

Opinnäytetyö (AMK)

Elektroniikka

Elektroniikkasuunnittelu

2010

Lauri Puranen

DC/DC-teholähde kiskokalustokäyttöön



TURUN AMMATTIKORKEAKOULU
TURKU UNIVERSITY OF APPLIED SCIENCES

Lauri Puranen

DC/DC-teholähde kiskokalustokäyttöön

Kiskokalustokäyttöön tarkoitettujen elektronisten laitteiden altistuvat erittäin vaativille käyttöolosuhteille, sillä jatkuva värinä sekä vaihtelevat ympäristöolosuhteet asettavat erittäin suuren haasteen laitteen luotettavuudelle sekä käytettävyydelle. Tässä työssä suunnitellaan DC/DC-teholähde noin 200 W lähtöteholle, jolla on tarkoitus korvata alkuperäinen epäluotettavaksi osoittautunut teholähde. Suunnitellulla teholähteellä muutetaan veturin akuston jännite (20,6 – 50,4 V) veturin moottorinohjauksen elektroniikalle sopiviksi ohjaus- ja käyttöjännitteiksi.

Luotettavuuden kannalta alkuperäisen laitteen suurimmat ongelmat johtuivat siitä, että yksittäiset komponentit altistuivat erittäin korkeille lämpötiloille, mikä seurauksena komponenttien ja koko teholähteen elinikä lyhenee. Tämän takia korvaavan DC/DC-teholähteen suunnittelussa kiinnitettiin erityisesti huomiota teholähteen hyötysuhteen parantamiseen ja häviöiden pienentämiseen, mikä seurauksena komponentteihin kohdistuvat rasitukset pienenevät.

DC/DC-teholähteen suunnittelun pohjana käytettiin korvattavan teholähteen, sekä vastaavan 82 – 185 V akustojännitteelle suunnitellun teholähteen tuoteselostetta. Teholähteessä syntyviä häviöitä pienennettiin kiinnittämällä huomiota komponenttivalintoihin ja piirilevyn suunnitteluun, sekä tuottamalla vaaditut ohjaus- ja käyttöjännitteet erittäin hyvän hyötysuhteen omaavilla DC/DC-moduuleilla. Käytettäväksi valitut DC/DC-moduulit perustuvat tahdistetulla tasasuuntauksella varustettuun forward-muuttajaan ja työssä tutkittiin tällä saavutettuja etuja perinteiseen dioditasasuuntaukseen verrattuna.

Teholähteen soveltuvuutta kiskokalustokäyttöön parannettiin suunnittelemalla tulopuoli EN 50155 standardissa rautatiekäyttöön tarkoitetuille elektronisille laitteille asetettujen vaatimusten mukaiseksi. Lisäksi teholähteen jokaiseen lähtöön suunniteltiin lähtöjännitteiden valvonta, jolla pyritään estämään herkän moottorinohjauksen elektroniikan vahingoittuminen.

Työssä keskityttiin suunniteltavan teholähteen luotettavuuden parantamiseen. Lisäksi työssä arvioitiin suunnitellun teholähteen elinikä laskemalla teholähteen MTBF MIL-217f standardin mukaisilla komponenttien vikaantumistaajuuksien arvoilla, mistä saatiin tulokseksi noin 49 000 h. Työssä esitettyjen tulosten ja esimerkkien perusteella voidaan suunnitella kiskokalustokäyttöön soveltuva DC/DC-moduuleihin perustuva teholähde.

ASIASANAT:

DC/DC-moduuli, tahdistettu tasasuuntaus, EN 50155 input

Lauri Puranen

DC/DC power supply for traction applications

Electronic devices used in traction applications are exposed to extremely demanding operating conditions. Continuous shocks and vibration along with fluctuating environmental conditions places a great challenge for the reliability and usability of the equipment. In this paper a design of a 200 W DC/DC power supply unit is presented and the intention of this power supply unit was to replace the original unreliable device. The power supply unit converts locomotive accumulator voltage (20.6 – 50.4 V) into certain control and operating voltages for the locomotive motor control equipment.

The main problems considering the reliability of the original device was down to that some of the components were exposed to extremely high temperatures whereupon lifetime of the components and the complete device became shorter. Because of this a special attention was paid in designing of the substitutive power supply unit to improve the efficiency and decrease the dissipations of the device in order to relief the stresses of the components.

The designing of the DC/DC power supply unit was executed by adabting some characteristics of the original device and a corresponding power supply unit designed for 82 – 185 V input supply voltage range. The dissipations were decreased by paying attention in the component selections and in designing of the printed circuit board and the required control and operating voltages were produced with high efficient DC/DC modules. The selected DC/DC modules were based on a forward converter with synchronous rectification and the achieved advantages with synchronous rectification were examined and compared to conventional diode rectification.

The suitability for traction applications was improved by designing the input of the power supply unit considering the requirements presented in EN 50155 which is a standard for electronic equipment used on rollin stock. In addition an under and over voltage protection circuit was designed to every output in order to avoid causing damage to sensitive motor control equipment.

In this paper the main attention was paid in order to improve the reliability of the DC/DC power supply unit. In addition the lifetime of the designed power supply unit was estimated by calculating the MTBF with generic failure rate values presented in MIL-217 which resulted a MTBF value of 49 000 h. By adapting the examples and results presented in this paper a DC/DC module based power supply unit suitable for traction applications can be made.

KEYWORDS:

DC/DC module, Synchronous rectification, EN 50155 input

SISÄLTÖ

1 JOHDANTO	1
2 VAATIMUKSET	2
2.1 Tulojännite	2
2.2 Lähtöjännitteet	4
2.3 Käyttöympäristö	5
2.4 Teholähteen ohjaus ja suojaus	6
3 DC/DC-MODUULI	7
3.1 Moduulityypin valinta	7
4 TEHOLÄHTEEN RAKENNE	9
4.1 Teholähteen suojaus ylijännitepiikiltä	9
4.1.1 TVS-diodi	9
4.1.2 Jänniteregulaattorilla toteutettu suojauskytkentä	10
4.1.3 Suojauskytkennän toteutus	13
4.1.4 Suojauskytkennän testaus	16
4.2 Apujännitepiiri	19
4.3 Teholähteen manuaalinen ohjaus	22
4.4 Lähtöjännitteiden valvonta	24
4.5 DC/DC-moduulit	27
4.5.1 Teholähteen moduulien ohjaus	29
4.6 Teholähteen tulo- ja lähtöjännitteiden suodatus	30
5 TAHDISTETTU TASASUUNTAUS	33
6 TEHOLÄHTEEN PIIRILEVY	37
7 LUOTETTAVUUDEN TARKASTELU	40
8 YHTEENVETO	43
LÄHTEET	45

Symbolit ja lyhenteet

C	Kondensaattori
D	Diodi
f	Taajuus
I	Virta
L	Kuristin
P	Teho
Q	Tehokytkin
R	Vastus
t	Aika
T	Muuntaja
U	Jännite
X	Operaatiovahvistin
Z	Zenerdiodi
η	Hyötysuhde
λ	Vikataajuus
DC	Tasajännite, Direct Current
EMC	Sähkömagneettinen yhteensopivuus, Electromagnetic Compatibility
EMI	Sähkömagneettinen häiriö, Electromagnetic Interference
MOSFET	Metallioksidikanavatransistori, Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
<i>MTBF</i>	Keskimääräinen aika vikaantumisten välillä, Mean Time Between Failures
<i>OVP</i>	Ylijännitesuojaus, Over Voltage Protection
TVS	Transienttijännitteen vaimennin, Transient Voltage Suppressor

1 Johdanto

Erittäin vaativat käyttöolosuhteet ja tiukat standardit ovat yleisiä rautatieteollisuudessa ja veturissa olevat elektroniset laitteet altistuvat hyvin suurille lämpötilan ja kosteustason muutoksille, sekä voimakkaille iskuille ja tärinälle. Samanaikaisesti loppupään käyttäjä odottaa vetureiden toimivan luotettavasti ja olemaan asemalla ajallaan.

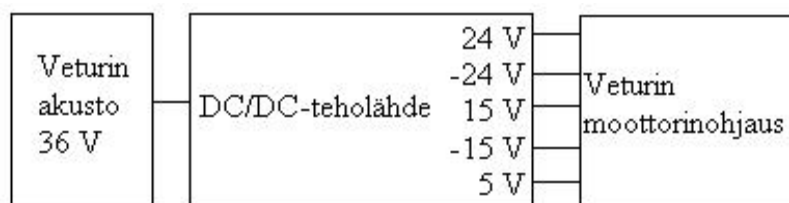
Tämän opinnäytetyön tarkoituksena on suunnitella teholähde, jolla korvataan alkuperäinen epäluotettavaksi osoittautunut teholähde. Alkuperäisen laitteen luotettavuutta heikensivät erittäin suuriksi nousevat yksittäisten komponenttien teho- ja lämpöhäviöt. Näin ollen suunniteltavan laitteen luotettavuutta pyritään parantamaan kiinnittämällä huomiota komponenttivalintoihin ja toteuttamalla teholähde hyvän hyötysuhteen omaavilla DC/DC-moduuleilla, jolloin tehohäviöt ja komponentteihin kohdistuvat lämpörasitukset pienenevät. Lisäksi piirilevyn suunnittelulla pyritään parantamaan teholähteen hyötysuhdetta pienentämällä johtimissa syntyviä häviöitä sekä eliminomalla komponenttien mahdollisesti haitallinen vuorovaikutus jakamalla piirilevy selkeästi erillisiin lohkoihin.

Lisäksi laitteen luotettavuutta ja soveltuvuutta kiskokalustokäyttöön pyritään parantamaan suunnittelemalla tulopuolelle suojauskytkentä, jolla suojataan teholähdettä mahdollisesti kohtalokkailta ylijännitepiikeiltä. Tulon ylijännitepiikin suojauskytkennän toteutusta tarkastellaan useasta näkökulmasta ja lopullinen suojauskytkentä toteutetaan jänniteregulaattoriin ja varauspumppuun perustuvalla kytkennällä, jossa MOSFET hävittää ylijännitepiikin energian transienttihetkellä niin, että itse teholähteen toiminta ei keskeydy. Lisäksi jokaiseen lähtöön suunnitellaan yli- ja alijännitesuojauksen kytkentä, jolla sallitaan lähtöjännitteille ± 3 %:n heilunta. Tällä tavalla vältetään vahingoittamasta herkkää veturin moottorinohjauksen elektroniikkaa.

Työssä keskitytään teholähteen suunnitteluun lähinnä simulaatioiden ja teorian avulla, koska puolijohteiden saatavuus oli työn teko hetkellä hyvin huono, joten käytännön toteutus ei ollut mahdollista.

2 Vaatimukset

Laitteen vaatimusten pohjana käytettiin alkuperäisten korvattavien teholähteiden tuoteselostetta, josta tähän on kerätty lähinnä elektroniikkasuunnitteluun liittyvät kohdat, sekä Elcon Power Oy:n aikaisemmin lanseeraamaa DC/DC-moduuleilla toteutettua teholähdettä, joka oli mitoitettu kytkettäväksi 110 V akustoon. Suunniteltavalla teholähteellä muunnetaan veturin akuston jännite veturin moottorin ohjauksen elektroniikalle sopiviksi ohjaus- ja käyttöjännitteiksi. Kuvassa 2.1 nähdään havainnollistava esimerkki teholähteen sijoituskohteesta lohkokaavion muodossa.



Kuva 2.1 Teholähteen sijoituskohte

2.1 Tulojännite

Alkuperäisestä teholähteestä on olemassa kaksi eri versiota, joista toinen on tarkoitettu veturiin, jossa on 110 V akusto ja toinen 36 V akustoon.

Elcon Power Oy:n suunnitteleman teholähteen tulojännitealue on 82 – 185 V, mikä riippuu pääasiassa käytettyjen DC/DC-moduulien tulojännitealueesta. Tässä työssä suunniteltavan teholähteen ominaisuuksia mietittäessä asetettiin tavoitteeksi, että laite täyttäisi tulopuolen osalta standardin EN 50155 mukaiset määrätykset. EN 50155 on kiskokalustokäyttöön tarkoitetuille elektronisille laitteille suunnattu standardi, jossa määritellään tulon ominaisuuksien lisäksi muun muassa laitteiden käyttöolosuhteisiin,

kuten käyttölämpötila-alue ja värinän kesto, liittyviä vaatimuksia. Standardin mukaan staattinen tulojännitealue määärättyy kaavojen 1 ja 2 mukaisesti.

$$U_{in\ min} = 0,7 \cdot U_{in} \quad (1)$$

$$U_{in\ max} = 1,25 \cdot U_{in} \quad (2)$$

$$U_{tran\ min} = 0,6 \cdot U_{in} \quad (t < 100\ ms) \quad (3)$$

$$U_{tran\ max} = 1,4 \cdot U_{in} \quad (t < 1\ s) \quad (4)$$

U_{in} = nimellinen tulojännite [V]

$U_{in\ min}$ = pienin tulojännite [V]

$U_{in\ max}$ = suurin tulojännite [V]

$U_{tran\ min}$ = pienin transienttijännite [V]

$U_{tran\ max}$ = suurin transienttijännite [V]

t = aika [s]

Nimellisen tulojännitteen tässä tapauksessa ollessa 36 V muodostuu teholähteen tulojännitealueeksi kaavojen 1 ja 2 mukaan 25,2 – 45 V. Mutta koska standardissa myös määritellään, että laitteen toiminta ei saa keskeytyä kaavojen 3 ja 4 mukaisilla transienttijänniteillä ja ajanjaksoilla, päätettiin teholähteen tulojännitealue määritellä suoraan kaavojen 3 ja 4 mukaan, joka näin ollen on 21,6 – 50,4 V. EN 50155:n mukaan laitteen toiminta ei myöskään saa keskeytyä $3,5 \cdot U_{in}$ suuruisen ylijännitepiikin aikana, jonka kesto on alle 20 ms. Teholähteen suojaamista tällaiselta ylijännitepiikiltä käsitellään lisää luvussa 4.1.

2.2 Lähtöjännitteet

Alkuperäisessä teholähteessä on 5 lähtöä, joiden jännitteet ja virrat on lueteltuna taulukossa 2.1. Taulukosta nähdään myös lähtöjännitteiden asettumisraja eli toleranssi sekä yksittäisten lähtöjen lähtötehot. Koska teholähteellä tuotetaan käyttöjännitteet lukuisille herkille laitteille veturissa, kuten esimerkiksi hydraulisille pumpuille ja eri tehoisille kompressoreille, jotka ovat erityisen herkkiä ylijännitteelle [1], on alkuperäisessä teholähteessä myös ylijännitesuojaus jokaisessa lähdössä. Ylijännitesuojauksen (*OVP*) raja-arvot on lueteltuna taulukossa 2.1 ja suojaus on toteutettu niin, että kun yksikin lähtöjännite ylittää raja-arvon, koko teholähde kytkeytyy pois päältä ja käynnistyy uudestaan käytettävien DC/DC-moduulien käynnistysviiveen määrittämän ajan mukaisesti.

Taulukko 2.1 Lähtöjen ominaisuudet

Lähtö	V1	V2	V3	V4	V5
<i>Unom</i> [V]	5	15	-15	24	-24
<i>Inom</i> [A]	4	1,2	1,2	3	3
<i>Imin</i> [[A]	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2
toleranssi[%]	±1,5	±2,5	±2,5	+10	+10
				-5	-5
<i>OVP</i> [V]	5,5	16,2	-16,2	27,2	-27,2
<i>Pout</i> [W]	20	18	18	72	72

Luonnollisesti myös 110 V järjestelmään toteutetusta korvaavasta teholähteestä saadaan taulukon 2.1 mukaiset lähtöjännitteet, mutta lähtöjännitteiden valvonta on toteutettu eri tavalla. Teholähteessä käytetyissä DC/DC-moduuleissa on sisäinen lähdön ylijännitesuoja, jonka raja-arvo on 1,1-kertainen nimelliseen lähtöjännitteeseen verrattuna [2]. Tämän lisäksi jokaiseen lähtöön oli mitoitettu ulkoisilla komponenteilla toteutettu alijännitesuoja, jonka raja-arvo on 0,97-kertainen nimelliseen lähtöjännitteeseen verrattuna.

Tässä työssä suunniteltavan teholähteen lähtöjännitteiden valvonnan ja suojauksen ominaisuuksia mietittäessä asetettiin alustavaksi lähtökohdaksi se, että myös tähän laitteeseen tulee sekä yli- että alijännitesuojaus. 110 V järjestelmän teholähteestä poiketen, myös ylijännitesuojauksen raja-arvo pyrittäisiin saamaan lähemmäksi nimellistä lähtöjännitettä. Tavoitteena on asettaa raja-arvo 1,03-kertaiseksi nimellis-arvoon verrattuna, jolloin lähtöjännitteille sallittava vaihtelu olisi $\pm 3\%$. Lähtöjännitteiden valvonta tulee myös tässä teholähteessä toteuttaa niin, että vikatilanteen ilmetessä yhdessäkin lähdössä, kaikkien lähtöjen on sammuttava ja käynnistytävä uudelleen. Yli- ja alijännitesuojauksen mitoitusta ja toteutusta käsitellään tarkemmin luvussa 4.4.

