja, jotka jaotellaan käytettävän jännitteen, tehonkeston ja vaiheiden mukaan. [1] Useat perinteiset generaattorit tuottavat sähköenergiaa kolmivaiheisen vaihtojännitteen (engl. alternating current, AC) muodossa, kun useat kuormatyypit puolestaan kuluttavat sähköä tasajännitteenä (engl. direct current, DC). Sähköenergiaa tulee siis muuttaa muodosta toiseen, jotta erilaiset energialähteet ja kuormat saadaan yhdistettyä. Tällä rajapinnalla toimivat tasa- ja vaihtosuuntaajat, jotka mahdollistavat tasa- ja vaihtojännitekomponenttien kytkemisen verkkoon joustavasti.

Vaihtosuuntaajilla muodostetaan tasajännitteestä yleensä sinimuotoinen vaihtojännite, jolla on tietty amplitudi ja taajuus. Vaihtosuuntaajia käytetään muun muassa aurinkosähköjärjestelmien verkkoonkytkennässä, säädettävissä vaihtovirtamoottoreissa ja UPS-järjestelmissä (uninterruptible power supply) [2]. Tulevaisuudessa energiavarastojen ja uusiutuvien energiamuotojen yleistyessä kasvaa myös vaihtosuuntaajien kysyntä, kun uusiutuvaa energiaa halutaan käyttää sähköverkon rinnalla. Tasasuuntaajilla mahdollistetaan energian siirto toiseen suuntaan. Tällöin vaihtojännite muutetaan tasajännitteeksi, jota käytetään muun muassa elektroniikassa, akkujen lataamisessa, ledivalaisimissa sekä tasavirtamoottoreissa.

Kun sähköenergian muuntaminen jännitetyypistä toiseen halutaan tehdä mahdollisimman tehokkaasti, tarvitsevat suuntaajat aktiivisen virtasäädön, jolla pyritään minimoimaan sähköverkon häviöt ja häiriöt tuottamalla sinifunktion mukainen virta. Verkkoonkytketyissä järjestelmissä yksi yleisimmistä standardeista koskee vaihtosähkön laatua, jota pyritään parantamaan virtasäädöllä [3]. Virtasäädön avulla pystytään myös rajoittamaan sähköverkon häiriöiden aikana ilmeneviä vikavirtoja, sekä tarvittaessa tukemaan verkon toimintaa vian aikana. Aktiivisen ja tarkan virtasäädön toteutuksella on kuitenkin kustannuksia, mutta nämä pyritään pitämään pienempinä kuin virtasäädön tarjoamat hyödyt.

Tässä kandidaatintyössä kerrotaan lyhyesti sähkön laadusta ja virtasäädön motiivista, sekä esitellään yksinkertaisimpien tasa- ja vaihtosuuntaajien toimintaperiaatteet ja näiden hyötyjä ja haittoja. Esittelyn jälkeen kerrotaan menetelmistä, joilla suuntaajien virtaa pyritään muokkaamaan käyttämällä kytkentäkomponentteja suurella taajuudella. Tasa- ja vaihtosuuntaajille on olemassa useita erilaisia topologioita ja virtasäädön toteutustapoja, minkä takia tässä työssä esitellään näistä vain yksinkertaisimmat. Työn lopussa tutkittua aihetta havainnollistetaan vaihtosuuntaajan simulaatiolla, jossa käytetään työssä esiteltyjä periaatteita.

## 2. SUUNTAAJAT JA VIRTASÄÄTÖ

Tasa- ja vaihtosuuntaajat ovat sähkölaitteita, joilla saadaan muutettua vaihtojännite tasajännitteeksi ja päinvastoin. Tasasuuntaaja ottaa energiaa vaihtojännitelähteestä ja syöttää sen tasajännitekuormalle. Tällaisia vaihtojännitelähteitä ovat esimerkiksi generaattorit ja sähköverkko. Tasasuuntaajalla syötetään kuormia, jotka vaativat toimiakseen jännitteen, jonka napaisuus pysyy vakiona. Vaihtosuuntaaja puolestaan ottaa energiaa tasajännitelähteestä ja syöttää sen vaihtojännitekuormalle. Vaihtosuuntaajan energialähteenä voidaan käyttää esimerkiksi akkua, aurinkopaneelia tai polttokennoa. Energiaa voidaan tässä tapauksessa syöttää esimerkiksi oikosulkumoottorille tai sähköverkkoon.

Erilaiset tehomuuttajat mahdollistavat laitteiden verkkoonkytkennän tehokkaasti ja joustavasti. Tehomuuttajia tarvitaan myös tulevaisuudessa esimerkiksi uusiutuvien energialähteiden, energiavarojen ja kuormien liitännässä. [3]

### 2.1 Sähköverkko ja sähkön laatu

Usein suuntaajien energialähteenä tai sen kuormana on valtakunnallinen sähköverkko, jossa jännite vaihtelee sinimuotoisesti nollan molemmiin puolin yleensä joko 50 tai 60 Hz:n taajuudella. Ideaalisessa tilanteessa verkon jännite ja verkon ja laitteen välillä kulkeva virta ovat molemmat sinimuotoisia ja samassa vaiheessa keskenään. Tällaisessa tilanteessa kuorma on puhtaasti resistiivinen.

Kytettäessä tasa- ja vaihtosuuntaajia sähköverkkoon tulee huomioida laitteen ja verkon välillä kulkevan virran aaltomuoto. Mikäli suuntaaja on heikosti suunniteltu, voi se aiheuttaa harmonisia yliaaltoja sähköverkkoon ja sen yli muille laitteille. Harmonisia yliaaltoja voidaan kuitenkin sallia tietyissä määrin riippuen verkosta ja siihen kytketyistä muista laitteista. Resisttiiviset kuormat, kuten monet lämmityslaitteet, kestävät usein paremmin harmonisia yliaaltoja kuin esimerkiksi herkätkä elektronikkakomponentit, joissa yliaallot voivat aiheuttaa häiriöitä tai rikkoontumisia. [4]

Sinimuotoisesti vaihtelevan suureen laatua voidaan mitata kokonaissärökertoimella (engl. total harmonic distortion, THD), joka ilmaisee yliaaltojen tehollisarvojen osuutta suhteessa suureen perustaajuuden tehollisarvoon. Kokonaissärökerroin virralle saadaan laskettua kaavalla

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1}, \quad (1)$$

jossa  $I_n$  on virran  $n$ :nnen yliaallon tehollisarvo ja  $I_1$  virran perustaajuuden tehollisarvo. Mitä pienempi on suurelle laskettava THD, sitä enemmän signaali muistuttaa sinifunktiota. Verkon kuormalle voidaan laskea tehokerroin PF (engl. power factor) kaavalla

$$PF = \frac{P}{S}, \quad (2)$$

jossa  $P$  on laitteen kuluttama pätöteho ja  $S$  näennäisteho. Tehokerroin voidaan laskea myös laitteen ottaman virran ja jännitteen vaihe-erosta  $\varphi$  kaavalla

$$PF = \cos \varphi. \quad (3)$$

Kuorman resistiiviset komponentit eivät aiheuta jännitteelle ja virralle vaihe-eroa, jolloin nämä komponentit kuluttavat vain pätötehoa. Kuorman induktanssi ja kapasitanssi aiheuttavat virran ja jännitteen välisen vaihe-eron, jolloin kuorma joko kuluttaa tai tuottaa loistehoa  $Q$ . Loistehon aiheuttavan reaktanssin suuruus riippuu jännitteen ja virran taajuudesta. Kuorma voi lisäksi kuluttaa särötehoa  $D$ , jolloin virran ja jännitteen taajuudet ovat keskenään erisuuret, eivätkä ne ole toistensa monikertoja. Kun kuorman loisteho  $Q$  ja säröteho  $D$  ovat nolla, kuorma on puhtaasti resistiivinen ja sen tehokerroin on yksi. Tällöin kuorman virta ja jännite ovat samassa vaiheessa.

## 2.2 Virtasäädön tarve

Tasa- ja vaihtosuuntaajat ovat epälineaarisia laitteita, jotka aiheuttavat virralle helposti harmonisia yliaaltoja. Suuntaajaa suunniteltaessa virran käyrämuodot on otettava huomioon, jotta virran THD ei kasva liian suureksi. Monissa käytössä olevissa suuntaajissa virran käyrämuotoa ei ole huomioitu mitenkään, jolloin laitteen käyttämä virta ei ole sinimäistä. [5] Tästä ei ole juurikaan haittaa, jos laite on pienitehoinen ja verkko on riittävän vahva, jolloin laitteen aiheuttamat pienet yliaallot eivät häiritse verkon toimintaa.

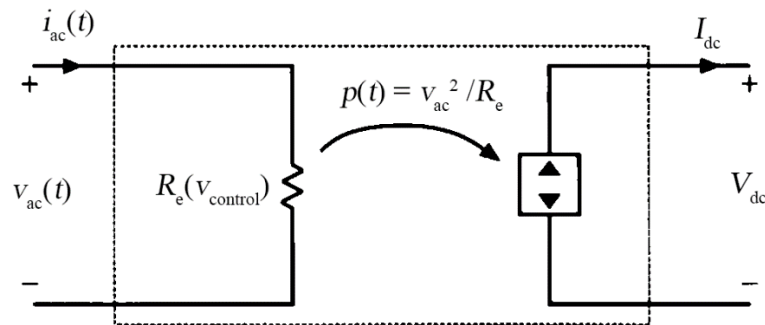
Tehokertoimen korjaus (engl. power factor correction, PFC) tarkoittaa toimenpidettä, jolla laitteen tehokerroin pyritään saamaan mahdollisimman suureksi, eli lähelle arvoa yksi. Suunnitteleamalla suuntaaja ja sen virtasäätö hyvin saadaan tehokerroin suureksi ja THD matalaksi. Tällöin verkon jännite on lähellä sinifunktiota, eikä muille laitteille aiheudu ongelmia. Nykyään on olemassa useita tapoja, joilla suuntaajan kokonaissärökerroin saadaan muutaman prosentin suuruiseksi, jolloin virta on käytännössä sinimäistä [5].



### 3. TASASUUNTAAJAT

Tasasuuntaajan toiminta perustuu puolijohdekomponentteihin, jotka muuttavat sisääntulojännitteen napaisuutta siten, että suuntaajan ulostulojännitteen napaisuus pysyy vakiona. Tämän lisäksi suuntaajan ulostulojännitteen vaihtelut pyritään usein minimoimaan esimerkiksi kytkemällä kuorman kanssa rinnakkain kondensaattori. Tasasuuntaajat voidaan jakaa ohjaamattomiin ja ohjattuihin tasasuuntaajiin. Ohjaamattomissa tasasuuntaajissa vaihtojännite tasasuunnataan diodeilla, joiden johtavuutta ei voida ohjata. Ohjatuissa tasasuuntaajissa vaihtojännite tasasuunnataan aktiivikomponenteilla kuten tyristoreilla tai transistoreilla. Tällöin suuntaajan sisääntulovirtaa ja siirrettävää tehoa saadaan säädettyä kytkimiä ohjaamalla. Tasasuuntaajat voidaan jakaa lisäksi yksi- ja kolmivaiheisiin tasasuuntaajiin sisääntulojännitteestä riippuen. [6]

Edellisten vuosikymmenten aikana kiinnostus verkon harmonisiin yliaaltoihin ja tehokerrotoimien arvoihin on kasvanut induktiivisten ja ei-lineaaristen kuormien vuoksi [7]. Tällaisia kuormia ovat esimerkiksi yksinkertaiset tasasuuntaajat ilman virtasäätöä. Tehokerrointa ja harmonisia yliaaltoja voidaan kuitenkin parantaa käyttäen ohjattavaa tasasuuntaajaa, jolloin kytkentäkomponentteja ohjataan suurella taajuudella. Ohjaamisesta aiheutuu kuitenkin suuritaajuisia kohinaa, jota voidaan pienentää suodattamalla. Ideaalisessa tapauksessa tasasuuntaaja näkyisi verkkoon resistiivisenä kuormana kuvan 1 mukaisesti tuottaen ulostuloonsa vakiojännitteen [6, 8].



