



TALLINNA
TEHNIKAÜLIKOO

INFOTEHNOLOOGIA TEADUSKOND

Thomas Johann Seebecki elektroonikainstituut

Aleksander Liin

Sülearvuti toitesead

Bakalaureusetöö

Juhendaja: Mihhail Pikkov

Tallinn
2015

Autorideklaratsioon

Olen koostanud antud töö iseseisvalt. Kõik töö koostamisel kasutatud teiste autorite tööd, olulised seisukohad, kirjandusallikatest ja mujalt pärinevad andmed on viidatud. Käesolevat tööd ei ole varem esitatud kaitsmisele kusagil mujal.

Autor: Aleksander Liin

Kuupäev:

Allkiri:

Annotatsioon

Bakalaureuse lõputööks on pinget tõstev muundur sülearvuti toiteks auto- noomsest pliikust või auto elektrisüsteemist. Töö sisaldab pinget tõstva muunduri tööpõhimõtte kirjeldust, elektriskeemi, arvutusi, skeemi simulatsiooni ja trükiplaadi disaini.

Põhiliseks eesmärgiks oli pinget tõstva muunduri tööpõhimõtte uurimine, kasu- tades enamasti teoreetilist informatsiooni, arvutusi ja simulatsioone. Tehtud arvutuste põhjal töötati välja pidevas voolu juhtimise režiimis töötav ja integraallülitusel LM3478 baseeruv pinget tõstev muundur sülearvuti toiteks. Väljatöötatud skeemile teostati simulatsioonid ja disainiti trükkplaat prototüübi ehitamise tarbeks.

Lõputöö on kirjutatud eesti keeles ning sisaldab teksti 53 leheküljel, 17 joonist ja 5 tabelit.

Abstract

This bachelor's thesis is about designing an autonomous electrical power converter for powering a laptop from a conventional lead-acid battery or from a car's electrical system. The power supply is based on a continuous conduction mode boost-converter which is controlled by a switching regulator controller LM3478 made by Texas Instruments.

The thesis contains theoretical information about the operating principals of a continuous conduction mode boost-converter, calculations and simulations. Based on the calculations, a continuous conduction mode boost-converter was designed and simulated.

A printed circuit board layout was designed for a calculated boost converter prototype.

The thesis is in Estonian and contains 53 pages of text, 17 figures and 5 tables.

Sisukord

Sissejuhatus.....	6
1. Lühiülevaade sülearvuti toite probleemist.....	7
1.1 Sarnaste seadmete ja lahenduste ülevaade	7
1.2 Ülesandepüstitus ja tehnilise lahenduse valik.....	10
2. Struktuurskeemi väljatöötamine	11
2.1 Pinget tõstva muunduri tööpõhimõte.....	12
2.2 Pooljuhtkomponentide valiku kriteeriumid.....	17
2.3 Pulsilaiusmodulatsioon ja tagasiside.....	19
3. Toiteseadme skeem ja skeemi komponentide valik.....	21
3.1 Drosseli induktiivsuse määramine.....	22
3.2 Väljundpinge silufiltri mahtuvuse ja -pulsatsiooni määramine	23
3.3 Jõudiodi valik. Hajuvõimsuse määramine.....	24
3.4 Jõutransistori tüübi valik. Parameetrite ja hajuvõimsuse määramine	25
3.5 Väljundpinge, tagasiside ja sageduse määramine.....	26
3.6 Sisendkondensaatorite valik ja akulaetavuse kontrollahel.....	27
3.7 Toiteseadme kasuteguri hindamine.....	29
4. Toiteseadme elektriskeemi simulatsioon	30
4.1 Elektriskeemi simulatsioonide tulemused.....	30
5. Trükkplaadi disain.....	38
5.1 Jahutustingimuste kontroll	39
6. Majanduslik kalkulatsioon.....	41
Kokkuvõte.....	42
Kirjandus.....	43

Sissejuhatus

Teema valikul osutus määravaks autori huvi impulss-toiteseadmete vallas. Elektroonika seadme vältimatu osa on toiteplokk ja nõudmised üha väiksemate ja efektiivsemate toiteseadmete järele suurenevad üha kasvavas tempos. Arvutustehnika on saanud inimeste igapäevaseks tööriistaks ja tänu elektroonika kiirele arengule on pea igal tööealisel inimesel sülearvuti, mida on hõlbus endaga kaasas kanda, mis omakorda on loonud vajaduse ka paremate akude ja mobiilsemate laadijate järele.

Välitöödel on tihti tarvis kasutada arvutit, kas ehitusega seotud projektide täpsustamiseks või mõnel muul otstarbel. Samas ei pruugi alati olla kohapeal elektrivarustust või on see liiga kaugel. Sülearvuti akud peavad uuena vastu mõned tunnid ja võivad töömaale jõudes olla tühjenenud.

Seetõttu on tarvis projekteerida vooluvõrgust mittesõltuv sülearvuti laadija, mille abil on võimalik arvuti akut laadida, kas autonoomsest pliikust või auto elektrisüsteemist. Projekteeritud laadija peab olema kõrge kasuteguriga ja väikeste mõõtmetega. Veendumaks, et väljatöötatud skeem on töövõimeline, tuleb skeemi simuleerida ning lõpuks välja töötada trükkplaat prototüübi tarbeks, mille abil laadija kokku panna ja väljatöötatud skeemi katsetada.

Nende ülesannete lahendamiseks ongi käesolev töö pühendatud.

Töö koostamiseks on kasutatud Tallinna Tehnikaülikooli raamatukogust saadavat tehnilist kirjandust, erinevate elektroonika komponente tootvate firmade andme- ja rakenduslehti, internetis leitavaid tehnilisi- ja teaduslikke artikleid, millede loetelu on toodud kirjanduse loetelus. Lisaks on kasutatud ka autori enda poolt koostatud loengukonspekte, mida eraldi töös viidatud ei ole.

1.Lühiülevaade sülearvuti toite probleemist

Sülearvuti energiatarve sõltub paljudest erinevatest teguritest nagu näiteks ekraani suurus, protsessori töökoormusest ja taktsagedusest, kõvaketta tüübist ja kirjutamis/lugemisaktiivsusest, sisend-väljund seadmete kasutamisest (nt. CD-plaadilt helisalvestiste kuulamine), aku laetuse tasemest ja paljudest muudest teguritest. Oma rolli mängib ka operatsioonisüsteemi ja riistvara õige juhtprogrammi olemasolu, sest vastasel korral ei pruugi operatsioonisüsteem kõiki riistvara energia kokkuhoiu võimalusi ära kasutada. [1]

Kaasaegsete sülearvutite energiatarve arvuti kasutamisel jääb vahemikku ca 20 kuni 70W [2], sõltuvalt arvuti tootjast ja töö koormusest, kusjuures toite pinget on tavaliselt vahemikus 17 V kuni 20 V.

Peamised nõuded sülearvuti toiteseadmele:

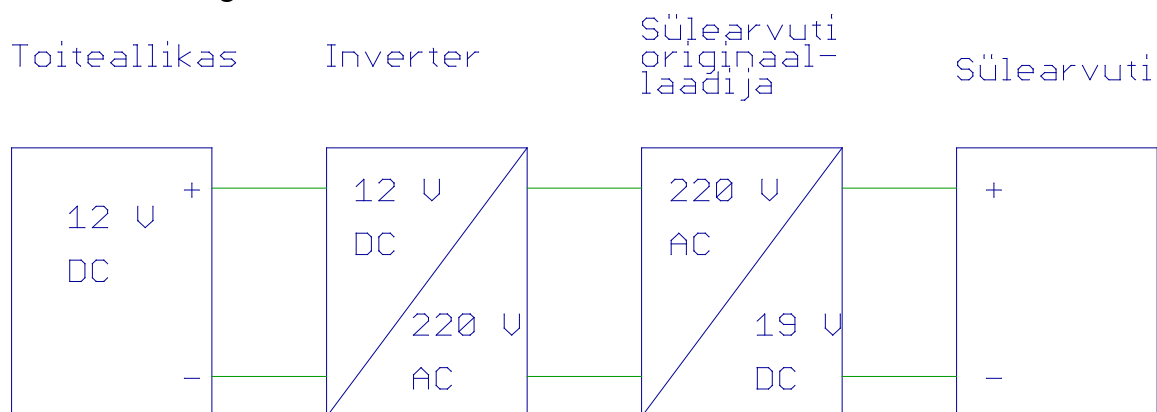
- 1) Väikesed mõõtmed ja kaal
- 2) Kõrge kasutegur
- 3) Elektromagneetiline ühilduvus

Käesoleva bakalaureuse töö eesmärk on välja töötada sülearvuti laadija, mida on võimalik toita autonoomsest pliikust või auto elektrisüsteemist. Laadija peab vastama ülal toodud nõuetele.

1.1 Sarnaste seadmete ja lahenduste ülevaade

Peatükis käsitletakse lahendust sülearvuti toiteks autonoomsest pliikust või auto elektrisüsteemist. Lisaks on kirjeldatud pinget tõstvat muundurit pliikust laadija näitel.

1. Inverteriga lahendus



Joonis 1.1 Inverteriga lahendus

Kõige lihtsam lahendus sülearvuti laadimiseks autonoomsest pliikust või auto elektrisüsteemist on toodud joonisel 1.1. Toiteallikaks võib olla nii pliikaku, kui ka auto elektrisüsteem. Toiteallika 12 V väljundpinge muundatakse inverteri abil 220 V vahelduvpingeks, millega toidetakse sülearvuti originaallaadijat. Invertereid on elektroonika poodides suur valik paljude tootjate poolt.

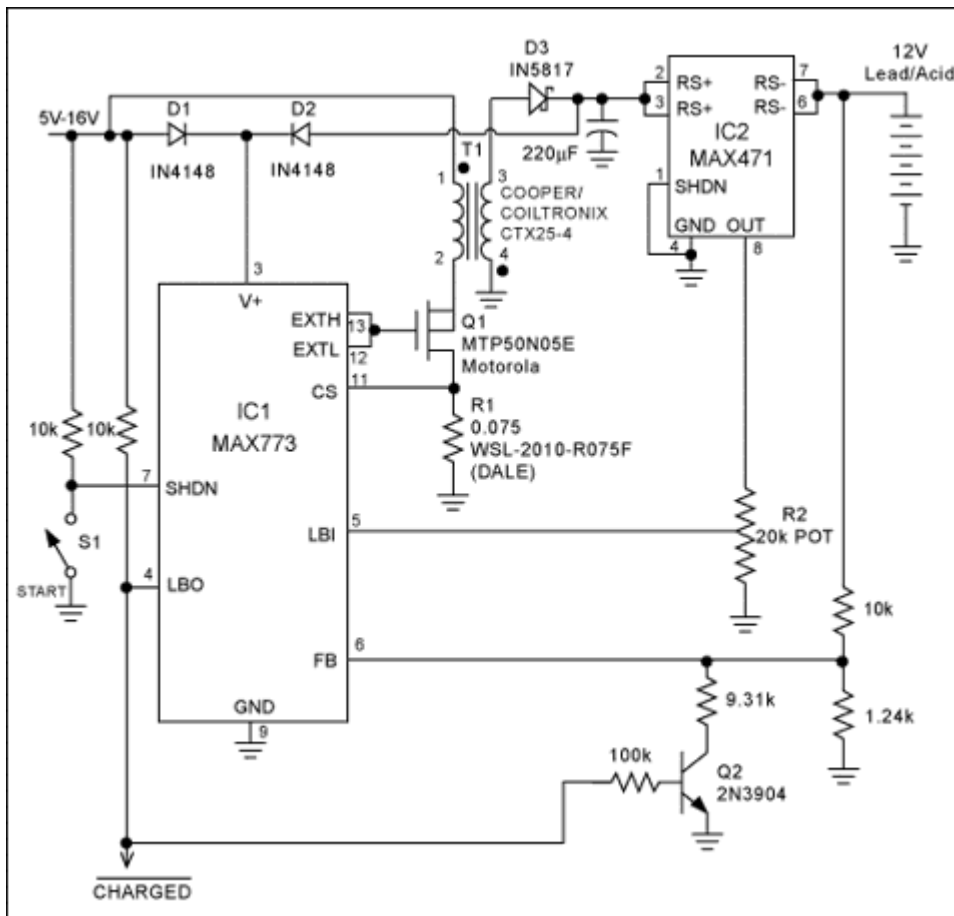
Eelised:

- 1) Lihtne lahendus, kuna kasutatakse juba valmis tooteid.
- 2) Universaalne – inverterit võib kasutada ka teiste seadmete toiteks.
- 3) Sülearvuti ja toiteallikas on galvaaniliselt eraldatud.

Puudused:

- 1) Madal kasutegur, kuna pinget muundatakse vähemalt kaks korda.
- 2) Niisketes keskkondades ja välitingimustes vajab suuremat kaitse astet, et vähendada elektrilöögi ohtu.
- 3) Kõrge hind.

2. Pliiaku laadija



Joonis 1.2 Pliiaku laadija

Joonisel 1.2 on toodud pliiaaku laadija toitepingel 5-16 V. Laadija kasutab *flyback* tüüpi skeemi. Skeemi põhikomponentideks on trafo T1, juhtahel IC1, voolu mõõtmise integraallülitus IC2 ja transistor Q1. Trafo T1 keerdude suhe on 1:1. Trafo peamine eesmärk on sisend lahti sidestada väljundist. IC2 mõõdab aku laadimisvoolu ja kui laadimisvool on langenud piisavalt madalale, lülitab IC1 väljundi LBO madalale niivoole ja transistori Q2 abil muudetakse tagasiside pingeväärtust IC1 jalal FB. Selle tulemusena väheneb väljundpinge.

