



TAMPEREEN
AMMATTIKORKEAKOULU

HAKKURITEHOLÄHDE LED-VALAISIMELLE

Juho Ylä-Pynnönen

Opinnäytetyö
Toukokuu 2018
Tietotekniikan koulutusohjelma
Sulautetut järjestelmät



TIIVISTELMÄ

Tampereen ammattikorkeakoulu
Tietotekniikan koulutusohjelma
Sulautetut järjestelmät

Ylä-Pynnönen, Juho:
Hakkuriteholähde LED-valaisimelle

Opinnäytetyö 26 sivua
Toukokuu 2018

Tämä työ syventyy suurteholedien akkukäyttöisen boost-hakkuriteholähteen suunnitteluun ja komponenttien mitoitukseen. Työssä tutkitaan kuinka, valittu taajuus ja raja-arvot vaikuttavat komponenttivalintoihin ja minkälaisia mahdollisuuksia tai rajoitteita annetut tavoitteet antavat.

Asiasanat: hakkuri, dc-dc, led, teholähde

ABSTRACT

Tampereen ammattikorkeakoulu
Tampere University of Applied Sciences
Degree Programme in ICT Engineering
Embedded Systems and Electronics

Ylä-Pynnönen, Juho:
Switch Mode Power Supply for LED-Light

Bachelor's thesis 26 pages
May 2018

This work aims in deeper understanding and design of battery powered DC-DC boost-mode switching mode power supply of high power LED and how to choose proper components for a certain application. This work studies how the selected operating frequency and other design requirements effect on component choices and other possibilities with the given demands.

Key words: switching mode, dc-dc, led

SISÄLLYS

1	JOHDANTO.....	5
2	PROJEKTIN MÄÄRITTELY.....	6
	2.1 LED-valinta	6
	2.2 Ohjainpiirin valinta	6
	2.3 Käytettävät ohjelmistot	7
3	SUUNNITTELULÄHTÖKOHTIEN MÄÄRITTELY	8
	3.1 Topologian valinta	8
	3.2 Toimintataajuuden valinta	9
	3.3 Syöttöjännite	9
	3.4 Kuorman määrittely	10
4	VARSINAISTA LASKENTAA DATALEHDEN AVUSTUKSELLA.....	11
	4.1 Toimintapisteen määrittely	11
	4.2 Toimintataajuuden määrittely	11
	4.3 LED:in virta ja V_{SNS}	12
	4.4 Kela.....	14
	4.5 Ulostulon suodinkondensaattori C_o	15
	4.6 Syklin maksimivirran rajoitusvastus R_{LIM}	16
	4.7 Silmukan kompensointi	17
	4.8 Ulostulon ylijännite Output OVLO	18
	4.9 Sisääntulon alijännite Input UVLO	19
	4.10 Sisääntulon kapasitanssi C_{IN}	20
	4.11 Diodi D_1	21
	4.12 NFET	22
5	POHDINTA.....	25
	LÄHTEET.....	26

1 JOHDANTO

Työ pyrkii lukuisin selkeästi taulukoitujen tulosten, esimerkkilaskelmien ja suomenkielisten selitysten avulla selventämään suuritaajuuksisen DC-DC-boost-regulaattorin suunnittelussa huomioon otettavia asioita ja tehtyjen valintojen merkitystä jo ennen kuin siirrytään varsinaisen piirilevyn suunnitteluun.

Erityinen tavoite tässä työssä on luoda suhteellisen pieni kompaktiin valaisimeen mahdutettava hakkuriteholähde, joka kuitenkin mahdollistaa huomattavan suuren valotehon (10 000 lm) ilman raskasta jäähdyttämistä. Työtä soveltamalla voi kuitenkin halutessaan suunnitella raskaamman ja enemmän jäähdytystä vaativan kokonaisuuden, tai sitten mallin, joka on vielä kompaktimpi ja jossa on pienempi valoteho ja parempi hyötysuhde.

Koska LED on kuormana epälineaarinen, toimii hakkuri tässä projektissa vakiovirtalähteenä, johon on myös mahdollista lisätä reaaliaikainen säätömahdollisuus.

2 PROJEKTIN MÄÄRITTELY

2.1 LED-valinta

Tehtävän antajan aloitteesta suunnittelussa päädyttiin käyttämään uuden sukupolven CREE CXB3590-LED -komponenttia sen korkeamman käyttöjännitteen mahdollistavan suuremman valotehon vuoksi. Markkinoilta ei myöskään vielä juuri löydy kilpailua kyseisessä luokassa, joten uuden valaisimen suunnittelemisen on senkin kannalta mielekästä.



KUVA 1. CREE CXB3590 (<http://www.cree.com/led-components/media/documents/ds-CXB3590.pdf>)

2.2 Ohjainpiirin valinta

Pitkällisen vertailun ja tutkimisen jälkeen ohjainpiiriksi valikoitui LM3421 suhteellisen yksinkertaisuuden ja riittävän jännitteen- ja tehonohjauskyvyn vuoksi. Myös kyseisen piirin dokumentointi oli jossain määrin selkeämpää ja helpommin ymmärrettävää kuin vertailussa olleilla vaihtoehtoilla.