2.3 Käyttöympäristö

Teholähde asennetaan veturissa umpinaiseen metalliseen kaappiin, joka sisältää runsaasti muuta elektroniikkaa. Ympäristö ei siis ole mitenkään ystävällinen elektroniikan kannalta, koska umpinaisessa kaapissa olevat laitteet nostavat kaapin sisälämpötilan hyvinkin nopeasti [1]. Lisäksi laitteet altistuvat varsinkin talvisin hyvinkin alhaisille lämpötiloille veturin seistessä asemalla, mikä ei saa vaikuttaa laitteiden toimintaan. Tämän takia teholähteen käyttölämpötila-alueen vaatimus onkin hyvin laaja $-25...+70\text{ }^{\circ}\text{C}$. Tällä alueella teholähteen pitää pystyä antamaan vaadittu lähtöteho 100 prosenttisesti. Mikäli ympäristön lämpötila nousee yli $70\text{ }^{\circ}\text{C}$:n, on laitteelle sallittava tehonalenema $1,5\text{ }^{\circ}\text{C}$. Laaja käyttölämpötila-alue tulee vaikuttamaan komponenttien ja varsinkin DC/DC-moduulien valintaan hyvin oleellisesti, koska asiakas toivoo, että valmistettava teholähde voitaisiin asentaa suoraan korvattavan laitteen koteloon [1]. Näin ollen mahdollisuus vaikuttaa teholähteen jäähtymykseen on olematon, jolloin komponentit tulee mitoittaa ja valita niin, että tämä jo olemassa oleva metallikotelo toimii riittävänä jäähtytispintana komponenteille ja moduuleille, joiden tulee olla taustalevyjäähdytteisiä. Tällöin ne voitaisiin asentaa suoraan koteloon kiinni, jolloin hukkalämpöä saataisiin siirrettyä johtumalla kotelon ulkopuolelle.

2.4 Teholähteen ohjaus ja suojaus

Alkuperäisen korvattavan teholähteen tuoteselosteen mukaisesti suunniteltavassa laitteessa on oltava mahdollisuus ohjata teholähde päälle ja pois manuaalisesti ohjaussignaalin U_{ESK} avulla. Manuaalinen ohjaus on toteutettava niin, että teholähde kytkeytyy päälle kun $U_{ESK} > 7,5$ V ja vastaavasti teholähteen tulee kytkeytyä pois päältä kun $U_{ESK} < 5$ V. Lisäksi laitteen on syötettävä käyttöjännitteet teholähteeseen kytkettävälle merkkivalolle tilanteissa, teholähde on manuaalisesti kytketty pois päältä. Teholähteen manuaalisen ohjauksen toteutusta käsitellään tarkemmin luvussa 4.3.

Lisäksi alkuperäisestä tuoteselosteesta saadaan suuntaa antavat arvot vaadittaville eristyslujuuksille, jotka ovat seuraavanlaiset.

$$\text{Tulo/Lähtö} = 2,2 \text{ kV}$$

$$\text{Tulo/Laitteen runko} = 500 \text{ V}$$

$$\text{Lähtö/Laitteen runko} = 500 \text{ V}$$

Edellä esitetyt eristelujuusvaatimukset tulevat ensisijaisesti vaikuttaamaan teholähteessä käytettävien DC/DC-moduulien ja takaisinkytkentä komponenttien valintaan, koska juuri nämä komponentit toteuttavat galvaanisen erotuksen laitteen tulon ja lähdön välille.

3 DC/DC-moduuli

Elcon Power Oy oli jo aiemmin toteuttanut menestyksekkäästi DC/DC-moduuleihin perustuvan teholähteen 110 V järjestelmään. Näin ollen jo projektin alussa päätettiin, että myös 36 V järjestelmään suunniteltava teholähde toteutetaan käyttämällä DC/DC-moduuleja. Nämä moduulit toteuttavat kaikki kolme perinteisen DC/DC-muuttajan toimintoa eli jännitteen muunnoksen, galvaanisen erotuksen ja lähtöjännitteen reguloinnin kuormaan. Moduuleja käytettäessä suunnittelija säästää huomattavasti aikaa verrattuna perinteiseen diskreeteillä komponenteilla toteutettavaan teholähteen suunnitteluun kuluvaan aikaan, koska suunnittelijan ei tarvitse kuluttaa aikaa itse tehoasteen eli muuntajan, kytkimen ja kytkimen ohjauksen suunnitteluun [3]. Kun suunnittelija on valinnut projektiinsa sopivan moduulin, voi hän keskittyä mitoittamaan tulo- ja lähtöpuolen elektroniikkaa, kuten suodatusta ja jännitteidenvalvontaa, moduuleiden ympärille.

Moduuleja on saatavilla useisiin eri teholuokkiin, eri topologioilla, erilaisilla tulojännitealueilla ja erisuuruisilla lähtöjännitteillä. Variaatioita ja valinnanvaraa on siis runsaasti. Taulukkoon 3.1 on koottu TDK-Lambdan 24 V nimellistulojännitteelle tarkoitettuja DC/DC-moduuleja esimerkkinä lähtöjännitteiden ja -tehojen variaatioista.

Taulukko 3.1 TDK-Lambdan tuotematriisi [2]

U_{out} [V]	50 W		100 W		300 W	
	I_{out} [A]	Malli	I_{out} [A]	Malli	I_{out} [A]	Malli
2	-	-	20	PH100F24-2	-	-
3	-	-	20	PH100F24-3	-	-
3,3	10	PH50S24-3.3	-	-	-	-
5	10	PH50S24-5	20	PH100F24-5	-	-
12	4,2	PH50S24-12	8,4	PH100F24-12	20	PH300F24-20
15	3,4	PH50S24-15	6,7	PH100F24-15	-	-
24	2,1	PH50S24-24	4,2	PH100F24-24	-	-
28	1,8	PH50S24-28	3,6	PH100F24-28	10,8	PH300F24-28

3.1 Moduulityypin valinta

Moduulityyppiä valittaessa ensisijaiseksi valintakriteeriksi muodostui luvussa 2.1 laskettu tulojännitealue, sekä se että valittavan valmistajan samasta sarjasta löytyisi

kaikki tarvittavat taulukon 2.1 mukaiset lähtöjännitteet ja –tehot. Toivottu tulojännitealue muodostuikin hyvin karsivaksi tekijäksi, koska valtaosa moduulien valmistajista on keskittynyt valmistamaan moduuleita tunnetuimpien akustojännitteiden ympäristöön. Esimerkkinä tästä otettakoon TDK-Lambda, jolta saa moduuleja 24, 48, 110 ja 280 V nimellistulojännitteellä ja COSEL, joka valmistaa moduuleja 24 ja 48 V nimellistulojännitteellä. Taulukkoon 3.2 on koottu ensimmäisestä karsinnasta selvinneet valmistajat sekä kerätty valmistajien datalehdiltä kullekkin sarjalle tyypillisiä ominaisuuksia.

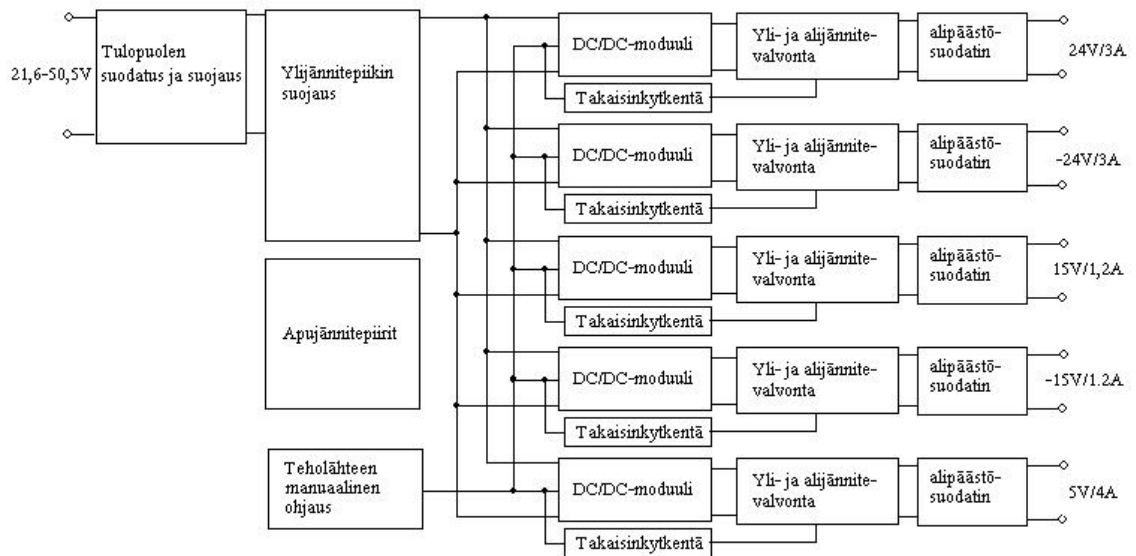
Taulukko 3.2 Eri valmistajien moduuli tyyppiä

Valmistaja	Sarja	U_{in} [V]	I/O eristys [V]	Käyttölämpötila-alue [°C]	MTBF [10^6 h]	Mitat [mm]
Vicor	VE	21...56	3000	-25...+85	4	57,9 × 61,0 × 12,7
Powerstax	R60	20...60	500	-40...+95	0,5	140,0 × 98,9 × 22,8
ARCH	SF30	18...75	1600	-25...+70	0,55	50,8 × 40,6 × 11,9
Synqor	IQ36	18...75	2250	-40...+100	2	26,3 × 36,5 × 12,7
P-Duke	HAE75	18...75	2250	-40...+88	0,074	61,0 × 57,9 × 12,7
Acon	DH50	20...75	1500	-25...+100	1	55,9 × 40,7 × 13,5

Taulukkoon 3.2 koottujen valmistajien moduulit täyttävät tulo- ja lähtöjännitteille asetetut vaatimukset. Lopullisen moduulityypin valintaan vaikuttaa kuitenkin näiden lisäksi muutkin moduulien ominaisuudet. DC/DC-moduuli toteuttaa galvaanisen erotuksen laitteen tulon ja lähdön välille ja, kuten luvussa 2.4 todettiin, tämän eristyksen tulee kestää 2,2 kV jännite tulon ja lähdön välillä ja kuten taulukosta huomaamme, karsiutuu muutama valmistaja pois riittämättömän eristelujuuden takia. Luvussa 2.4 asetettiin tehollähteelle myös käyttölämpötila-aluevaatimus, sekä asiakkaan koteloititovomus. Kaikki jäljellä olevat moduulien valmistajat Vicor, Synqor ja P-Duke täyttävät käyttölämpötila-aluevaatimuksen ja ovat tyypiltään tausta-levyjäähdytteisiä, jolloin ne voidaan asentaa suoraan koteloon, niin, että lämpö siirtyy johtumalla kotelon ulkopuolelle. Tämän perusteella kaikkien kolmen valmistajan moduulit sopisivat projektiin, mutta koska Vicorin ja P-Duken moduulit ovat fyysisiltä mitoiltaan huomattavasti Synqorin moduuleja suurempia ja käytettävissä oleva piirilevyala on vain 250 mm × 125 mm, päätettiin tehollähte toteuttaa Synqorin IQ36-sarjan DC/DC-moduuleilla.

4 Teholähteen rakenne

Kun käytettävät DC/DC-moduulit oli valittu ja tehrolähteeltä vaadittavat ominaisuudet selvillä alkoi koko tehrolähteen rakenne vähitellen muodostua. Kuvassa 4.1 on esitetty tehrolähteen rakenne lohkokaavion muodossa ja seuraavissa luvuissa tarkastellaan jokaisen lohkon toimintaa tarkemmin.



Kuva 4.1 Teholähteen lohkokaavio

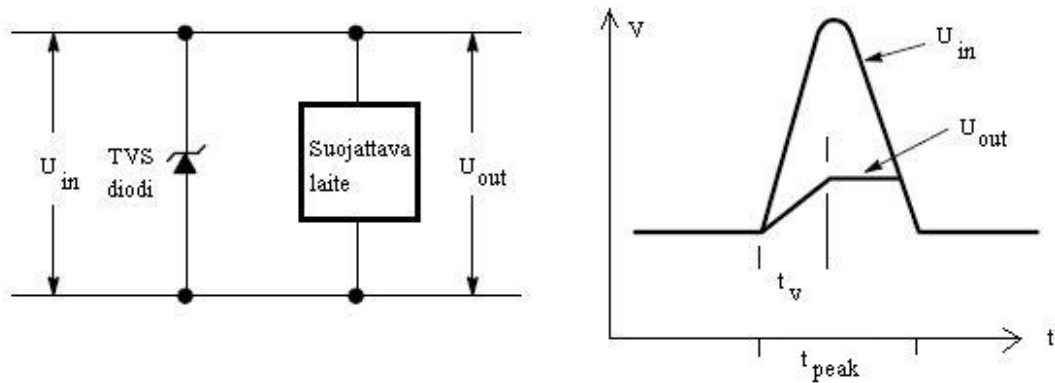
4.1 Teholähteen suojaus ylijännitepiikiltä

Ylijännitepiikkejä esiintyy normaalisti tilanteissa, joissa esimerkiksi suuritehoisia moottoreita kytetään päälle ja pois, jonkun elektronisen laitteen vikaantuessa tai vaikkapa salaman iskiessä lähistölle. Tämänkaltaiset ylijännitepiikit saattavat olla moninkertaisia laitteen normaaleihin jännitetasoihin verrattuna ja ne voivat olla laitteen toiminnan kannalta kohtalokkaita, minkä takia laitteita pyritään suojaamaan ylijännitepiikeiltä.

4.1.1 TVS-diodi

Perinteinen tapa suojata laite ylijännitepiikiltä on lisätä kytkentään TVS-diodi. TVS-diodi toimii eräänlaisena kiertoreittinä piikkivirroille tilanteissa, joissa diodin

estosuuntainen vyöryläpilyöntijännite ylittyy. Näin ollen diodi rajoittaa varsinaisen laitteen jännitetasot vyöryläpilyöntijännitettä vastaavalle tasolle ja estää vahingollisten piikkivirtojen pääsyn itse laitteeseen.



Kuva 4.2 TVS-diodin toimintaperiaate [4]

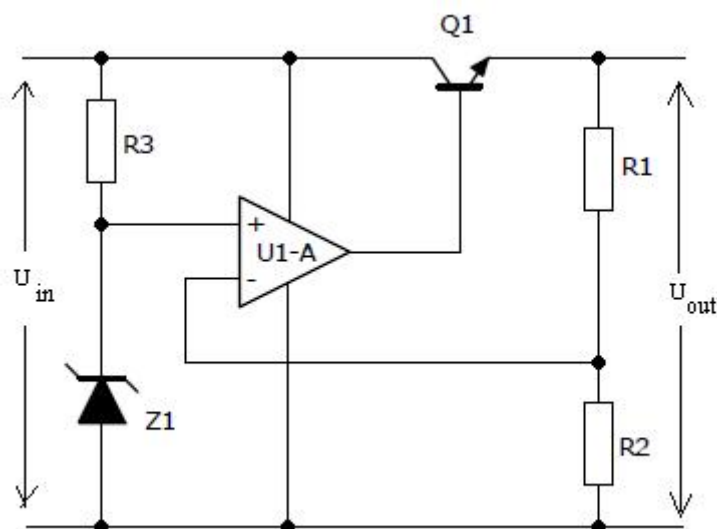
Kuvassa 4.2 on havainnollistava esimerkki TVS diodin käytöstä laitteen suojana. Kuvan tilanteessa tulojännitteessä U_{in} esiintyy ylijännitepiikki aikavälillä t_{peak} , minkä TVS-diodi rajoittaa, sille ominaiselle vyöryläpilyöntijännitteen U_{out} tasolle, estäen näin itse laitetta altistumasta ylijännitepiikille.

Kuten luvussa 2.1 todettiin tulee teholähteen täyttää tulo puolen osalta standardissa EN 50155 määritetyt vaatimukset. Tämän mukaan laitteen tulee kestää $3,5 \cdot U_{in}$ suuruinen ylijännitepiikki 20 ms ajan ilman, että laitteen toiminta keskeytyy. Nimellisen tulojännitteen ollessa 36 V tulee teholähteen siis kestää 126 V:n suuruinen ylijännitepiikki. Vaikka TVS-diodeja on saatavilla sovellukseen sopivilla vyöryläpilyöntijännitteen arvoilla, ovat ne tarkoitettu suojaamaan laitteita varsin lyhytkestoisilta, maksimissaan muutaman ms:n pituisilta ylijännitepiikeiltä [4], minkä takia ne eivät sovellu tähän tarkoitukseen.

4.1.2 Jänniteregulaattorilla toteutettu suojauskytkentä

TVS-diodin osoittaututtua riittämättömäksi suojaukseksi alettiin hakea vaihtoehtoista toteutusta suojauskytkennälle. Koska ylijännitesuojaus toimii käytännössä ikään kuin regulaattori, rajoittaen lähtöjännitteen ennaltamäärätylle tasolle, syntyi ajatus

suunnitella regulaattori diskreeteillä komponenteilla, mikä pystyisi suojaamaan laitetta ylijännitepiikeiltä.