Eelised:

- 1) Toiteallikas ja aku on lahtisidestatud
- 2) Mitmeastmeline tagasisideahel

Puudused:

- 1) Madal väljundvõimsus
- 2) Trafo kasutamine lisab seadmele hinda

1.2 Ülesandepüstitus ja tehnilise lahenduse valik

Antud töö ülesanne on välja töötada pinget tõstev muundur (PTM), mis suudaks toita sülearvutit välise 12,6 V pingega aku toitel või auto elektrisüsteemist. PTM'i lähteandmed on toodud tabelis 1.2.

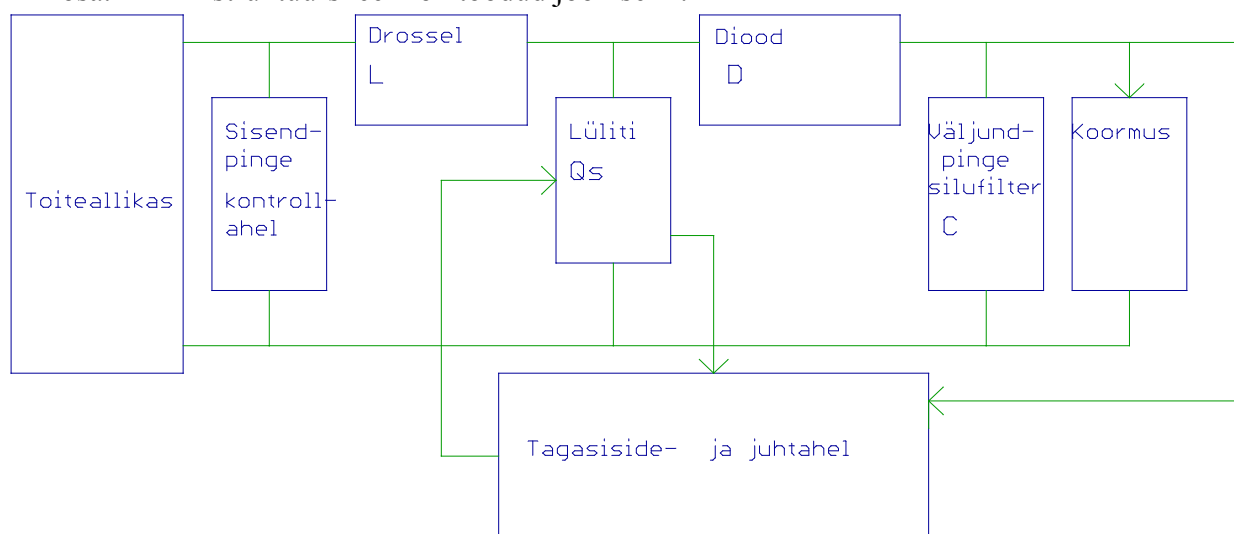
Parameeter	Väärtus	Selgitus
$V_{in\ Min}$	11 V	Minimaalne sisendpinge
V_{in}	14 V	nominaalne sisendpinge
V_{Out}	19V	Väljundpinge
I_{out}	4 A	Maksimaalne väljundvool
P_{Out}	76 W	Maksimaalne väljundvõimsus
η_{Min}	95%	Minimaalne seadme kasutegur
$\Delta V_{c\ max}$	200 mV	Maksimaalne väljundpinge pulsatsioon

Tabel 1.1 PTM lähteandmed

Tabelis 1.2 toodud parameetrid sisestati Texas Instruments'i veebirakendusse Webench ja programmi poolt välja pakutud lahenduste hulgast valiti välja ilma trafota pinget tõstva muunduri topoloogia. Valitud skeem kasutab energiasalvestina drosselit ja kondensaatorit. Tehnilise lahenduse valikul osutusid määravaks ka madal hind ning valmis seadme väikesed gabariitmõõtmed ja kaal. Kuna toiteallikana võib kasutada ka autonoomset pliiaikut, siis lisati skeemile sisendpinge kontrollahel, mis annab seadme kasutajale valgusindikatsiooniga märku aku liigsest tühjenemisest.

2. Struktuurskeemi väljatöötamine

Struktuurskeemi ülesanne on näidata, millistest osadest PTM koosneb ja kuidas osad omavahel seotud on. Struktuurskeem annab ülevaate PTM'i põhiosadest jäädes samal ajal võimalikult lihtsaks. Seetõttu pole struktuurskeemis välja toodud kõiki lõplikus skeemis kasutatud elektroonikakomponente. Lisaks on struktuurskeemil näidatud toiteallikas ja koormus, mis lihtsustab skeemist arusaamist, kuid pole PTM'i osa. PTM'i struktuurskeem on toodud joonisel 2.1



Joonis 2.1 PTM struktuurskeem

PTM'i põhilisteks osadeks on drossel L, lüliti Qs, diiod D, väljundpinge silufilter C, tagasiside- ja juhtahel ning sisendpinge kontrollahel. Kui lüliti Qs on sisse lülitatud, langeb drosselile L pinge, mis on peaaegu võrdne toiteallika pingega. Drosselit hakkab läbima vool, mille tulemusena salvestub drosselisse energia.

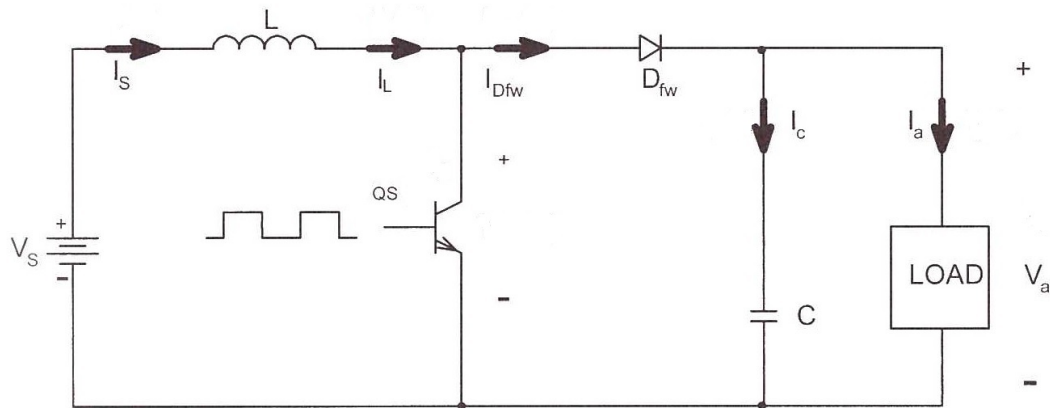
Ajal mil drosselisse L laetakse energiat, on diiod D suletud ja koormust toidetakse väljundpinge silufiltrisse C salvestunud energia arvelt. Väljundpinge silufilter C töötab nii energia salvestuselemendina kui ka väljundpinge silufiltrina. Kui drosselisse L on salvestatud piisav hulk energiat, suletakse lüliti Qs. Drossel üritab takistada teda läbiva voolu muutumist ja indutseerib oma klemmidele elektromotoorjõu, mille pinge on toiteallika suhtes vastupidine. Kui drosselile indutseeritud pinge ja toiteallika pinge summa on suurem kui pinge väljundpinge silufiltri C klemmidel, siis diiod D avaneb ning koormust toidavad toiteallikas ja drossel L. Lisaks laetakse väljundpinge silufiltrisse C tagasi eelmise tsükli ajal tarbitud energia. Tagasiside- ja

juhtahel tüürib lülitit Q_s ja seeläbi hoides väljundpinge väärtust konstantsena. Tagasiside- ja juhtahel mõõdab ka lülitit Q_s ja drosselit L läbivat voolu ja ei lase voolul kasvada üle etteantud väärtuse.

Sisendpinge kontrollahel mõõdab toiteallika pinget ja annab kasutajale märku, kui pinge on langenud väiksemaks kui 11 volti.

2.1 Pinget tõstva muunduri tööpõhimõte

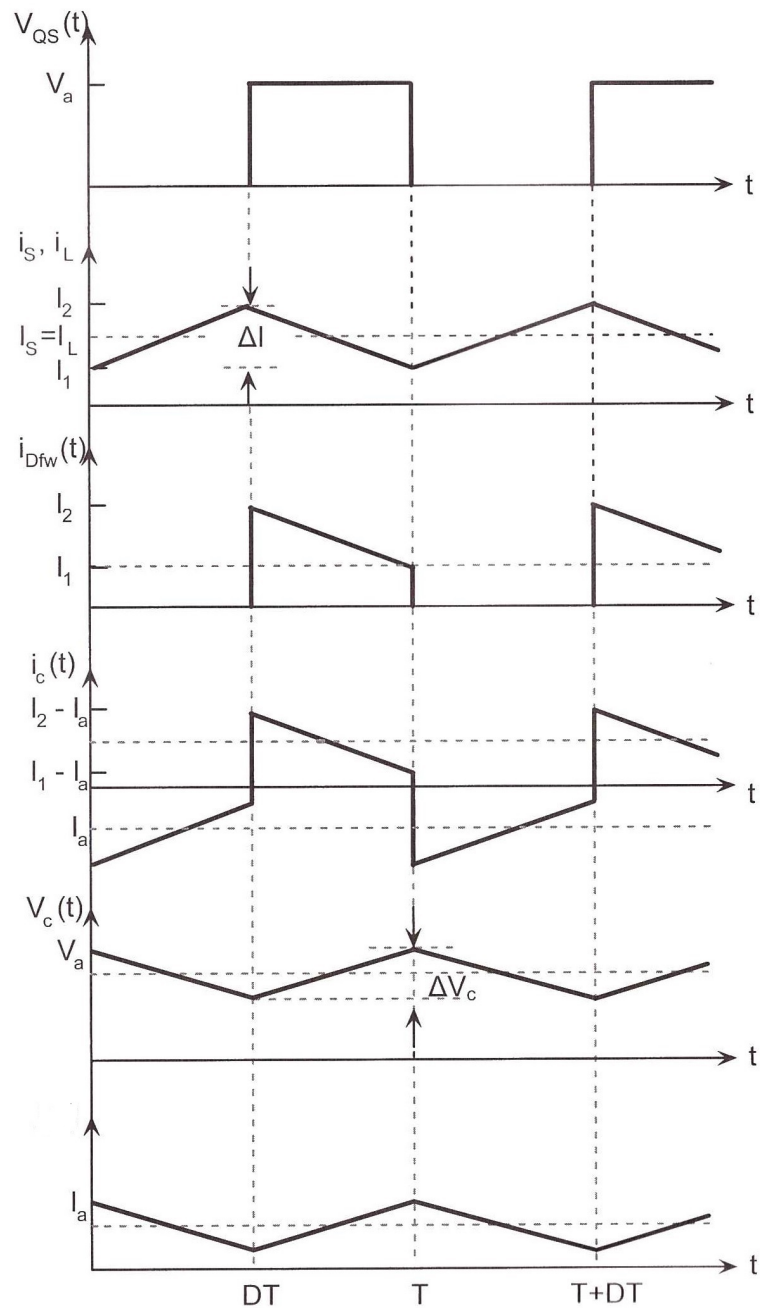
PTM on alalispingel töötav seade, mille väljundpinge on kõrgem kui sisendpinge. Sellised toiteseadmed leiavad rakendust olukordades, kus elektroonika seadet on vaja toita kas akupatareidest, päikesepaneelidest või mõnest muust madala pingelise väljundiga energia allikast.



Joonis 2.2 PTM põhimõtteline skeem

Joonisel 2.2 on toodud PTM põhimõtteline skeem [5]. Lülitus koosneb drosselist L , lülitustransistorist Q_s , kiiretoimelisest Schottky diodist D_{fw} , silukondensaatorist C , toiteallikast V_s ja koormusest Load. Sellistele muunduritele on omane, et kasutatakse ära mitmete energiat salvestavate komponentide (drossel ja kondensaator) omadusi. Drossel ja kondensaator peavad olema ühendatud selliselt, et moodustuks madalpääsfilter, mis aitab tagada madala väljundpinge pulsatsiooni [5]. PTM võib töötada nii pideva voolu-juhtimise režiimis (ing.keeles continuous conduction mode) kui ka katkendliku voolu-juhtimise režiimis (ing.keeles discontinuous conduction mode). Mõlema režiimi puhul ja konstantsel koormusel püsiva süsteemi korral peab drosselit läbiv vool saavutama peale lülitustsükli sama väärtuse, mis lülitustsükli alguses. Vastasel korral toimuks voolu kuhjumine või sumbumine, mis viiks süsteemi tasakaalust välja [4]. Pideva voolu juhtimise režiimis läbib drosselit pidevalt vool. See tähendab, et

lülitustsükli lõpus langeb drosselit läbiv vool mingile kindlale tasemele ja tsükkel kordub. Katkendliku voolu juhtimise režiimis saavutab iga lülitustsükli lõpus drosselit läbiv vool väärtuse 0. Joonisel 2.3[5] on toodud pideva voolu juhtimise režiimis töötava PTM'i lülitusdiagrammid, mis iseloomustavad skeemi komponente läbivate voolude ja pingete väärtuseid erinevatel ajahetkedel.



Joonis 2.3 PTM'i lülitusdiagrammid

Kus:

V_a on PTM'i väljundpinge [V],

V_{QS} on lülitustransistori Q_s kollektor-emitter pingeline [V],

I_s on PTM'i sisendvool [A],

I_L on drosselit L läbiv vool [A],

I_{dfw} on diodi D läbiv vool [A],

V_C on väljundkondensaatori pingeline [V],

I_a on koormust läbiv vool [A],

D on transistori Q_s juhtsignaali täitetegur,

T on transistori Q_s juhtsignaali periood [s].