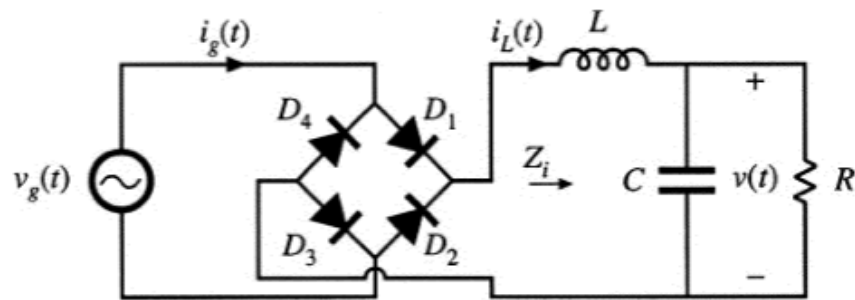
**Kuva 1.** Ideaalinen yksivaiheinen tasasuuntaaja, muokattu lähteestä [8].

Kuvassa esitetyn suuntaajan efektiivisen sisääntuloresistanssin  $R_e$  kuluttama teho ei vastaa lämpöhäviöitä vaan suuntaajan ulostuloon siirrettyä tehoa. Efektiivinen resistanssi riippuu suuntaajan ohjauksesta, jolla voidaan säätää suuntaajan siirtämää tehoa. Efektiivisen resistanssin vaihtelut aiheuttavat kuitenkin virran yliaaltoja ja huonontavat tehokerrointa, minkä takia resistanssin muutokset on tehtävä hitaasti suhteessa vaihtojännitteen taajuuteen. [8]

Yksinkertaiselle tasasuuntaajalle riittävät edulliset passiivikomponentit, mutta tällöin sisääntulovirran THD voi jäädä suureksi. Toisaalta hyvät THD:n ja tehokertoimen arvot vaativat suuntaajalta virtasäädön ja monimutkaisemman rakenteen, mikä lisää laitteen kustannuksia. Suuntaajatopologiaa valittaessa tehdään kompromissi kustannusten ja laatuvaatimusten väliltä, jotta suuntaajasta saadaan tarkoitukseen sopiva [5].

### 3.1 Dioditasasuuntaaja

Yksinkertainen dioditasasuuntaaja saadaan muodostettua pelkillä passiivikomponenteilla, jotka eivät vaadi erillistä ohjausta. Yksivaiheinen kokoaaltoasuuntaaja voidaan muodostaa kytkemällä neljä diodia kuvan 2 mukaisesti. Kyseinen diodisilta ilman kondensaattoria ja käämiä pitää ulostulon napaisuuden vakiona, mutta tällöin ulostulojännitteen suuruus vaihtelee sisääntulon mukaisesti. Jos ulostulossa on resistiivinen kuorma ja diodit ovat ideaalisia, suuntaajan tehokerroin on yksi eikä virrassa ole yliaaltoja. Etuna on yksinkertainen rakenne ilman yliaaltoja, mutta haittapuolena ulostulojännite vaihtelee nollassa ja huippuarvon välillä taajuudella, joka on kaksinkertainen verrattuna vaihtojännitteen taajuuteen. Lisäämällä ulostuloon LC-suodatin saadaan ulostulojännitteen vaihtelut pienemmiksi, mutta samalla virta muuttuu pulssimaiseksi aiheuttaen yliaaltoja. Suodattimessa kondensaattori pyrkii tasoittamaan jännitteen vaihteluja, ja käämi pyrkii pitämään virran vakiona. Yleisesti käytetty suodatin, jossa on pieni induktanssi ja suuri kapasitanssi, aiheuttaa pulssimaisen virran verkon puolelle [8]. Tällaisessa suuntaajassa diodit ovat suurimman osan jaksonajasta johtamattomassa tilassa, minkä vuoksi virta johtaa vain lyhyinä pulsseina ladaten kondensaattoria.

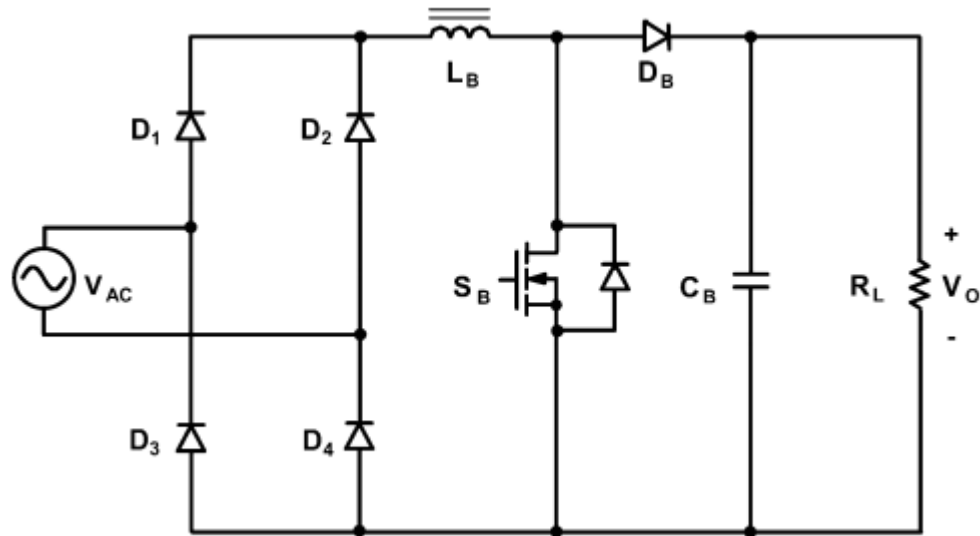


**Kuva 2.** Yksivaiheinen dioditasasuuntaaja, jossa LC-suodatin ulostulossa [8].

Kolmivaiheinen dioditasasuuntaaja vaatii diodisillaksi kuusi diodia, kaksi jokaiselle vaiheelle. Ilman suodatusta ulostulojännite pysyy tässä tapauksessa koko ajan positiivisena, mutta suuntaajan virrat sisältävät harmonisia yliaaltoja, vaikka kuorma olisi puhtaasti resistiivinen.

Yksivaiheiselle dioditasasuuntaajalle saadaan toteutettua virtasäätö käyttäen DC-puolella käämiä, jonka läpikulkevaa virtaa pyritään ohjaamaan transistorilla. Vaadittavat lisäkomponentit ovat käämi, diodi ja kytkin, joiden kytkentä on esitetty kuvassa 3. Kytkentä muodostuu siis dioditasasuuntaajasta sekä jännitettä kasvattavasta boost-hakkurista, jolla

vaihtojännitepuolen virtaa saadaan säädettyä. Kolmivaiheiselle dioditasasuuntaajalle saadaan toteutettua virtasäätö käyttäen vastaavaa periaatetta jokaiselle vaiheelle erikseen.



**Kuva 3.** Yksivaiheinen dioditasasuuntaaja, jonka virtaa saadaan säädettyä transistoria ohjaamalla [9].

Todellisuudessa diodit aiheuttavat pienen jännitehäviön, minkä takia ne eivät sovellu tasasuuntaamaan matalia vaihtojännitteitä. Jännitehäviön suuruus riippuu läpikulkevasta virrasta, mutta usein se on noin yhden voltin luokkaa. Matalilla jännitteillä suuntaajan hyötysuhde laskee merkittävästi diodisillan jännitehäviöiden vuoksi.

### 3.2 Tyristoritasasuuntaaja

Korvaamalla dioditasasuuntaajan diodit tyristoreilla saadaan suuntaajan ulostulojännitettä ja tehoa säädettyä. Tyristori voidaan kytkeä johtavaan tilaan hilajännitteellä, minkä jälkeen tyristori johtaa niin kauan kun anodivirta on riittävän suuri. Tyristorilla on kuitenkin puolijohderakenne, minkä vuoksi se kykenee kuljettamaan virtaa vain anodilta katodille. Tyristoria voidaan ajatella diodina, jonka virranjohtavuutta saadaan viivästettyä. Hilajännitettä ohjaamalla saadaan muutettua hetkeä, jolla komponentti siirtyy johtavaan tilaan. Tämän avulla tyristorisillan läpi kulkevaa tehoa ja suuntaajan ulostulojännitettä saadaan pienennettyä [8, 10]. Tyristorit vaativat hilajännitteen säätämiseksi erillisen ohjaimen, joka kytkee tyristoreja päälle verkon jännitteen määräämällä taajuudella.

Tyristorin ohjaussignaalin viivettä kuvataan suurella  $\alpha$ , jonka yksikkönä ovat asteet. Viiveellä kuvataan sinifunktion kulmaa, jolloin tyristori asetetaan johtavaan tilaan. Viiveen ollessa nolla tyristorit toimivat diodeina, jolloin ne siirtyvät johtavaan tilaan heti, kun anodin ja katodin välillä on positiivinen jännite. Lisäämällä viivettä siten, että  $\alpha$  on välillä  $0-90^\circ$ , suuntaajan ulostulojännite vaihtelee maksimijännitteen ja nollan välillä. Kasvattamalla viivettä suuremmaksi välille  $90^\circ-180^\circ$  ulostulojännite menee negatiiviseksi, jolloin

suuntaajan toiminta muuttuu vaihtosuuntaajaksi. Tällöin energiaa siirtyy kuormalta verkkoon olettaen, että kuorma voi toimia energialähteenä. [8, 10]

Tyristoritasasuuntaajan virta jää jälkeen jännitteestä viiveen  $\alpha$  takia, minkä takia suuntaaja kuluttaa loistehoa ilman induktanssia. Loistehon ja harmonisten yliaaltojen vaikutuksesta suuntaajalla on matala tehokerroin. [8]

### 3.3 Aktiiviset tasasuuntaajat

Tasasuuntaus voidaan toteuttaa myös käyttäen diodien ja tyristorien sijaan transistoreja, joiden johtavuutta ohjataan myös hilajännitteellä. Tällöin kyseessä on aktiivinen tasasuuntaaja. Transistoreja voidaan ohjata joko verkon määräämällä taajuudella, jolloin ne toimivat diodien ja tyristorien tapaan pelkinä virran kulkureitteinä, tai suurella kytkentätaajuudella, jolloin niiden avulla voidaan myös vaikuttaa virran laatuun. Tällöin tasasuuntaajan toiminta riippuu täysin transistorien ohjaustavasta.