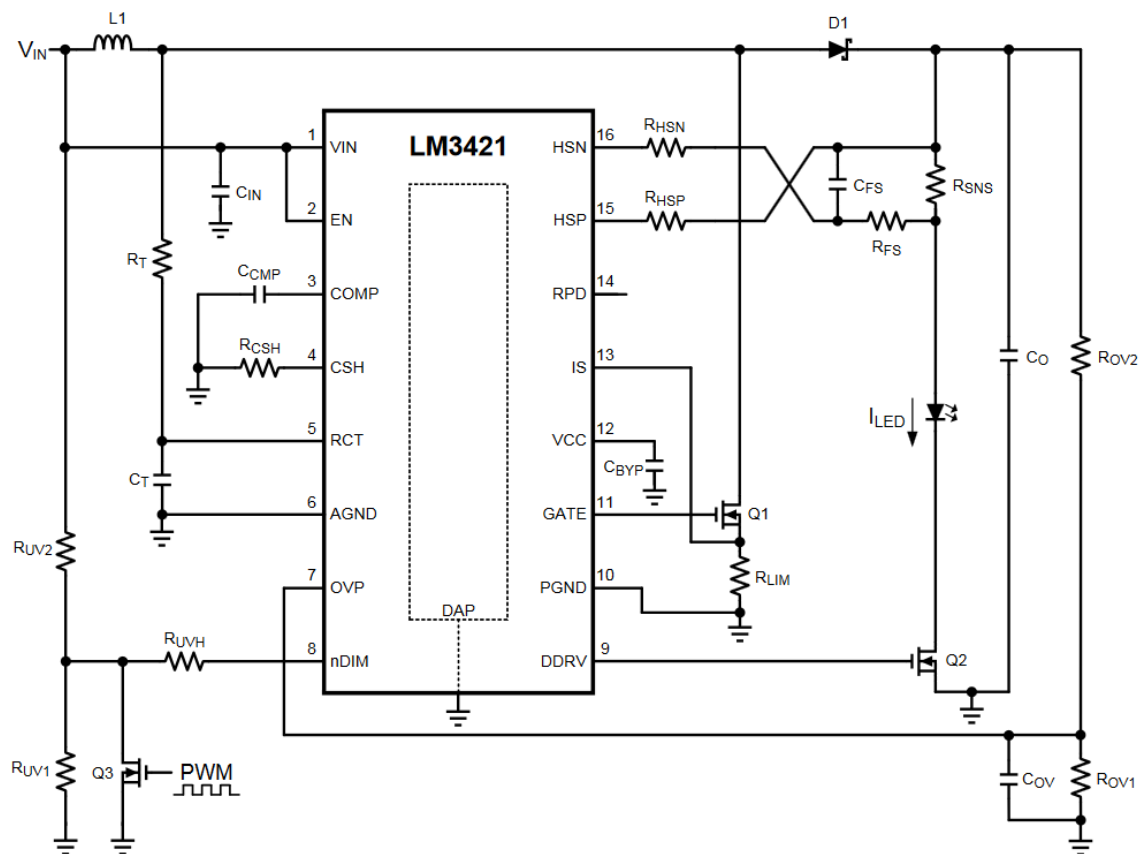
2.3 Käytettävät ohjelmistot

Erinäisten kokeilujen jälkeen työssä päädyttiin käyttämään LTspice-simulointiohjelmistoa laskutulosten tarkasteluun sekä Exel-työkalua lukuarvojen laskentaan ja kokeiluihin.

3 SUUNNITTELULÄHTÖKOHTIEN MÄÄRITTELY

3.1 Topologian valinta

Mahdollisia topologioita hakkurivirtalähteen toteuttamiseksi ovat buck, boost, buck-boost, sepic ja flyback. Näistä työn toteutukseen valikoitui boost-topologia. Tärkeimpänä syynä valintaan oli matalajännitteisten LiPo-akkujen parempi saatavuus. Yrityksen ennestään myymät valaisimet käyttävät tyypillisesti näitä akkuja. Myös topologian suhteellisen yksinkertainen rakenne ja yleisyys helpottavat suunnittelutyötä.



KUVA 2. Esimerkki LM3421-ohjaimen boost-topologian toteutuksesta

3.2 Toimintataajuuden valinta

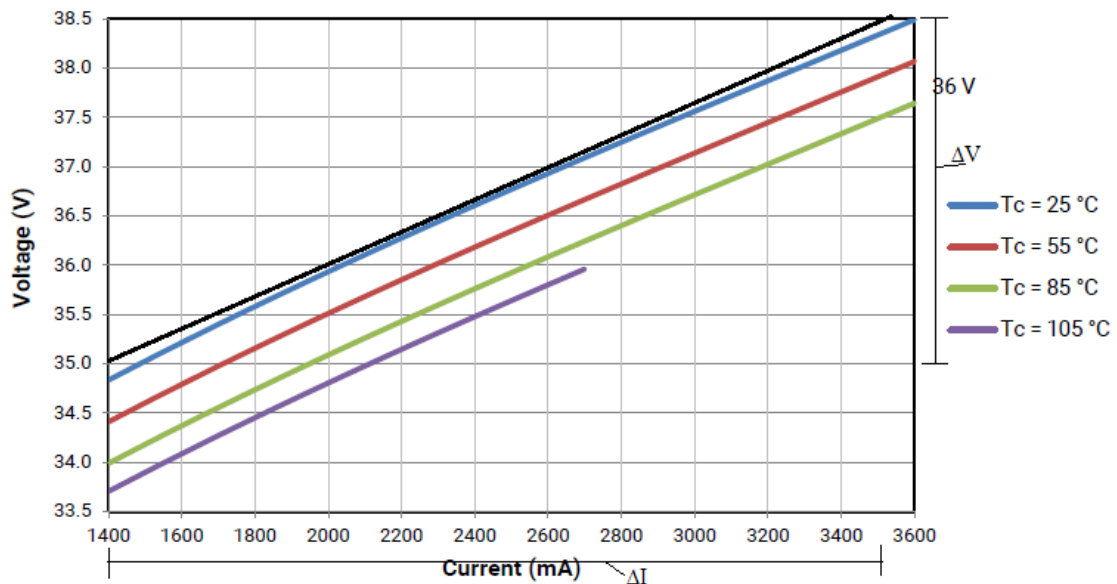
Toteutusta suunniteltaessa päätettiin mitoitus laskea neljällä eri taajuudella, jotta voidaan vertailla taajuuden vaikutusta komponenttivalintoihin ja mahdollisesti muuhun piirin toimintaan. Koska aikaisempi kokemus hakkuriteholähteen suunnittelusta on olematonta, tuo erilaisten lähtöarvojen vertailu syvällisempää näkökulmaa eri tekijöiden vaikutukseen piirin suunnittelussa. Simulaattorilla ideaalimaailmassa on mahdollista suunnitella kaikkea oikeassa maailmassa vaikeasti tai järjettömästi toteutettavissa olevaa. Oikeiden olemassa olevien komponenttien valinta vie automaattisesti projektia kohti oikeasti toteutettavissa olevaa sovellusta.

3.3 Syöttöjännite

Koska käyttöjännite otetaan Li-Ion-akusta, on syöttöjännitteen alarajaksi valittu 3-kennoisen Li-Ion-akun jännitteen alaraja lisättynä turvamarginaali ($3 * 3 \text{ V} = 9 \text{ V}$). Syöttöjännitteen ylärajaksi on parin koelaskelman jälkeen valittu 20 V. Se voisi olla korkeampikin lähtöjännitteen ollessa 36 V.