1. Töö pideva voolu juhtimise režiimis.

Ajahetkel $t=0$ s avaneb transistor Q_s ja vool I_L läbi drosseli L hakkab lineaarselt kasvama väärtuselt I_1 väärtuseni I_2 , kusjuures drosselit L läbiva voolu keskvaartus on võrdne toiteallikast tarbitava voolu keskvaartusega. Diod D on vastupingestatud ja teda läbiv vool $I_{dfw} = 0$ A. Koormust Load toidab väljundkondensaator C, mis peab olema valitud piisavalt suure mahtuvusega, et tagada väljundvool I_a ning samal ajal säilitama nõutud väljundpinge pulsatsiooni kriteeriumid. Väljundpinge pulsatsiooni saab leida valemiga 2.1[5].

$$\Delta V_c = \frac{I_a D}{f_s C} \quad (2.1)$$

Kus:

f_s on lülitustsükli sagedus [Hz],

C on väljundkondensaatori mahtuvus [F],

D on täitetegur.

Aja hetkel $t = DT$ transistor Q_s sulgub ja vool läbi drosseli L hakkab langema. Drossel indutseerib oma klemmidele elektromotoorjõu, mille polaarsus on vastupidine võrreldes toiteallika pingega. Toiteallika ja drosselil indutseeritud pingeline summa on kõrgem kui väljundpingeline V_a , mille tulemusena on diod päripingestatud ja teda hakkab läbima vool I_{dfw} . Koormust toidetakse läbi diodi sisendpingeline allikast V_s ja drosselisse salvestunud energia arvelt, samal ajal laetakse väljundkondensaatorisse tagasi energia, mis eelmise tsükli ajal ära tarbiti. Drosseli vool langeb kuni transistor Q_s avaneb ja kogu tsükkel kordub uuesti.

Täiteteguri D, mis iseloomustab, kui pikalt transistor Q_s lülitustsükli perioodi T jooksul on avatud, saame leida valemi 2.2 abil.

$$D = \frac{t_{on}}{T} \quad (2.2)$$

Kus:

t_{on} on aeg mille jooksul transistor Q_s on avatud [s],

T on lülitustsükli periood [s].

Valem 2.3[5] iseloomustab väljundpinge V_a sõltuvust sisendpingest V_s ja täitetegurist D .

$$V_a = \frac{V_s}{(1-D)} \quad (2.3)$$

Väljundpinge V_a on pöördvõrdelises sõltuvuses $(1-D)$ suhtes. Siit järeldub, et täitetegur D ei saa olla 1, sest sellisel juhul energia ülekannet sisendist väljundisse ei toimuks.

Pidevas voolu-juhtimise režiimis töötava PTM'i drosselit läbib kogu seadme töö vältel vool, mis sõltuvalt lüliti olekust Q_s kasvab või kahaneb väärtuste I_1 ja I_2 vahel. Seega läbib drosselit pulseeriv vool mille saab leida valemi 2.4 [5] abil.

$$\Delta I = \frac{V_s D}{f_s L} \quad (2.4)$$

Kus:

ΔI – on drosseli voolu pulsatsioon [A].

2. Töö katkendlikus voolujuhtimise režiimis.

Kui drosselit L läbiv vool langeb nullini enne, kui algab uus töösükkel, siis töötab PTM katkendlikus voolujuhtimise režiimis. Sellisel juhul kasutab koormus ära kogu energia, mis lülitustsükli jooksul drosselisse L laeti. Drosselit L läbiv vool muutub perioodiliselt väärtuselt 0 väärtuseni I_L .

PTM töötab katkendlikus voolujuhtimise režiimis, kui on täidetud kriitilise induktiivsuse või kriitilise koormustakistuse nõue $L < L_C$ või $R > R_C$.

Kriitiline induktiivsus, mille korral PTM töötab katkendlikus voolujuhtimise režiimis, on leitav valemi 2.5 [5] abil.

$$L_C = \frac{RD(1-D)^2}{2f_s} \quad (2.5)$$

Kus:

L_C – on drosseli L induktiivsus, mille korral PTM töötab katkendlikus voolujuhtimise režiimis [H],

R – on koormus takistus [Ω].

Kriitiline koormustakistus, mille korral PTM töötab katkendlikus voolujuhtimise režiimis on leitav valemiga 2.6 [5].

$$R_C = \frac{2 f_s L}{D(1-D)^2} \quad (2.6)$$

Kus:

R_C on kriitiline koormustakistus, mille korral PTM töötab katkendlikus voolujuhtimise režiimis [Ω].

Ülaltoodust järeldub, et üleminek pidevast režiimist katkendlikku režiimi sõltub koormustakistusest, sagedusest, drosseli L induktiivsusest ja täitetegurist D . Seega saab pidevas voolujuhtimise režiimis töötav PTM minna üle katkendliku voolu juhtimise režiimi, kui on täidetud nõue $R > R_C$.

2.2 Pooljuhtkomponentide valiku kriteeriumid

Pooljuhtseadmete kiire areng on loonud võimaluse välja töötada üha kõrgematel sagedustel töötavaid toiteseadmeid. Lülitustransistorid on muutumas üha väiksemaks gabariitidelt ja kaalult, samal ajal taludes üha suuremaid kollektor-emitter pingeid ja kollektori voolusid. Samas on lülitustransistorid endiselt ühed õrnemad impulss-toiteploki komponendid. Hästi valitud transistor tagab toiteploki töökindluse ja kõrge kasuteguri. Impulss-toiteseadmetes leiavad enam kasutust MOSFET transistorid tänu oma kiiretoimelisusele ja madalamate kadudele tüürimisahelas. Ka jõudiooni valikul on määravaks kriteeriumiks madalad kaod ja kiiretoimelisus.

1. Lülitustransistori valiku kriteeriumid

Nagu eelpool kirjeldatud, leiavad impulss-toiteseadmetes enam kasutamist MOSFET väljatransistorid. MOSFET väljatransistorid on pingega tüüritavad lülituselemendid, mis on bipolaarsetest transistoridest kümneid kordi kiiremad [3]. Transistoril hajub kuni pool PTM'i kadudest, seega on oluline valida võimalikult väikeste kadudega transistor. MOSFET transistoril tekkivad kaod saab lihtsustatult jagada juhtivuskadudeks ja lülituskaduseks. Juhtivuskaod on otseselt sõltuvad staatilisest neelu-lätte takistusest $R_{ds\ on}$ ja neeluvoolust. Seetõttu on oluline valida väikese $R_{ds\ on}$ parameeteriga transistor.

Lülituskadod sõltuvad transistori arhitektuurist ja töörežiimist tingitud parasiitsetest mahtuvustest ja tekivad momendil, mil transistor lülitub avatud olekust suletud olekusse ja vastupidi. Seega sõltuvad lülituskadod eelkõige transistori sulgemis- ja avanemisviivitusest ja lülitussagedusest.

Kolmas kadu tekib paisu-lätte mahtuvusest, mille laengust sõltuvad kaod tüürahelas. Paisu-lätte mahtuvuse laadimise ja tühjaks laadimise kao suurus sõltub eelkõige paisu-lätte laengu hulgast, töösagedusest ja tüürimispingest.

Kõik kolm kirjeldatud kadu on eelkõige seotud transistori arhitektuurist tulenevate iseärasustega. Mida väiksem on neelu-lätte staatiline takistus, seda suurem on transistori neelu ala ristlõige. Mida suurem on neelu ristlõige, seda suuremad on ka paisu elektroodi pindala ja sellest tingitult ka laeng mida paisuala mahutab. Seega tuleb lülitustransistori valikul leida kompromiss ja valida transistor, mille korral kõik kolm kadu oleksid võimalikult väikesed.

2. Jõudiodi valiku kriteeriumid

Jõudiodil on oluline roll PTM'is, sest läbi diodi toimub drosselisse salvestunud energia ülekandmine koormusele. Jõudiodil võib hajuda rohkem kui pool PTM'i kadudest. Jõudiodi valimisel tuleks lähtuda järgmistest parameetritest :

1. Pääri-pingelang V_f - Pingelang, mis jääb diodile, kui diod on päripingestatud ja teda läbib vool. Mida madalam on päripingelang, seda väiksemad on kaod diodis.
2. Vastu-takistuse taastumiskestus T_{rr} - Aeg, mis kulub diodil väljalülitumiseks, kui ta pole enam päripingestatud.
4. Maksimaalne lubatud vastupinge V_r - Vastupinge, mida diod suudab taluda ilma, et toimuks läbilöökk.

Diodide võrdlemiseks on sobilik tabel 2.1 kus on võrreldud ülaltoodud parameetreid erineva tehnoloogiaga toodetud jõudiodide korral [3].

<i>Parameeter</i>	<i>Schottky diodid</i>	<i>Ülikiiretoimelised diodid</i>	<i>Kiiretoimelised diodid</i>	<i>Standard diodid</i>
Pääripinge, V_f	0,5-0,6 V	0,9-1,0 V	1,2 – 1,4	1,2 – 1,4
Taastumiskestus, T_{rr}	<10 ns	25 – 100 ns	150 ns	1 μ s
Suurim lubatud vastupinge, V_r	20-100 V	50 - 1000V	50 – 1000 V	50 – 1000 V

Tabel 2.1 Erinevate tehnoloogiatega toodetud jõudiodide võrdlus.

Tabelist 2.1 selgub, et Schottky diodide kõrge kiiretoimelisus ja madal pääri-pingelang teeb neist parima valiku madalapingelistes impulss-toiteplokkides. Kui aga diodile rakenduva vastupinge väärtus läheb suuremaks kui 100 V, tuleb kasutada suurema pääri-pingelanguga ja aeglasema taastumiskestusega diode.

Diodi läbib vool, mille keskvaartus on võrdne koormusvoolu keskvaartusega, kusjuures diodi läbiv voolutugevuse amplituud on leitav valemiga 2.7 [5].

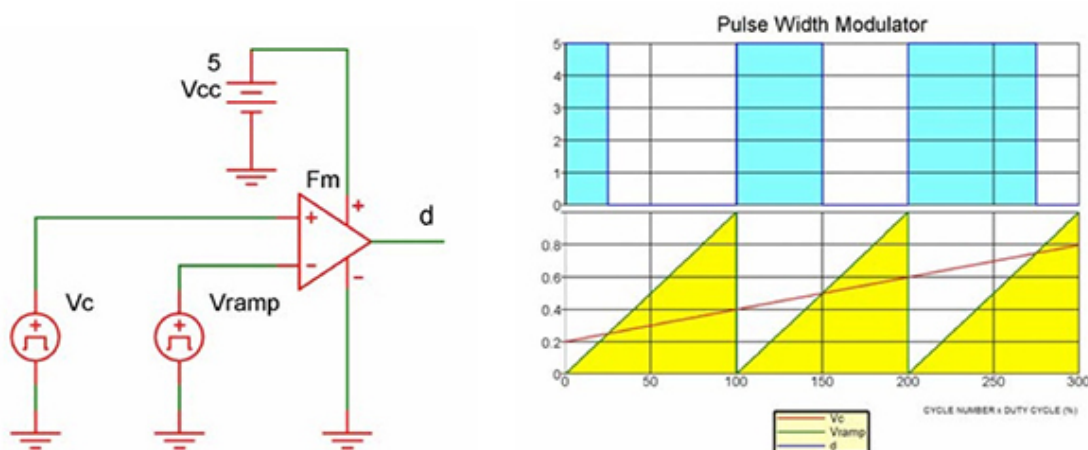
$$I_{d(peak)} = \frac{I_{out}}{(1-D)} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (2.7)$$

Diodil hajuv võimsus on leitav valemiga 2.8 [5].

$$P_D = V_f \cdot I_{Dfw} \quad (2.8)$$

2.3 Pulsilaiusmodulatsioon ja tagasiside

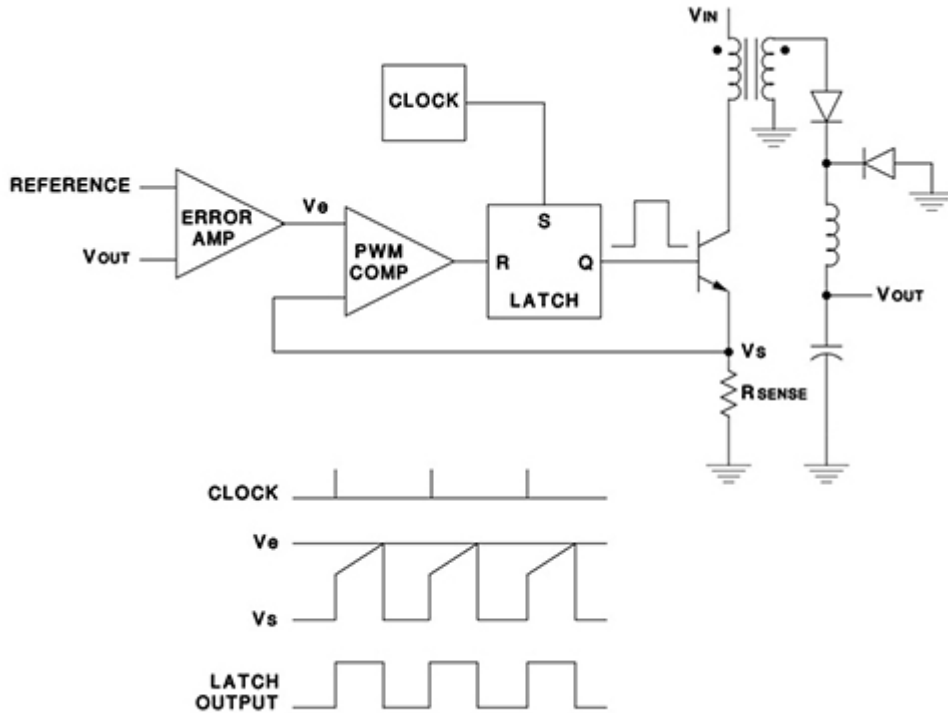
Impulss-toiteplokkide juhtimiseks kasutatakse enamikel juhtudel pulsilaiusmodulaatorit, mis muudab transistori sisselülitamise kestust vastavalt väljundpinge muutustele. Pulsilaiusmodulatsiooni korral hoitakse pulsside sagedus konstantsena ja muudetakse pulsi kestust perioodi jooksul. Pulsilaiusmodulaator (PLM) juhib kogu PTM'i tööd ja tagab soovitud väljundpinge ka koormuse või sisendpinge muutumise korral. Väljundpinge hoitakse soovitud piirides muutes täitetegurit D . Pulsilaiusmodulaatoriga määratakse ka PTM'i töösagedus. Pulsilaiusmodulaatorid on tavaliselt ehitatud integraallülitusena. Tagasiside võib olla teostatud ühe- või mitmeastmeliselt. Üheastmelise tagasiside korral sõltub täitetegur D tavaliselt väljundpingest.