Kuva 4.3 Yksinkertaistettu jänniteregulaattorin rakenne

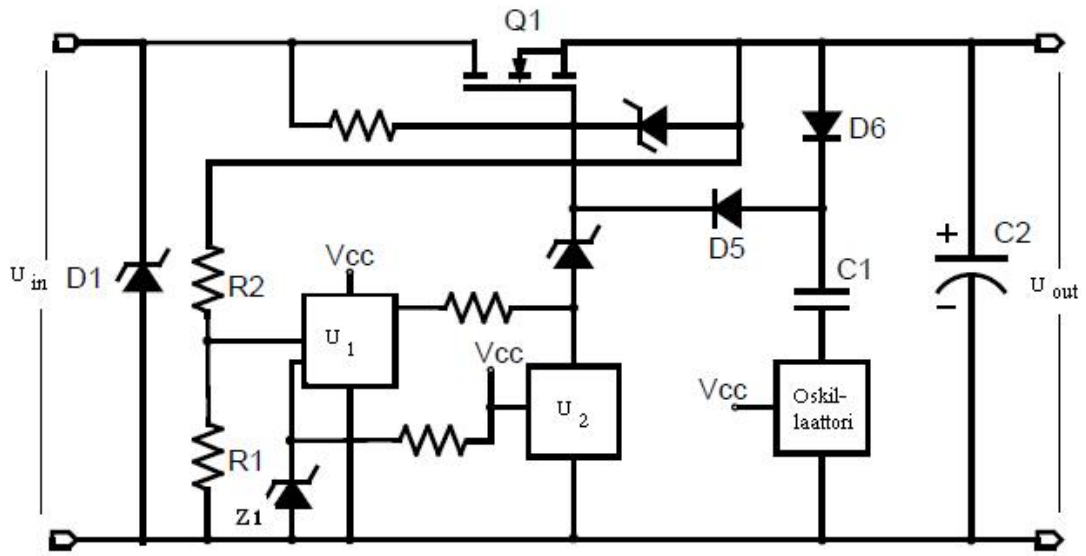
Kuvassa 4.3 on esitetty yksi tapa toteuttaa jänniteregulaattori. Kytkennän toiminta perustuu siihen, että vastuksella $R3$ ja zeneriodilla $Z1$ asetetaan operaatiovahvistimen $U1$ positiiviseen tuloon referenssijännite ja koska operaatiovahvistin pyrkii pitämään molemmat tuloonsa samassa jännitepotentiaalissa, nostaa se transistorin $Q1$ kantajännitettä niin kauan, kunnes transistorin emitterijännite on noussut pisteeseen jossa vastusten $R1$ ja $R2$ toteuttama jännitejako operaatiovahvistimen negatiivisessa tuloonastassa on saavuttanut positiiviseen tuloonastaan asetetun referenssijännitteen. Näin ollen kytkentä voidaan mitoittaa jännitejakoa ja referenssijännitettä muuttamalla pitämään toivottu lähtöjännite U_{out} , joka on riippumaton tulojännitteestä U_{in} . Pitäen kuitenkin mielessä, että komponenttien häviöllisyydestä johtuen tulojännitteen pitää olla suurempi kuin lähtöjännite.

Tapauksessa, jossa edellä esiteltyä kytkentää halutaan soveltaa ylijännitesuojana, mitoitus poikkeaa hieman edellisestä esimerkistä. Tällä kertaa kytkentä mitoitetaan niin, että referenssijännite ja vastusten $R1$ ja $R2$ muodostama jännitejako asetetaan sellaiseen kohtaan, että operaatiovahvistin ei voi saavuttaa tasapainotilaa tuloonastojen suhteen tilanteessa, jossa tulojännitteen U_{in} arvo on normaalilla tulojännitealueella. Toisin sanoen

kytkennän lähtöjännite mitoitetaan potentiaaliin, joka on suurempi kuin teholähteen maksimi tulojännite ja pienempi kuin suojattavan laitteen maksimi tulojännite. Kun tulojännite on normaalialueella ja operaatiovahvistimen tulonastat eivät saavuta tasapainotilaa, ajautuu operaatiovahvistimen lähtöjännite lähelle positiivista käyttöjänniterajaa, joka tässä tapauksessa on yhtäkuin tulojännite U_{in} . Tämä taas johtaa siihen, että transistori $Q1$ satureituu, jolloin jännite- ja tehohäviö transistorissa on hyvin pieni ja U_{out} on likimain U_{in} . Mikäli tulojännitteessä esiintyy ylijännitepiikki, saavuttaa operaatiovahvistin tasapainotilan. Tällöin operaatiovahvistin ei enää ohjaakaan transistoria saturaatiotilaan, vaan se pitää transistorin kannan sellaisessa jännitepotentiaalissa, että U_{out} pysyy vastusjaon $R1$, $R2$ ja referenssijännitteen määräämässä potentiaalissa. Toisin sanoen, hetkellä jolloin ylijännitepiikki esiintyy jännitehäviö transistorin $Q1$ ylitse on hyvin suuri, jolloin se estää piikin etenemisen suojattavaan laitteeseen.

Teoriassa kuvassa 4.3 esitettyä kytkentää voitaisiin soveltaa sellaisenaan suojaamaan teholähdettä ylijännitepiikeiltä, mutta käytännössä kuitenkin vastaan tulee muutama ongelma. Tulojännitteen U_{in} ollessa normaalialueella, eli tässä tapauksessa 21,6–50,4 V, pitää operaatiovahvistimen pystyä ajamaan transistori saturaatiotilaan. Tämä tarkoittaa sitä, että operaatiovahvistimen tulisi pitää transistorin kantajännite hyvin lähellä tulojännitteen U_{in} arvoa koko tulojännitealueella. Mutta koska operaatiovahvistimien maksimikäyttöjännite on valmistajasta ja tyypistä riippumatta lähes poikkeuksetta suurimmillaan 36 V ja operaatiovahvistimen lähtöjännite ei voi olla käyttöjännitettä suurempi, ei kytkentä tällaisenaan ole käyttökelpoinen, koska operaatiovahvistin ei pysty ohjaamaan transistoria saturaatiotilaan tilanteissa, joissa U_{in} on suurempi kuin 36 V. Näin ollen kytkentää tulee muokata niin, että transistorin kannalle saadaan riittävä ohjausjännite koko tulojännitealueella.

Tutkittaessa riittämättömään kantaohjaukseen liittyvää ongelmaa löytyi aiheeseen liittyvä Synqorin sovellusohje [5], jossa kantaohjaus oli ratkaistu kuvan 4.4 mukaisella kytkennällä.

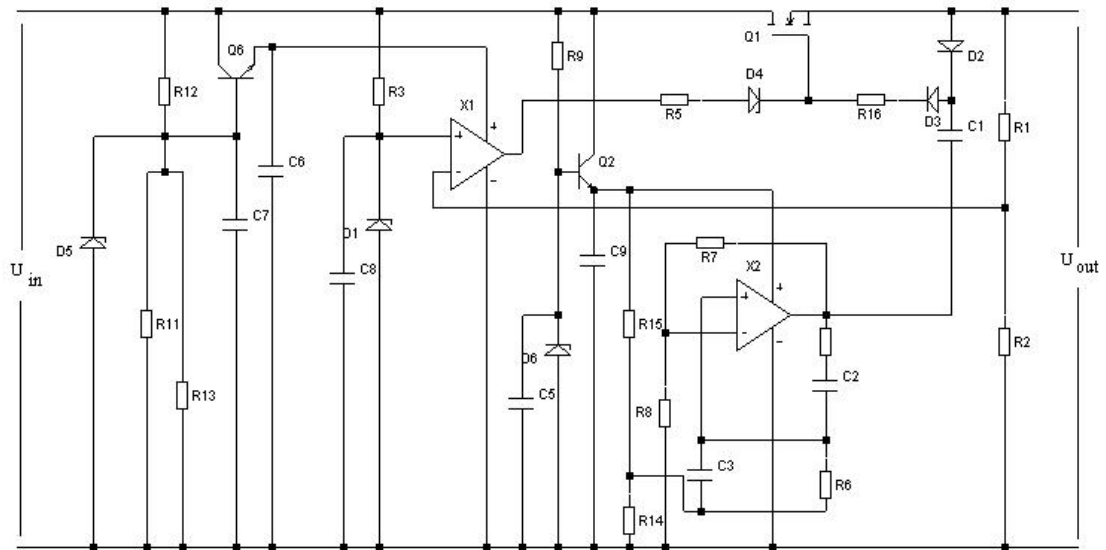


Kuva 4.4 Synqorin ratkaisu riittämättömään kantaohjaukseen [5]

Kuvassa 4.4 esitetty kytkentä muistuttaa toimintaperiaatteeltaan hyvin paljon kuvassa 4.3 esitettyä jänniteregulaatorin kytkentää. Myös tässä mallissa muodostetaan vastusjaolla $R1$, $R2$ ja zenerdiodilla $Z1$ referenssijännitteet operaatiovahvistimelle $U1$, joka yhdessä diodien $D5$ ja $D6$, kondensaattorin $C1$ ja oskillaattorin muodostaman varauspumpun kanssa ohjaa tässä tapauksessa transistorin sijaan kytkimenä käytettävän MOSFETin $Q1$ hilajännittettä [5]. Juuri varauspumpun lisääminen kytkentään mahdollistaa riittävän ohjausjännitteen aikaansaamisen kytkimelle $Q1$ tulojännitteen U_{in} arvosta riippumatta. Koska idea vaikutti varsin käyttökelpoiselta päätettiin suojauskytkentä toteuttaa kuvan 4.4 esimerkkiin perustuvalla kytkennällä.

4.1.3 Suojauskytkennän toteutus

Ennen kytkennän toteuttamista diskreeteillä komponenteilla päätettiin kytkennän toimintaa tarkastella simulaattorin avulla. Simulaattorina käytettiin SIMetrix SIMPLIS ohjelmistoa ja simulaattoriin mallinnettu kytkentä on esitetty kuvassa 4.5.



Kuva 4.5 Simulaattoriin mallinnettu suojauskytkentä

Teholähteen käyttöjännitealueen ollessa mukaisesti 21,6 – 50,4 V ja suojauskytkennän perään kytkettävien DC/DC-moduulien maksimitulojännitteen ollessa 75 V, tulee kuvassa 4.5 esitetty kytkentä mitoittaa niin, että se rajoittaa lähtöjännitteen U_{out} ylijännitepiikin ilmetessä välille 50,4 – 75 V. Kun lähtöjännitteelle sallittava maksimi-arvo on valittu, etenee kytkennän mitoittaminen kuvan 4.5 komponenttimerkintöjä käyttäen kaavan 5 mukaisesti.

$$U_{out\ max} = \frac{U_{D1} \cdot (R1 + R2)}{R2} \quad (5)$$

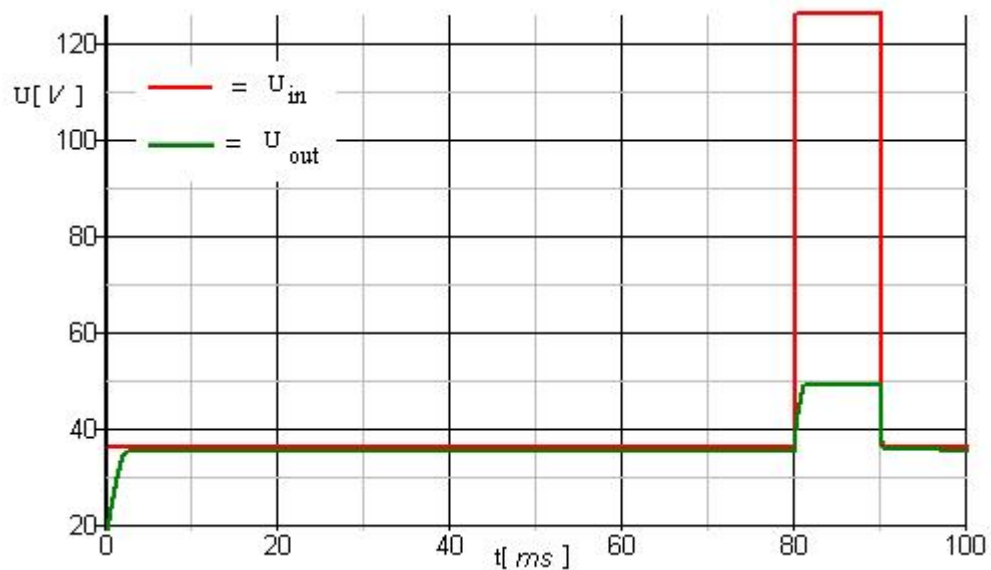
$U_{out\ max}$ = lähtöjännitteelle sallittava maksimi-arvo [V]

U_{D1} = zenerdiodin $D1$ zenerjännite [V]

Kuvan 4.5 kytkennässä diodit $D2$, $D3$ ja kondensaattori $C1$ muodostavat yhdessä vastuksista $R4$, $R6$, $R7$ ja $R8$, kondensaattoreista $C2$ ja $C3$ ja operaatiovahvistimesta $X2$ koostuvan oskillaattorin kanssa varauspumpun, jonka tehtävänä on tuottaa riittävä ohjausjännite MOSFETin $Q1$ hilalle. Varauspumpun toimintaa perustuu siihen, että operaatiovahvistimen $X2$ alkaessa oskilloida vastusten $R4$ ja $R6$ ja kondensaattorien $C2$

ja $C3$ määrämällä taajuudella, latautuu kondensaattori $C1$ negatiivisella puolijaksolla diodin $D2$ kautta ja purkaantuu positiivisella puolijaksolla diodin $D3$ kautta, tuottaen näin ohjausjännitteen MOSFETin $Q1$ hilalle, jota edelleen säädetään zenerdiodilla $D4$ ja operaatiovahvistimella $X1$. Operaatiovahvistimien maksimikäyttöjännitteen ollessa 36 V kytkentään on lisätty vastukset $R11$, $R12$ ja $R13$, zenerdiodi $D5$ ja emitteriseuraajaksi kytketty transistori $Q6$, joilla on rajoitettu operaatiovahvistimen $X1$ käyttöjännite halutulle tasolle.

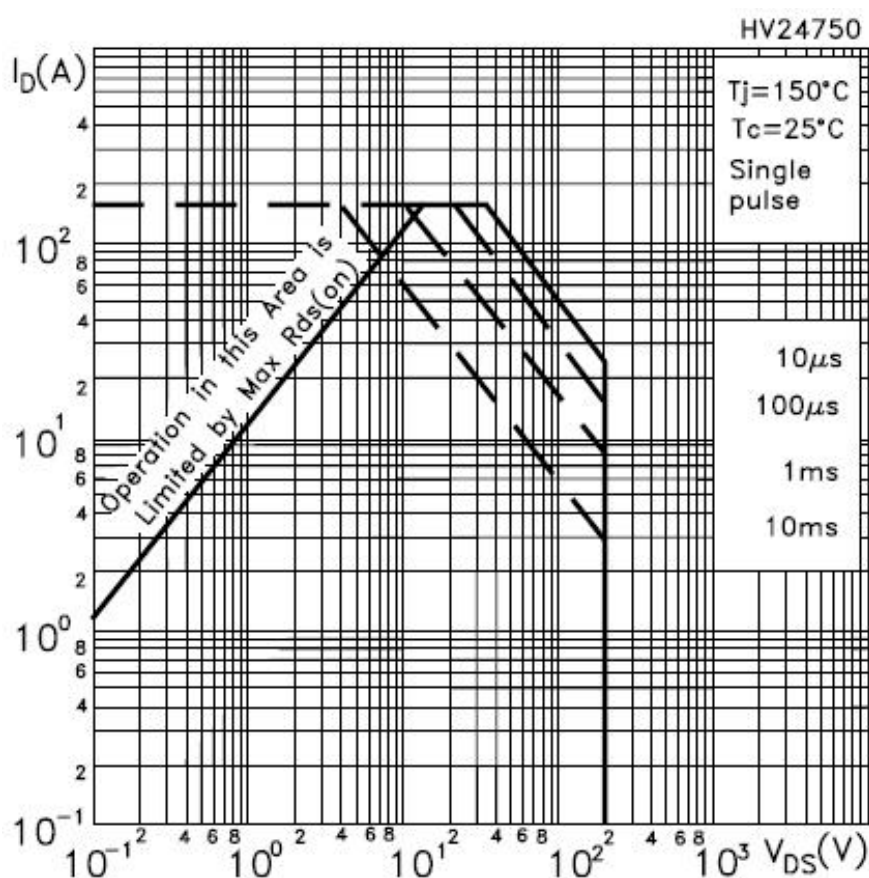
Kuvassa 4.6 nähdään SIMetrix SIMPLIS ohjelmistolla kuvan 4.5 kytkennästä simuloitu tulos. Kuten huomaamme, kytkentä estää ajanhetkellä $t = 80 - 90$ ms tulojännitteessä U_{in} esiintyvän ylijännitepiikin etenemisen suojattavaan laitteeseen, rajoittamalla lähtöjännitteen U_{out} noin 50 V:iin. Kun taas tulojännitteen ollessa normaalialueella on $Q1$ ajautunut saturaatioon, jolloin U_{out} on likimain U_{in} .