3.4 Kuorman määrittely

Piirin kuormana on valo tuottava diodi eli LED. Koska kyseessä on suurtehokomponentti, normaali virran rajoittaminen sarjavastuksella olisi epäkäytännöllistä. Tästä syystä lähes ainoa vaihtoehto on suunnitella tarkoitukseen sopiva hakkuriteholähde, joka samalla antaa joustavuutta jännitelähteen suhteen. Suunnittelun aloittamiseksi täytyy määrittellä ledin toimintapiste I_{LED}/V_{LED} . Lisäksi ledille täytyy sen epälineaarisuuden vuoksi määrittellä sille ominainen dynaamisen resistanssin arvo r_D , joka voidaan määrittellä datalehden I-V-käyrältä asettamalla valitun toimintapisteen kohdalle tangentin suuntainen jana ja lukemalla jännitteen (ΔV) ja virran (ΔI) muutokset.



KUVA 3. CXB3590:n I-V käyrät

$$r_D = \frac{\Delta V}{\Delta I} = \frac{3,5 \text{ V}}{2,1 \text{ A}} = 1,67 \Omega$$

Dynaaminen resistanssi yksinkertaistaa laskentaa ja kuvaa riittävällä tarkkuudella ledin todellista kuormaresistanssia, kun arvioidaan, miltä ledi näyttää virtaa syöttävästä piiristä katsottuna.

4 VARSINAISTA LASKENTAA DATALEHDEN AVUSTUKSELLA

4.1 Toimintapisteen määrittely

Toimintapiste D kertoo, pysyykö piirin kanttiaallon pulssinleveysmodulaation pulssisuhde sallitulla välillä (0 - 1) annetuilla lähtöarvoilla. Tämä selviää laskemalla kanttiaallon pulssisuhde niin ideaali-, minimi- ja maksimisisäntulojännitteen arvoja käyttäen. Täytyy kuitenkin ottaa huomioon, että käytännössä hakkuri ei voi arvoa yksi tai nolla saavuttaa. Etenkin kun lähestytään toimintapistettä 1, kasvaa jännitelähteestä otettava virta eksponentiaalisesti ja saattaa tehdä käytännön toteutuksesta mahdottoman.

Aikaisemmin tulo- ja lähtöjännitteelle valittiin seuraavat arvot

$$V_{IN} = 14 \text{ V}$$

$$V_{INMIN} = 9 \text{ V}$$

$$V_{INMAX} = 20 \text{ V}$$

$$V_{OUT} = 36 \text{ V}$$

Sijoittamalla arvot kaavaan

$$D = \frac{V_O - V_{IN}}{V_O}$$

Saadaan kanttiaallon suhteen muutosväliksi taulukon mukaiset arvot.

TAULUKKO 1. Hakkurin kanttiaallon toimintapistees

D	D_{MIN}	D_{MAX}
0,61	0,44	0,75

Lisäksi osassa kaavoista tarvitaan arvoa $D' = 1 - D = 0,39$

4.2 Toimintataajuuden määrittely

LM3421 kykenee jopa 2 MHz ohjaussignaalin taajuuteen. Kuitenkin taajuuden kasvattaminen tuo omat hankaluutensa varsinaisen piirilevyn suunnitteluun häiriöherkkyyden kasvaessa, toisaalta suuremman taajuuden käyttäminen mahdollistaa

pienemmät yksittäiset energiapulssit ja näin ollen pienempien komponenttien käyttämisen. Tähän työhön valitaan vertailun mahdollistamiseksi toimintataajuuksiksi 25 kHz, 100 kHz, 250 kHz ja 500 kHz.

Regulaattorin LM3421 toimintataajuus asetetaan valitsemalla sopivat arvot komponenteille R_T ja C_T . Tämä voidaan tehdä olettamalla $C_T = 1 \text{ nF}$ ja käyttämällä kaavaa

$$R_T = \frac{25}{f_{SW} \times C_T} = \frac{25}{500 \text{ kHz} \times 1 \text{ nF}} = 50 \text{ k}\Omega$$

Tämän jälkeen valitaan lähin vastuksen standardiarvo joka 50 k Ω tapauksessa on 49,9 k Ω ja lasketaan piirin todellinen toimintataajuus kaavalla X.

$$f_{SW} = \frac{25}{R_T \times C_T} = \frac{25}{49,9 \text{ k}\Omega \times 1 \text{ nF}} = 501 \text{ kHz}$$

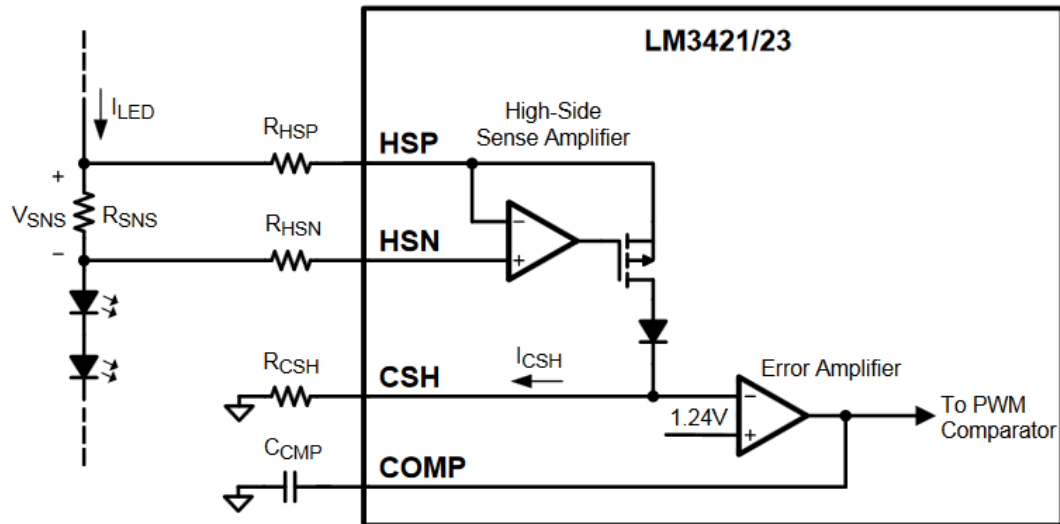
Suorittamalla samat laskutoimitukset muille taajuuksille saadaan komponenttien arvoiksi taulukon mukaiset arvot.