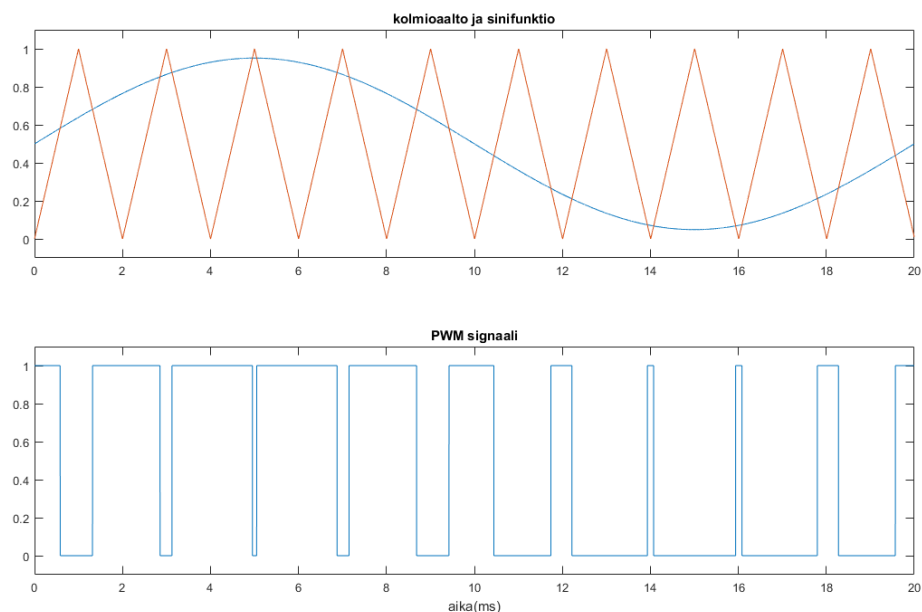
Aktiivisella tasasuuntauksella pyritään saamaan mahdollisimman ideaalinen tasasuuntaaja, joka näkyisi sähköverkkoon vain resistiivisenä kuormana. Ideaalisen tasasuuntaajan sisääntulovirta on samassa vaiheessa jännitteen kanssa, eikä suuntaaja aiheuta virtaan yliaaltoja, jolloin tehokerroin olisi yksi.

Suuntaajan transistoreja voidaan käyttää myös verkkojännitettä vastaavalla kytkentätaajuudella. Tällöin kytkentä muistuttaa diodi- ja tyristoritasasuuntaajia, mutta erona ovat pienemmät jännitehäviöt verrattuna passiivikomponentteihin, sekä pienemmät kytkentähäviöt verrattuna kilohertsiluokan kytkentätaajuuteen. Tämän vuoksi aktiiviset tasasuuntaajat soveltuvat hyvin myös matalille jännitteille, kun jännitehäviöt on minimoitava. Transistorit vaativat kuitenkin hilajännitteiden ohjauksen, jonka avulla voidaan vaikuttaa suuntaajan tehokertoimeen, virran yliaaltoihin ja tasajännitteen suuruuteen.

## 4. VAIHTOSUUNTAAJAT

Vaihtosuuntaajalla eli invertterillä muutetaan tasajännite vaihtojännitteeksi aktiivikomponenttien avulla. Jännitettä muutetaan tyypillisesti suurella taajuudella pulssimaisesti, minkä jälkeen ulostulovirran vaihteluita pienennetään induktanssin avulla. Usein invertterillä pyritään saamaan vaihtosähkösuureet mahdollisimman lähelle verkkosähkön suureita, jotta verkkoon voidaan syöttää energiaa myös tasajännitelähteestä. Mikäli invertterillä halutaan syöttää yksittäistä kuormaa sähköverkon ulkopuolelta, tulee suuntaajan muodostaa itse referenssisignaali, johon ulostulojännitteellä tai -virralla pyritään.

Referenssin perusteella suuntaaja luo kytkentäkomponenteille ohjaussignaaleita. Nämä voidaan muodostaa esimerkiksi sinimuotoisella pulssinleveysmodulaatiolla (engl. sinusoidal pulse width modulation, SPWM), joka on esitetty kuvassa 4.



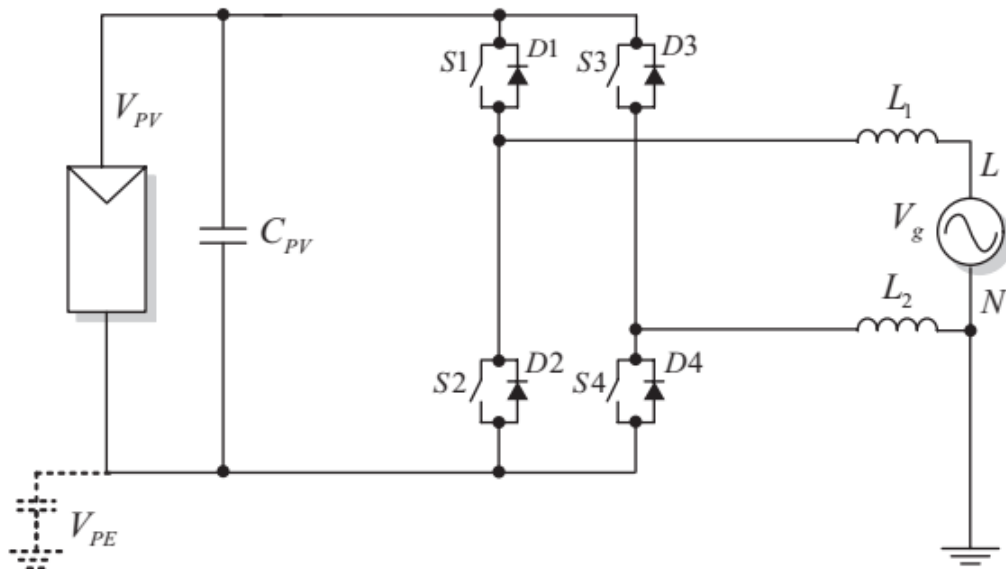
**Kuva 4.** Sinimuotoinen pulssinleveysmodulaatio, jossa  $m_a=0,95$ ,  $f=50$  Hz ja  $f_s=500$  Hz.

Menetelmässä verrataan referenssinifunktiota kolmioaaltoon. Jos referenssisignaali on suurempi kuin kolmioaalto, ohjaussignaali on positiivinen ja päinvastoin. Referenssinifunktion ja kolmiofunktion suhteesta saadaan laskettua modulaatiosuhde  $m_a$ , joka ilmaisee myös invertterillä tuotetun jännitteen suuruutta suhteessa saatavaan maksimijännitteeseen, kun  $0 < m_a < 1$ . Menetelmässä käytetyn sinifunktion taajuus  $f$  on oltava sama kuin vaihtosuuntaajan haluttu vaihtojännitteen taajuus. Kolmioaallon kytkentätaajuus  $f_s$  tulee olla huomattavasti suurempi, jotta ohjaussignaaliin saadaan riittävästi erisuuria ohjauspulsseja.

Myös vaihtosuuntaajille on olemassa useita topologioita ja kytkentätapoja, joista jokaisella on omat etunsa ja haittansa. Kaksi merkittävintä valintakriteeriä inverttereille ovat kuitenkin hyötysuhde ja vaihtosähkön laatu. [11] Työssä esitellään yksinkertaisimmat koko- ja puolisolttavaihtosuuntaajat. Näistä topologioista löytyy eri valmistajilta useita erilaisia muunnelmia, joilla voidaan saavuttaa parempia ominaisuuksia kuten pienempiä häviöitä [3].

## 4.1 Kokosiltavaihtosuuntaaja

Yksinkertainen kokosiltavaihtosuuntaaja (engl. full-bridge inverter) saadaan muodostettua neljällä ohjattavalla kytkimellä, kuten transistoreilla. Vaadittu kytkentä on esitetty kuvassa 5, johon on merkitty lisäksi energialähteenä toimiva aurinkopaneeli, kondensaattori ja vaihtojännitekuorma. Kuvan induktanssit ovat joko suuntaajan suodattimen tai verkon induktansseja.



**Kuva 5.** Yksivaiheinen kokosiltavaihtosuuntaajan rakenne [3].

Kokosiltavaihtosuuntaajan transistorien ohjaus voidaan toteuttaa esimerkiksi uni- tai bipolaarisella ohjauksella. Ohjauksella voidaan vaikuttaa suuntaajan siirtämään tehoon sekä ulostulojännitteeseen ja -virtaan. Transistoreja kytkettäessä yhden navan molemmat kytkimet eivät saa olla samaan aikaan johtavassa tilassa. Esimerkiksi, jos kuvan 5 kytkennässä kytkin S1 johtaa, niin kytkimen S2 tulee olla auki. Mikäli molemmat kytkimet johtavat samaan aikaan, suuntaaja aiheuttaa tasajännitelähteeseen oikosulun.

### 4.1.1 Unipolaarinen ohjaus

Unipolaarisella ohjauksella vaihtosuuntaajan napoihin luodaan jännite  $+V_{dc}$  tai  $0\text{ V}$  positiivisen puolijakson aikana ja jännitteet  $-V_{dc}$  ja  $0\text{ V}$  luodaan puolestaan negatiivisen

puolijakson aikana, kun  $V_{dc}$  on lähteen tasajännite. Tällä menetelmällä luodaan siis jännite, jonka napaisuus pysyy puolijakson ajan vakiona. Unipolaarisessa ohjauksessa jokaisella transistorilla on oma ohjaussignaali siten, että yhden navan transistoreista vain toinen johtaa koko ajan. Ohjaus voidaan toteuttaa esimerkiksi SPWM-menetelmällä käyttäen kahta siniaaltoja referenssisignaalina. Näillä siniaalloilla tulee olla 180 asteen vaiheero ja halutun ulostulon mukainen taajuus. [3] Unipolaarisella ohjauksella saadaan luotua vaihtojännite, jonka huippuarvo on nollan ja  $V_{dc}$ :n välillä.

Kyseisen ohjaustavan etuina ovat pienemmät suodatinvaatimukset, pienemmät rautahäviöt suodattimessa sekä korkea hyötysuhde. Hyötysuhde saadaan pidettyä korkeana, sillä suuntaajan ulostulojännitettä muutetaan kerrallaan vain nollan ja  $\pm V_{dc}$ :n välillä. [3]

### 4.1.2 Bipolaarinen ohjaus

Bipolaarisessa ohjauksessa vaihtosuuntaajan transistoreja kytketään siten, että ristikkäin olevat transistorit johtavat samaan aikaan. Käytettäessä kuvan 5 kytkentään bipolaarista ohjausta asetetaan joko kytkimet S1 ja S4 tai kytkimet S2 ja S3 johtavaan tilaan tietyllä kytkentähetkellä. Seuraavalla kytkentähetkellä muuttuu jokaisen kytkimen tila. Tällä ohjausperiaatteella luodaan jännite, joka saa vain arvoja  $+V_{dc}$  ja  $-V_{dc}$  useita kertoja jakson aikana.