Joonis 2.4 PLM lihtsustatud skeem.

Joonisel 2.4 on toodud PLM'i lihtsustatud skeem [12], mis koosneb komparaatorist F_m , saehambakujulise signaali generaatorist V_{ramp} , veasignaali allikast V_c ja toiteseadmest V_{cc} . Veasignaali suurus iseloomustab, kui palju erineb reaalne väljundpinge soovitud väljundpingest. Lülitustsükli alguses lülitub PLM'i väljund d kõrgele nivoole ja V_{ramp} hakkab kasvama. Kui $V_{ramp} = V_c$, siis lülitub komparaatori väljund madalale nivoole. Joonisel 2.4 toodud diagrammidelt on näha, et mida suurem on veasignaali V_c , seda pikem on pulsi kestus. Seega sõltub täitetegur D veasignaali V_c suurusest.

Joonisel 2.5 on toodud *forward*-tüüpi muunduri lihtsustatud skeem ja pingete diagrammid [12]. Skeemis on kasutatud PLM'i, mis on haaratud kaheastmelise tagasisidega.



Joonis 2.5 *Forward*-tüüpi muunduri lihtsustatud skeem ja pingete diagrammid

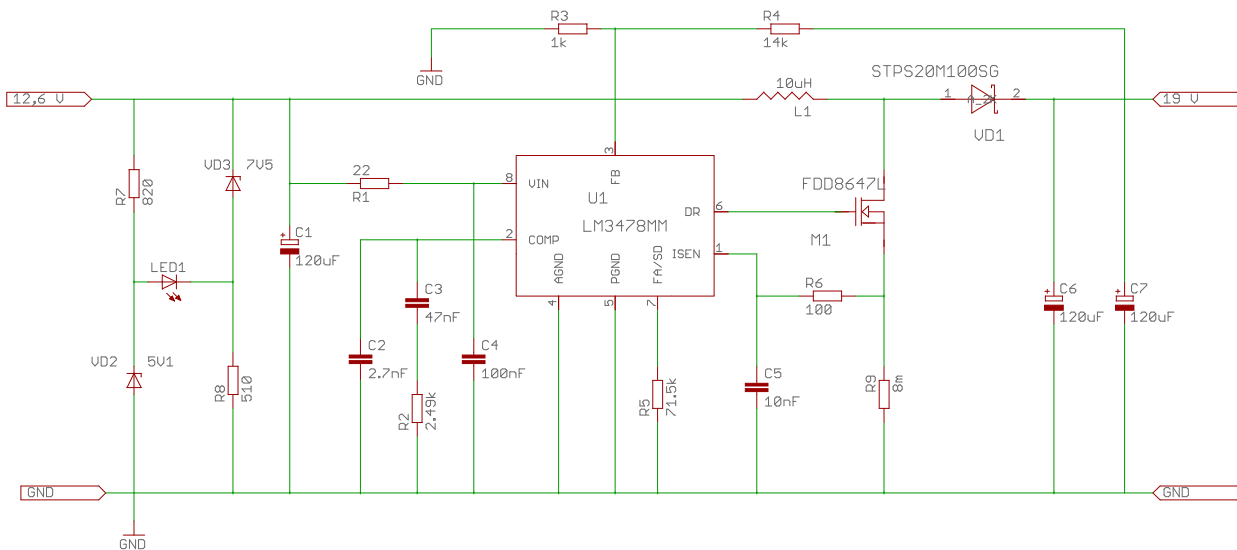
Skeem koosneb veasignaali võimendist (*Error amp*), komparaatorist (*PWM comp*), *clock*-signaali generaatorist (*Clock*), RS-trigerist, transistorist, trafost, takistist *Rsense*, kahest diodist, drosselist ja silukondensaatorist. Väljundpinget võrreldakse tugipingega ja tekitatakse veasignaali võimendi abil veasignaali V_e . *Clock* signaal seab RS-trigeri väljundi kõrgele nivoole ja transistor avaneb. Trafo primaarmähis, transistori ja takistit *Rsense* hakkab läbima vool, mille tulemusena kasvab pinge V_s . Komparaator võrdleb veasignaali V_e ja pinget V_s . Kui $V_e = V_s$, lülitub komparaatori väljund kõrgele nivoole, mis seab RS-trigeri väljundi madalale nivoole ja transistor sulgub. Seega sõltub täitefaktor D väljundpingest ja trafo primaarmähisist läbivast voolust. Kaheastmelise tagasisidega haaratud muundur reageerib koormuse muutumisele kiiremini, sest väljundpinge muutumise korral piirab või kasvatab PLM trafo primaarmähisist läbivat voolu juba järgmise lülitustsükli jooksul.

3. Toiteseadme skeem ja skeemi komponentide valik

Tabelis 1.1 toodud andmed sisestati Texas Instruments'i veebilehe rakendusse Webench (www.ti.com/webench) ja valiti veebirakenduse poolt pakutud skeemide hulgast Texas Instruments'i integraallülitusel LM3478 baseeruv skeem. PTM'i töö sageduseks määrati 250 kHz.

PTM'i täielik elektriskeem on esitatud joonisel 3.1. Skeemile lisati sisendpinge kontrollahel, mis koosneb takistitest R_7 ja R_8 , kahest stabilitronist VD_2 ja VD_3 ning valgusdiodist LED_1 . Kontrollahel on koostatud selliselt, et kui aku pinge langeb madalamale kui 11 volti, süttib valgusdiod LED_1 , mis annab kasutajale märku aku tühenemisest. Veel lisati andmelehe [7] soovitusel LM3478 mikroskeemi toite ahelasse madalpääs-filter, mis koosneb kondensaatorist C_4 ja takistist R_1 .

D1



Joonis 3.1 PTM'i täielik elektriskeem

Lüliti Q_s (joonis 2.1) eesmärki täidavad MOSFET transistor M_1 , takistid R_9 , R_6 ja kondensaator C_5 . Takistile R_9 langeva pinge abil mõõdetakse transistori M_1 läbivat voolu.

Ahel R_6 ja C_5 moodustavad madalpääsfiltri, mis summutab kõrgesageduslikud mürad LM3478 I_{sen} sisendis.

Drosseli L ja diodi D (joonis 2.1) rolli täidavad joonisel 3.1 toodud skeemis drossel L_1 ja Schottky diodi VD_1 . Kondensaatorid C_6 ja C_7 moodustavad väljundpinge silufiltri C (joonis 2.1), mis tagab madala väljundpinge pulsatsiooni ja väljundvoolu ajal, mil transistor $M1$ on suletud. Kondensaator C_1 vähendab sisendpinge pulsatsiooni.

PTM on haaratud tagasisidega nii väljundpinge kui ka drosselit L_1 läbiva voolu järgi. Takistid R_3 ja R_4 moodustavad pingejaguri, mille abil mikroskeem $U1$ võrdleb väljundpinget sisemise tugipingega allikaga. Mikroskeem $U1$ hoiab väljundpinget soovitud piirides muutes täitetegurit D ja seeläbi transistori $M1$ avatud oleku aega.

Ahel C_2 , C_3 , R_2 moodustab välise kompensatsiooniahela, mis lisab PTM'ile püsivust ja suurendab stabiilsust koormuse kiire muutumise korral. Kompensatsiooniahela komponendid valiti integraallülituse LM3478 tootja Texas Instruments'i veebi-rakenduse Webench abiga, mis arvutas ahela komponentide väärtused.

Mikroskeemi LM3478 tähtsamad parameetrid on toodud lisas 1 ja plokk skeem on toodud lisas 2.

3.1 Drosseli induktiivsuse määramine

Drossel peab olema valitud selliselt, et tagada PTM'i töö pidavas voolujuhtimise režiimis. Esmalt arvutame drosseli voolu pulsatsiooni. Tavaliselt valitakse drosseli voolu pulsatsiooni väärtuseks 20..40 % väljundvoolust [6]. Drosseli voolu pulsatsiooni saab arvutada valemiga 3.1[6].

$$\Delta I_L = 0,3 I_{out} \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{0,3 \cdot 4A \cdot 19V}{11V} \approx 2,1 A \quad (3.1)$$

Kus:

ΔI_L on drosseli voolu pulsatsioon [A],

I_{out} on PTM'i maksimaalne väljundvool [A],

V_{out} on PTM'i väljundpinge [V],

V_{in} on PTM'i minimaalne sisendpinge [V].

Vajalik drosseli induktiivsus L on leitav valemiga 3.2 [6].

$$L = \frac{V_{in} \cdot (V_{out} - V_{in})}{\Delta I_L f_s V_{out}} = \frac{11V \cdot (19V - 11V)}{2,1 A \cdot 250kHz \cdot 19V} \approx 8,8 \mu H \quad (3.2)$$

Kus:

f_s on PTM'i töösagedus [kHz].

Kontrollime, et PTM töotaks pideva voolujuhtimise režiimis. Selleks leiame esmalt valemi 3.3 [6] abil täiteteguri D ja võrratuse 3.4 [6] abil minimaalse drosseli induktiivsuse, mille juures PTM töötab pideva voolujuhtimise režiimis.

$$D = 1 - \frac{V_{in} \cdot \eta}{V_{out}} = \frac{11V \cdot 0,95}{19V} = 0,45 \quad (3.3)$$

$$L > \frac{D(1-D)V_{in}}{2I_{out}f_s} = \frac{0,45 \cdot (1-0,45) \cdot 11V}{2 \cdot 4A \cdot 250kHz} \approx 1,4 \mu H \quad (3.4)$$

Drosseli valikul on oluline, et drosseli maksimaalne lubatud vool ei oleks ületatud.

Drosselit läbiva voolu amplituudväärtuse saab arvutada valemi 3.5 [6] abil.

$$I_{Lmax} = I_s + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{I_{out}}{1-D} + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{4A}{1-0,45} + \frac{2,1A}{2} \approx 8,32 A \quad (3.5)$$

Kus:

I_{max} on drosselit läbiva voolu amplituudväärtus [A] ,

I_s on PTM'i sisendvool [A] .

Tehtud arvutuste põhjal võime valida elektroonikakomponentide müügifirma Farnell veebikataloogi abil [9] firma Bourns drosseli PM2110-100K-RC, mille nominaal-induktiivsuse on $10 \mu H$ ja lubatud maksimaalne voolutugevus on $11,7 A$. Drosseli aktiivtakistus on $7 m\Omega$.

3.2 Väljundpinge silufiltri mahtuvuse ja -pulsatsiooni määramine

Väljundkondensaatorid peavad olema valitud selliselt, et PTM'i väljundpinge pulsatsioon ei ületaks tabelis 1.1 toodud maksimaalset väljundpinge pulsatsiooni s.o. $V_{p-p} = 200 mV$. Minimaalse vajaliku väljundpinge silufiltri mahtuvuse saab avaldada valemist 2.1.

$$C_{outmin} = \frac{I_{out} D}{f_s \Delta v_c} = \frac{4A \cdot 0,45}{250kHz \cdot 200 mV} = 36 \mu F \quad (3.6)$$

Kõigil elektrolüüt-kondensaatoritel on ekvivalentne järjestiktakistus(ESR), mis on tingitud kondensaatori ehitusest ja kerkib kõrgetel sagedustel esile. See tõttu on vaja valida võimalikult väikese ESR väärtusega elektrolüüt-kondensaatorid. Kuna tegemist on järjestiktakistusega, siis on lihtne viis summaarset ESR väärtust vähendada lisades ühe kondensaatori asemel 2 identset kondensaatorit. Ohmi seadusest tulenevalt väheneb ESR sellist abinõud rakendades 2 korda. Kahe väljundkondensaatori korral jaguneb ka kondensaatoreid läbiv pulseeriv voolutugevus kondensaatorite vahel, mille tulemusena võib valida väiksema pulsatsiooni-voolutugevusega kondensaatorid.