Kuva 4.6 Simulointitulokset

Koska MOSFET $Q1$ haihduttaa transienttihetkellä ylijännitepiikin energian ja koska suojauskytkennän perään kytkettävän DC/DC-moduulin tulovirta kulkee kokonaisuudessaan MOSFETin kautta, on lopulliseen kytkentään käytettävän MOSFETin valinta tehtävä huolella [5]. Koska tiedämme käytettävien DC/DC-moduulien

maksimikuorman, moduulien hyötysuhteen sekä pienimmän mahdollisen tulojännitteen arvon, voimme päätellä suurimman mahdollisen tulovirran, jonka MOSFETin tulee kestää. Luvussa 2.1 todetut seikat huomioon ottaen voimme siis karkeasti arvioida, että MOSFETin tulee kestää noin 100 V:n jännite ja 3 A:n virta, eli noin 300 W:n tehohäviö 20 ms:n ajan. Lopulliseen kytkentään valittiin käytettäväksi STMicroelectronicsin valmistama MOSFET, jonka turvallinen käyttöalue on esitetty kuvassa 4.7, josta voimme todeta, että valittu MOSFET täyttää edellä esitetyt vaatimukset.

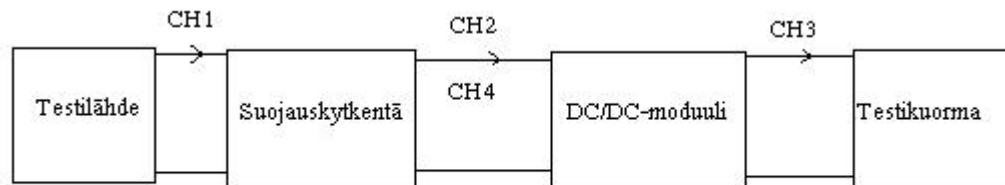


Kuva 4.7 Valitun MOSFETin turvallinen käyttöalue [6]

4.1.4 Suojauskytkennän testaus

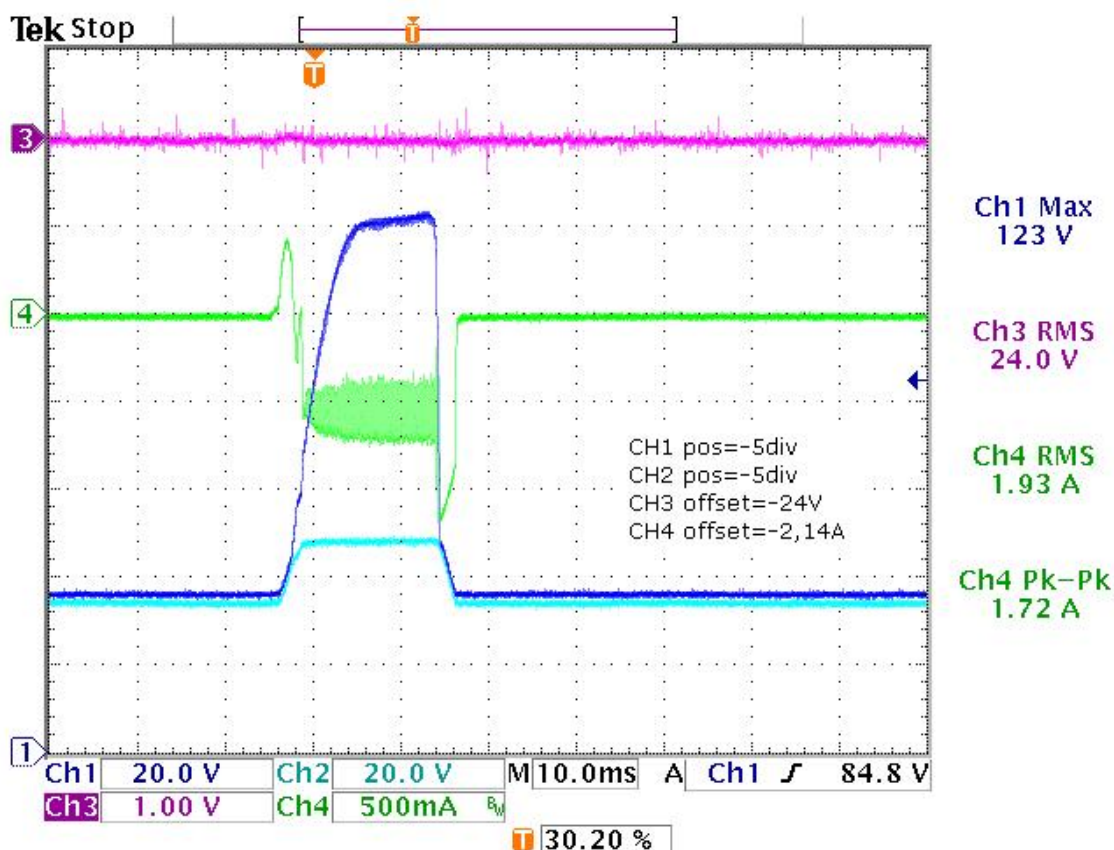
Kun kytkentä oli simulaattorin avulla todettu käyttökelpoiseksi ja kytkennän toiminnan kannalta kriittiset komponentit valittu, oli aika toteuttaa suojauskytkentä diskreeteillä

komponenteilla ja rakentaa testijärjestely, jotta kytkennän toimintaa voitaisiin mallintaa myös käytännön tasolla. Kuvassa 4.8 nähdään lohkokaavio testijärjestelystä, sekä testissä käytetyt mittauspisteet.



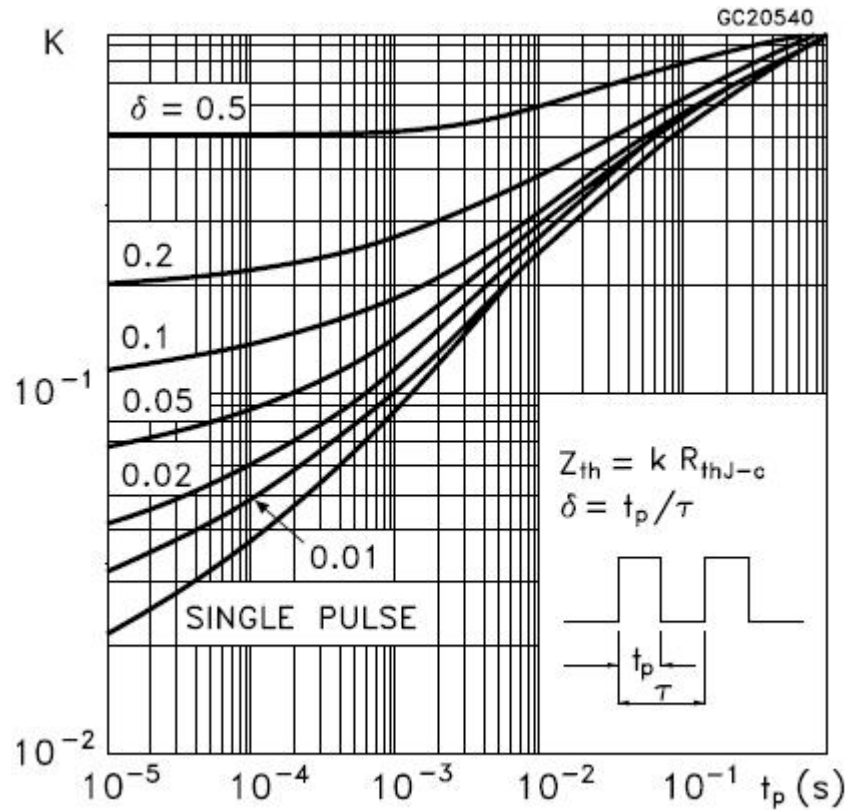
Kuva 4.8 Testijärjestelyn rakenne

Kuvassa 4.9 nähdään oskilloskooppikuva mittauksesta. Ykköskanava (CH1) on asetettu mittaamaan tulojännitettä U_{in} , kakkoskanava (CH2) on asetettu mittaamaan DC/DC-moduulin tulojännitettä, kolmoskanava (CH3) mittaa moduulin lähtöjännitettä ja neloskanava (CH4) mittaa moduulin tulovirtaa. Kuvasta nähdään, että suunnitellulla suojauskytkennällä pystytään suojaamaan teholähde $3,5 \cdot U_{in}$ suuruiselta yli-jännitepiikiltä, jonka kesto on 20 ms ilman, että laitteen toiminta keskeytyy. Eli toisin sanoen kytkennällä voidaan täyttää standardissa EN 50155 asetetut vaatimukset. Kuvasta nähdään myös, että transienttihakella suurin MOSFETin yli oleva jännite on noin 70 V virran tällä hetkellä ollessa noin 1,6 A, jolloin MOSFETin tehohäviö on noin 112 W, joka on huomattavasti vähemmän kuin luvussa edellä arvioitu. Tämä johtuu siitä, että DC/DC-moduuli reagoi huomattavasti oletettua nopeammin tulojännitteen muutokseen, jolloin tulovirta pienenee merkittävästi.



Kuva 4.9 Mittaustulos

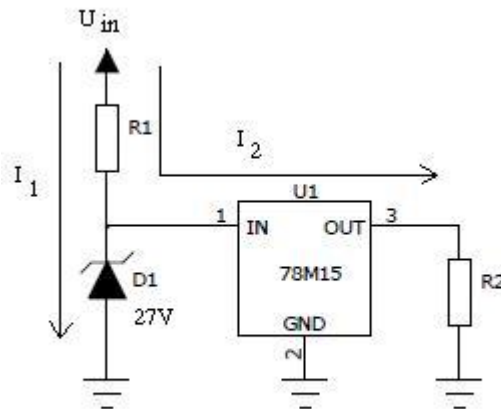
Koska MOSFETissä ylijännitepiikin aikana tapahtuva tehohäviö voitiin laskea tarkemmin kuvan 4.9 perusteella, päätettiin valitun MOSFETin soveltuvuus kytkentään varmistaa vielä kuvassa 4.10 esitetyn lämpöimpedanssikäyrän avulla. Kuvan avulla voidaan laskea MOSFETin liitoslämpötila transienttihetkellä, valitsemalla kuvaajasta lämpöimpedanssin arvo, joka vastaa yksittäistä 20 ms kestävä pulssia, joka tässä tilanteessa on noin 0,3 K/W. Koska MOSFETin tehoviön transienttihetkellä tiedetään, voidaan laskea, että liitoslämpötila nousee noin 33,6 °C ympäristön lämpötilaa suuremmaksi. Suurimman vaaditun ympäristön lämpötilan ollessa luvun 2.3 mukaisesti 70 °C voidaan arvioida, että liitoslämpötila nousee suurimmillaan noin 103,6 °C:en. Suurimman sallitun liitoslämpötilan ollessa 150 °C [6] voidaan todeta, että valittu MOSFET on riittävä suojaamaan teholähdettä ylijännitepiikeiltä kaikissa vaadituissa olosuhteissa.



Kuva 4.10 [6] Valitun MOSFETin lämpöimpedanssi

4.2 Apujännitepiiri

Teholähteen muut lohkot sisältävät komponentteja, jotka tarvitsevat käyttöjännitteet toimiakseen. Apujännitepiirin tehtävänä on tuottaa nämä jännitteet. Tässä laitteessa toisiopuolen lohkot ottavat käyttöjännitteensä suoraan lähtöjännitteistä ja ensiöpuolen lohkot saavat käyttöjännitteet apujännitepiiristä. Kuvassa 4.11 nähdään yksinkertaistettu versio 110 V järjestelmään suunnitellun teholähteen apujännitepiiristä.



Kuva 4.11 110 V järjestelmän teholähteen apujännitepiiri

Kuvassa 4.11 nähtävä apujännitepiiri perustuu 78M15-tyyppisen jänniteregulaattorin (UI) käyttöön, jonka lähtöjännite on 15 V. Vastus $R1$ ja zeneriodi $D1$ muodostavat biasointipiiriin regulaattorille ja vastus $R2$ esittää regulaattoriin kytkettävää kuormaa. Tämänkaltainen kytkentä on toimiva, mutta sillä on myös heikkoutensa. Suurin heikkous on se että vastuksen $R1$ pitää olla tehonkestoltaan hyvin suuri ja vaikka regulaattoria ei kuormitettaisi ollenkaan, jolloin kuormavirta I_2 on likimain nolla, kuluu biasointipiirissä edelleen häviötehoa kaavan 7 mukaisesti. Vastuksessa $R1$ kuluva teho voidaan laskea kaavasta 6.

$$P_{R1} = (U_{in} - U_{D1}) \cdot I_1 \quad (6)$$

$$P_{bias} = U_{in} \cdot \frac{U_{in} - U_{D1}}{R1} \quad (7)$$

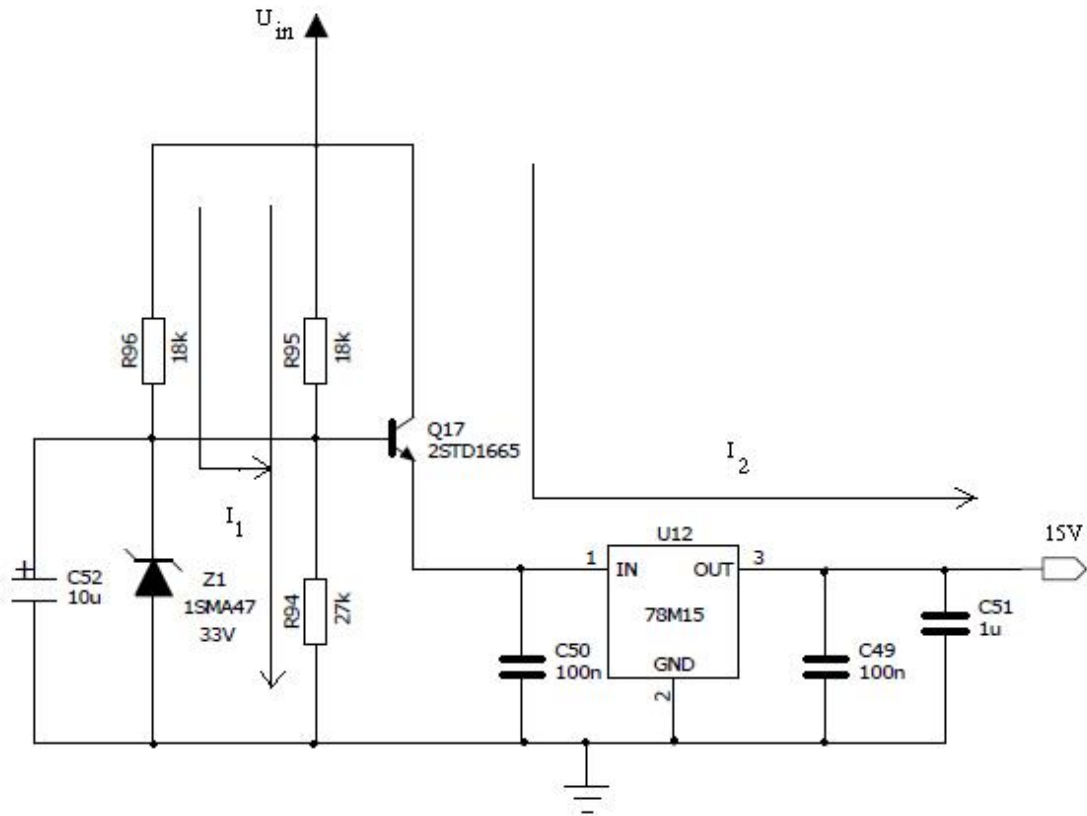
P_{R1} = vastuksen $R1$ teho [W]

P_{bias} = biasointipiirin häviöteho [W]

U_{in} = tulojännite [V]

U_{D1} = zeneriodin jännite [V]

Edellä esitetyt heikkoudet huomioon ottaen 36 V järjestelmään toteutettavaan teholliseen suunniteltiin paranneltu apujännitepiiri, joka on esitettyä kuvassa 4.12.