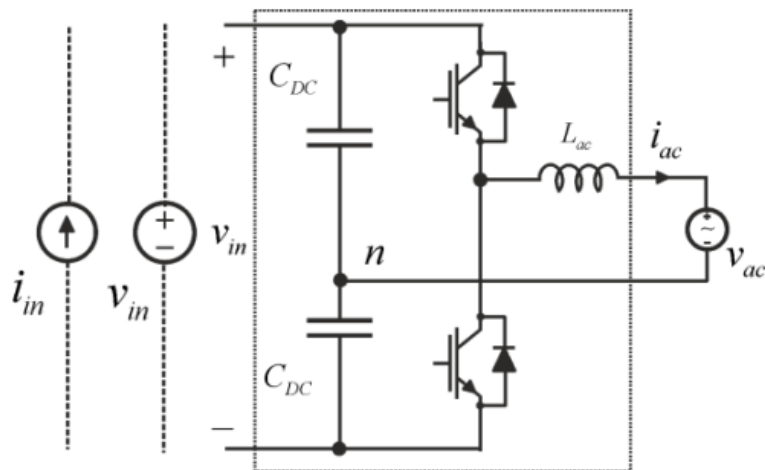
Nopeat ja suuret jännitteen muutokset vaativat kuitenkin paremman suodatuksen sekä aiheuttavat suuremmat rautahäviöt käämeissä verrattuna unipolaariseen ohjaukseen[3]. Toisaalta ohjaussignaalien tuottamiseksi riittää tässä tapauksessa vain yksi SPWM-modulaattori. Suurilla jännitteen muutoksilla saadaan myös muutettua kuorman virtaa nopeammin kuin unipolaarisella ohjauksella, sillä bipolaarisella ohjauksella jännite asetetaan vastakkaismerkkiseksi nollan sijaan. Jotta bipolaarisella ja unipolaarisella ohjausmenetelmillä saavutettaisiin sama THD:n arvo, tulee bipolaarista ohjausta käytettäessä olla noin 3,6-kertainen kytkentätaajuus verrattuna unipolaariseen modulaatiosuhteen ollessa 0,6-1 [12].

### 4.1.3 Hybridiohjaus

Vaihtosuuntaajan kytkimiä voidaan ohjata myös siten, että toisen navan transistoreja kytketään halutulla ulostulojännitteen taajuudella ja toisia transistoreja suuremmalla kytkentätaajuudella [3, 12]. Kuvan 5 kytkennässä transistori S1 johtaa positiivisen puolijakson ajan, jolloin transistoria S4 kytkemällä saadaan ulostulojännitteeksi joko 0 V tai  $+V_{dc}$ . Negatiivisen puolijakson aikana transistori S2 johtaa, jolloin transistorin S3 avulla saadaan ulostulojännitteeksi joko 0V tai  $-V_{dc}$ . [3] Tuotettu jännitteen kuvaaja on samanlainen kuin unipolaarisella ohjauksella, mutta tässä tapauksessa kahden transistorin kytkentätaajuus on pienempi, minkä vuoksi näissä on pienemmät kytkentähäviöt.

## 4.2 Puolisiltavaihtosuuntaaja

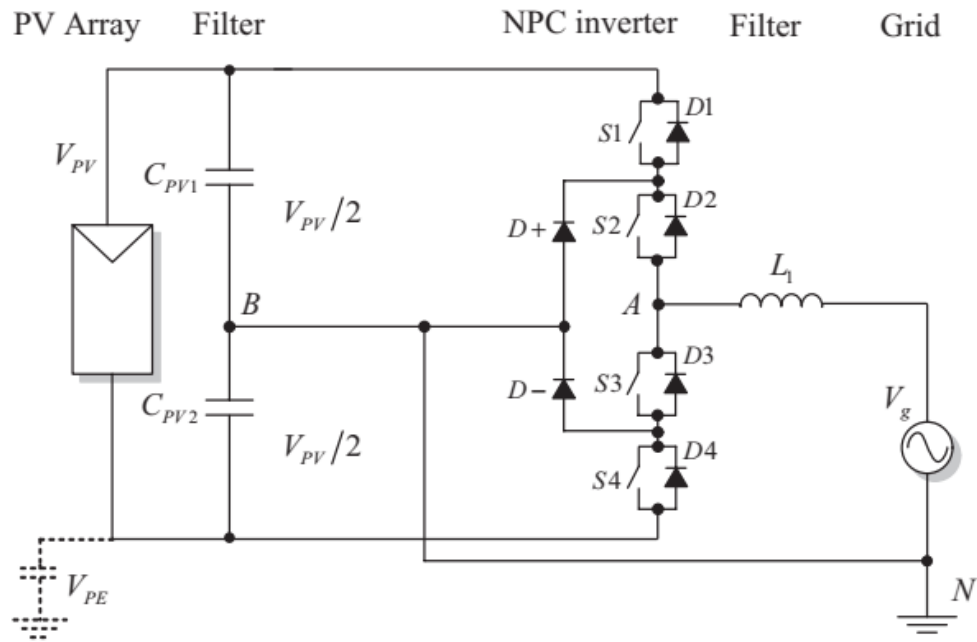
Yksinkertaisin puolisiltavaihtosuuntaaja voidaan muodostaa kahdella kytkentäkomponentilla ja kahdella kondensaattorilla kytkemällä ne kuvan 6 mukaisesti. Kytkimiä ohjataan suurella taajuudella siten, että niistä vain toinen on johtavassa tilassa, jolloin ulostuloon luodaan pulssimainen vaihtojännite. Asettamalla kondensaattorien keskipiste nolatasoon saadaan ulostulojännitteelle arvot  $\pm V_{dc}/2$ . Edelleen suodattamalla saadaan ulostulevan jännitteen ja virran muotoa muutettua laadukkaammiksi. Kyseisen vaihtosuuntaajan kytkimiä ohjataan siten, että positiivisen puolijakson aikana vaihdetaan vain ylemmän kytkimen tilaa alemman kytkimen ollessa auki. Vastaavasti negatiivisen puolijakson aikana ohjataan alemmaa kytkintä. Tällä kytkennällä ja ohjausperiaatteella saadaan luotua bipolaarinen vaihtojännite vaihtosuuntaajan ulostuloon. Sisääntuloon kytkettävät kondensaattorit tulee mitoittaa riittävän suuriksi, jotta niiden jännitteet eivät vaihtelevä merkittävästi kytkentäjaksojen aikana.



**Kuva 6.** Yksinkertaisen puolisiltavaihtosuuntaajan rakenne [13].

Puolisiltavaihtosuuntaajan kytkentä voidaan muodostaa myös kuvan 7 mukaisesti, jolloin kytkennässä on yhteensä 4 kytkintä. Kuvan kytkimiä S2 ja S3 ohjataan halutulla vaihtojännitteen taajuudella siten, että kytkin S2 johtaa positiivisen puolijakson ajan, ja kytkin S3 negatiivisen puolijakson ajan. Kytkin S1 johtaa, kun ulostuloon halutaan jännite  $+V_{dc}/2$ . Vastaavasti kytkin S4 johtaa negatiivisen puolijakson aikana, kun ulostuloon halutaan jännite  $-V_{dc}/2$ . Kytkimiä S1 ja S4 kytketään siis suuremmalla taajuudella kuin kytkimiä S2 ja S3. Ulostulojännite 0 V saadaan kytkemällä vain kytkin S2 tai S3.





**Kuva 7.** Vaihtoehtoinen kytkentä puolisiltavaihtosuuntaajalle [3].

Tällä kytkennällä saadaan unipolaarinen ulostulojännite, jonka arvot ovat  $+V_{dc}/2$ ,  $0$  ja  $-V_{dc}/2$ . Kytkennän etuna ovat pienemmät suodatusvaatimukset verrattuna aiempaan kahdella kondensaattorilla ja kahdella transistorilla muodostettuun kytkentään, sillä jännitteen vaihtelut ovat pienemmät. Kytkentä vaatii kuitenkin enemmän komponentteja ja monimutkaisemman ohjauksen kytkimille.

## 5. VERKON RAJAPINTA

Sähköverkon kolmivaihejännitteet ja -virrat pyritään pitämään sinimuotoisina häviöiden minimoimiseksi. Tällöin myös eri vaiheiden kuormien tulee olla symmetrisiä ja kuormien sellaisia, että niiden tehokerroin on mahdollisimman suuri. Pienitehoisten kuormien ja lähteiden vaikutuksia verkkojännitteeseen ei välttämättä huomaa, mutta suurilla tehoilla laitteet voivat aiheuttaa häiriöitä verkkoon. Esimerkiksi yksittäisen pienitehoisen tasasuuntaajan vaikutukset verkkoon ovat olemattomat, mutta kytkettäessä useita keskenään samanlaisia suuntaajia voivat vaikutukset olla merkittävät, jos laitteiden sisäänmenovirrat ovat nopeita samanaikaisia pulsseja. Ongelman saa korjattua käyttämällä tehokertoimen korjausta tasasuuntaajissa.

Verkkosähkön keskeisimpiä suureita ovat jännitteen suuruus, aaltomuoto, taajuus sekä vaihe. Tasasuuntaajalla riittää, kun ottaa huomioon vaihtojännitteen suuruuden ja aaltomuodon, sekä pyrkii saamaan tehokertoimen mahdollisimman suureksi. Lisäksi tasasuuntaajan kytkentähetkellä sen ulostulossa oleva kondensaattori voi olla varaukseton, mikä voi aiheuttaa nopean mutta suuren kytkentävirran. Kytkentävirtaa voi pyrkiä pienentämään hidastamalla kondensaattorin varautumista useamman jakson ajalle, mikä toisaalta pidentää laitteen käynnistymisaikaa. Vaihtosuuntaajan tulee ottaa huomioon kaikki neljä suureta, jotta suuntaaja pystyy siirtämään energiaa suunnitellusti verkkoon. Vaihtosuuntaaja tarvitsee vaihtovirran aikaansaamiseksi referenssisignaalin, jonka perusteella suuntaaja muodostaa vaihtovirran. Referenssisignaali sisältää tiedot tuotettavan vaihtovirran suureista.

### 5.1 Synkronointi

Vaihtosuuntaajan synkronoinnilla tarkoitetaan menetelmää, jolla suuntaajan ulostulojännite pyritään saamaan samaan taajuuteen ja vaiheeseen kuin ulkoisen verkon jännite. Vaihtosuuntaajan synkronointimenetelmiä on useita, joista jokaisella on omat etunsa ja haittansa.

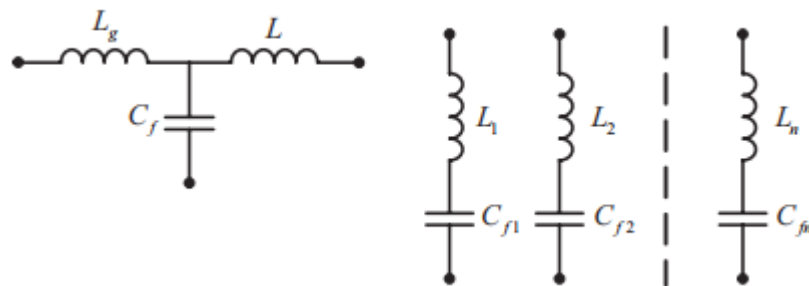
Yksittäinen vaihtosuuntaaja voidaan synkronoida ulkoiseen verkkoon, jolloin suuntaajan referenssivirta muodostetaan ulkoisen verkon jännitteen perusteella. Suuntaaja voidaan myös kytkeä syöttämään verkosta erillään olevaa kuormaa, jolloin suuntaaja itse luo tarvittavan referenssivirran, eikä synkronointia tarvita. Kytkettäessä useita suuntaajia lähelle toisiaan voidaan kaikilla suuntaajilla käyttää samaa referenssiä, joka otetaan joko verkon tai yksittäisen laitteen perusteella.