Valime väljundkondensaatoriteks kaks Panasaonic 35SVPf120M elektrolüüt-kondensaatorit, mille nimimahtuvus $C = 120\mu\text{F}$, $\text{ESR}=18\text{m}\Omega$, $V_{\text{dc}}=35\text{ V}$ ja $I_{\text{rms}}=4,4\text{ A}$ [9]. Arvutame valemi 2.1 abil väljundpinge pulsatsiooni kahe kondensaatori summaarse mahtuvuse korral.

$$\Delta v_c = \frac{I_{\text{out}} D}{f_s C_{\text{out}}} = \frac{4\text{A} \cdot 0,45}{250\text{kHz} \cdot 2 \cdot 120\mu\text{F}} = 30\text{ mV} \quad (3.7)$$

Järgnevalt kontrollime, kui palju pulsatsiooni ESR lisab. Lisapulsatsioon on leitav valemiga 3.8 [6].

$$\Delta v_c(\text{ESR}) = \text{ESR} \left(\frac{I_{\text{out}}}{1-D} + \frac{\Delta I_L}{2} \right) = 9\text{m}\Omega \cdot \left(\frac{4\text{A}}{(1-0,45)} + \frac{2,1\text{A}}{2} \right) \approx 75\text{ mV} \quad (3.8)$$

Väljundpinge pulsatsioon on leitav: $V_{p-p} = \Delta v_c + \Delta v_c(\text{ESR}) = 30\text{mV} + 75\text{mV} = 105\text{ mV}$.

Väljundpinge pulsatsioonist moodustab pea kaks kolmandikku ESR'ist tingitud pulsatsioon. Seetõttu on väga oluline kasutada meetmeid vähendamaks summaarset ESR'i väärtust.

3.3 Jõudiodi valik. Hajuvõimsuse määramine

Tabelist 2.1 järeldub, et sobivaim jõudiod, täitmaks VD_1 ülesandeid, on kõrge kiiretoimelisusega Schottky diood. Valemi 3.9 [6] abil saame arvutada Schottky dioodi läbiva voolutugevuse amplituudi.

$$I_{d(\text{peak})} = \frac{I_{\text{out}}}{(1-D)} + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{4}{(1-0,45)} + \frac{2,1}{2} = 8,32\text{ A} \quad (3.9)$$

Valitud diood peab olema võimeline taluma kuni 10 A pärioolu. Valime elektroonika-komponentide müügifirma Farnell veebikataloogi abil [9], STMicroElectronics 'i poolt

toodetud STPS20M100SG-TR D2PAK korpuses Schottky diodi. Diodi andmeleht on toodud lisas 2. Suurim lubatud diodi läbiva voolu keskvaartus on 20 A täiteteguri $D=0,5$ korral ja päripingelang $V_f=0,455 V$. Diodil hajuv võimsus on leitav valemi 2.7 abil järgmiselt:

$$P_{dVDI} = V_f \cdot I_{out} = 0,455 \cdot 4 = 1,82 W \quad (3.10)$$

Valitud Schottky diodid talub vastupingelangu kuni 100 V, mis antud skeemis on rohkem kui piisav.

3.4 Jõutransistori tüübi valik. Parameetrite ja hajuvõimsuse määramine

Jõutransistori valikul on oluline jälgida, et transistori tootja poolt lubatud parameetreid ei oleks ületatud. Joonisel 3.1 toodud skeemi on valitud firma Fairchild N-kanaliga kiiretoimeline MOSFET transistor FDD8647L. Transistori andmeleht on toodud lisas 4. Transistori ja diodi läbiva voolu amplituudväärtus on sama (joonis 2.3). Seega läbib valitud transistori neelu voolutugevus kuni 8,32 A (valem 3.9). Tabelis 3.1 on toodud mõningad transistori FDD8647L olulisemad parameetrid.

Tähis	Parameeter	Väärtus	Ühik
I_D	Suurim pidevalt lubatud neeluvool	14	A
V_{DS}	Suurim lubatud neelu-lätte pingelang	40	V
V_{gs}	Suurim lubatud paisu-lätte pingelang	20	V
$R_{ds\ on}$	Neelu-lätte staatiline takistus	9	mΩ

Tabel 3.1 Transistori FDD8647L parameetrid.

Transistoril hajuv võimsus sõltub neelu-lätte staatilisest takistusest, paisu-neelu mahtuvusest, transistori lülituskiirusest, -sagedustest ja paljudest teistest parameetritest. Hajuva võimsuse saab teatud lähendustel arvutada valemi 3.11 [6] abil.

$$P_{D(Q)} = \left(\frac{I_{out}}{1-D}\right)^2 R_{DS\ on} D + \frac{1}{2} V_{out} \left(\frac{I_{out}}{1-D}\right)^2 (t_r + t_f) f_s + Q_{gate} V_{GS} f_s \quad (3.11)$$

$$P_{D(Q)} = \left(\frac{4A}{1-0,45}\right)^2 \cdot 9m\Omega \cdot 0,45 + \frac{1}{2} \cdot 19V \cdot \left(\frac{4A}{1-0,45}\right)^2 \cdot (2+3)ns \cdot 250kHz +$$

$$+ 3,8nC \cdot 7,2V \cdot 250kHz = 0,849W \quad (3.11)$$

Kus:

t_r on aeg, mis kulub transistoril sisse lülitumiseks, $t_r = 2$ ns (lisa 4),

t_f on aeg, mis kulub transistoril välja lülitumiseks, $t_f = 3$ ns (lisa 4),

Q_{gate} on paisu-lätte laeng, $Q_{gate} = 3,8$ nC (lisa 4),

V_{GS} on transistori paisu-lätte pingelang, $V_{GS} = 7,2$ V [7].

3.5 Väljundpinge, tagasiside ja sageduse määramine

Väljundpinge määratakse integraallülitusel LM3478 kahest takistist koosneva pingejaguri R_3 ja R_4 abil (joonis 3.1). LM3478 andmeleht [7] soovib valida takisti $R_3=1$ k Ω . Pingejaguri teise takisti väärtus on leitav valemiga 3.12 [7].

$$R_4 = \frac{R_3(V_{out} - 1,26V)}{1,26V} = \frac{1k\Omega \cdot (19V - 1,26V)}{1,26V} \approx 14k\Omega \quad (3.12)$$

Voolu tagasisidetakisti väärtuse leidmiseks on vaja esmalt leida vool, mille juures peaks juhtahel lülitama transistori välja. Selle voolu leiame valemiga 3.13 [7].

$$I_{swlimit} = \frac{I_{out}}{1-D} + \frac{DV_{in.}}{2f_s L} = \frac{4A}{1-0,45} + \frac{0,45 \cdot 11V}{2 \cdot 250kHz \cdot 10\mu H} \approx 8,26A \quad (3.13)$$

Selleks, et juhtahel ei piiraks liiga varakult drosselit läbivat voolu, soovitatakse andmelehes [7] suurendada $I_{swlimit}$ voolu 120 protsenti, et vältida valerakendumist. Arvutame R_9 väärtuse $I_{dmax} = 2,2 \cdot I_{swlimit} = 2,2 \cdot 8,26A \approx 18,1A$ korral valemiga 3.14 [7].

$$R_9 = \frac{V_{sense} - (DV_{sense} V_{slratio})}{I_{dmax}} = \frac{0,156V - 0,45 \cdot 0,156V \cdot 0,49}{18,1} A \approx 8m\Omega \quad (3.14)$$

Kus:

V_{sense} on PWM komapraatori lävepinge, $V_{sense} = 0,156$ V (lisa 1)

$V_{slratio}$ on sisemise kompensatsiooniahela lävepinge ja PWM komparaatori lävepinge suhe, $V_{slratio} = 0,49$ (lisa 1).

R_9 takistil soojuseks hajuva võimsuse saame leida valemiga 3.15 [7].

$$P_{dR9} = \left(\frac{I_{out}}{1-D}\right)^2 \cdot R_9 = \left(\frac{4A}{1-0,45}\right)^2 \cdot 8m\Omega \approx 0,423W \quad (3.15)$$

Seega tuleb R_9 valida hajuvõimsusele kuni 1 W.

Ahel R_6 ja C_5 moodustab madalpääsfiltri, mis tagab kõrgsageduslike mürade summutamise integraallülituse LM3478 I_{sen} sisendis [7].

PTM'i töösagedus on määratav takistiga R_5 . Töösageduseks on valitud 250 kHz. Leiame vajaliku takistuse valemiga 3.16 [7].

$$R_{FADJ} = 4,503 \cdot 10^{11} \cdot f_s^{-1,26} = 4,503 \cdot 10^{11} \cdot 250 \text{kHz}^{-1,26} \approx 71,1 \text{ k}\Omega \quad (3.16).$$

Valime $R_5 = 71,5 \text{ k}\Omega$.

3.6 Sisendkondensaatorite valik ja akulaetavuse kontrollahel

Sisendahel koosneb kondensaatoritest C_1 , C_4 ja takistist R_1 . Kondensaatori C_1 ülesanne on vähendada sisendpinge pulsatsiooni ja andmeleht [7] soovib valida kondensaatori nimimahtuvuseks mitte vähem kui 20 μF , kusjuures kondensaatori nominaalpinge peab olema vähemalt 25 % kõrgem kui nominaalne sisendpinge V_{in} . Joonisel 3.1 toodud skeemis on sisendkondensaatoriks valitud firma Panasonic elektro-lüütkondensaator nimimahtuvusega 120 μF ja nominaalpingega 25 V [9].

Kondensaator C_4 on ettenähtud kõrgema sageduslike mürade summutamiseks PWM modulaatori sisendis. C_4 on keeramiline kondensaator nimimahtuvusega 100 nF ja nimipingega 25 V. Kondensaator C_4 ja takisti R_1 moodustavad madalpääsfiltri, mille ülesanne on tekitada kerge viide mikroskeemi LM3478 sisendis, et vältida skeemi rakendumist enne, kui väline toiteahel on saavutanud oma nominaalpinge. Vastavalt andmelehe [7] soovitudele valiti takistuse väärtuseks 22 Ω .

Sisendahelasse on lisatud sisendpinge kontrollahel, mis annab kasutajale infot aku liigsest tühjenemisest või PTM'i töötamisest liiga madalal sisendpingel. Sisendpinge kontrollahel koosneb stabilitronidest VD_2 ja VD_3 , takistitest R_7 ja R_8 ning valgusdiodist LED_1 . Valgusdiod süttib, kui on täidetud võrratuse

$$V_{in} < V_{vd2} + V_{vd3} - V_{fled1} \quad \text{tingimus,}$$

kus:

V_{in} on sisendpinge, mille korral valgusdiod süttima peab [V],

V_{VD2} on stabilitroni VD_2 stabiliseerimispinge [V],

V_{VD3} on stabilitroni VD_3 stabiliseerimispinge [V],

V_{fled1} on valgusdiodi LED_1 päripingelang [V].

Valime valgusdiodiks L-7104LSRD [9] punase valgusvärvusega diodi, mille päripingelang $V_{f\text{ led}} = 1,6 \text{ V}$ [10], mille juures diodi läbib vool $I_{\text{led}} = 2 \text{ mA}$. Ülesande püstituses on toodud minimaalne sisendpinge $V_{\text{in min}} = 11 \text{ V}$, seega peab diod süttima enne, kui sisendpinge langeb alla 11 V . Valime stabilitroni VD_2 stabiliseerimispingega $5,1 \text{ V}$ ja stabilitroni VD_3 stabiliseerimispingega $7,5 \text{ V}$. Kontrollime eelpool toodud võrratust:

$$V_{\text{in}} < 5,1 \text{ V} + 7,5 \text{ V} - 1,6 \text{ V}$$

$$V_{\text{in}} < 11 \text{ V}$$

Valgusdiod süttib, kui sisendpinge langeb alla 11 V voldi, sellega on tagatud sisendpinge kontroll. Valime stabilitronideks VD_2 ja VD_3 firma Fairchild Semiconductors stabilitronid BZX84C5V1 ja BZX84C7V5 [9]. Valitud stabilitronide nimistabiliseerimisvool on $I_{Z1} = I_{Z2} = 5 \text{ mA}$

Järgnevalt arvutame takistite R_7 ja R_8 takistused tuginedes Ohmi seadusele valemite 3.17 ja 3.18 abil.

$$R_7 = \frac{V_{\text{in}} - V_{D2}}{I_{\text{led}} + I_{Z1}} = \frac{11 \text{ V} - 5,1 \text{ V}}{2 \text{ mA} + 5 \text{ mA}} \approx 843 \Omega \quad (3.17)$$

$$R_8 = \frac{V_{\text{in}} - V_{D2}}{I_{\text{led}} + I_{Z2}} = \frac{11 \text{ V} - 7,5 \text{ V}}{5 \text{ mA} + 2 \text{ mA}} = 500 \Omega \quad (3.18)$$

Valime R_7 nominaalväärtusega 820Ω ja R_8 nominaalväärtusega 510Ω .

3.7 Toiteseadme kasuteguri hindamine

Põhilised energia kaod joonisel 3.1 toodud skeemis tekivad transistoril M_1 , Schottky diodil VD_1 ja takistil R_9 soojuseks hajuva võimsuse tõttu. Esmalt arvutame eelpool nimetatud komponentidel hajuva võimsuste summa.

$$\sum P_d = P_{d(Q)} + P_{dVD1} + P_{dR9} = 0,849 \text{ W} + 1,82 \text{ W} + 0,432 \approx 3,1 \text{ W} \quad (3.21)$$

Kus:

$P_{d(Q)}$ on transistori M_1 hajuvõimsus, $P_{d(Q)} = 0,849 \text{ W}$ (3.11),

P_{dVD1} on diodi VD_1 hajuvõimsus, $P_{dVD1} = 1,82 \text{ W}$ (3.10),

P_{dR9} on takisti R_9 hajuvõimsus, $P_{dR9} = 0,432 \text{ W}$ (3.15).