TAULUKKO 2. Hakkurin taajuuden asettaminen

f	25,1 kHz	100,4 kHz	250 kHz	501 kHz
R_T	249 k Ω	249 k Ω	100 k Ω	49,9 k Ω
C_T	4 nF	1 nF	1 nF	1 nF

4.3 LED:in virta ja V_{SNS}

LM3421 mittaa LED:ille menevää virtaa sykli sykliltä ja tekee tarvittavat muutokset. Mittaaminen tapahtuu seuraamalla kuorman kanssa sarjassa olevan vastuksen R_{SNS} yli olevaa jännitettä.



KUVA 4. LED:in virran seuraaminen R_{SNS} avulla

Vastuksen yli luettu jännite V_{SNS} muunnetaan operaatiovahvistimen ja negatiivisen takaisinkytkennän avulla virtasignaaliksi I_{CSH} . Virtasignaali kulkee vastuksen R_{CSH} kautta maahan, jolloin virheen vahvistimen negatiiviseen sisääntuloon saadaan jännite $I_{CSH} * R_{CSH}$. Virheenvahvistimen positiiviseen sisääntuloon syötetään reguloitu 1,24V:n jännite, jolloin virtasignaalin I_{CSH} muuttuessa lähtee virheenvahvistimelta asianmukainen signaali fetin PWM-ohjaussignaali generaattorille tarvittavia muutoksia varten.

Datalehdessä selviää että V_{SNS} :n on oltava vähintään 50 mV joten valitaan sen arvoksi esimerkiksi 100 mV jotta saadaan riittävä marginaali. Koska ledille tarvittava virta on tunnettu voidaan vastuksen R_{SNS} arvo laskea kaavalla

$$R_{SNS} = \frac{V_{SNS}}{I_{LED}} = \frac{100 \text{ mV}}{2,4 \text{ A}} = 41,7 \text{ m}\Omega$$

Lähin standardiarvo vastukselle on 42 m Ω ja sekä hinta että saatavuus ovat hyviä.

CSH-pinni on reguloitu 1,24 V jännitteeseen ja normaalitilanteessa vastuksessa R_{CSH} kulkee signaalivirta I_{CSH} , joka on suuruudeltaan 100 μ A.

$$R_{CSH} = \frac{V_{CSH}}{I_{CSH}} = \frac{1,24 \text{ V}}{100 \mu\text{A}} = 12400 \Omega$$

Lisäksi tarvitaan vielä vastukset R_{HSN} ja R_{HSP} pinnien HSP ja HSN bias-virtojen eliminoimiseen.

$$R_{HSN} = R_{HSP} = \frac{I_{LED} * R_{SNS} * R_{CSH}}{1,24 V} = \frac{2,4 A * 42 m\Omega * 12,4 k\Omega}{1,24 V} = 1008 \Omega$$

Lähin standardivastus on 1 k Ω .

4.4 Kela

Valitussa boost-konfiguraatiossa kelan tehtävänä on pienentää sisääntulossa näkyviä virtapiikkejä ja mahdollistaa ulosmenojännitteen nostaminen sisääntuloa korkeammalle sekä yhdessä kondensaattorin C_o kanssa pienentää ledin rippelivirtaa ΔI_{LED-PP} . LM3421:n datalehdessä suositellaan kelan rippelivirraksi ΔI_{L-PP} maksimissaan 100 % kelan keskimääräisestä virrasta I_{L-RMS} , mutta on suotavaa pyrkiä huomattavasti pienempään arvoon toimintavarmuuden parantamiseksi sekä suodinkondensaattorin C_o arvon pienentämiseksi. Huomattavasti pienemmän rippelivirran tavoittelemisen vähentää hakkurista jännitelähteeseen rippelivirran ja -jännitteen muodossa aiheutuvaa rasiitetta, sekä virtapiikkien ollessa pienempiä vähentää hakkurin komponenttien virran kestovaatimuksia. Kuitenkin kelan koon suhteen tulee myös muita huomioon otettavia vaatimuksia, kuten saatavuus, koko ja hinta. Alla olevaan taulukkoon on esimerkin vuoksi laskettuna kelan arvoja muutamalla eri toimintataajuudella, sekä kelan rippelijännitteillä ΔI_{L-PP} 5 %, 20 % ja 40 %, jotta voidaan todeta, kuinka eri valinnat vaikuttavat kelan kokoon.

$$L = \frac{V_{IN-MAX} * D_{MIN}}{\Delta I_{L-PP} * f_{SW}} = \frac{20 V * 0,44}{480 mA * 500 kHz} = 37 \mu H$$

TAULUKKO 3. Kelan arvoja eri lähtöarvoilla

f_{sw} kHz	I_{L-PP} mA	L μ H
500	120 (5%)	147
500	480 (20%)	37
500	960 (40%)	18
250	120 (5%)	293
250	480 (20%)	73
250	960 (40%)	37
100	120 (5%)	733
100	480 (20%)	183
100	960 (40%)	92
25	960 (40%)	366

Lisäksi kelan valintaa varten täytyy laskea kelan RMS virta I_{L-RMS} , jotta varmistutaan siitä, ettei kela saturoidu ja menetä induktanssiaan.

$$I_{L-RMS} = \frac{I_{LED}}{D'} * \sqrt{1 + \frac{1}{12} * \left(\frac{\Delta I_{L-PP} * D'}{I_{LED}}\right)^2} = \frac{2,4 A}{0,39} * \sqrt{1 + \frac{1}{12} * \left(\frac{960 mA * 0,39}{2,4 A}\right)^2}$$

$$\approx 6,2 A$$

Kelan saturaatiovirran arvon täytyy siis minimissään olla 6,2 A mutta varmuuden vuoksi kannattaa valita kela, jonka saturaatiovirran arvo on laskettua suurempi.

4.5 Ulostulon suodinkondensaattori C_o

Ulostulojännitteen tärkein suodinkomponentti C_o huolehtii kuorman tehonsyötöstä silloin, kun fetti Q_1 on auki ja kela L latautuu. Tämän kondensaattorin koolla on suora vaikutus kuorman, tässä tapauksessa ledin rippelijännitteen suuruuteen. Pahimmassa tapauksessa kondensaattorin ollessa liian pieni ehtii kuorman jännite pudota nolnaan, ennen kuin uusi kondensaattorin lataussykli alkaa. Myös kondensaattorin kohdalla pätevät samat hinta-, saatavuus- ja kokokriteerit kuin muiden komponenttien kohdalla.