Yleinen käytössä oleva menetelmä on vaihelukittu silmukka (engl. phase-locked loop, PLL), jossa synkronointipiirin oskillaattorin taajuudeksi asetetaan verkon jännitteestä saatu taajuus. Oskillaattorin taajuutta reguloidaan edelleen takaisinkytkennällä.

Menetelmällä saadaan tuotettua ulkoisen jaksollisen funktion avulla vakaa taajuus, sekä luettua olennaiset suuret säröytyneestä signaalista. [3] Vaihelukitusta silmukasta on kehitetty edelleen johdannaisia, joissa pääperiaate on kuitenkin sama [14, 15].

## 5.2 Suodatus

Aktiivisella kytkennällä vaihtosuuntaajalla saadaan suuritaajuisia pulssimaista jännitettä, joka täytyy suodattaa, jotta saataisiin tavoiteltu sinimuotoinen virta. Suodattimena käytetään usein induktanssin ja kapasitanssin yhdistelmiä. Virtaa suodattavat käämit kytketään sarjaan piirin kanssa ja jännitettä suodattavat kondensaattorit rinnakkain vaiheiden välille. Kyseiset passiivikomponentit toimivat osaltaan myös energiavarastoina. Kuvassa 8 vasemmalla on esitetty yleinen suodatinrakenne LCL, jolla suuret kytkentätaajuuksudet saadaan suodatettua tehokkaasti.



*Kuva 8. LCL ja LC -suodattimet [3].*

Harmonisia yliaaltoja voidaan pienentää induktanssin ja kapasitanssin muodostamalla värähtelypiireillä, jotka on esitetty kuvassa 8 oikealla. Kyseinen LC-suodatin kytketään vaiheen ja maan välille, jolloin kytkentä muodostaa kaistanestosuotimen. Suodatin siis muodostaa matalaimpedanssisen reitin yhdelle harmonisen yliaallon taajuudelle [8]. Näitä suodattimia voidaan kytkeä useampia keskenään rinnakkain, jolloin saadaan vaimennettua haluttuja harmonisia yliaaltoja. Myös kondensaattorin ja kelan rinnankytkentää voidaan käyttää kaistanestosuotimena, mutta tällöin kytkentä laitetaan sarjaan kuorman kanssa. Näiden lisäksi sekä LCL- että LC-suodattimista on olemassa erilaisia johdannaisia.

Tasasuuntaajissa näitä suodattimia käytetään sisäänmenovirran yliaaltojen suodatukseen ja vastaavasti vaihtosuuntaajissa ulostulon puolella. Molemmissa suuntaajatyypeissä on myös tasajännitepuolelle kytketty kondensaattori, jonka tarkoitus on vaimentaa suuritaajuisia jännitteenmuutoksia sekä toimia energiavarastona.

## 6. VIRTASÄÄDÖN TOTEUTUSTAVAT

Tasa- ja vaihtosuuntaajien virtasäätö tarkoittaa periaatetta, jolla suuntaajan vaihtojännitepuolen virta pyritään saamaan mahdollisimman lähelle sinifunktiota ja samaan vaiheeseen jännitteen kanssa, jolloin vaihtojännitejärjestelmän häviöt ovat minimissään. Vaihtovirran suuruuteen, taajuuteen ja vaiheeseen voidaan vaikuttaa piirin kytkimiä ohjaamalla säätimen avulla. Kytkinten ohjaaminen vaatii suuntaajalta ohjauspiirin, jolla kytkimiä asetetaan johtavaan ja johtamattomaan tilaan.

Virtasäädön toteutus vaatii suuntaajalta vaihtojännitteen, tasajännitteen ja säädettävän virran mittauksen. Suureita tarvitaan monisilmukkaiseen säätöpiiriin, jotta suuntaajan tasajännitettä, tehokerrointa ja siirrettyä tehoa saadaan säädettyä. Myötäkytkennällä verkkojännitteestä saadaan virralle referenssiarvo, jolloin jännite ja tavoitevirta ovat samassa vaiheessa. Takaisinkytkentää käytetään puolestaan tasajännitteen ja siirrettävän tehon säätämiseksi.[16]

Kolmivaihejärjestelmissä jännitteen ja virran suuret voidaan esittää hetkellisarvoilla,  $\alpha\beta$ -tasossa tai  $dq$ -tasossa.  $\alpha\beta$ - sekä  $dq$ -tasossa kolmivaihejärjestelmän oletetaan olevan symmetrinen, jolloin jokaista vaihetta ei tarvitse ilmaista erikseen.  $\alpha\beta$ -tasossa esitetään yhden vaiheen arvot suorakulmaisessa koordinaatistossa siten, että koordinaatiston akselit pysyvät paikallaan ja vaiheen muodostama vektori pyörii koordinaatiston origon ympäri. Myös  $dq$ -tasossa yhden vaiheen arvot esitetään suorakulmaisessa koordinaatistossa, mutta tällöin akselit  $d$  ja  $q$  pyörivät tutkittavan järjestelmän perustaajuuden määräämällä kulmanopeudella, jolloin AC-suuret saadaan muutettua DC-suureiksi laskentaa varten.  $dq$ -tason avulla saadaan lisäksi tutkittua järjestelmän pätö- ja loistehokomponentteja. Kolmivaihesuuret saadaan muutettua hetkellisarvoista  $\alpha\beta$ - ja  $dq$ -tasoihin Clarken ja Parkin muunnosfunctioilla. Näitä muunnoksia ei kuitenkaan käsitellä tässä työssä syvällisemmin, sillä ne eivät ole työn ydinasiaa.

Mikäli kolmivaihejärjestelmä on kytketty kolmella johtimella ilman nollajohdinta, riittää virtasäädön toteuttamiseen vain kahden vaiheen säätäminen, sillä kolmannen vaiheen virta muodostuu Kirchoffin virtalain mukaan näiden summasta.

### 6.1 Virran keskiarvon säätö

Suuntaajan vaihtovirran haluttu keskiarvo saadaan laskettua siirrettävän tehon ja verkon jännitteen avulla. Tässä menetelmässä verrataan mitatun vaihtovirran keskiarvoa ja suuntaajan tavoiteltua keskiarvovirtaa, minkä perusteella säädetään suuntaajan ohjausta. [16] Virran keskiarvoon perustuvaa säätöä voidaan käyttää vaihto- ja tasasuuntaajissa sekä DC-DC-hakkureissa. Lisäksi käämin läpikulkeva virta voi olla joko jatkuvaa (engl.

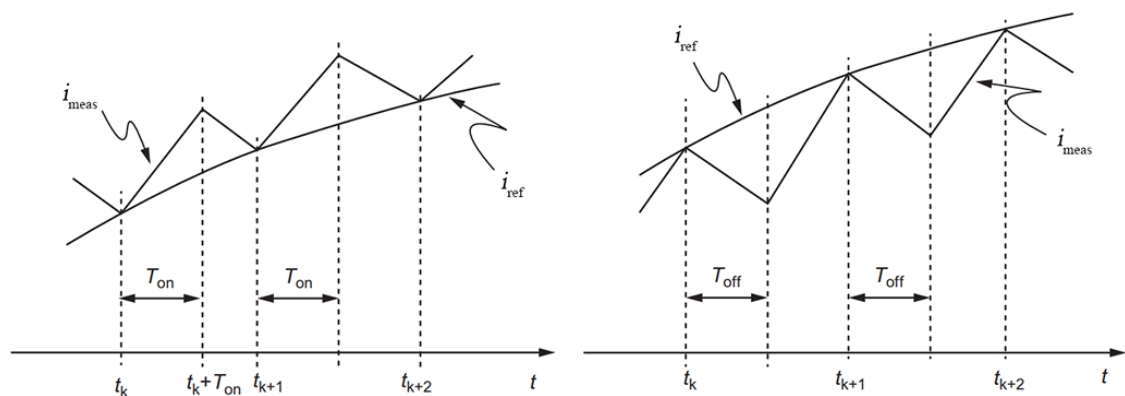
continuous conduction mode, CCM) tai epäjatkuvaa (engl. discontinuous conduction mode, DCM).

Menetelmän etuna ovat laajat jännite- ja tehoalueet, joilla suuntaajaa voi käyttää. [8] Tasasuuntaajassa menetelmä voi kuitenkin aiheuttaa äkillisen suuren sisäänmenotehon, sillä vaihtojännitteen nopea kasvu saa aikaan myös virran ja tehon kasvun.[16]

## 6.2 Virran huipun säätö muuttuvalla kytkentätaajuudella

Kyseisessä virtasäädön menetelmässä vaihtovirtaa ohjataan hetkellisarvojen perusteella kahdella eri periaatteella. Virran voidaan antaa ensin kasvaa ajan  $t_{on}$  verran. Tämän vakioajan ajaksi asetetaan tutkittavan käämin yli positiivinen jännite, mikä saa aikaan virran kasvun. Kun aika  $t_{on}$  on kulunut, virran annetaan laskea takaisin referenssiarvoon  $i_{ref}$ . Mitatun virran  $i_{meas}$  ja referenssivirran ollessa yhtä suuret aloitetaan kytkentäjakso alusta kasvattamalla virtaa jälleen aika  $t_{on}$ . [16] Tässä tapauksessa todellinen virta on aina referenssivirtaa suurempi. Menetelmää on havainnollistettu kuvassa 9 vasemmalla.

Virtasäätö voidaan toteuttaa myös päinvastaisesti. Tällöin virran annetaan ensin kasvaa referenssivirran suuruiseksi, minkä jälkeen virran annetaan laskea vakioajan  $t_{off}$  verran. Ajan  $t_{off}$  kuluttua virtaa puolestaan kasvatetaan, kunnes mitattu virta  $i_{meas}$  ja referenssivirta  $i_{ref}$  ovat yhtä suuret. [16] Tällä periaatteella vaihtovirran suuruus on aina referenssivirtaa pienempi. Menetelmää on havainnollistettu kuvassa 9 oikealla.



**Kuva 9.** Virran huippuarvon säätö muuttuvalla kytkentätaajuudella, muokattu lähteestä [16]

Menetelmässä kytkinten kytkentätaajuus vaihtelee jatkuvasti, sillä kytkentäjakson aikana vain joko  $t_{on}$  tai  $t_{off}$  on vakio toisen ollessa muuttuva. Suuremmalla induktanssilla virran muutosnopeutta saa pienennettyä, mikä pienentää myös virran aaltoilua. Toisaalta liian suurella induktanssilla virta ei pysy referenssiarvon muutosten mukana. Virran aaltoilua voidaan pienentää myös käyttäen suurempaa kytkentätaajuutta eli lyhentämällä aikoja  $t_{on}$  ja  $t_{off}$ , mutta tämä kasvattaa kytkentähäviöitä.