Kasutegur näitab mitu protsenti sisendisse antud võimsusest suudab PTM koormusele anda. PTM'i kasutegurit maksimaalse väljundvõimsuse ja sisendpinge $V_{in}=11 \text{ V}$ korral on võimalik hinnata järgmiselt:

$$\eta_{PTM} = \frac{P_{out}}{\sum P_d + P_{out}} \cdot 100\% = \frac{76}{76 + 3,3} \cdot 100\% \approx 95,8\% \quad (3.22)$$

Kus:

η_{PTM} on pinget tõstva muunduri kasutegur [%],

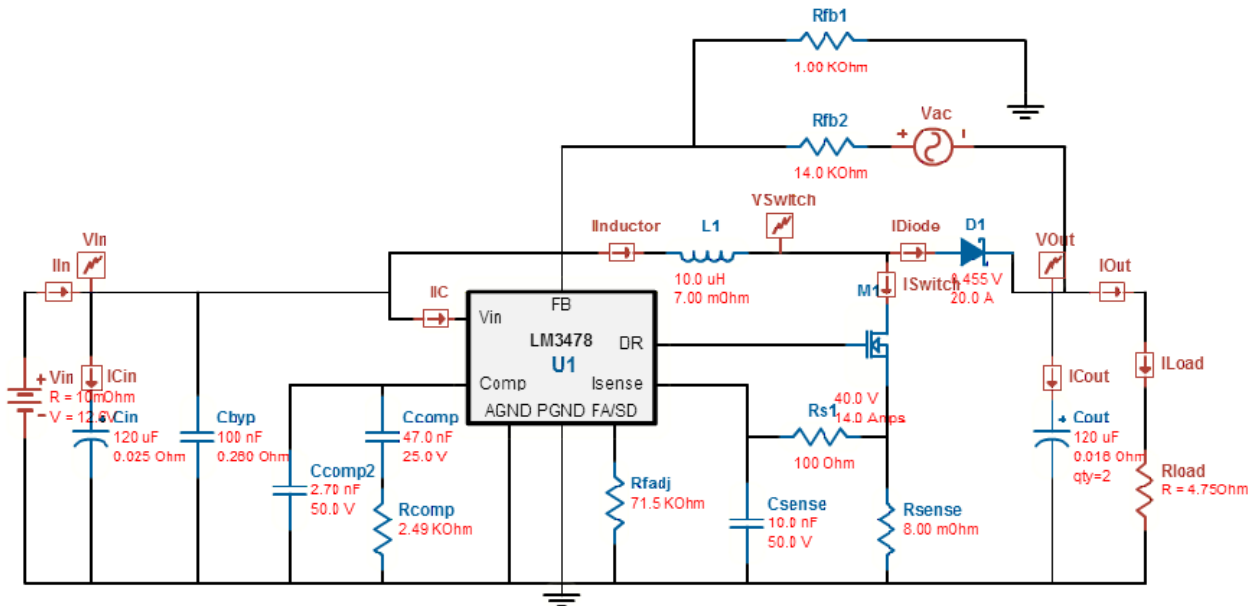
$\sum P_d$ on PTM'is soojuseks hajuv võimsus [W],

P_{out} on PTM'i maksimaalne väljundvõimsus.

Kasuteguri arvutamisel on arvestatud ainult lülitustransistoril M_1 , Schottky diodil VD_1 ja takistil R_9 tekkivate kadudega. Reaalselt hajub igal skeemi komponendil soojus, mis tõttu on PTM'i tegelik kasutegur sisendpingel 11 V ja maksimaalsel väljundkoormusel mõnevõrra väiksem. Reaalne kasutegur tuleb mõõta peale PTM'i koostamist elektroonikalaboris.

4. Toiteseadme elektriskeemi simulatsioon

Selleks, et veenduda skeemi töövõimelisuses simuleeriti skeemi veebikeskkonnas Webench [11]. Joonisel 4.1 on toodud simuleerimise skeem.



Joonis 4.1 PTM'i simuleerimise skeem

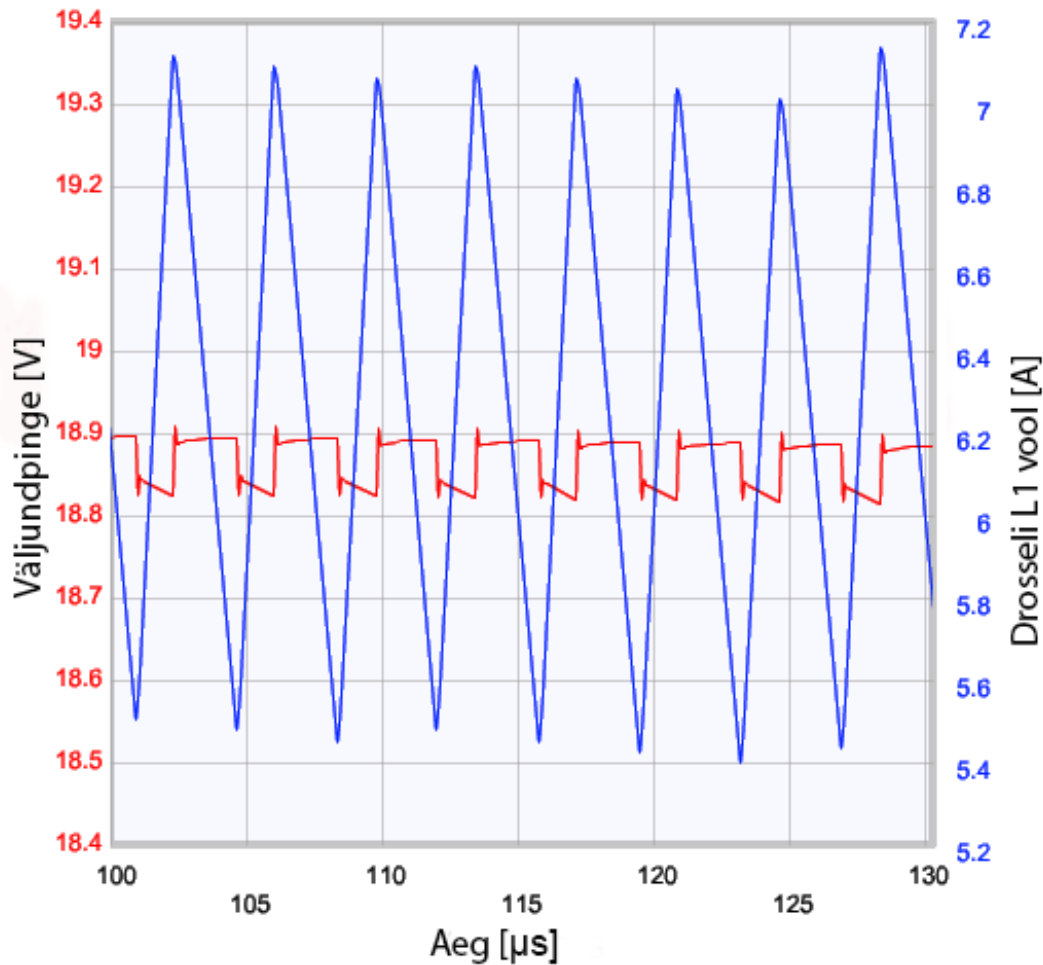
4.1 Elektriskeemi simulatsioonide tulemused

Simulatsioonide põhieesmärk on kontrollida, kas PTM vastab ülesandepüstituses toodud parameetritele ja analüüsida toiteseadme tööd. Simuleerimine teostati sisendpinge $V_{in}=12,6\text{ V}$ ja väljundvool $I_{out}=4\text{ A}$ korral. Skeemile teostati järgnevad simulatsioonid:

- Väljundpinge pulsatsioon ja drosselit L_1 läbiv vool
- Drosseli L_1 voolutugevus ja väljundkondensaatrite voolutugevus
- Väljundpinge ja lülitustransistori läbiv vool
- Väljundpinge ja Schottky diodi läbiv vool
- Koormuse hüppekaja
- Sisenpinge hüppekaja
- Amplituud- ja faasisageduskarakteristik

Sooritades ülaltoodud simulatsioonid saame anda hinnangu skeemi töövõimelisusele ja hinnata skeemi püsivust. Saame veenduda komponentide valikul tehtud arvutuste paikapidavuses.

1. Väljundpinge ja drosselit läbiv vool.

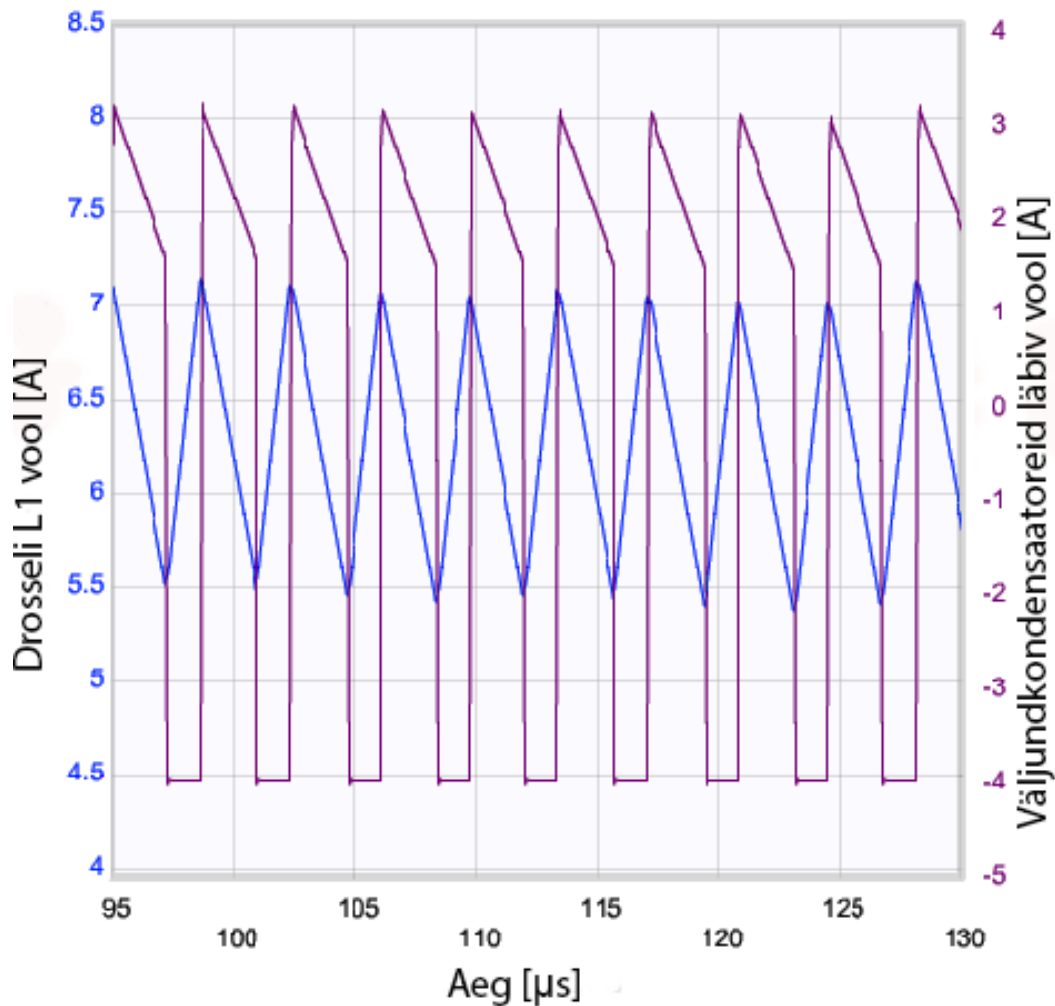


Joonis 4.2 Väljundpinge pulsatsioon ja drosselit läbiva voolu kuju

Joonisel 4.2 on toodud PTM'i väljundpinge ja drosselit läbiva voolu kuju. Väljundpinge on 100 mV väiksem, kui ülesande püstituses soovitud ja väljundpinge pulsatsioon on vähem kui 100 mV. Väiksem väljundpinge on tingitud tagasiside takisti R_4 valikust, mille käigus valiti standardreast kõige lähem väärtus. Väljundpingepulsatsioon on lubatud piirides, seega on väljundkondensatorid valitud sobiva mahtuvusega.

Drosselit L_1 läbiv maksimaalne voolutugevus ulatub peaaegu 7,2 amprini, mis on umbes 1,1 amprit väiksem, kui valemis 3.4 arvatud drosseli voolu amplituudväärtus $I_{L \max}$, mis on seletatav sellega et $I_{L \max}$ arvutamisel võeti sisendpinge väärtuseks $V_{in}=11$ V. Drosseli voolu pulsatsioon on umbes 1,6 A ja drosselit läbiva voolu kujust on näha, et PTM töötab pidevas voolujuhtimise režiimis.