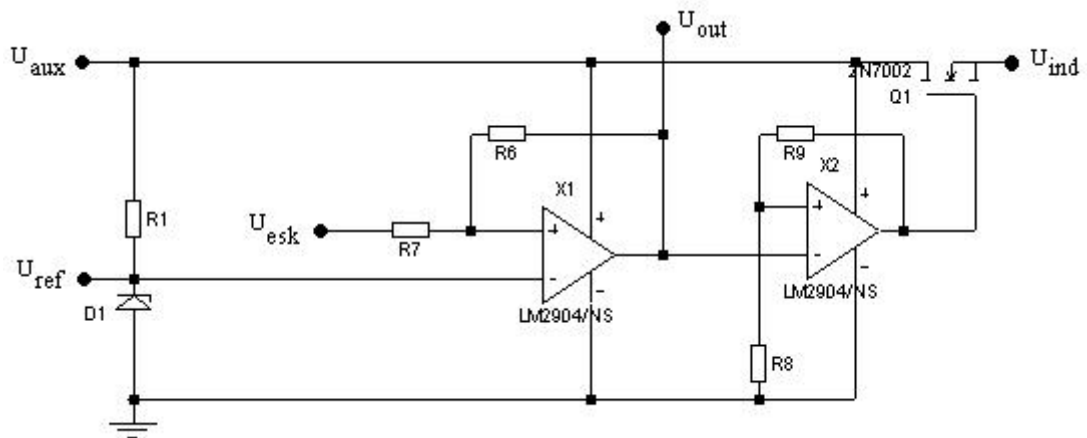
Kuva 4.12 Paranneltu apujännitepiiri

Myös tämä apujännitepiiri on rakennettu 78M15 jänniteregulaattorin ympärille, mutta tällä kertaa regulaattorin biasointipiirin muodostavat vastukset $R94$, $R95$, $R96$ ja emitteriseuraajaksi kytketty NPN transistori $Q17$. Kytkennän ideana on että toisin kuin kuvan 4.11 kytkennässä, jossa sekä biasointipiirin virta I_1 että kuormavirta I_2 kulkevat saman vastuksen $R1$ kautta, pyritään ne tässä kytkennässä pitämään erillään. Tämän ansiosta biasointipiiriin impedanssi voidaan mitoittaa huomattavasti suuremmaksi kuin kuvan 4.11 tilanteessa, jolloin biasointipiirin tehonkulutus pienenee merkittävästi. Regulaattorin maksimitulojännite on 35 V [7], mikä on rajoitettu tässä kytkennässä yhdessä zenerdiodin $Z1$ ja transistorin $Q17$ kanssa 32,4 V:n. Zenerdiodin on tarkoitus toimia ainoastaan ylijännitesuojana, minkä takia vastusten $R94$, $R95$ ja $R96$ toteuttama jännitejako tulee mitoittaa niin, että tulojännitteen U_{in} ollessa normaalialueella ei

zenerdiodin kynnyksjännite ylity missään vaiheessa, jolloin pelkästään vastukset määräävät transistorin $Q17$ kantajännitteen. Vastusjakoa mitoittaessa tulee myös ottaa huomioon, että käytettävä 78M15-tyyppin jänniteregulaattori tarvitsee vähintään 17 V:n tulojännitteen toimiakseen [7]. Tällöin vastusjako on mitoittettava niin, että pienimmällä tulojännitteellä transistorin $Q17$ kannalla on 18 V:n jännite. Huolellisesti mitoittuna tämäntyyppisellä apujännitepiirillä saavutetaan merkittävästi parempi hyötysuhde kuin kuvan 4.11 tyyppisellä kytkennällä, minkä seurauksena myös lämpöhäviöt piirissä vähentyvät.

4.3 Teholähteen manuaalinen ohjaus

Luvussa 2.4 esitetyissä vaatimuksissa todettiin, että laitteessa tulee olla mahdollisuus ohjata tehollähte pälle ja pois päältä analogisen ohjaussignaalin U_{ESK} avulla. Tehollähteen manuaalinen ohjaus päätettiin toteuttaa kuvassa 4.13 nähtävän yksittäis-syöttöiseen ei-invertoivaan hystereesiin perustuvan kytkennän avulla.



Kuva 4.13 Tehollähteen manuaaliseen ohjaukseen suunniteltu kytkentä

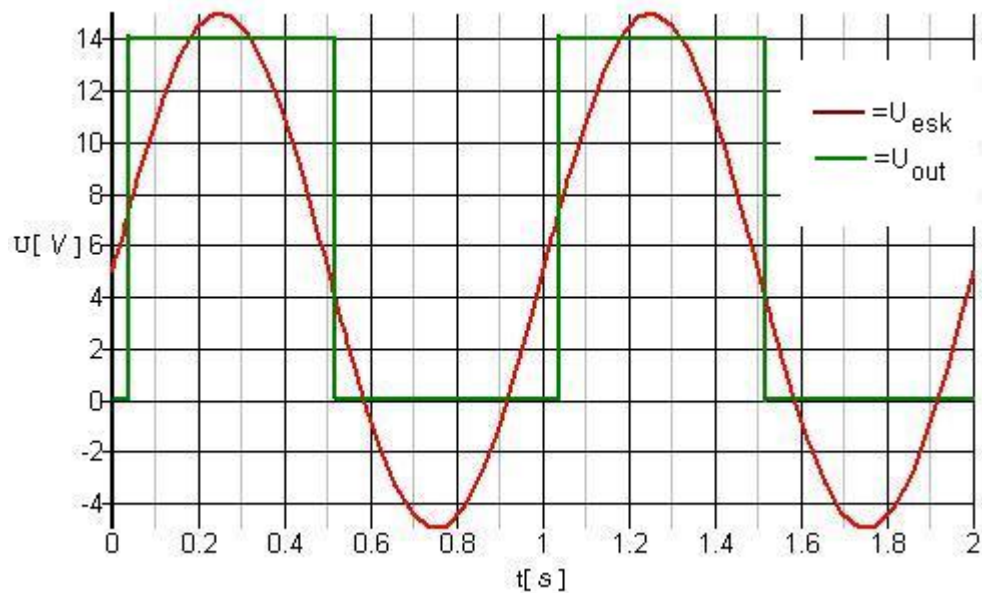
Kuvassa 4.13 nähtävä kytkentä pyritään mitoittamaan niin, että operaatiovahvistimen $X1$ lähtöjännite U_{out} vaihtaa tilaansa ohjaussignaalin U_{ESK} ylittäessä asetetut 5 ja 7,5 V:n raja-arvot. Näin ollen komponenttien mitoitus etenee kuvan komponenttimerkintöjä käyttäen kaavojen 8 ja 9 mukaisesti.

$$\frac{(R6 + R7) \cdot U_{ref}}{R6} = 7,5 \text{ V} \quad (8)$$

$$\frac{(R6 + R7) \cdot U_{ref} - R7 \cdot U_{aux}}{R6} = 5 \text{ V} \quad (9)$$

U_{ref} = zenerdiodilla DI asetettava referenssijännite [V]

U_{aux} = operaatiovahvistimen käyttöjännite [V]



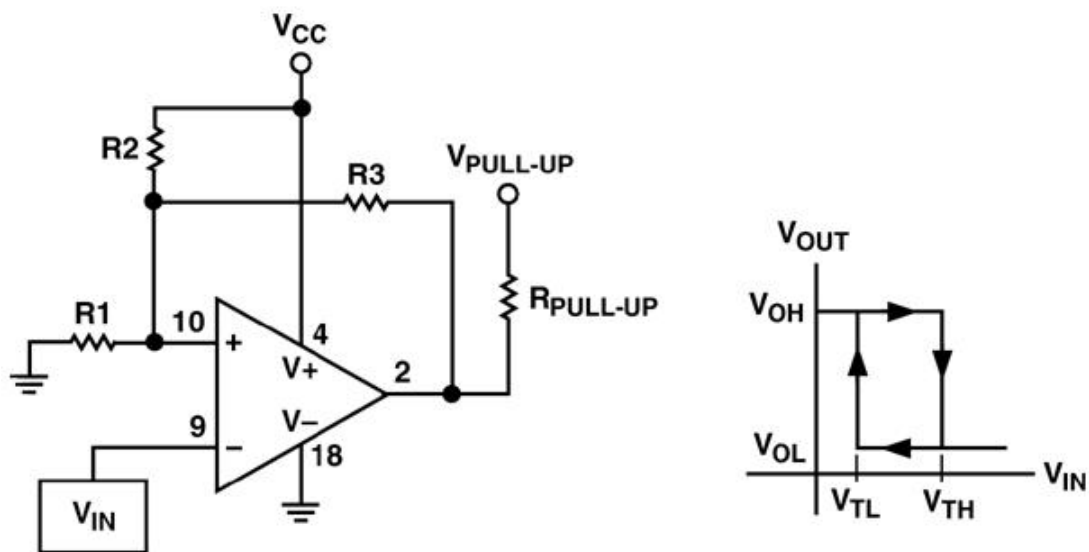
Kuva 4.14 Teholähteen manuaalisen ohjauksen toiminta

Kuvassa 4.14 nähdään kuvan 4.13 kytkennästä komponenttien mitoituksen jälkeen simuloitu tulos josta nähdään, että operaatiovahvistimen $X1$ lähtöjännite U_{out} vaihtaa tilaansa ohjaussignaalin U_{ESK} ylittäessä ennaltamäärätyt raja-arvot. Toisin sanoen, esiteltyä kytkentää voidaan soveltaa teholähteen manuaaliseen ohjaukseen, esitettyjen vaatimusten mukaisesti. Tämän lisäksi kytkentään lisättiin kuvassa 4.13 nähtävä invertoiva operaatiovahvistin $X2$, jolla ohjataan kytkin $Q1$ johtavaan tilaan operaatiovahvistimen $X1$ lähdön ollessa alhaalla. Näin ollen suunnitellulla kytkennällä

voidaan myös ohjata merkkivalon käyttöjännitettä U_{ind} luvussa 2.4 esitettyjen vaatimusten mukaisesti.

4.4 Lähtöjännitteiden valvonta

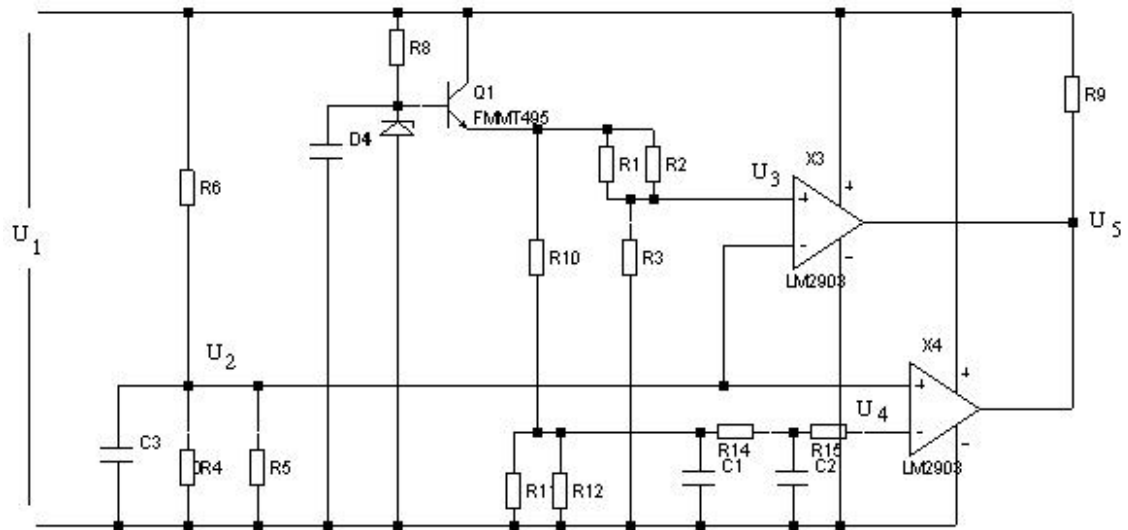
Teholähteen lähtöjännitteiden tulee pysyä luvussa 2.2 esitettyjen ennaltamäärättyjen rajojen sisällä, jotta välttyttäisiin vahingoittamasta teholähteeseen kytkettäviä herkkiä laitteita. 110 V järjestelmään suunnitellun teholähteen ylijännitesuojaus oli toteutettu laitteessa käytettyjen DC/DC-moduulien sisäisellä ylijännitesuojauksella, jonka raja-arvo on 1,1-kertainen nimelliseen lähtöjännitteeseen verrattuna [2]. Alijännitesuojaus puolestaan oli toteutettu lisäämällä moduulien lähtöön kuvan 4.15 esimerkkiin perustuva ulkoinen kytkentä, jonka raja-arvo on 0,97-kertainen nimelliseen lähtöjännitteeseen verrattuna.



Kuva 4.15 Yksittäissyöttöinen invertoiva hystereesi [8]

Luvussa 2.2 asetettiin lähtökohtaiseksi tavoitteeksi, että 36 V järjestelmään suunniteltavan teholähteen lähtöjännitteille sallittaisiin $\pm 3\%$:n heilunta. Projektiin valittujen Synqorin DC/DC-moduulien lähtöjännitteiden tasaantumisrajan ollessa $\pm 1\%$, oli lähtökohtaisen tavoitteen mukaisten raja-arvojen toteuttaminen mahdollista. Kuvassa 4.15 esiteltyä kytkentää käytetään jännitteenvälvoinnassa tilanteissa, joissa halutaan

kytkennän reagoivan hitaasti mitattavan jännitteen muutoksiin varsinkin tilanteissa, joissa mitattava jännite vaihtelee hyvin lähellä asetettua raja-arvoa [8]. Koska valvontakytkennän tulee tässä tapauksessa ohjata takaisinkytkennän kautta koko teholähde pois päältä virhetilanteessa, ei tämän kaltaisen hystereesisilmukan lisäämistä kytkentään katsottu tarpeelliseksi. Sillä tässä tilanteessa mitattava jännite on 0 V, jolloin sen heilunta raja-arvon läheisyydessä ei ole mahdollista. Sen sijaan ali- ja ylijännite-suojauksen kytkentä toteutettiin SIMetrix SIMPLIS -ohjelmistoa apuna käyttäen kuvan 4.16 mukaisella komparaattorikytkennällä.



Kuva 4.16 24 V:n lähtöön mitoitettu jänniteenvalvonta

Kuvassa 4.16 nähtävä kytkentä on mitoitettu niin, että mitattava jännite U_1 alennetaan ensin vastusten R_4 , R_5 ja R_6 toteuttamalla jännitejaolla neljäsosaan alkuperäisestä, minkä jälkeen $\pm 3\%$:n raja-arvot voidaan asettaa kaavojen 10 ja 11 mukaisesti.

$$U_3 = \frac{1,03 \cdot U_1}{4} = \frac{R_3}{R_3 + (R_1 \parallel R_2)} \cdot (U_{d4} - U_{be}) \quad (10)$$

$$U_4 = \frac{0,97 \cdot U_1}{4} = \frac{R_{11} \parallel R_{12}}{(R_{11} \parallel R_{12}) + R_{10}} \cdot (U_{d4} - U_{be}) \quad (11)$$

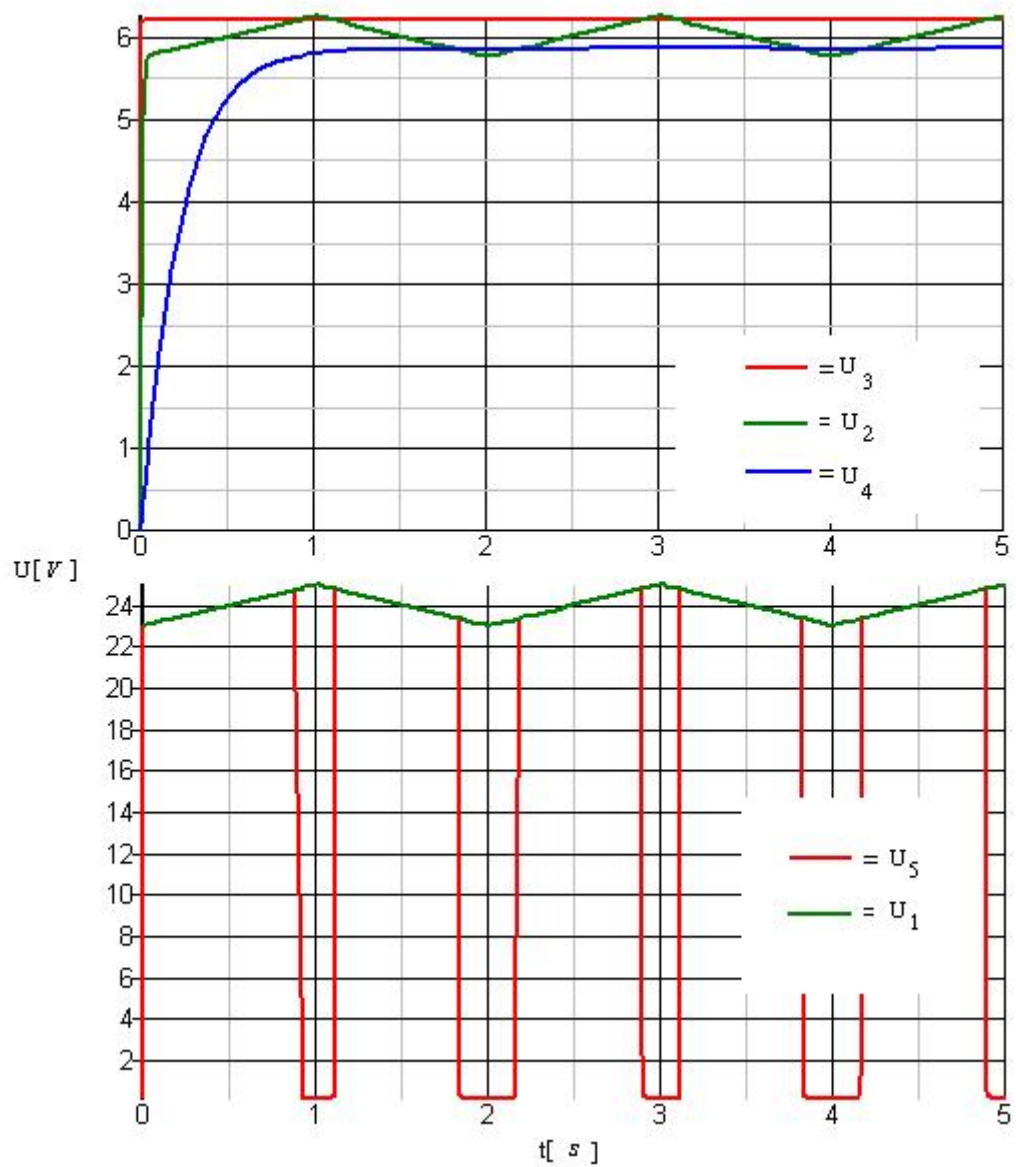
U_1 = mitattava jännite [V]

U_3 = positiivinen raja-arvo [V]

U_4 = negatiivinen raja-arvo [V]

U_{d4} = zenerdiodin $D4$ zenerjännite [V]

U_{be} = transistorin $Q1$ kanta-emitterijännite [V]



Kuva 4.17 Komparaattorikytkennän lähtö- ja tulojännitteet

Kuvassa 4.17 nähdään kuvan 4.16 kytkennästä simuloitu tulos. Kuvasta nähdään, että komparaattori vaihtaa lähtöjännitteen U_5 tilan positiivisesta negatiiviseen käyttöjännitteeseen tilanteissa jossa mitattava jännite U_1 ylittää asetut $\pm 3\%$:n raja-arvot. Näin ollen suunniteltua kytkentää voidaan soveltaa teholähteen lähtöjännitteiden yli- ja alijännitesuojana luvussa 2.2 asetettujen vaatimusten mukaisesti.