Yksi tapa lähestyä asiaa on valita muutama erisuuruinen rippelijännite ja vertailla saatuja kapasitanssin arvoja olemassa oleviin komponentteihin.

Kondensaattorin arvo lasketaan seuraavasti:

$$C_O = \frac{I_{LED-PP} * D_{MAX}}{r_D * \Delta I_{LED-PP} * f_{SW}} = \frac{2,4A * 0,75}{1,67 \Omega * 120 mA * 500 kHz} \approx 18 \mu F$$

TAULUKKO 4. Kondensaattorin C_O eri lähtöarvoilla

f_{sw} kHz	ΔI_{LED-PP} mA	C_O μF
500	48 (2%)	45
500	120 (5%)	18
500	240 (10%)	9
250	48 (2%)	90
250	120 (5%)	36
250	240 (10%)	18
100	48 (2%)	225
100	120 (5%)	90
100	240 (10%)	45
25	48 (2%)	899
25	120 (5%)	359
25	240 (10%)	180

4.6 Syklin maksimivirran rajoitusvastus R_{LIM}

LM3421 seuraa sisääntulosta otettavaa ja sekä kelan että fetin Q1 läpi kulkevaa virtaa seuraamalla vastuksen R_{LIM} yli olevaa jännitettä. Mikäli virtaraja ylittyy, sulkee piiri välittömästi fetin Q1 ja aloittaa uuden syklin. Näin voidaan varmistua siitä, että sekä fetille Q1 että kelalle L1 asetettuja virtarajoja ei ylitetä. Mikäli virtarajoitus asetetaan liian pieneksi, ei kela L1 pääse latautumaan tarpeeksi ja ulostulo muuttuu epävakaaksi.

$$R_{LIM} = \frac{245 mV}{I_{LIM}} = \frac{245 mV}{12 A} \approx 20 m\Omega$$

4.7 Silmukan kompensointi

Suuret taajuudet tuovat mukanaan epävakautta käytöstä aiheuttavia häiriöitä, pahimpien ongelmien välttämiseksi on siis suotavaa lisätä hakkuriin myös kompensoivaa kapasitanssia, jonka tehtävänä boost-topologiassa on kompensoida käämin L1 aiheuttamaa resonointia systeemissä. Koska suunnittelussa käytetään matalan ESR:n keraamisia kondensaattoreita, voidaan ne jättää laskelmissa huomiotta.

$$T_U = T_{U0} * \frac{\left(1 - \frac{S}{\omega_{Z1}}\right)}{1 + \frac{S}{\omega_{P1}}}$$

Kaavassa napa (ω_{P1}) voidaan approksimoida kaavalla

$$\omega_{P1} = \frac{2}{r_D * C_O} = \frac{2}{1,67\Omega * 9 \mu F} = 133k \text{ rad/s}$$

Oikean puolen tason nolla (ω_{Z1}) saadaan kaavalla

$$\omega_{Z1} = \frac{r_D * D'^2}{L1} = \frac{1,67 * 0,39^2}{18 \mu H} = 14 \text{ k rad/s}$$

Kompensoimaton DC loop gain (T_{U0}) approksimoidaan:

$$T_{U0} = \frac{D' * 500V * R_{CSH} * R_{SNS}}{2 * R_{HSP} * R_{LIM}} = \frac{D' * 310 V}{I_{LED} * R_{LIM}} = \frac{0,39 * 310 V}{2,4 A * 20 \text{ m}\Omega} = 2519$$

Matalan taajuuden merkittävin napa

$$\omega_{P2} = \frac{\min(\omega_{P1}, \omega_{Z1})}{5 * T_{U0}} = \frac{14k \text{ rad/s}}{5 * 2519} = 1,11 \text{ rad/s}$$

Näin saadaan lasketuksi kompensointikondensaattorin C_{CMP} arvo:

$$C_{CMP} = \frac{1}{\omega_{P2} * 5 * 10^6} = \frac{1}{\frac{1,11 \text{ rad}}{s} * 5 * 10^6} = 180 \text{ nF}$$

Kun arvoja aletaan sijoittamaan kaavoihin saadaan loppuille yhdistelmille arvoiksi:

TAULUKKO 5. Suotokondensaattorin C_{CMP} arvot ja välitulokset

f_{sw} kHz	25	100	250	500
ω_{P1}	6,7 k rad/s	26,6 k rad/s	66,5 k rad/s	133 k rad/s
ω_{Z1}	692 rad/s	2,8 k rad/s	6,9 k rad/s	14 k rad/s
T_{U0}	2519	2519	2519	2519
ω_{P2}	0,06 rad/s	0,28 rad/s	0,68 rad/s	1,39 rad/s
C_{CMP}	3,3 μ F	909 nF	364 nF	180 nF

Mikäli käytetään analogista himmennystä, kompensointi kondensaattorin olisi hyvä olla noin neljä kertaa laskettua arvoa suurempi, jotta varmistetaan piirin stabiilisuudesta, kun ledi himmennetään lähelle nollaa.

Lisäksi tarvittaessa voidaan lisätä vielä korkean taajuuden suodatusta kompensoimaan hakkurin kytkemisestä aiheutuvaa häiriötä sisääntulossa R_{HSP} asettamalla vastuksen R_{SNS} rinnalle vastuksesta $R_{FS} = 10 \Omega$ ja kapasitanssista C_{FS} muodostuva suodin. Näin voidaan hieman parantaa hakkurin vahvistusta, mutta ilman sitäkin voidaan pärjätä.