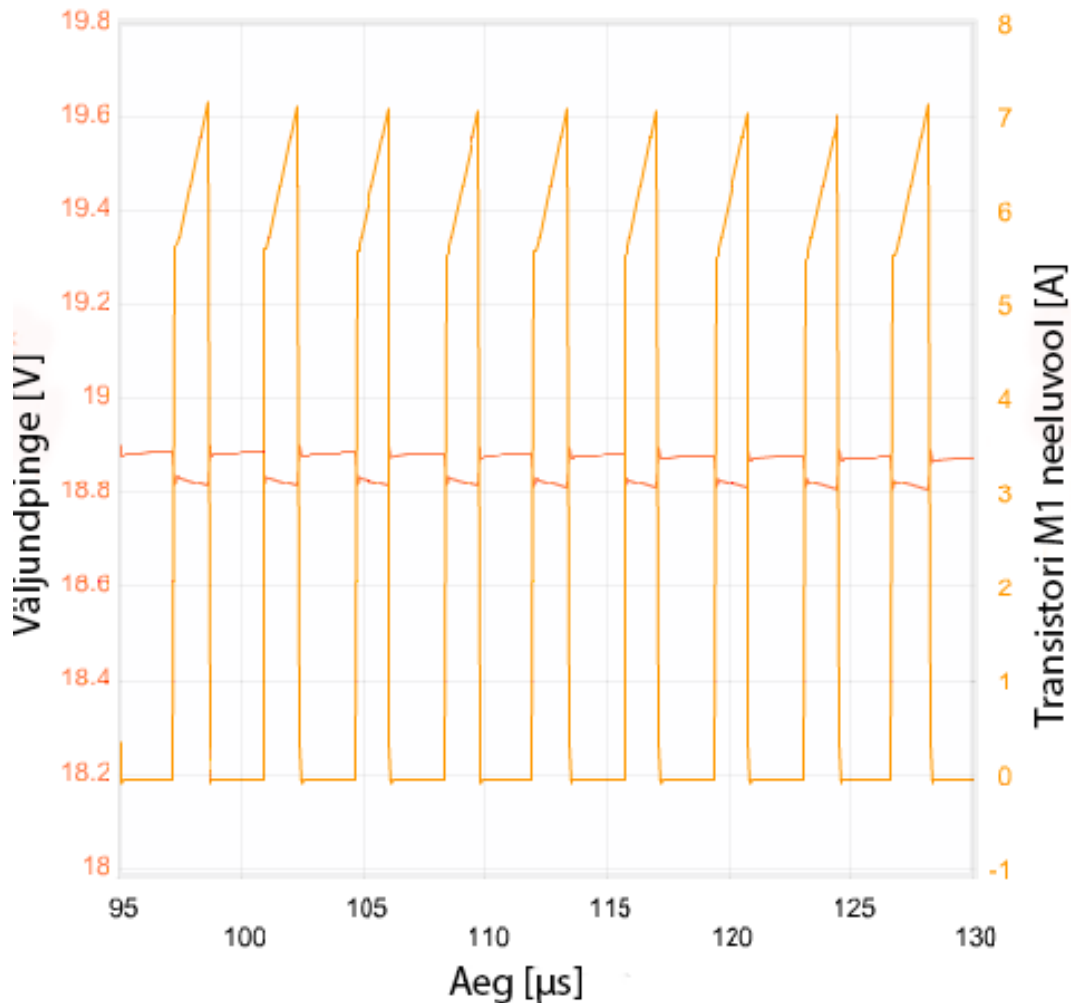
2. Drosselit L_1 ja väljundkondensaatoreid läbiv vool.



Joonis 4.3 Drosselit L_1 ja väljundkondensaatoreid läbiv vool

Jooniselt 4.3 on näha, et ajal kui toimub drosselisse energia salvestamine, toidavad koormust väljundkondensaatoreid ja neid läbib koormusvooluga võrdne vool. Kui drossel on laetud, siis toidavad koormust nii drossel kui ka väljundkondensaatoreid. Väljundkondensaatoreid läbiva voolu amplituud ulatub kuni 4 amprini. Kuna väljundit toidab kaks ühesugust kondensaatorit, siis jaguneb nende vahel väljundvool võrdselt. Valitud kondensaatoreid taluvad voolu kuni 4,4 A. Seega töötavad kondensaatoreid tootja poolt lubatud piirides.

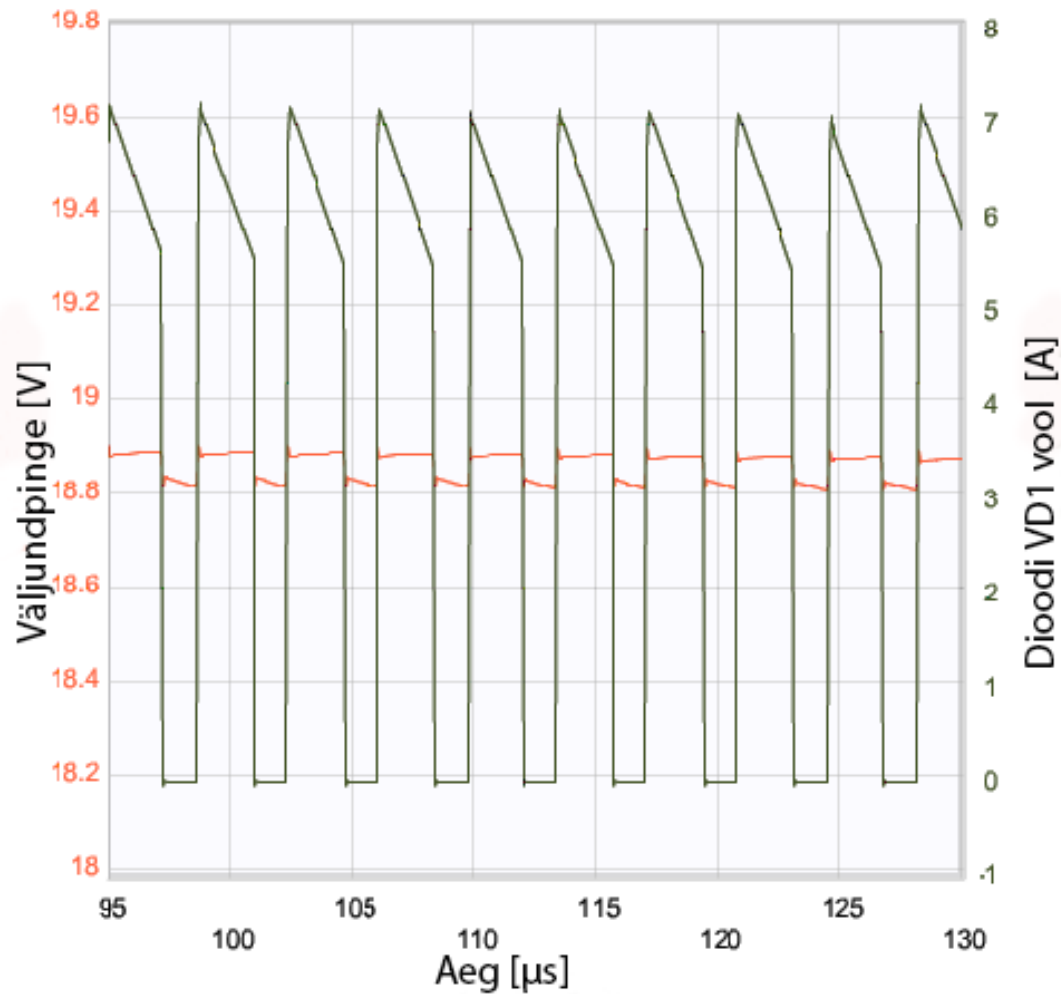
3. Väljundpinge ja transistori M1 neelu vool.



Joonis 4. 4 Väljundpinge ja transistori M1 neelu vool

Joonisel 4.4 on toodud transistori M1 neelu läbiva voolu kuju. Hetkel, mil transistor lülitub sisse, toimub drosseli laadimine 5,6 amprist kuni 7,2 amprini, misjärel transistor lülitub välja. Transistori läbiva voolu amplituudväärtus on sama, mis drosselit läbival voolul. Valitud transistor kannatab neelu voolutugevust kuni 14 amprit. Seega töötab valitud transistor tootja poolt lubatud piirides.

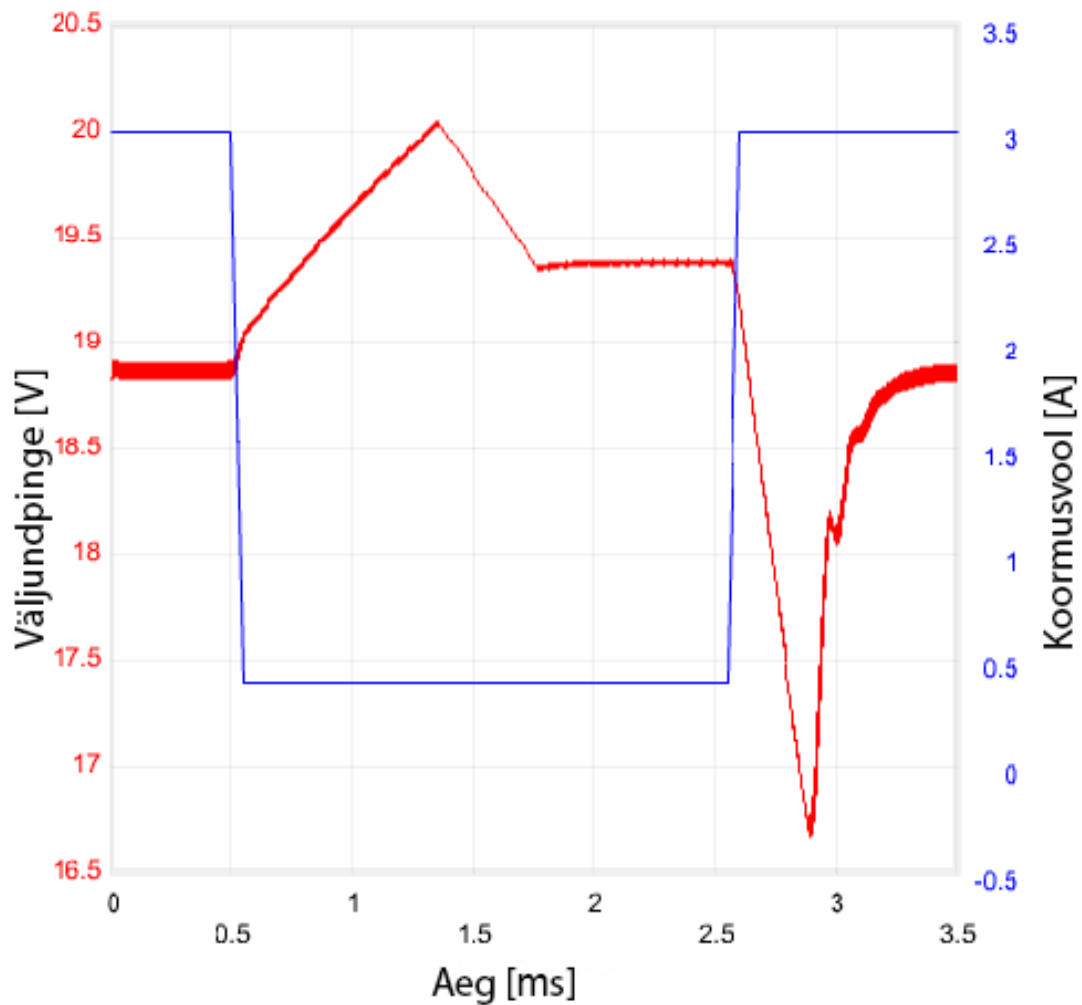
4. Väljundpinge ja Schottky diodi VD1 läbiv vool.



Joonis 4.5 Väljundpinge ja Schottky diodi VD1 läbiv vool

Joonisel 4.5 on toodud väljundpinge ja diodi VD1 läbiva voolu kuju. Schottky diod VD1 juhib voolu ajahetkel, kui transistor on sulgunud. Sel momendil toidetakse koormust induktiivsusse salvestunud energia arvelt läbi Schottky diodi. Vool läbi diodi kasvab hüppeliselt natuke üle seitsme ampri ja hakkab linearselt vähenema kuni jõuab umbes 5,4 amprini. Seejärel transistor avaneb taas ja vool läbi diodi lõppeb.

5.Koormuse hüppekaja

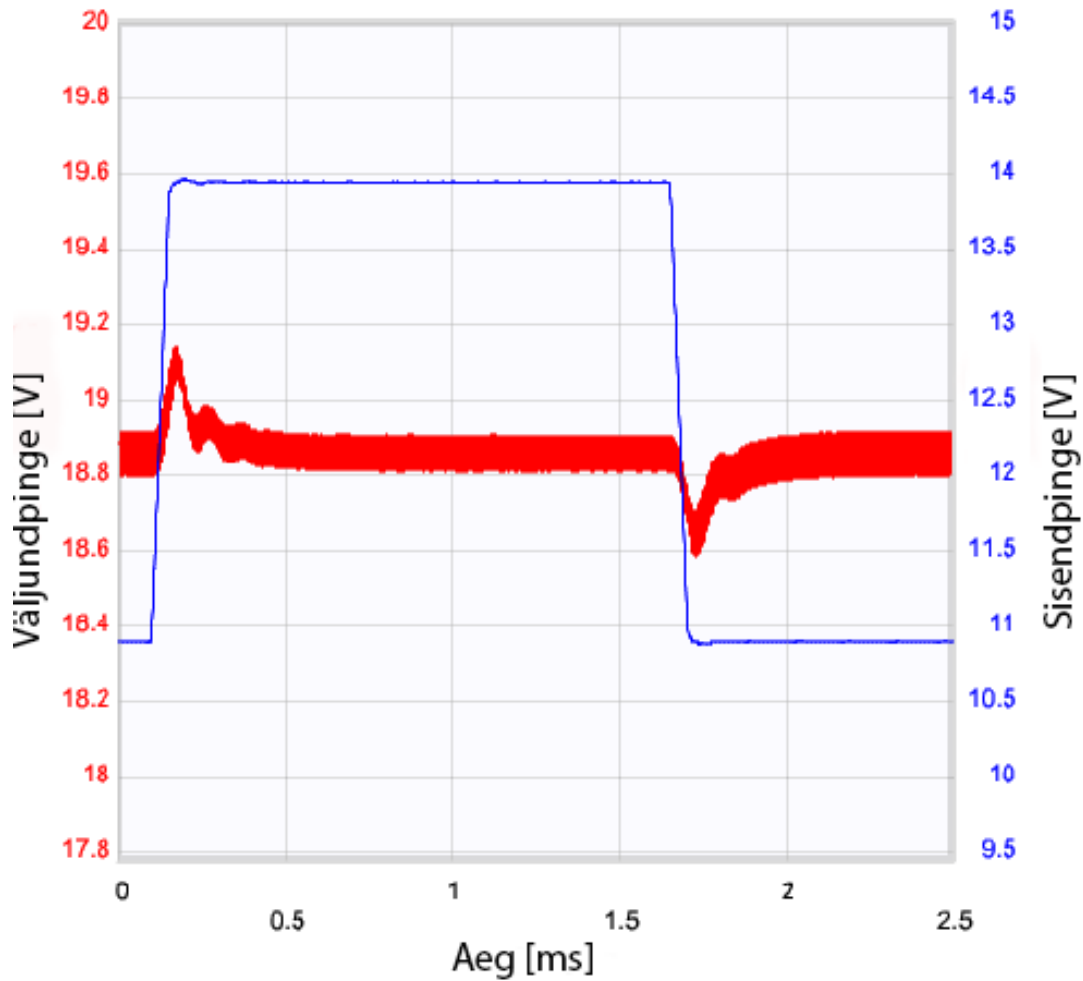


Joonis 4.6 Koormuse hüppekaja

Joonisel 4.6 on toodud väljundpinge muutus järsul koormusvoolu vähenemisel. Hekel, kui koormusvool muutub hüppeliselt väiksemaks kui pool amprit, hakkab väljundpinge kasvama, kuna induktiivsusesse salvestunud energiat ei kasuta koormus ära.