4.5 DC/DC-moduulit

Suunniteltava teholähde päätettiin toteuttaa käyttämällä luvussa 3.1 esitettyjen kriteerien perusteella valittuja Synqorin IQ36-sarjan DC/DC-moduuleja. Koska Synqor oli Elcon Power Oy:lle entuudestaan tuntematon moduulivalmistaja, päätettiin Synqorilta tilata 24 V moduuli testattavaksi, jotta voitaisiin varmistaa valmistajan ilmoittamien ominaisuuksien oikeellisuus, sekä moduulin soveltuvuus suunniteltavaan teholähteeseen. Testauksessa vertailukohtana Synqorin moduulille käytettiin 110 V järjestelmään suunnitellussa teholähteessä käytettyjä TDK-Lambdan DC/DC-moduuleja ja testauksessa mitattuja tuloksia on esiteltyä taulukossa 4.1.

Taulukko 4.1 Moduulien testauksessa mitattuja arvoja

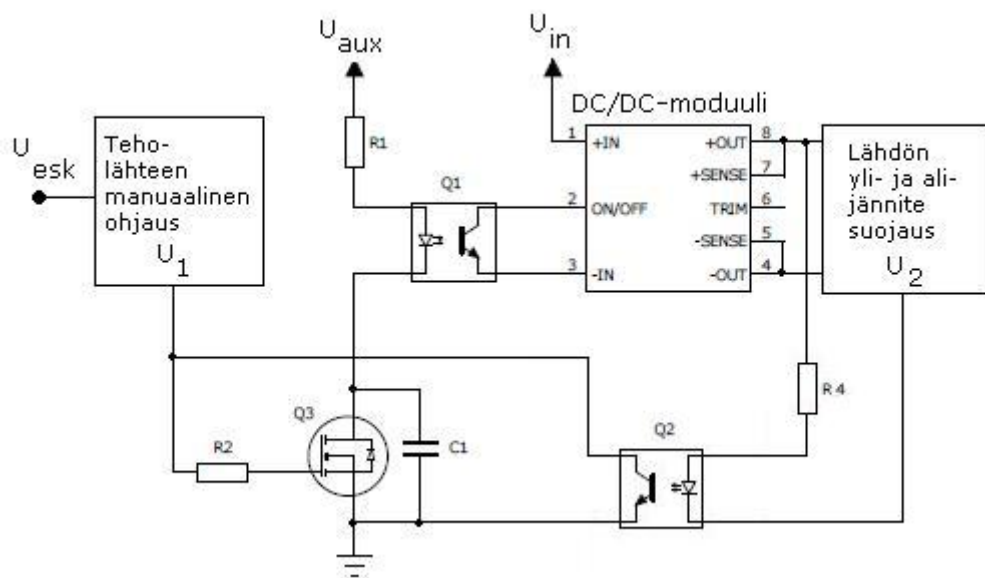
Synqor							
Kuorma[Ω]	U_{in} [V]	I_{in} [A]	U_{out} [V]	I_{out} [A]	P_{in} [W]	P_{out} [W]	η [%]
∞	23,97	0,11	-	-	2,64	-	-
	35,98	0,09	-	-	3,24	-	-
	44,98	0,08	-	-	3,60	-	-
15,4	23,68	1,75	23,9	1,59	41,44	38,00	91,70
	35,81	1,18	23,9	1,59	42,26	38,00	89,93
	44,85	0,95	23,9	1,59	42,61	38,00	89,19
9,3	23,88	2,91	23,9	2,66	69,49	63,57	91,49
	35,66	1,96	23,9	2,66	69,89	63,57	90,96
	44,75	1,56	23,9	2,66	69,81	63,57	91,07
TDK-Lambda							
Kuorma[Ω]	U_{in} [V]	I_{in} [A]	U_{out} [V]	I_{out} [A]	P_{in} [W]	P_{out} [W]	η [%]
∞	90,3	0,07	-	-	6,32	-	-
	110,2	0,06	-	-	6,61	-	-
	144,1	0,05	-	-	7,21	-	-
15,4	90,3	0,54	24,0	1,61	48,31	38,64	79,98
	110,2	0,44	24,0	1,61	48,82	38,64	79,15
	141,9	0,36	24,0	1,61	50,52	38,64	76,49
9,3	90,2	0,85	24,0	2,69	76,67	64,56	84,21
	110,2	0,71	24,0	2,69	77,69	64,56	83,10
	140,4	0,57	24,0	2,69	80,17	64,56	80,53

Vaikka mitatut tulokset eivät ole täysin vertailukelpoisia keskenään moduulien erisuuruisten tulojännitealueiden U_{in} takia, voidaan taulukossa 4.1 esitettyjen mittaus-tulosten perusteella todeta, että Synqor on ominaisuuksiltaan huomattavasti TDK-Lambdan moduuleja suorituskykyisempi. Mittaustuloksista huomataan, että Synqorin hyötysuhde on kautta linjan TDK-Lambdan moduuleja parempi ja merkittäviä eroja syntyy varsinkin osakuormituksella ja tyhjäkäynnillä. Hyvän hyötysuhteen ansiosta tehohäviöt moduulissa pienenevät, minkä seurauksena myös moduulissa syntyvät lämpöhäviöt pienenevät. Tämän seurauksena suunniteltavan laitteen luotettavuus paranee, koska komponentteihin kohdistuvat lämpörasitukset pienenevät. Asia varmistettiin vielä mittaamalla moduulien pintalämpötilaa täydellä moduulien kuormituksella. Mittauksessa havaittiin, että Synqorin moduulin pintalämpötila tasoittui noin 69 °C, kun se TDK-Lambdan tapauksessa nousi jo 10 minuutin kuormituksen jälkeen noin

85 °C ja jatkoi vielä nousuaan. Näin ollen voitiin todeta, että projektiin valittu DC/DC-moduuli soveltuu erinomaisesti käytettäväksi suunniteltavaan teholähteeseen. Synqorin moduulien erinomainen hyötysuhde on saavutettu käyttämällä moduuleissa tahdistetulla tasasuuntauksella varustettua forward-muuttajaa perinteisen dioditasasuuntauksen sijaan [9]. Tahdistetun tasasuuntauksen ominaisuuksia ja sillä saavutettavia etuja käsitellään tarkemmin luvussa 5.

4.5.1 Teholähteen moduulien ohjaus

Kuten luvussa 2.4 totesimme tulee laitteessa olla mahdollisuus ohjata teholähde päälle ja pois päältä manuaalisesti analogisen ohjaussignaalin U_{ESK} avulla. Tämän lisäksi laitteen tulee kytkeytyä pois päältä mikäli yksikin lähtöjännitteistä ylittää luvussa 2.2 esitetyn yli- ja alijännitesuojauksen raja-arvon. Käytännön tasolla laitteen ohjaaminen toteutetaan ohjaamalla DC/DC-moduuleita, niiden ensiöpuolella olevan ON/OFF-pinnin avulla päälle ja pois päältä. Ohjaus toteutetaan niin, että kun ON/OFF-pinni kytketään moduulin negatiiviseen tulonastaan, kytkeytyy moduuli päälle ja kun pinni jätetään avoimeksi, kytkeytyy moduuli pois päältä.



Kuva 4.18 DC/DC-moduulin ohjaus

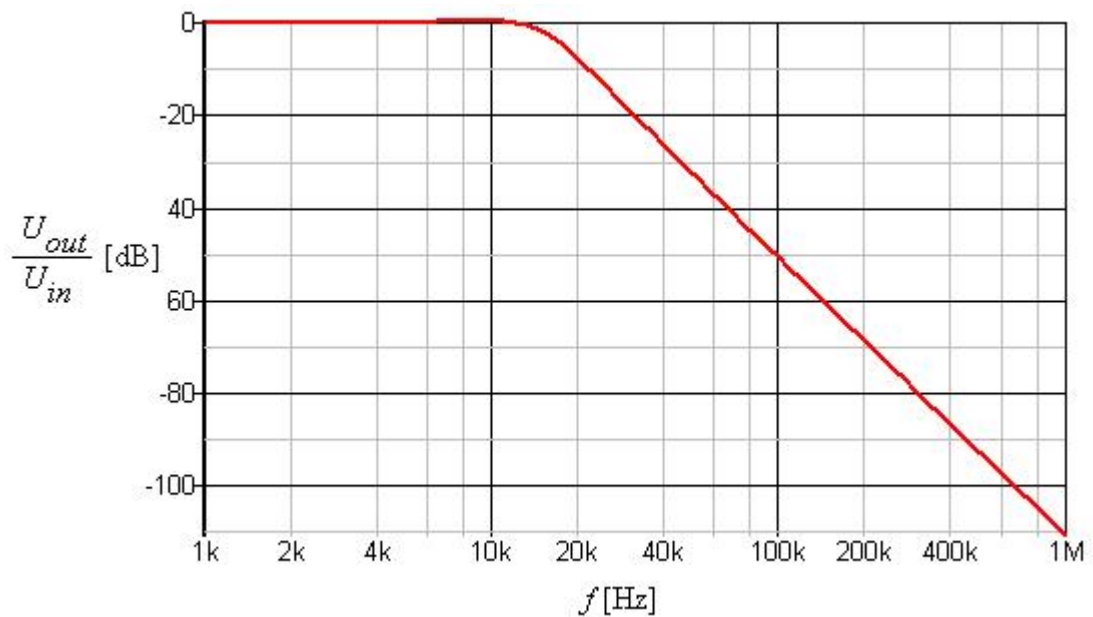
Kuvassa 4.18 nähdään teholähteen DC/DC-moduulien ohjaukseen suunniteltu kytkentä. Kytkennän toiminta perustuu siihen, että kun teholähde halutaan kytkeä päälle ohjaussignaalin U_{ESK} avulla, nousee luvussa 4.3 suunnitellun teholähteen manuaalisen ohjauksen kytkennän ohjausjännite U_I ylös. Tämän seurauksena kytkin $Q3$ ohjautuu johtavaan tilaan, minkä seurauksena optoerotin $Q1$ saturoituu ja kytkee DC/DC-moduulin ON/OFF-pinnin negatiiviseen tuloonastan, jolloin moduuli kytkeytyy päälle.

Kuten luvusta 4.4 muistamme, mitoitettiin lähdön yli- ja alijännitesuojauksen kytkentä niin, että lähtöjännitteen ollessa sallittujen raja-arvojen sisällä on takaisinkytkentäsignaali U_2 ylhäällä ja mikäli raja-arvo ylittyy on U_2 alhaalla. Näin ollen virhetilanteen ilmaantuessa optoerotin $Q2$ saturoituu ja maadoittaa ohjaussignaalin U_I . Tämän seurauksena kytkin $Q3$ ja optoerotin $Q1$ ei ole enää johtavassa tilanteessa, jolloin moduulin ON/OFF-pinni on kytkettynä avoimelle kollektorille, minkä seurauksena DC/DC-moduuli kytkeytyy pois päältä. Näin käy myös tilanteissa, joissa ohjausjännite U_I ohjataan manuaalisesti alas ohjaussignaalin U_{ESK} avulla. Näin ollen esitellyllä kytkennällä voidaan ohjata teholähde päälle ja pois päältä luvuissa 2.2 ja 2.4 esitettyjen kriteereiden mukaisesti.

4.6 Teholähteen tulo- ja lähtöjännitteiden suodatus

Suunniteltavan teholähteen perustuessa korkealla kytkentätaajuudella varustettuihin DC/DC-moduuleihin, tulee sekä laitteen tulo- että lähtöjännitteitä suodattaa, jotta korkeataajuisen hurinajännitteen eteneminen muihin laitteisiin voidaan estää. DC/DC-moduulien fyysistä kokoa ollaan pyritty pienentämään kasvattamalla kytkentätaajuutta, mutta samanaikaisesti moduulien useat kytkinasteet, jotka sisältävät sekä pulssimuotoista jännitettä että virtaa, jolloin moduulit tuottavat entistä enemmän EMI-häiriöitä. EMI-häiriöillä viitataan laitteiden kykyyn vaikuttaa toisiinsa ja tämä vuorovaikutus voi tapahtua sekä säteilemällä että johtamalla. Koska tämä vuorovaikutus on pääsääntöisesti haitallista laitteille on eri sovelluksissa käytettäville laitteille laadittu standardeja, joissa määritellään suurimmat mahdolliset häiriötasot, joita laite saa tuottaa ja suurimmat mahdolliset häiriötasot, joiden vaikutuksen alaisena laitteen tulee toimia [12].

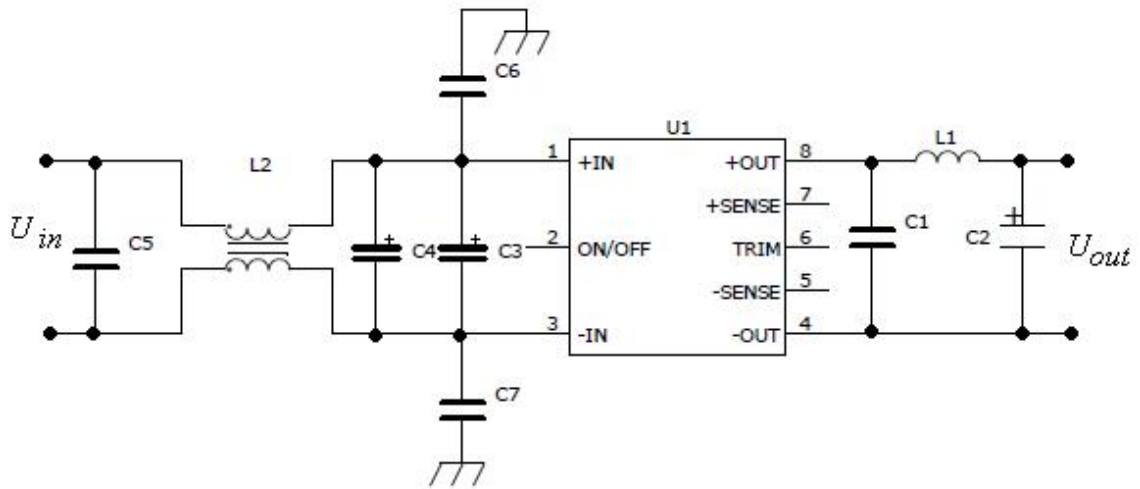
Käytettäväksi valittujen DC/DC-moduulien valmistaja Synqor suosittelee, että moduulien lähtöön kytketään noin 1 μF keraaminen kondensaattori ja noin 22 μF tantaalikondensaattori [9]. Synqorin suosituksia pidettiin hyvänä lähtökohtana lähtösuodattimien suunnittelulle, sillä keraamisella kondensaattorilla voidaan tehokkaasti suodattaa korkeataajuisia häiriöitä, kun taas suuren kapasitanssin omaavalla tantaalikondensaattorilla voidaan lähtöjännite tasata mahdollisimman lähelle tasajännitettä. Lähtösuodattimen vaimennusta haluttiin kuitenkin lisätä varsinkin suurille taajuuksille ja näin ollen kondensaattoreiden väliin päätettiin lisätä kuristin, joka mahdollisti 60 dB/dek vaimennuksen aikaansaamisen. Muodostunut *CLC*-alipäästösuodin päätettiin mitoittaa niin, että DC/DC-moduulien kytkentätaajuudella vaimennusta olisi vähintään 80 dB. Synqorin moduulien kytkentätaajuuden ollessa 250 kHz [9], muodostui suunnitellun alipäästösuodattimen amplitudivasteesta komponenttien mitoituksen jälkeen kuvan 4.19 kaltainen.



Kuva 4.19 Lähden alipäästösuodattimen amplitudivaste

Teholähteen tulopuolen suodatus päätettiin toteuttaa kokonaisuudessaan Synqorin ohjeiden ja suositusten mukaisesti lukuunottamatta sitä, että fyysisiltä mitoiltaan suuret elektrolyyttikondensaattorit päätettiin korvata useamman pienen elektrolyyttikon-

densaattorin rinnankytkennällä, koska pienikokoiset ja kevyet komponentit kestävät veturissa esiintyvää tärinää raskaita komponentteja paremmin [1].