$$C_{FS} = \frac{1}{10 * \omega_{P3}},$$

$$\text{missä } \omega_{P3} = \max(\omega_{P1}, \omega_{Z1}) * 10$$

4.8 Ulostulon ylijännite Output OVLO

Ledien suojelemiseksi mahdolliselta ylijännitteeltä ja sitä myöten tuhoutumiselta on hyvä asettaa ulosmenojännitteelle yläraja $V_{TURN-OFF}$ sekä resonoinnin välttämiseksi hystereesijännite V_{HYSO} . $V_{TURN-OFF}$ määrittelee pisteen, jolloin kontrolleri eristää ledin jännitelähteestä ja purkaa hallitusti kondensaattoriin C_O kertyneen energian pinnien HSP ja HSN kautta. Kun jännite on laskenut hystereesijännitteen verran alemmas yrittää

kontrolleri aloittaa toimintansa uudelleen. Mikäli tästä kuitenkin seuraa kehä, jossa jännitteen yläraja aiheuttaa ohjaimen sammumisen kerta toisensa jälkeen, on syytä joko laskea sisääntulojännitettä tai korottaa ulostulojännitteen ylärajaa tai kasvattaa hystereesiä. Valitaan hystereesi ja ylijännite raja tutkimalla käytössä olevan ledin datalehteä mistä saadaan ledin maksimitoimintajännite 40 V, sekä normaali toimintajännite 36 V.

$$V_{\text{TURN-OFF}} = V_{\text{LED-MAX}} = 40 \text{ V}$$

$$V_{\text{HYSO}} = 40 - 36 \text{ V} = 4 \text{ V}$$

Sitten voidaan laskea vastuksen R_{OV2} arvo kaavalla

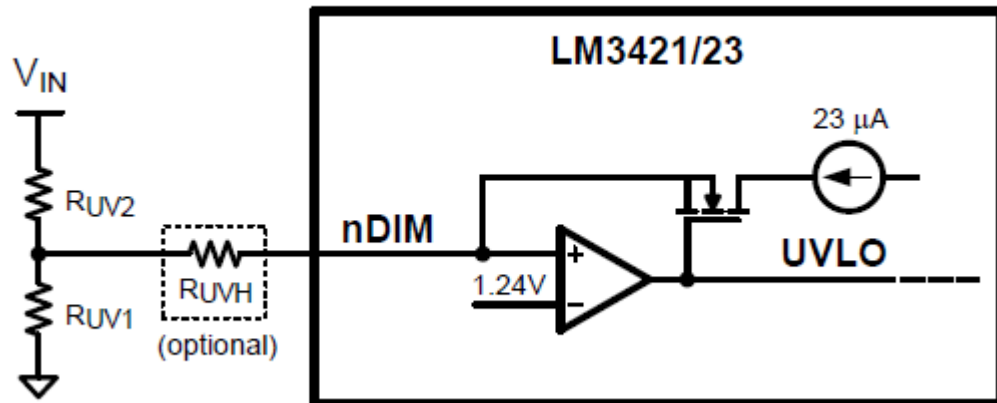
$$R_{OV2} = \frac{V_{\text{HYSO}}}{23 \mu\text{A}} = \frac{4 \text{ V}}{23 \mu\text{A}} \approx 174 \text{ k}\Omega$$

Ja vastus R_{OV1} kaavalla

$$R_{OV1} = \frac{1,24 \text{ V} * R_{OV2}}{V_{\text{TURN-OFF}} - 1,24 \text{ V}} = \frac{1,24 \text{ V} * 174 \text{ k}\Omega}{40 \text{ V} - 1,24 \text{ V}} \approx 5,6 \text{ k}\Omega$$

4.9 Sisääntulon alijännite Input UVLO

Samalla tavalla kuin kuormaa voidaan suojata ylijännitteeltä, voidaan itse hakkuria ja jännitelähdettä suojata alijännitteeltä. Mikäli sisääntuleva jännite laskee alemmas, kuin millä hakkuri on suunniteltu toimimaan, se saattaa aiheuttaa vähintäänkin toimintahäiriön tai pahimmassa tapauksessa vikaantumisen. Jännitelähteen kannalta esimerkiksi akkuja käytettäessä saattaa ylipurkautuminen pahimmillaan sytyttää tai tuhota käytetyn akun. Alijännitesuoja toteutetaan joko kahden vastuksen R_{UV1} , R_{UV2} jännitteenjaolla analogista himmennystä käytettäessä tai lisäämällä mukaan kolmas vastus R_{UVH} pulssinleveysmodulaatiolla himmennettäessä kuten kuvassa 5.



KUVA 5. UVLO:n toteutus

Valitaan $V_{\text{TURN-ON}}$ niin, että kun sisääntulo ylittää lähes tyhjän kolmikennoisen Li-Ion-akun antaman jännitteen $3 * 3 \text{ V} = 9 \text{ V}$, hakkuri suostuu vielä käynnistymään ja nDIM-pinnan tarjoama $23 \mu\text{A}$:n hystereesivirta käynnistyy. Seuraavaksi valitaan sopiva hystereesin suuruus, joka jättää pienen toleranssin akkujen ylipurkautumiseen. Täysin tyhjän akun antama jännite on $3 * 2,8 \text{ V} = 8,4 \text{ V}$, jolloin sopiva hystereesi on $0,5 \text{ V}$. Tällöin UVLO ja hakkuri käynnistyvät yhdeksässä voltissa ja sammuttaa hakkurin, mikäli jännite alittaa $9 \text{ V} - 0,5 \text{ V} = 8,5 \text{ V}$ ja normaalitilanteeseen palataan vasta, kun jännite jälleen ylittää 9 V rajan.

$$R_{UV2} = \frac{V_{HYS}}{23 \mu\text{A}} = \frac{0,5\text{V}}{23 \mu\text{A}} = 21,7 \text{ k}\Omega$$

$$R_{UV1} = \frac{1,24 \text{ V} * R_{UV2}}{V_{\text{TURN-ON}} - 1,24 \text{ V}} = \frac{1,24 \text{ V} * 21,7 \text{ k}\Omega}{9 \text{ V} - 1,24 \text{ V}} = 3,5 \text{ k}\Omega$$

4.10 Sisääntulon kapasitanssi C_{IN}

Boost-regulaattorissa kondensaattorin C_{IN} tehtävänä on varmistaa ohjainpiirin tasainen virransaanti hakkurin epäjatkuvuuskohdissa. Sen suuruuden arviointia varten tarvitaan kelan rippelivirta $\Delta I_{\text{L-PP}}$ sekä haluttu sisääntulojännitteen rippeli $\Delta V_{\text{IN-PP}}$. Sisääntulojännitteen rippeliksi suositellaan maksimissaan 10 % sisääntulojännitteestä, käytetään tässä kohdassa pahinta mahdollista tilannetta, eli 10 % sisääntulon pienimmästä mahdollisesta arvosta $8,5 \text{ V} = 0,85 \text{ V}$.