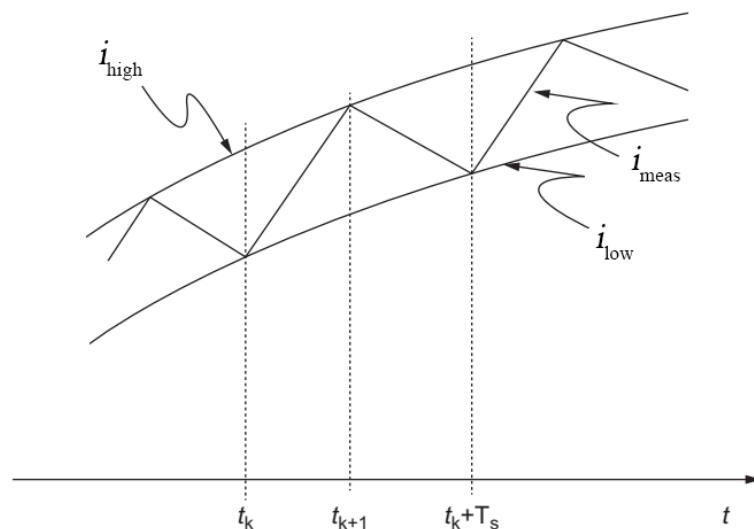
### 6.3 Virran huipun säätö vakiokytkentätaajuudella

Virran huippuarvoa voidaan säätää myös vakiokytkentätaajuudella. Tällöin käänin yli asetetaan positiivinen jännite tasaisin väliajoin, mikä saa aikaan virran kasvun. Kun virta kasvaa asetettuun referenssiarvoonsa, annetaan virran laskea jäljellä olevan kytkentäjaksan ajan. [8] Menetelmässä ohjataan siis kytkimiä johtavaan tilaan vakioaajuudella, vaikka niiden johtavuusaika vaihtelee. Suurella kytkentätaajuudella saadaan virta lähelle referenssiarvoa, kun virta ei ehdi laskemaan merkittävästi. Matalalla kytkentätaajuudella virta saattaa laskea nolleen hetkeksi, jolloin suuntaaja toimii DCM-tilassa.

Ideaalisessa tapauksessa piirin hetkellinen virta on enintään referenssiarvon suuruinen, mistä johtuen menetelmä suojaa liian suurilta virroilta. Todellisuudessa virta voi ylittää referenssiarvon, jos mittausringissä on esimerkiksi kohinaa tai viivettä. Menetelmän etuna ovat maksimivirran rajoittamisen lisäksi muun muassa sen yksinkertainen dynamiikka sekä robusti ulostulojännitteen säätö [8].

### 6.4 Hystereesisäätö

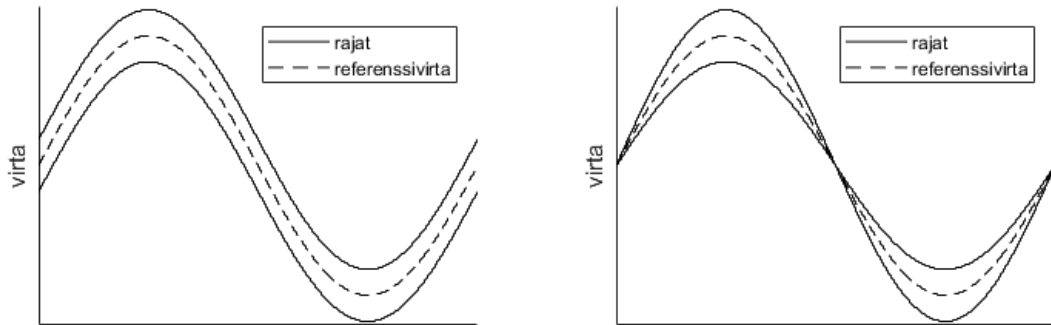
Hystereesisäädössä virralle asetetaan referenssivirran perusteella sekä yläraja  $i_{high}$  että alaraja  $i_{low}$ , joiden välillä on referenssivirta. Suuntaajan virta pyritään pitämään ylä- ja alarajan muodostamalla hystereesialueella. Kyseistä virtasäädön menetelmää on havainnollistettu kuvassa 10.



**Kuva 10.** Virtasäädön hystereesialue, muokattu lähteestä [16].

Kun suuntaajasta mitattu vaihtovirran hetkellisarvo  $i_{meas}$  laskee alueen alarajalle hetkellä  $t_k$ , kasvatetaan piirin virtaa, kunnes virta saavuttaa ylärajan hetkellä  $t_{k+1}$ . Tämän jälkeen virran annetaan laskea takaisin alarajalle, minkä jälkeen kytkentäjakso aloitetaan alusta hetkellä  $t_k + T_s$ , jossa  $T_s$  on kytkentäjaksenaika. [16]

Tämän hystereesialueen leveys voidaan määrittää joko vakioksi tai muuttuvaksi, jolloin ylä- ja alarajat asetetaan suhteessa virran referenssiarvoon. Jälkimmäisessä hystereesialueen leveys on suurimmillaan referenssivirran hetkellisarvon ollessa huipussaan ja pienimmillään referenssin hetkellisarvon ollessa nolla. Nämä hystereesialueen rajat on esitetty kuvassa 11.



**Kuva 11.** Hystereesialueet. Vasemmalla alueen leveys pysyy jakson ajan vakiona, ja oikealla leveys muuttuu jakson aikana

Virran kuvaaja saadaan lähemmäksi referenssiarvoa pienentämällä hystereesialuetta, mutta tällöin kytkentäjakso lyhenee ja kytkentätaajuus kasvaa, mikä lisää kytkentähäviöitä. Induktanssia kasvattamalla saadaan pienennettyä virran muutoksia ja kytkentätaajuutta. Induktanssin ollessa liian suuri suuntaajan virta ei muutu riittävän nopeasti, jolloin se voi poiketa hystereesialueen ulkopuolelle. Kyseinen virtasäädön menetelmä perustuu virran hetkellisarvoihin ja muuttuvaan kytkentätaajuuteen.

Hystereesisäädön suurimmat edut ovat menetelmän yksinkertaisuus, robustius ja hyvä referenssisuureen seurantakyky. Menetelmä myös sallii suuntaajan lähteen ja kuorman ominaisuuksien muutokset, sillä muutosten ilmetessä menetelmä pyrkii nopeasti palauttamaan virran hystereesialueelle. [17] Menetelmän haittapuolia ovat kuitenkin virran kohina, jonka taajuus vaihtelee, sekä hystereesialueen aiheuttama säätövirhe.

## 6.5 PI-säätö

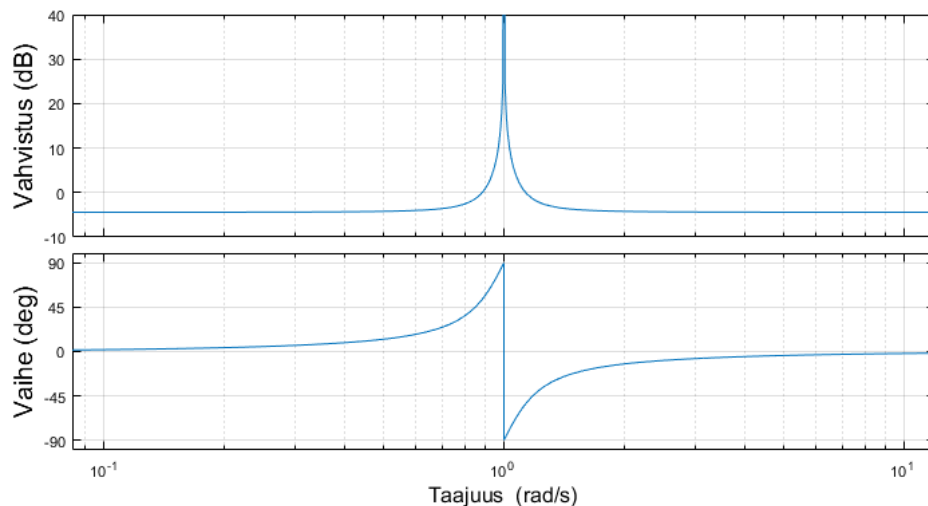
PI-säätimellä (engl. proportional-integral) saadaan SPWM-modulaattorille ohjaussuure, jonka perusteella modulaattori muuttaa pulssin leveyttä ja suuntaaja pyrkii tavoittamaan halutun virran. PI-säätimellä voidaan systeemin ulostulosuure saada referenssiarvoon, kun referenssiarvo pysyy vakiona. Tutkittaessa vaihtosuureita aikatasossa referenssiarvo kuitenkin muuttuu sinifunktion mukaan ajan funktiona, jolloin PI-säädin ei kykene poistamaan erosuuretta [3]. Sama rajoitus pätee  $\alpha\beta$ -tasossa vaihtosuureiden takia, mutta  $dq$ -tasossa PI-säätimellä voidaan erosuure saada kumottua, kun referenssiarvot  $d$  ja  $q$  pysyvät vakioina.

## 6.6 PR-säätö

PR-säätimellä (engl. proportional-resonant) pyritään kasvattamaan ohjausta valitulla resonanssitaajuudella. PR-säätimen ideana on päästä eroon pysyvän tilan virheestä, kun tutkittava suure vaihtelee sinimuotoisesti. Tämän vuoksi menetelmä soveltuu hyvin vaihtosähkösuureille käytettäessä hetkellisarvoja tai  $\alpha\beta$ -tasoa. [18] Ideaalisen PR-säätimen vahvistus tällä resonanssitaajuudella on ääretön, jolloin pysyvän tilan virhe saadaan nolaksi. PR-säätimen siirtofunktio on muotoa

$$G_{PR}(s) = K_p + K_i \frac{s}{s^2 + \omega^2},$$

jossa  $K_p$  on P-osan vakiovahvistus,  $K_i$  resonanssiosan kerroin ja  $\omega$  säätimen resonanssitaajuus [19]. Ideaalisen säätimen Bode-diagrammi on esitetty kuvassa 12.



**Kuva 12.** Ideaalisen PR-säätimen Bode-diagrammi

Kyseisen säätimen resonanssitaajuus  $\omega$  on 1 rad/s, vahvistus  $K_p$  0,6 ja vahvistus  $K_i$  0,1. Parametrit eivät vastaa todellisen vaihtosuuntaajan säätimen arvoja, sillä kuvan tarkoituksena on vain havainnollistaa PR-säätimen käyttäytymistä resonanssitaajuuden lähellä. Resonanssialueen ulkopuolella säätimen vahvistuksen likiarvo saadaan arvosta  $K_p$ .

Tätä säätöperiaatetta voidaan käyttää myös valittujen harmonisten yliaaltojen vaimentamiseen. Tällöin puhutaan harmonisesta kompensattorista (engl. harmonic compensator), jonka resonanssitaajuus asetetaan valitun yliaallon kulmataajuudelle. Systeemin ulostulossa olevat yliaallot muuttavat säätimen erosuuretta, jolloin kompensattori pyrkii takaisinkytkennän vuoksi kumoamaan ulostulon virheen. [19]



## 6.7 Ennustava virtasäätö

Ennustavalla virtasäädöllä luodaan säädettävästä järjestelmästä diskreetti aikainen malli, jonka perusteella arvioidaan järjestelmän käyttäytymistä. Virran hetkellisarvojen ja kuorman ominaisuuksien perusteella lasketaan arvio suuntaajan seuraavan kytkentäjakson virralle. Tämän arvioidun virran perusteella ohjataan suuntaajan kytkimiä siten, että kytkennällä päästään mahdollisimman lähelle arvioitua virtaa. [20] Tässä menetelmässä säätimen tulee tietää kuorman ominaisuudet ja käytetty kytkentätaajuus, jotta virran käyttäytymistä voidaan ennustaa.