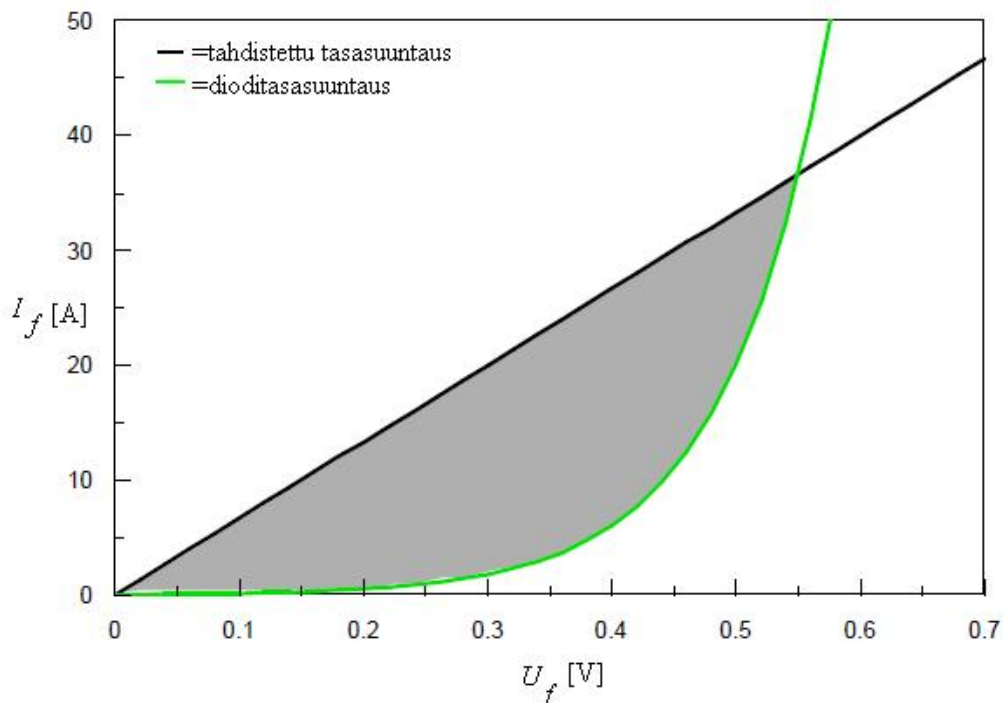


Kuva 4.20 Moduulien tulo- ja lähtöpuolen suodatus

Kuvassa 4.20 nähdään moduulin lähtöön mitoitettun CLC-alipäästösuodattimen lisäksi moduulin tulopuolelle lisätty suodatuskytkentä. Synqorin suositusten mukaisesti moduulin positiivisesta ja negatiivisesta tulonastasta kytkettiin y-kondensaattorit $C6$ ja $C7$ laitteen runkoon. Moduulin tulon rinnalle Synqor suositteli kytkettäväksi noin $100\ \mu\text{F}$ pienellä ESR-arvolla varustetun elektrolyyttikondensaattorin, joka tässä tapauksessa jaettiin kahdeksi pienemmäksi elektrolyyttikondensaattoriksi $C3$ ja $C4$, joiden rinnalle kytkettiin suositusten mukainen yhteismuotoinen kuristin $L2$ ja keraaminen kondensaattori $C5$. Vaikka tehollähteen suodatus suunniteltiin Synqorin suositusten mukaisesti, ovat ohjeet suuntaa-antavia ja laitteen todellinen suorituskyky EMI-häiriöiden suhteen selviää vasta mahdolliselle protosarjalle tehtävissä EMC-mittauksissa, joista selviää onko tehollähteen suodatus tässä muodossa riittävä.

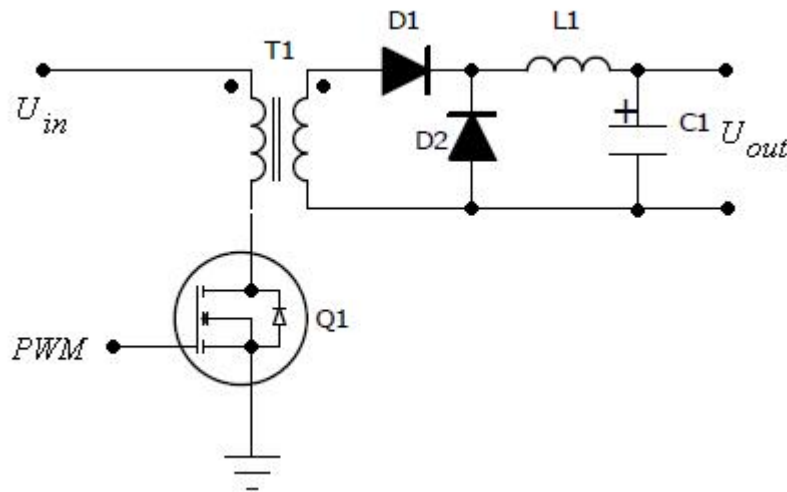
5 Tahdistettu tasasuuntaus

Tasasuuntauksella tarkoitetaan vaihtosähkön muuttamista tasasähköksi. Tasasuuntausta kutsutaan joko puoli- tai kokoaaltoasuuntaukseksi riippuen siitä, että hyödynnetäänkö vaihtosähköstä molemmat puolijaksot vai pelkästään positiivinen tai negatiivinen puolijakso. Pääsääntöisesti tasasuuntaus toteutetaan yhdellä tai useammalla diodilla, mutta koska diodien johtohäviöt vaikuttavat merkittävästi koko teholähteen häviöihin ja hyötysuhteeseen on tasasuuntauksen toteuttamiseen alettu etsiä vaihtoehtoisia menetelmiä [10]. Tasasuuntauksessa syntyvät häviöt ovat verrannollisia tasasuuntaimen päästösuuntaiseen jännitehäviöön U_f ja päästösuuntaiseen virtahäviöön I_f [11]. Toisin sanoen dioditasasuuntauksessa syntyy aina häviöitä diodin kynnysjännitteestä johtuvan päästösuuntaisen jännitehäviön ja diodin kautta kulkevan kuormavirran takia. Tahdistetulla tasasuuntauksella pyritään vähentämään syntyviä johtohäviöitä korvaamalla diodit kolmannessa neljänneksessä toimivilla MOSFETeilla eli niin, että virta kulkee lähteeltä nielulle, jolloin syntyvä U_f/I_f -käyrä on lineaarinen, toisin kuin diodin eksponentiaalinen ominaiskäyrä [11].



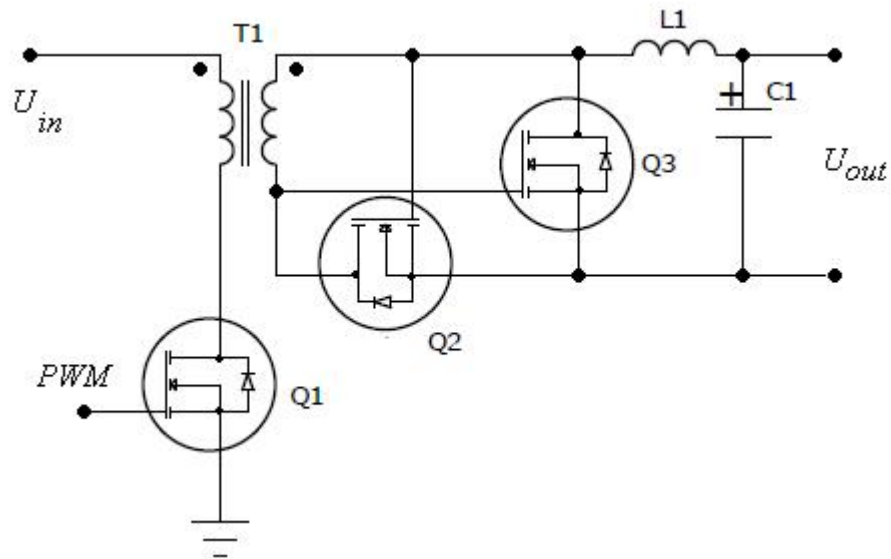
Kuva 5.1 I_f/U_f -kuvaaja [11]

Kuvassa 5.1 on verrattu tahdistetun tasasuuntaajan päästösuuntaista jännitettä vastaavan dioditasasuuntaajaan jännitteeseen. Kuvasta huomaamme, että toisin kuin diodin tapauksessa, missä virta alkaa kulkea vasta kun diodin kynnyksjännite ylittyy, tahdistetulla tasasuuntauksella virta kasvaa lineaarisesti jännitteen kasvaessa. Näin ollen johtohäviöt vähenevät tahdistetun tasasuuntauksen tapauksessa kuvassa nähtävällä harmaalla alueella.



Kuva 5.2 Forward-muunnin dioditasasuuntauksella

Kuvassa 5.2 nähdään yksinkertaistettu forward-muunnin, minkä lähtöjännite U_{out} on tasasuunnattu diodien avulla. Kytkennän toiminta perustuu siihen, että pulssinleveysmodulaattorilla PWM ohjataan kytkin $Q1$ auki ja kiinni kytkentätaajuuden määräämällä tahdilla. Kytkimen johtaessa jännite nousee muuntajan $T1$ toisiossa ja diodin $D1$ anodilla, jolloin diodin kynnyksjännite ylittyy ja virta kulkee muuntajan toisiokäämin, diodin $D1$ ja kuristimen $L1$ kautta kuormaan. Tilanteessa jossa kytkin ohjataan ei johtavaan tilaan toision napaisuus kääntyy ja jännite ei enää riitä avaamaan diodia $D1$ johtavaan tilaan, jolloin kuormavirta kulkee diodin $D2$ ja kuristimen $L1$ kautta.



Kuva 5.3 Forward-muunnin tahdistetulla tasasuuntauksella

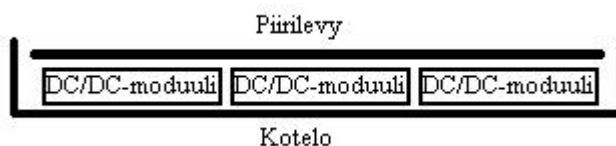
Kuvassa 5.3 nähdään yksinkertaistettu kytkentä itseohjautuvalla tahdistetulla tasasuuntauksella varustetusta forward-muuntimesta. Kytkennän toiminta on hyvin samankaltainen kuin kuvassa 5.2 nähtävällä kytkennällä, mutta tässä tapauksessa toision diodit on korvattu MOSFETeilla $Q2$ ja $Q3$. Kytkimen $Q1$ johtaessa kasvava toisiojännite ohjaa MOSFETin $Q2$ johtavaan tilaan, jolloin kuormavirta kulkee MOSFETin $Q2$, toisiokäämin ja kuristimen $L1$ kautta, kun taas tilanteessa jossa kytkin $Q1$ ei johda ja toision napaisuus on kääntynyt MOSFET $Q3$ ohjautuu johtavaan tilaan, jolloin kuormavirta kulkee $Q3$:n ja kuristimen $L1$ kautta. Tämänkaltainen itseohjautuva kytkentä on yksinkertaisin tapa toteuttaa tahdistettu tasasuuntaus, mutta tällaisenaan kytkentää voidaan soveltaa tehokkaasti vain hyvin rajatulla tulo- ja lähtöjännitealueella, koska MOSFETtien $Q2$ ja $Q3$ ohjaus riippuu täysin toisiojännitteestä on mahdollista, että tietyillä tulo- ja lähtöjännitteiden arvoilla sekä $Q2$ että $Q3$ ovat kytkettyneenä pois päältä [11]. Tämän takia tahdistetusta tasasuuntauksesta on kehitetty myös ohjattava versio, jossa MOSFETtien $Q2$ ja $Q3$ hilaohjaus otetaan toisiojännitteen sijaan kytkimen $Q1$ ohjausjännitteestä [10]. Tämänkaltainen kytkentä on huomattavasti edellä esitettyä itseohjautuvaa kytkentää monimutkaisempi, sillä kytkimien ohjaus pitää toteuttaa niin, ettei MOSFETit ole yhtäaikaa johtavassa tai ei-johtavassa tilassa ja niin, että galvaaninen erotus ensiön ja toision välillä säilyy. Näin ollen kytkennän

komponenttimäärä kasvaa ja suunnittelu monimutkaistuu, mutta saavutettua tahdistetun tasasuuntauksen kytkentää voidaan tehokkaasti soveltaa laajemmilla tulo- ja lähtöjännitealueilla [10].

Vaikka tahdistetun tasasuuntauksen toteuttamiseen tarvitaan enemmän komponentteja ja suunnittelu on monimutkaisempaa kuin dioditasasuuntauksen tapauksessa, voidaan tahdistetulla tasasuuntauksella saavuttaa merkittävästi parempi kokonaishyötysuhde teholähteelle kuin dioditasasuuntauksella [10]. Konkreettisena esimerkkinä tästä otettakoon luvussa 4.5 esitetyt mittaustulokset joista huomattiin, että tahdistettuun tasasuuntaukseen perustuvalla Synqorin DC/DC-moduulilla tulokset olivat hyötysuhteen kannalta kautta linjan parempia kuin dioditasasuuntaukseen perustuvalla TDK-Lambda-moduulilla.

6 Teholähteen piirilevy

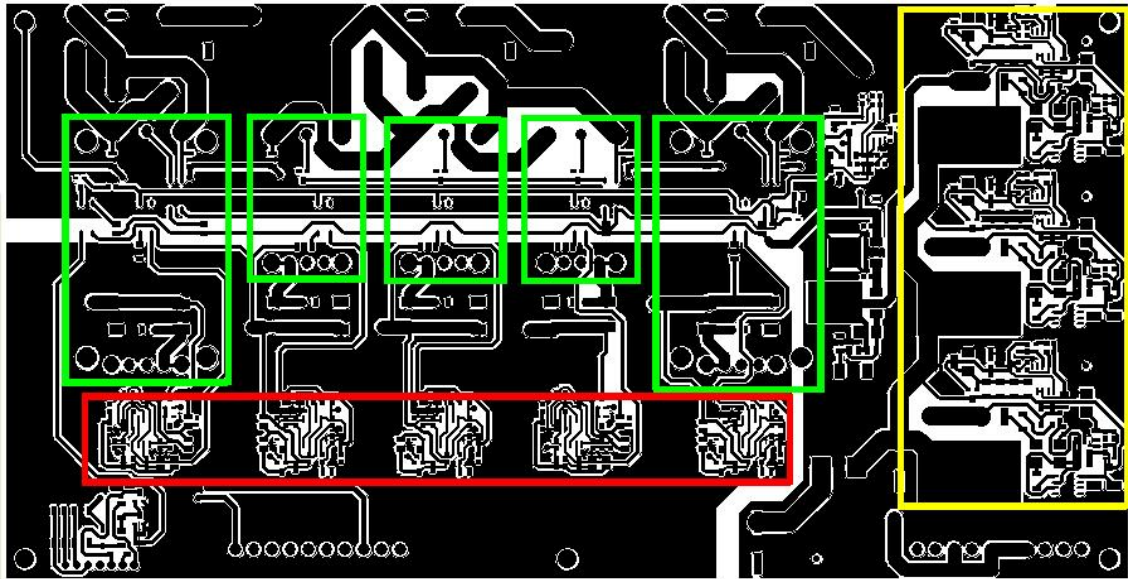
Suunniteltava teholähde haluttiin asiakkaan toiveesta asentaa korvattavan teholähteen koteloon. Näin ollen käytettävissä oleva piirilevypinta-ala oli 250 mm × 125 mm ja fyysisiä mittoja lukuunottamatta piirilevyn suunnittelulle ei asetettu muita erityisvaatimuksia. Käytettäväksi valittujen DC/DC-moduulien ollessa taustalevyjäähdytteisiä, päätettiin piirilevy suunnitella niin, että moduulit voitaisiin asentaa itse piirilevyn ja kotelon väliin, jolloin moduuleissa syntyvää häviölämpöä saataisiin ohjattua mahdollisimman paljon laitteen metalliseen koteloon, joka tässä tapauksessa toimii eräänlaisena jäähdytyslevynä DC/DC-moduuleille. Kuvassa 6.1 nähdään havainnollistava esimerkki edellä esitetystä asennustavasta.



Kuva 6.1 Teholähteen läpileikkaus

Teholähteen piirilevy suunniteltiin PADS-ohjelmistoa apuna käyttäen ja myös piirilevyn suunnittelulla pyrittiin vaikuttamaan suunniteltavan teholähteen luotettavuuteen sekä suorituskykyyn. Lukuunottamatta DC/DC-moduuleita ja tulo- ja lähtöliittimiä kaikki teholähteeseen mitoitettut komponentit valittiin pintaliitostyyppisiksi, jolloin ne voitiin sijoittaa DC/DC-moduuleihin nähden piirilevyn vastakkaiselle puolelle eli päällipuolelle. Näin ollen piirilevyn pohjapuoli voitiin kokonaan käyttää suurivirtaisten tulo- ja lähtöjohtimien reitittämiseen, jotka pyrittiin pitämään mahdollisimman leveinä, jolloin johtimien poikkipinta-ala kasvaa, minkä seurauksena johtimien resistanssi pienenee ja johtimissa syntyvät teho- ja lämpöhäviöt pienenevät. Piirilevyn päällipuoli puolestaan käytettiin piensignaali puolen, kuten esimerkiksi lähtöjännitteiden valvonnan, apujännitepiirin ja teholähteen manuaalisen ohjauksen reitittämiseen. Tämänkaltaisella

suunnittelulla pyrittiin eliminoimaan suurivirtaisissa tulo- ja lähtöjohtimissa esiintyvän korkeataajuisen hurinajännitteen mahdollinen haittavaikutus häiriöherkkiin komponentteihin, kuten operaatiovahvistimiin ja komparaattoreihin, jakamalla piirilevyn puolet selkeästi eri käyttötarkoituksille.