$$C_{IN} = \frac{\Delta I_{L-PP}}{8 * \Delta V_{IN-PP} * f_{SW}} = \frac{0,96 A}{8 * 0,85 * 500 kHz} \approx 280 nF$$

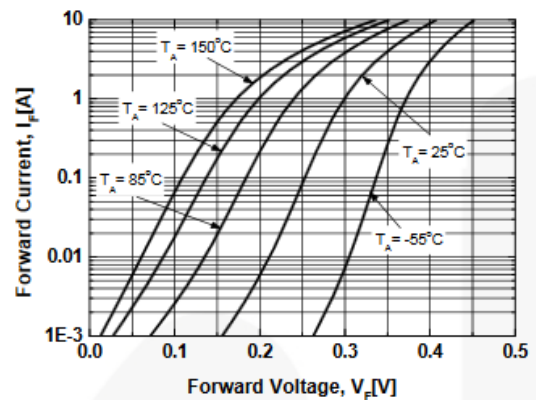
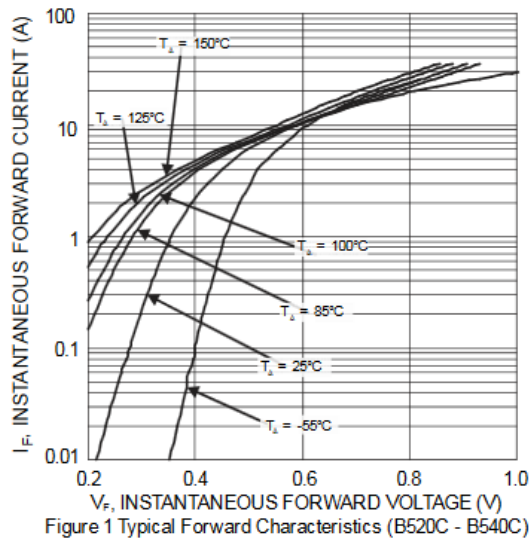
TAULUKKO 6. Lasketut arvot kondensaattorille C_{IN}

f _{sw} kHz	25	100	250	500
C _{IN}	5,6 μF	1,4 μF	565 nF	280 nF

Lisäksi datalehti suosittelee käytettäväksi kaksi kertaa suurempaa kapasitanssin arvoa jotta edelleen voidaan parantaa hakkurin toimintavarmuutta puolittamalla näin tulo jännitteen V_{IN} sisääntulossa näkyvä rippeli.

4.11 Diodi D₁

Estodiodin D₁ tehtävänä on huolehtia, että kelan L₁ magneettikenttään varastoitunut energia pääsee purkautumaan vain ledille ja suodatinkondensaattorille C_O fetin Q₁ ollessa suljettuna, ja fetin ollessa auki ja kelan latautuessa varmistaa, että kondensaattoriin C_O varastoitunut energia pääsee purkautumaan vain kuorman kautta maahan. Parhaiten tähän tarkoitukseen soveltuu schottky-diodi nopeutensa ja pienen jännitehäviön vuoksi. Diodille D₁ ei tarvitse asettaa muita vaatimuksia kuin jännite- ja virtakestoisuus. Diodin täytyy kestää estosuuntaan jännitettä V_o vähintään 15 % suurempi jännite. Tässä tapauksessa 1,15 * 36 V = 41,4 V. Koska kyseessä on epälineaarinen komponentti, siinä hukkuva teho selviää vain katsomalla kyseisen komponentin I-V-käyrää. Pääsääntöisesti suuremmalle virralle luokitellut diodit omaavat matalamman päästösuuntaisen jännitteen ja näin ollen hukkaavat vähemmän tehoa ja lämpenevät vähemmän.



KUVA 6. Vasemmalla 5 A 45 V ja oikealla 10 A 45 V diodin I-V käyrä

Kuvaparista 6 nähdään, että huoneenlämpötilassa viidelle ampeerille luokitellun diodin päästösuuntainen jännite 3 A:n virralla on noin 0,41 V ja kymmenen ampeerin diodille vastaava lukema on noin 0,34 V. Molempien vaihtoehtojen tehohäviöt jäävät alle sovelluksessa alle 1 W luokkaan, joten ylikuumenemisen riskiä ei ole.

4.12 NFET

Kytkenä toimivan FET:in valinta lienee yksi vaikeimmista tehtävistä valintaa vaikuttavien lukemattomien tekijöiden, ominaisuuksien ja vaihtoehtojen vuoksi. Ensimmäisenä eteen nousevat FET:in nielu-lähdejännitteen ja virran kesto. Datalehti suosittelee vähintään 15 % asetettua ulostulojännitettä $V_{O-MAX} = 1,15 \cdot 40 \text{ V} = 46 \text{ V}$ suurempaa arvoa ja virralla arvoa kaavasta

$$I_{T-MAX} = \frac{D_{MAX}}{1-D_{MAX}} * I_{LED} + 10 \% = \frac{0,75}{1-0,75} * 2,4 * 1,1 = 7,92 \text{ A}$$

Tämän jälkeen pitää ottaa huomioon FET:in hukatehona tuottama lämpö sekä maksimitehonkesto mahdollinen jäähditys huomioon ottaen. Varmin tapa arvioida FET:in tehonkesto on olettaa pahinta, eli ympäristön lämpötilaksi T_A ei kannata asettaa esimerkiksi huoneenlämpöä, vaan mahdollisesti suljetusta kotelosta johtuva hieman korkeampi lämpötila esimerkiksi 75 °C. Käyttämällä kaavaa