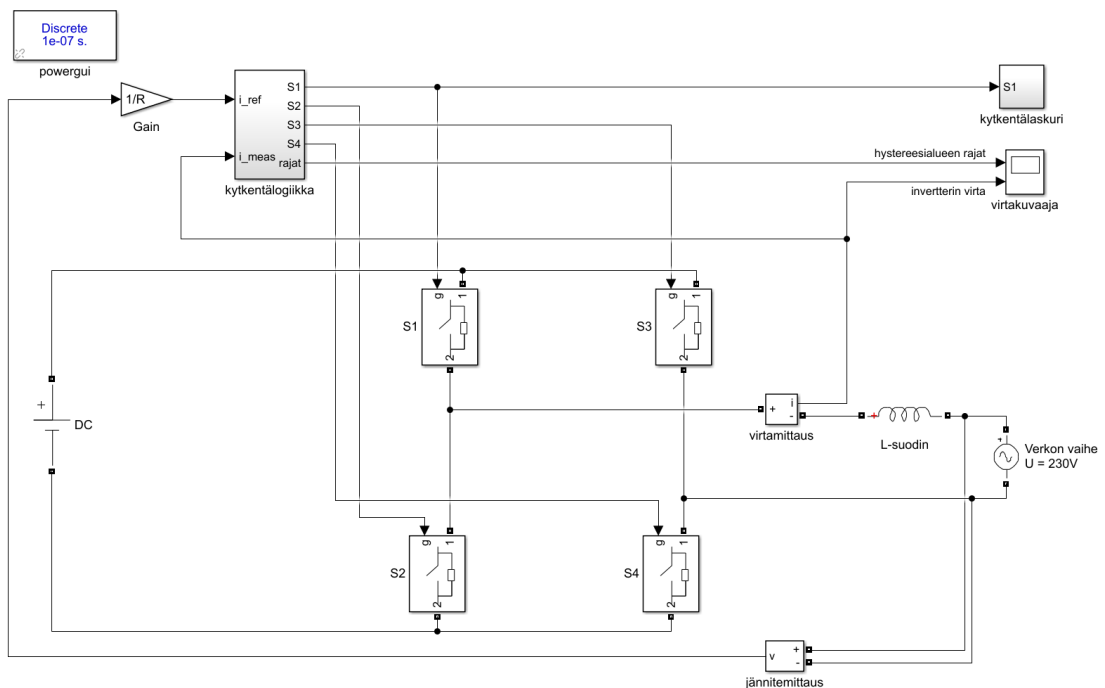
Ennustavalla säädöllä saavutetaan nopeat vasteajat ja hyvä tarkkuus tutkittavalle suurelle, eikä toteuttaminen vaadi erillistä modulaattoria kytkimille. Menetelmä vaatii kuitenkin tarkat parametrit ohjattavasta kuormasta sekä paljon laskentatehoa ennusteiden saamiseksi. [20, 21] Toisaalta laskenta saadaan toteutettua helposti digitaalisilla signaaliprosessoreilla (engl. digital signal processor, DSP). [20]

## 7. SIMULAATIO

Työssä havainnollistetaan yksivaiheisen verkkoonkytketyn vaihtosuuntaajan tuottamaa virtaa simulaatiolla, joka toteutetaan Matlabin Simulink-ohjelmalla. Simuloitavaksi topologiaksi valitaan kokosiltavaihtosuuntaaja hybridiohjauksella, jossa virtasäätö toteutetaan hystereesissäädöllä. Simulointi kuvaa esimerkiksi uusiutuvien energialähteiden tuottaman energian siirtämistä sähköverkkoon, jolloin saatava tasajännite muutetaan verkon määrittämälle vaihtojännitteelle ja taajuudelle.

Simulaatiossa tutkitaan hystereesialueen leveyden vaikutusta suuntaajan kytkentätaajuuteen sekä virran kokonaissärökertoimen arvoon. Hystereesialue muodostetaan simulaatiossa sekä vakioleveydellä että suhteessa referenssialueen hetkellisarvoon.

Simuloidun kokosiltavaihtosuuntaajan rakenne on esitetty kuvassa 5. Simulaatiossa oletetaan komponentit ideaalisiksi, eikä esimerkiksi kytkinten tai johtimien häviöitä tai kytkinten viiveitä oteta huomioon. Kuvan 5 suuntaajan suodatusinduktanssit on yhdistetty simulaatioon yhdeksi käämiksi, jonka induktanssi on 2 mH. Lisäksi kuvan tasajännitelähde ja kondensaattori on simuloitu ideaalisella 400 voltin tasajännitelähteellä. Suuntaajalla syötetään verkon yhtä vaihetta, jonka jännite on 230 V. Simuloitu kytkentä on esitetty kuvassa 13.



**Kuva 13.** Yksivaiheinen kokosiltavaihtosuuntaajan simulaatio

Lohkolla *kytkentälogiikka* luodaan verkon jännitteen ja virran perusteella kytkinten ohjaussignaalit siten, että kytkimiä S3 ja S4 kytketään verkon taajuudella ja kytkimiä S1 ja

S2 kytketään mitatun virran ylittäessä hystereesialueen rajan, eli ohjauksessa käytetään hybridisäätöä. Kytkinten S3 ja S4 kytkentätaajuus saadaan verkon taajuudesta, joka on 50 Hz. Kytkinten S1 ja S2 kytkentätaajuus lasketaan simulaatiossa erikseen lohkolle *kytkentälaskuri*. Näillä kytkimillä on kuitenkin keskenään sama kytkentätaajuus, joten mittaukseseen riittää vain toisen kytkimen tutkiminen.

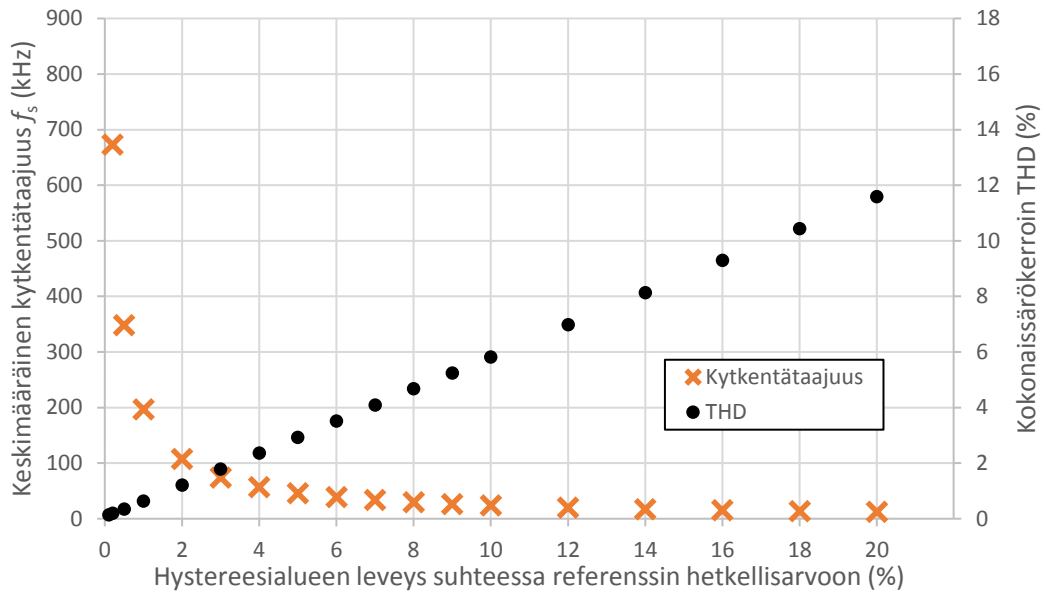
Simulointiajaksi valittiin puoli sekuntia, jolloin kytkentätaajuuden keskiarvo ja virran THD lasketaan 25 jakson ajalta. Hystereesialueen leveytenä käytettiin arvoja väliltä 0,1 % - 20 %. Saadut tulokset on esitetty taulukossa 1.

**Taulukko 1.** Simulaatiosta mitatut THD:n ja kytkentätaajuuden arvot

Hystereesialue (%)	Hystereesialueen leveys muuttuva		Hystereesialueen leveys vakio	
	THD (%)	$f_s$ (kHz)	THD (%)	$f_s$ (kHz)
0,1	0,14	1012	0,17	723
0,2	0,19	673	0,24	442
0,5	0,35	348	0,47	205
1	0,63	197	0,89	108
2	1,21	107	1,68	56
3	1,78	74	2,50	38
4	2,36	57	3,37	28
5	2,93	46	4,19	23
6	3,51	39	4,91	19
7	4,09	33	5,73	16
8	4,67	29	6,53	14
9	5,24	26	7,38	13
10	5,82	24	8,30	11
12	6,98	20	9,91	10
14	8,13	17	11,39	8
16	9,29	15	13,00	7
18	10,44	13	14,60	6
20	11,59	12	16,48	6

Taulukosta voidaan huomata, että esimerkiksi kahden prosentin THD:n arvo saavutetaan muuttuvalla hystereesialueella noin 60 - 70 kHz kytkentätaajuudella ja vakiohystereesialueella noin 45 - 50 kHz kytkentätaajuudella. Kokonaissärökertoimen ollessa 1 % vaaditaan molemmilla menetelmillä arviolta yli 100 kHz kytkentätaajuus.

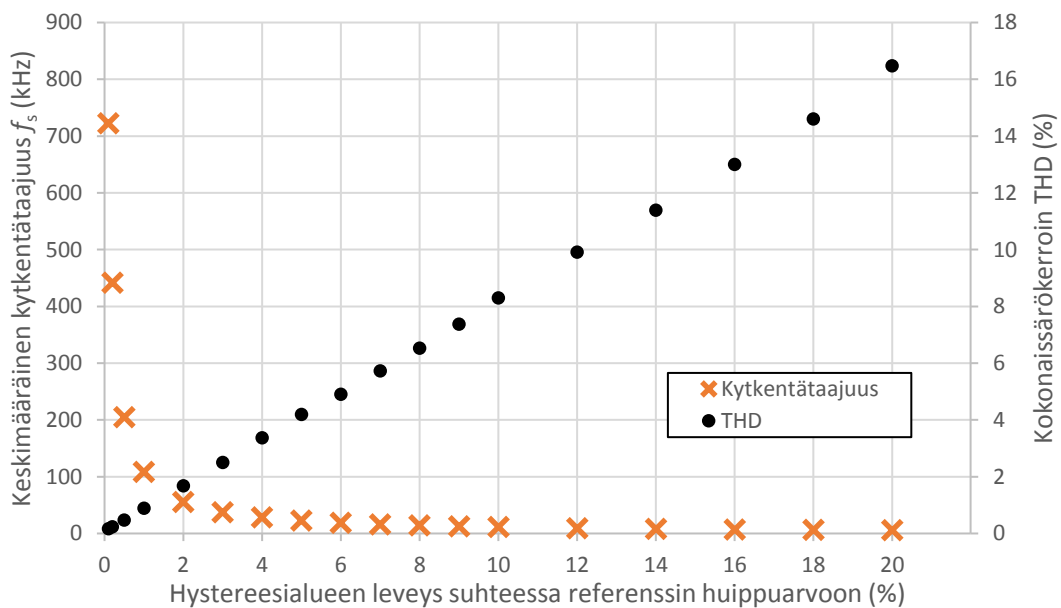
Taulukon 1 tuloksia on havainnollistettu kuvissa 14 ja 15. Kuviin on merkitty kokonaissärökertoimen ja kytkinten S1 ja S2 keskimääräinen kytkentätaajuus hystereesialueen leveyden funktiona. Kuvassa 14 hystereesialueen leveys muuttuu jakson aikana.