Kuva 6.2 Piirilevyn päällipuolen johdinkuvio

Kuvassa 6.2 nähdään teholliselle suunnitellun piirilevyn päällipuolen johdinkuvio. Sen lisäksi, että piirilevyn puolet jaettiin selkeästi eri käyttötarkoituksiin, myös piirilevyn päällipuolelle reititetty piensignaaliolosuus pyrittiin jakamaan selkeästi eri lohkoihin. Tällä tavalla tehollisemmän kokonaiskuva saatiin pidettyä selkeämpänä, jolloin laitteelle tehtävien testien suunnittelu sekä tehollisemmän korjaaminen mahdollisen vika-tilanteen ilmetessä helpottuu. Kuvassa 6.2 nähdään, että piirilevy on jaettu kuvan vasemmassa alareunassa nähtävään toisiopuoleen sekä piirilevyn yläreunaan ja oikealle reunalle sijoitettuun ensiöpuoleen. Sekä ensiö- että toisiopuoleen pyrittiin lisäämään mahdollisimman paljon maatasoa, mikä omalta osaltaan parantaa häiriöille herkkien komponenttien suorituskykyä. Esimerkkinä lohkojaosta kuvaan on rajattu keltaisella piirilevyn alue, missä sijaitsee tulon ylijännitesuojauksen kytkentä, kun taas toisiopuolella nähtävällä punaisella rajatulla alueella nähdään jokaisen lähdön yli- ja alijännitesuojauksen kytkentä. Edellä esitettyjen lisäksi kuvaan on merkattu vihreällä

DC/DC-moduulien asennuspaikat. Moduulit päätettiin sijoittaa piirilevylle niin, että suuritehoisimmat 24 V moduulit pyrittiin pitämään mahdollisimman kaukana toisistaan, koska näissä moduuleissa syntyy myös suurimmat lämpöhäviöt. Näin ollen syntyviä lämpöhäviöitä voidaan jakaa mahdollisimman tasaisesti jäähdytyslevynä toimivaan metalliseen koteloon, jolloin koko teholähteen ja piirilevyn lämpötila pysyy mahdollisimman tasaisena ja vältetään kuumien pisteiden syntyminen piirilevyllä. Kiinnittämällä huomiota piirilevyn suunnittelussa edellä esitettyihin asioihin, voidaan myös piirilevyn suunnittelulla vaikuttaa valmistettavan teholähteen suorituskykyyn ja luotettavuuteen vähentämällä piirilevyn johtimissa syntyviä häviöitä ja estämällä eri lohkojen keskinäiset häiriövaikutukset.

7 Luotettavuuden tarkastelu

Suunniteltavan teholähteen ollessa erittäin kriittinen osa veturin moottorinohjauksen toimintaa, pyrittiin teholähteen luotettavuutta parantamaan komponenttivalinnoilla, erilaisten suojauskytkentöjen mitoittamisella, teholähteen hyötysuhdetta parantamalla, sekä huolellisella piirilevyn suunnittelulla. Koska juuri teholähteen luotettavuuden parantaminen oli iso osa koko projektia, päätettiin teholähteen elinikää arvioida laske-
malla komponenttien vikaantumistaajuuteen perustuva *MTBF*-arvo. *MTBF* (Mean Time Between Failures) kuvaa keskimääräistä aikaa laitteen vikaantumisten välillä ja sen laskenta perustuu tilastollisiin komponenttien vikaantumistaajuuksien arvoihin. Näin ollen *MTBF*:n avulla ei voida tarkasti ennustaa koska tietty laite tulee vikaantumaan, sillä 37 % laitteista on vielä lasketun *MTBF*:n jälkeen toimintakunnossa [13]. Vaikka *MTBF*:n avulla ei voida tarkasti ennustaa koska tietty laite tulee vikaantumaan, voidaan sitä käyttää tehokkaasti laitteen eliniän ennustuksessa, sekä laskettua *MTBF*-arvoa voidaan vertailla eri valmistajien ilmoittamiin omille laitteilleen laskemiin *MTBF*-arvoihin.

Taulukossa 7.1 nähdään komponenttien vikataajuuden λ avulla teholähteelle laskettu *MTBF*-arvo. Vikataajuuden λ arvolla kuvataan tietyllä komponentilla esiintyvien vikojen määrää miljoonaa tuntia kohden ja teholähteen *MTBF* voidaan laskea summaamalla kaikkien teholähteen komponenttien vikataajuuden arvot yhteen ja ottamalla käänteisarvon saadusta tuloksesta. Koska vikataajuuden arvot ilmoitetaan miljoonaa tuntia kohden, tulee saatu lopputulos kertoa 10^6 :lla, jotta saadaan tulokseksi keskimääräinen aika laitteen vikaantumisten välillä tunneissa. *MTBF*-arvon laskennassa käytettiin MIL-217f standardissa luokiteltuja komponenttien vikaantumistaajuden arvoja, lukuunottamatta DC/DC-moduuleja. Moduulien vikataajuuden arvo saatiin ottamalla käänteisarvo valmistajan ilmoittamasta *MTBF*-arvosta, joka oli laskettu MIL-217 standardin mukaisesti 80 %:n kuormituksella ja 40 °C:n ympäristön lämpötilassa. MIL-217 on yleinen luotettavuuden laskennassa käytettävä standardi, jonka tavoitteena on ollut luoda ja ylläpitää yhtenäiset menetelmät laitteiden eliniän arvioimiseen. Standardista löytyy eri komponenttien vikataajuden arvoja useisiin eri käyttöympäristöihin ja –sovel-

luksiin ja tässä tapauksessa *MTBF*-arvon laskenta suoritettiin G_M -luokan vikataajuuden arvoja käyttämällä. G_M on eräänlainen ympäristökerroin, jolla kuvataan haastavien käyttöolosuhteiden luotettavuutta heikentävää vaikutusta maatasolla liikkuviin kulku-neuvoihin asennettavien laitteisiin. Koska suunniteltava teholähde asennetaan veturiin, jossa vaativa ympäristö väistämättä heikentää laitteen luotettavuutta, katsottiin G_M -luokan vikataajuuden arvojen sopivan parhaiten *MTBF*-arvon laskentaan tässä tapauksessa.

Taulukko 7.1 *MTBF* laskenta

Komponentti	Tyyppi	kpl	λ	λ_{tot}
Vastus	Metallikalvo	103	0,0110	1,1330
	Metallikalvo, tark.	30	0,0130	0,3900
Kondensaattori	Keraaminen, SMD	60	0,0130	0,7800
	Al-elektrolyytti	14	0,4200	5,8800
	Tantaali, SMD	6	0,0160	0,0960
Transistori	Piensignaali, NPN/PNP	11	0,0017	0,0187
	Piensignaali, MOSFET	5	0,1600	0,8000
	Teho, NPN/PNP	1	0,0690	0,0690
	Teho, MOSFET	3	0,6400	1,9200
	Optoerotin	9	0,2000	1,8000
Diodi	Piensignaali	8	0,0130	0,1040
	Jännitereferenssi/zener	19	0,0390	0,7410
	Schottky	3	0,0390	0,1170
Induktiivinen	Teho kuristin	9	0,3400	3,0600
Mikropiiri	Operaatiovahvistin	13	0,0650	0,8450
	Regulaattori	1	0,0390	0,0390
DC/DC-moduuli	24 V	2	0,5000	1,0000
	15 V	2	0,5000	1,0000
	5V	1	0,5000	0,5000
Sähkömekaaninen	Liitin	3	0,0050	0,0150
	Piirilevy	1	0,0200	0,0200
Kokonaisvikataajuus				20,3277
MTBF [h]				49194

MIL-217f standardin mukaisten vikataajuuden arvojen perusteella teholähteen *MTBF*-arvoksi saatiin laskettua noin 49 000 h, jota voidaan pitää kohtalaisen hyvänä tuloksena, kun ottaa huomioon vaativat ympäristöolosuhteet ja teholähteen huomattavan suuren komponenttimäärän, jotka omalta osaltaan laskevat *MTBF*-arvoa. Mikäli laskettu keskimääräinen aika laitteen vikaantumisten välillä osoittautuu riittämättömäksi,

voidaan teholähteen *MTBF*-arvoa parantaa korvaamalla epäluotettavat komponentit, kuten esimerkiksi elektrolyyttikondensaattorit, luotettavimmilla vaihtoehdoilla.

Taulukon 7.1 laskelmien perusteella saatua *MTBF*-arvoa voidaan pitää hyvänä lähtökohtana laitteen luotettavuuden arvioinnissa, mutta ei kuitenkaan absoluuttisena totuutena teholähteen eliniästä. MIL-217 standardissa esitetyt vikataajuuden arvot perustuvat hyvin pieniin otoksiin, jolloin on mahdollista, että esimerkiksi tietyn tyyppinen operaatiovahvistin on huomattavasti luotettavampi tai epäluotettavampi kuin operaatiovahvistin, jonka perusteella standardissa esitetyt vikataajuuden arvot on laskettu. Lisäksi standardissa esitettyjä vikataajuuden arvoja voidaan pitää osittain vanhentuneina, sillä standardia on viimeksi päivitetty vuonna 1995. Varsinkin puolijohteiden valmistusmenetelmät ovat kehittyneet merkittävästi tämän jälkeen, minkä takia standardissa esitetyt vikaantumistaajuuden arvot voidaan kyseenalaistaa. Hyvänä esimerkkinä tästä otettakoon piensignaali MOSFET, joka standardin mukaan on noin 1000 kertaa epäluotettavampi, kuin piensignaali NPN/PNP-transistori. Vaikka eroa näiden komponenttien luotettavuudessa varmasti onkin, ei ero todennäköisesti ole näin suuri nykypäivän valmistusmenetelmillä. MIL-217 standardin mukaisia laskentamenetelmiä voidaan kuitenkin tehokkaasti käyttää hyväksi verrattaessa omalle laitteelle laskettua *MTBF*-arvoa toisen valmistajan ilmoittamaan arvoon. Lisäksi standardissa on hyvin eriteltyinä erilaisten ympäristöolosuhteiden vaikutus laitteen luotettavuuteen ja ennen kaikkea standardista saadaan hyvä lähtökohta sille minkä tyyppisiä komponentteja suunnittelussa tulisi välttää, mikäli laitteen luotettavuutta halutaan parantaa.

8 Yhteenveto

Tässä työssä käsiteltiin 200 W DC/DC-teholähteen suunnittelua kiskokalustokäyttöön, jolla tuotetaan käyttö- ja ohjausjännitteet veturin moottorinohjauksen elektroniikalle. Suunnittelun lähtökohtana pidettiin teholähteen luotettavuuden käytettävyyden parantamista. Luotettavuutta parannettiin ensisijaisesti teholähteen häviöitä pienentämällä sekä hyötysuhdetta parantamalla. Laitteen soveltuvuutta kiskokalustokäyttöön puolestaan parannettiin suunnittelemalla laitteen tulopuoli EN 50155 vaatimusten mukaiseksi, sekä lisäämällä yli- ja alijännitesuojauks

Suunniteltuun teholähteeseen käytettäväksi valitut Synqorin DC/DC-moduulit omaavat kilpailijoitaan huomattavasti paremman hyötysuhteen, minkä seurauksena teholähteessä syntyviä teho- ja lämpöhäviöitä saatiin pienennettyä. Moduulien hyvä hyötysuhde perustuu tahdistetun tasasuuntauksen käyttöön ja työssä perehdyttiin tahdistetun tasasuuntauksen toimintaperiaatteeseen, sekä tarkasteltiin saavutettavia etuja perinteiseen dioditasasuuntaukseen verrattuna.

Tulopuolen ylijännitesuojauks toteutettiin jänniteregulaattoriin ja varauspumppuun perustuvalla kytkennällä, jolla ohjataan MOSFET hukkaamaan ylijännitepiikin energia transienttihakella. Suunnitellulla kytkennällä teholähde voidaan suojata $3,5 \cdot U_{in}$ suuruiselta ylijännitepiikiltä, jonka kesto on alle 20 ms ilman, että laitteen toiminta keskeytyy. Työssä ei kuitenkaan oteta kantaa siihen mitä tapahtuu, mikäli transienttihak kestää kauemmin kuin 20 ms. Näin ollen työssä esiteltyä kytkentää voitaisiin parantaa lisäämällä MOSFETin ohjaukseen ominaisuus, jolla teholähde ohjataan pois päältä, mikäli transienttihak on pidempi kuin 20 ms. Tällä tavalla kytkennällä edelleen täytettäisiin EN 50155 standardissa asetetut vaatimukset ja lisäksi välttyttäisiin mahdollisilta komponenttivaurioilta, mikäli tulopuolella esiintyy pitkäkestoisia ylijännitepiikkejä.

Lähtöjännitteiden yli- ja alijännitesuojauks toteutettiin komparaattorikytkennöillä. Suunnitellulla lähtöjännitteiden valvonnan kytkennällä sallitaan ± 3 % heilunta lähtöjännitteille ja mikäli yksikin lähtöjännite ylittää asetetut raja-arvot, kytketään koko

teholähde pois päältä, minkä jälkeen teholähde käynnistyy uudelleen käytetyistä DC/DC-moduuleista riippuvan käynnistysviiveen jälkeen. Tällä tavalla pyritään estämään herkän moottorinohjauksen elektronikan tarpeeton vahingoittaminen. Jatkokehityksenä työssä esiteltyä valvonta kytkentää voitaisiin parantaa lisäämällä kytkentään ominaisuus, joka sytyttäisi merkkivalon ja estäisi teholähdettä käynnistymästä uudelleen, mikäli tietyn ajan kuluessa esiintyy tarpeeksi monta yli- tai alijännitehälytystä, jolloin veturin operaattori voisi tarkastaa mistä hälytykset johtuvat ja että kaikki on varmasti kunnossa.

Työssä keskityttiin analysoimaan suunniteltavaa teholähdettä lähinnä teoria ja simulaatio pohjaisesti, koska puolijohteiden saatavuus oli työn tekohetkellä huono ja käytännön toteutus ei ollut mahdollista, mutta esitettyjen mitoitus esimerkkien ja saavutettujen tulosten perusteella on kuitenkin mahdollista toteuttaa teholähde kiskokalustokäyttöön joka täyttää sille tässä työssä esitetyt vaatimukset.

LÄHTEET

- [1] Weinzierl, K., Henkilökohtainen keskustelu, Field Application Engineer, VR yhtymä Oy.
- [2] TDK-Lambda, ”PH-series: datasheet”, [pdf-dokumentti], saatavilla: http://www.tdk-lambda.com/products/sps/ps_pm/ph/tec_mnue.html
- [3] Marchetti, R., ”Dissaggregated DC/DC-converters: A growing trend?”, [pdf-dokumentti], saatavilla: http://cdn.vicorpower.com/documents/industry_articles/DisaggregatedDC-DCConverters.pdf
- [4] ON-Semiconductor, ”1500 W Mosorb Zener Transien Voltage Suppressors: datasheet”, [pdf-dokumentti], saatavilla: http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/1/5/K/1.5KE160A.shtm
- [5] Synqor, ”applications note: InQor Railway”, [pdf-dokumentti], saatavilla: http://www.synqor.com/documents/appnotes/an_InQor_Railway.pdf
- [6] STMicroelectronics, ”STB40NF20 Power MOSFET: datasheet”, [pdf-dokumentti], saatavilla: <http://www.st.com/stonline/books/pdf/docs/13157.pdf>
- [7] Fairchild Semiconductor, ”78M00 Series Three Terminal Voltage Regulators: datasheet”, [pdf-dokumentti], saatavilla: <http://www.datasheetarchive.com/pdf-datasheets/Datasheets-16/DSA-301887.pdf>
- [8] Moghimi, R, ”Curing comparator instability with hysteresis”, [www-dokumentti], saatavilla: <http://www.analog.com/library/analogDialogue/archives/34-07/comparators/>
- [9] Synqor, ”Technical Specification IQ36-QG Family: datasheet”, [pdf-dokumentti], saatavilla: http://www.synqor.com/Datasheets/IQ36xxxQGxxx_Datasheet.pdf
- [10] Selders, R. Jr, ”Synchronous Rectification In High Performance Power Converter Design”, [pdf-dokumentti], saatavilla: http://www.national.com/appinfo/power/files/national_power_designer112.pdf
- [11] Zhang, M.,T., ”Power Electronics Chapter 2: Synchronous rectification”, [pdf-dokumentti], saatavilla: <http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-173510281975580/unrestricted/chapter2.pdf>
- [12] Synqor, ”application note: EMI characteristics”, [pdf-dokumentti], saatavilla: http://www.synqor.com/documents/appnotes/appnt_EMI_Characteristics.pdf
- [13] Speaks, S., ”Reliability and MTBF overview”, [pdf-dokumentti], saatavilla: http://www.vicor-china.com/documents/quality_policy/Rel_MTBF.pdf