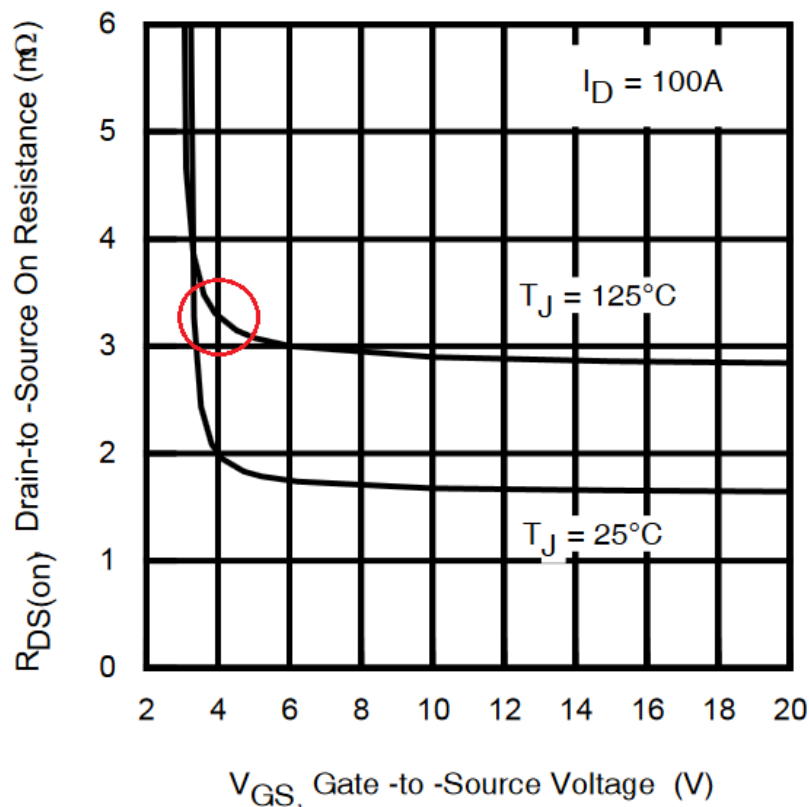
$$P_{MAX} = \frac{T_{JMAX} - T_A}{R_{\theta JA}} = \frac{175\text{ }^{\circ}\text{C} - 50\text{ }^{\circ}\text{C}}{62\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}} = 2\text{ W}$$

Missä: T_{JMAX} = piirin maksimilämmön sieto piirillä (junction)

T_A = ympäristön lämpötila °C

$R_{\theta JA}$ = fetin lämmönsiirtokyky piiriltä kotelon ulkopuolelle °C/W

saadaan karkea arvio hukkatehon haihdutuskyvystä. Esimerkkinä laskuissa käytetään Infineon IRL60S216 N-kanava-mosfettia. Fetin tuottaman hukkalämmön tehoa wateissa voidaan arvioida, kun tiedetään fetin R_{DS-ON} tiedossa olevalla kantajännitteellä V_{GS} , joka LM3421 ohjaimen tapauksessa on $GATE = V_{CCUV} \approx 4\text{ V}$.



KUVA 7. IRL60S R_{DS}/V_{GS} -kuvaaja

Kuvasta 7 voidaan lukea, että tässä tapauksessa $V_{GS} = 4\text{ V}$ antaa fetin sisälämpötilasta riippuen on joko $2\text{ m}\Omega$ @ $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ tai $3,3\text{ m}\Omega$ @ $125\text{ }^{\circ}\text{C}$. Valitaan $R_{DS-ON} = 4\text{ m}\Omega$, jotta saadaan hieman turvamarginaalia laskuihin. Fetin tuottamaa hukkalämpöä voidaan nyt

arvioida, kun tiedossa on R_{DS-ON} ja jo aikaisemmin laskettu $I_{T-MAX} \approx 8 \text{ A}$ sijoitetaan kaavaan

$$P_T = I_{T-MAX}^2 * R_{DS-ON} = 8 \text{ A}^2 * 4 \text{ m}\Omega = 0,256 \text{ W}$$

Koska P_T on huomattavasti pienempi kuin P_{MAX} , voidaan ainakin tältä osin olettaa, että fetin tehonkesto on riittävä.

5 POHDINTA

Taulukossa 7 on koottuna eri taajuuksille lasketut arvot, ja on helppo havaita, että kaikki jännitteiden ja virran mittaamiseen liittyvät komponentit pysyvät samoina taajuudesta riippumatta. Taajuuden nostaminen vaikuttaa eniten kelaan L_1 , suodatinkondensaattoriin C_O . Kannattaa myös panna merkille, että suurimpaan osaan komponenteista riittää 20 % tarkkuus niitä valittaessa ilman, että piirin toiminta merkittävästi muuttuu.

TAULUKKO 7. Kokoelma erivaiheissa lasketuista arvoista

f_{kHz}	25	100	250	500	
L_1	367 μH	92 μH	37 μH	18 μH	
C_O	180 μF	45 μF	18 μF	9 μF	
R_T	250 $k\Omega$	250 $k\Omega$	100 $k\Omega$	50 $k\Omega$	
C_T nF	4 nF	1 nF	1 nF	1 nF	
R_{CSH}	12,4 $k\Omega$	12,4 $k\Omega$	12,4 $k\Omega$	12,4 $k\Omega$	
R_{SNS}	42 $m\Omega$	42 $m\Omega$	42 $m\Omega$	42 $m\Omega$	$V_{SNS} = 100$ mV
$R_{HSP}=R_{HSN}$	1 $k\Omega$	1 $k\Omega$	1 $k\Omega$	1 $k\Omega$	
C_{BYP}	2,2-3,3 μF	2,2-3,3 μF	2,2-3,3 μF	2,2-3,3 μF	
C_{CMP}	3,3 μF	714 nF	294 nF	144 nF	
R_{OV1}	5,6 $k\Omega$	5,6 $k\Omega$	5,6 $k\Omega$	5,6 $k\Omega$	
R_{OV2}	174 $k\Omega$	174 $k\Omega$	174 $k\Omega$	174 $k\Omega$	
C_{OV}	47 pF	47 pF	47 pF	47 pF	
R_{LIM}	20 $m\Omega$	20 $m\Omega$	20 $m\Omega$	20 $m\Omega$	
C_{IN}	5,6 μF	1,4 μF	565 nF	280 nF	
R_{UV1}	3,5 $k\Omega$	3,5 $k\Omega$	3,5 $k\Omega$	3,5 $k\Omega$	
R_{UV2}	21,7 $k\Omega$	21,7 $k\Omega$	21,7 $k\Omega$	21,7 $k\Omega$	
R_{UVH}	-	-	-	-	

LÄHTEET

diodit 5 ja 10 A

<https://www.diodes.com/assets/Datasheets/ds13012.pdf>

<https://www.fairchildsemi.com/datasheets/FS/FSV1045V.pdf>

fetti IRL60S

<https://www.infineon.com/dgdl/irl60s216.pdf?fileId=5546d462533600a40153565fdf5b2570>

ohjainpiiri LM3421

<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm3421.pdf>