**Kuva 14.** Hystereesialueen vaikutus kytKentätaajuuteen ja THD:n arvoon, kun hystereesialueen leveys muuttuu jakson aikana

Kuvaajasta voidaan huomata, että hystereesialueen pientyessä vaadittava kytKentätaajuus kasvaa merkittävästi alueen ollessa alle 2 %. Kokonaissärökertoimen arvo puolestaan pienenee, kun hystereesialuetta kaventaa, sillä virta on tällöin lähempänä sinifunktiota. Kokonaissärökertoimen arvot vaikuttavat asettuvan suoralle, jolloin kertoimen arvo on tutkitulla välillä lineaarisesti riippuvainen hystereesialueen leveydestä.

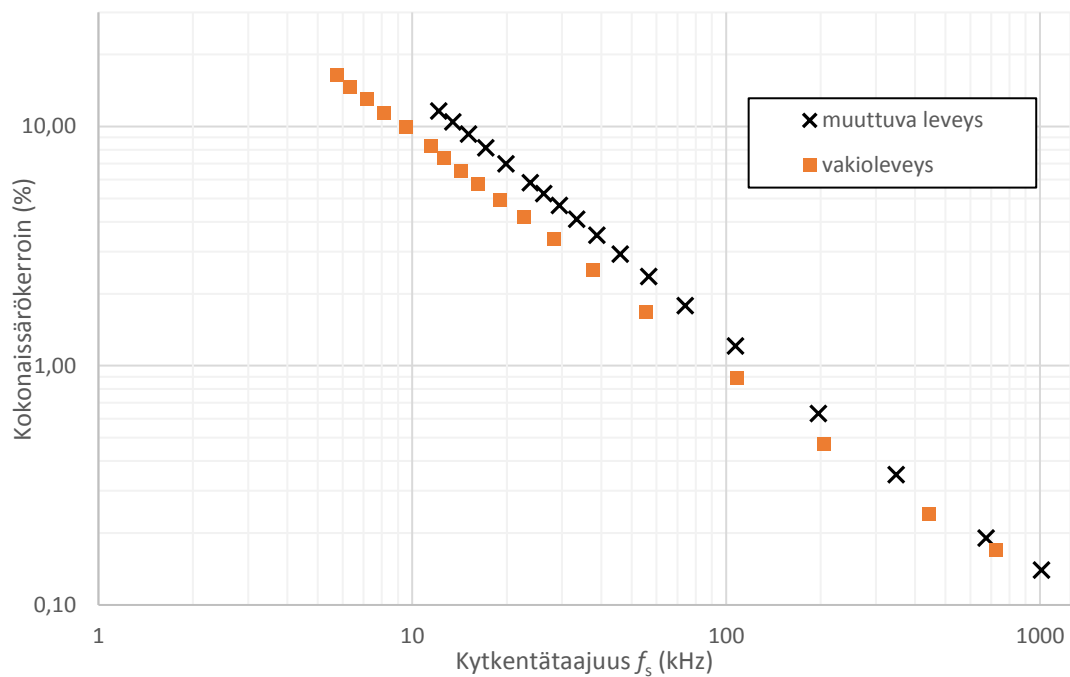
Kuvassa 15 on esitetty taulukon 1 tulokset, kun hystereesialueen leveys pysyy jakson ajan vakiona.



**Kuva 15.** Hystereesialueen vaikutus kytKentätaajuuteen ja THD:n arvoon, kun hystereesialueen leveys on vakio jakson ajan

Myös kuvasta 15 voidaan tehdä vastaavat päätelmät kuin kuvasta 14. Kuvasta 15 havaitaan, että kokonaissärökertoimen arvojen muodostama suora on jyrkempi, joten THD:n arvo kasvaa tässä tapauksessa nopeammin hystereesialueen kasvaessa.

Kuvaajien perusteella pystyy valitsemaan käytettävän hystereesialueen leveyden, jos tiedetään suurin sallittu kytkentätaajuus tai kokonaissärökerroin. Hystereesialueen muodostamistapoja ei pystytä vertailemaan toisiinsa näiden kuvaajien perusteella, joten tätä varten taulukon 1 tulokset esitetään uudestaan kuvassa 16. Nyt kokonaissärökertoimen arvot on esitetty kytkentätaajuuden funktiona.



**Kuva 16.** Hystereesisäädöllä saatava kokonaissärökerroin kytkentätaajuuden funktiona

Mittauspisteet vaikuttavat asettuvan suorille, joiden kulmakertoimet ovat lähes samat. Vakioleveyden mittauspisteiden muodostama suora on alempana kuin muuttuvan leveyden mittauspisteiden muodostama suora. Tämän perusteella hystereesialueen vakioleveyttä käyttämällä saavutetaan parempi kokonaissärökertoimen arvo tietyllä kytkentätaajuudella kuin käyttämällä muuttuvaan leveyteen perustuvaa hystereesialuetta. Eron aiheuttaa todennäköisesti hetkellisesti suuri kytkentätaajuus, kun referenssivirta on lähellä nollaa, koska tällöin hystereesialue on hyvin kapea ja ohjaus muuttaa kytkinten tiloja nopeasti. Tulos pätee kuitenkin vain simulaation järjestelmälle, kun komponenttien epäideaalisuuksia ei oteta huomioon.

## 8. YHTEENVETO

Tämän työn tarkoituksena oli tutkia yksinkertaisten tasa- ja vaihtosuuntaajien toiminta-periaatteita ja menetelmiä toteuttaa näihin aktiivinen virtasäätö sekä esitellä yksinkertaisia ja yleisiä virtasäädön toteutustapoja. Työn lopussa tehtiin myös verkkoonkytketyn vaihtosuuntaajan simulaatio, jolla tutkittiin työssä esiteltyä hystereesisäätöä.

Virtasäätö on menetelmä, jolla pyritään parantamaan vaihtovirran laatua ja pienentämään sähkönsiirron häviöitä luomalla sinimuotoinen virta. Jotta virtasäätö voidaan toteuttaa tasa- tai vaihtosuuntaajaan, tulee suuntaajan kytkinten olla aktiivisia eli ohjattavissa ulkoisella signaalilla. Virtasäädön toteutustapoja löytyy tasa- ja vaihtosuuntaajille useita erilaisia. Osa näistä toteutetaan muuttamalla vaihtosähkösuureet  $\alpha\beta$ - tai  $dq$ -tasoon, mikä vaatii suuntaajalta enemmän laskentaa. Yksinkertaisimmat säätötavat saadaan käyttäen virran hetkellisarvoa, jonka perusteella muutetaan suuntaajan kytkinten johtavuutta. Kun kytkimiä ohjataan edelleen vakiokytkentätaajuudella, saadaan tämä taajuus suodatettua tehokkaasti pois vaihtovirran käyrämuodosta.

Vaihtosuuntaajan simulaatiossa tutkittavina suureina olivat kytkinten keskimääräinen kytkentätaajuus ja virran kokonaissärökerroin hystereesialueen leveyden funktiona. Simulaation perusteella huomattiin, että hystereesialueen leveyden pysyessä jakson ajan vakiona saavutetaan pienempi virran kokonaissärökertoimen arvo kuin käyttämällä muuttuvaa hystereesialueen leveyttä. Tulos pätee kuitenkin vain simuloituun ideaaliseen järjestelmään, eikä sitä voi yhdistää sellaisenaan muihin sovelluksiin.

## LÄHTEET

- [1] B. Novakovic, A. Nasiri, Introduction to electrical energy systems, in: M.H. Rashid (ed.), *Electric Renewable Energy Systems*, Academic Press, Boston, 2016, pp. 1-20.
- [2] N. Vázquez, J.V. López, Inverters, in: M.H. Rashid (ed.), *Power Electronics Handbook (Fourth Edition)*, Butterworth-Heinemann, 2018, pp. 289-338.
- [3] R. Teodorescu, M. Liserre, P. Rodríguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*, 1st ed. John Wiley & Sons, Ltd, 2011, 398 p.
- [4] IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, in: IEEE Std 519-1992, 1993, pp. 1-112.
- [5] T. Wolpert, Rectifier input current distortion - How much can be permitted? Implications of existing standards and other considerations, *Proceedings of Intelec 94*, pp. 407-412.
- [6] A. Haque, AC–DC converters (rectifiers), in: M.H. Rashid (ed.), *Electric Renewable Energy Systems*, 1st ed., Academic Press, Boston, 2016, pp. 313-336.
- [7] N. Noor, J. Ewanchuk, J. Salmon, PWM Current Controllers for a Family of 3-Switch Utility Rectifier Topologies, 2007 Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, pp. 1141-1144.
- [8] R.W. Erickson, D. Maksimović, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed. Kluwer Academic Publishers, Norwell, 2001, 883 p.
- [9] L. Huber, Y. Jang, M. M. Jovanovic, Performance Evaluation of Bridgeless PFC Boost Rectifiers, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 23, Iss. 3, 2008, pp. 1381-1390.
- [10] K.N. Mude, Single-Phase Controlled Rectifiers, in: M.H. Rashid (ed.), *Power Electronics Handbook*, 4th ed., Butterworth-Heinemann, 2018, pp. 209-231.
- [11] L. Bowtell, T. Ahfock, Comparison between unipolar and bipolar single phase gridconnected inverters for PV applications, 2007 Australasian Universities Power Engineering Conference, pp. 1-5.
- [12] Y. Xia, R. Ayyanar, Comprehensive comparison of THD and common mode leakage current of bipolar, unipolar and hybrid modulation schemes for single phase grid connected full bridge inverters, 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 743-750.
- [13] Course material for DEE-33116 Power Electronics Converter, Tampere University of Technology, 2016, pp. 50.

- [14] A. Nagliero, R. A. Mastromauro, M. Liserre, A. Dell'Aquila, Monitoring and synchronization techniques for single-phase PV systems, SPEEDAM 2010, pp. 1404-1409.
- [15] B. Meersman, J. De Kooning, T. Vandoorn, L. Degroote, B. Renders, L. Vandevelde, Overview of PLL methods for distributed generation units, 45th International Universities Power Engineering Conference UPEC2010, pp. 1-6.
- [16] A. Kouzou, Power Factor Correction Circuits, in: M.H. Rashid (ed.), Power Electronics Handbook (Fourth Edition), Butterworth-Heinemann, 2018, pp. 529-569.
- [17] M.P. Kazmierkowski, L. Malesani, Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 45, Iss. 5, 1998, pp. 691-703.
- [18] A. Timbus, M. Liserre, R. Teodorescu, P. Rodriguez, F. Blaabjerg, Evaluation of Current Controllers for Distributed Power Generation Systems, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 24, Iss. 3, 2009, pp. 654-664.
- [19] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, U. Borup, M. Liserre, A new control structure for grid-connected LCL PV inverters with zero steady-state error and selective harmonic compensation, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004.APEC, pp. 586 Vol.1.
- [20] J. Rodriguez, J. Pontt, C.A. Silva, P. Correa, P. Lezana, P. Cortes, U. Ammann, Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, Iss. 1, 2007, pp. 495-503.
- [21] L. Malesani, P. Tenti, A novel hysteresis control method for current-controlled voltage-source PWM inverters with constant modulation frequency, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 26, Iss. 1, 1990, pp. 88-92.