Väljundpinge taastumiseks kulub umbes 1,5 millisekundit. Kui koormusvool tõuseb järsult 3 amprini siis kukub väljundpinge järsult, sest induktiivsuses ja väljundkondensaatorites pole piisavalt energiat, et koormust toita. Väljundpinge taastumiseks kulub umbes 1 millisekund. Väljundpinge langeb järsult koormusvoolu kasvamisel umbes 16,6 voldini, sest koormus tarbib ära osa väljundkondensaatoritesse laetud energiast, mille tagasi laadimiseks kulub mitu lülitustsüklit.

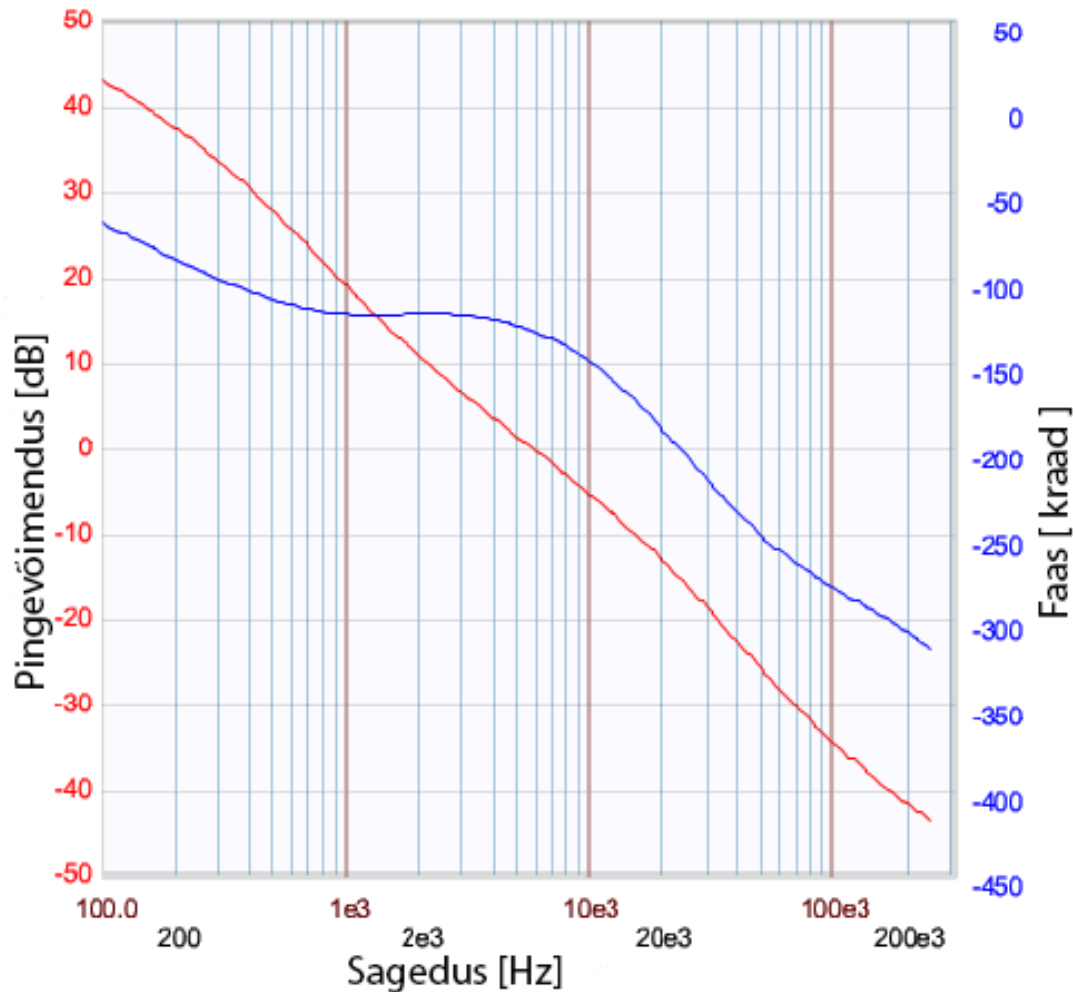
6. Sisendpinge hüppekaja



Joonis 4.7. Sisendpinge hüppekaja

Joonisel 4.7 on toodud PTM'i reaktsioon sisendpinge hüppele. Sisendpinge hüppekaja näitab väljundpinge muutust järsu sisendpinge muutumise korral. Sisendpinge järsul tõstmisel 11 voldist 14 voldini toimub väljundpinge hüpe umbes 200 mV ulatuses. Skeem suudab taastada sisendpinge muutuste korral üpris kiiresti ja väljundpinge muutused on oluliselt väiksemad kui koormuse hüppekaja korral.

7. Amplituud- ja faasisageduskarakteristik



Joonis 4.8 Amplituud- faasisageduskarakteristik.

Amplituud- faasisageduskarakteristiku abil (joonis 4.8) on võimalik hinnata PTM'i püsivust. Tähtsaimad punktid on lõikesagedus, faas lõikesagedusel, pingevõimendus faasinihkel 180 kraadi. Lõikesagedusest sõltub, kui kiiresti suudab skeem taastada koormuse muutustel. Soovituslik lõikesagedus on vahemikus

$$\frac{1}{10} f_s < f_x < \frac{1}{8} f_s$$

, kus f_x on lõikesagedus ja f_s on skeemi töösagedus [3]. Joonisel 4.8

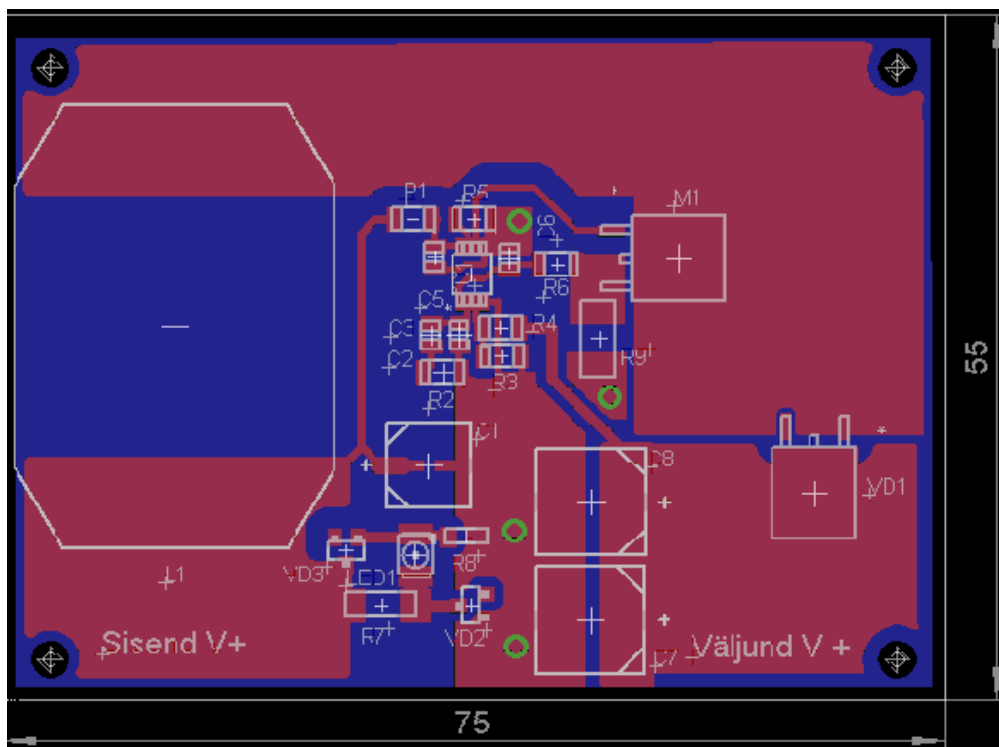
toodud karakteristikus on lõikesagedus 5,9 kHz, mis ei ole soovituslikes piirides, sellest ka skeemi aeglane taastumisaeg koormuse hüppekaja korral (joonis 4.6).

Faas lõikesagedusel peab olema vähemalt 45 kraadi suurem kui -180 kraadi [3], faas lõikesagedusel on -139 kraadi, mis teeb faasiülejäägiks 49 kraadi.

Pingevõimendus faasinihkel -180 kraadi peab vastama võrratusel $G_{-180} < -10$ dB [3]. Joonisel 4.8 toodud karakteristikus on $G_{-180} \approx -11,5$ dB, mis mahub napilt lubatud piiridesse. Kokkuvõttes võib öelda, et skeem on püsiv.

5. Trükkplaadi disain

Trükkplaat on pea iga elektroonikaseadme lahutamatu osa. Lisaks mehhaanilise tugevuse suurendamisele täidab trükkplaat tihtilugu ka paratamatult tekkiva lisasoojuse ümbritsevasse keskkonda juhtimise rolli. Hästi disainitud trükkplaat tagab elektroonikaseadme häireteta töö ja vähendab ümbritsevasse keskkonda kiirguvaid elektromagnetilisi häireid. Samal ajal, kehvasti disainitud trükkplaadi korral ei pruugi seade mitte kunagi korralikult tööle hakata. Kõrge töösagedusega toiteseadmete põhilised müraprobleemid saavad alguse lülituselementide väga kiiretest lülitusaegadest. Joonisel 5.1 on toodud üks võimalikest trükkplaadi disainidest.



Joonis 5.1 PTM'i trükkplaadi vasest rajad ja komponentide paigutus

Trükkplaadi mõõdud ja materjali parameetrid on toodud tabelis 5.1. Lisas 5 on toodud trükkplaadi ülemise vasekihi joonis.

<i>Parameeter</i>	<i>Väärtus</i>
Materjal	RF4
Mõõdud	75 x 55 mm
Vasega kaetud kihte	2
Vasekihi paksus	70 µm
Kihtide vaheliste läbiviikude arv	4

Tabel 5.1 Trükkplaadi parameetrid.

Trükkplaadi disainimisel otsustati valida kõik elektroonikakomponendid pindmontaaži korpustes. Enamus takistid ja kondensaatorid on 0805 mõõtu korpustes. Pindmontaaži komponentide läbiviikudel on väiksem induktiivsus, mis vähendab elektromagnetilist kiirgust ja kõrgeast sagedusest tingitud müra tekkimist. Lisaks on pindmontaaži korral kogu seadme mõõdud väiksemad ja ka komponente ühendavad vasest rajad lühemad, mis vähendab radade induktiivsust.

Kondensaatorid C_5 ja C_4 on paigutatud võimalikult pulsilaiusmodulaatori LM3478 lähedusse, et summutada kõrgsageduslikud mürad PLM'i sisendis ja voolutagasiside jalal I_{sen} . Plaadil on kokku neli läbiviiku alumisse kihti, mis on täies ulatuses ühendatud maapotentsiaaliga. Alumine maapotentsiaali väli aitab vähendada tekkivaid mürasid, kuna mööda alumist kihti tagasi kulgeva vooluga kaasnev magnetväli on teise suunaga ja kaks vastassuunalist magnetvälja tühistavad teineteist. Lisaks aitab maapotentsiaali väli juhtida transistoril ja Schottky diodil hajuvat soojust ümbritsevasse keskkonda.

Väljundkondensaatorite juurde on paigutatud 2 läbiviiku maakihiti, et tagada võimalikult võrdne teekond mõlemat kondensaatorit läbivale voolule. Ühendusjuhtmed joodetakse otse plaadile.

5.1 Jahutustingimuste kontroll

Transistoril M_1 ja Schottky diodil VD_1 hajub neis tekkivate kadude tõttu soojust. Seega tuleb kontrollida M_1 ja VD_1 jahutustingimusi. Transistori ja diodi siirete temperatuur ei tohi tõusta üle tootja poolt sätestatud maksimaalse temperatuuri. Siirde temperatuuri saab leida järgmiselt [13]:

$$T_j = T_A + P_d \cdot R_{th(j-a)} \quad (5.1)$$

- Kus: T_j on pooljuhtsiirde temperatuur [$^{\circ}\text{C}$],
 T_A on keskkonna temperatuur [$^{\circ}\text{C}$],
 P_d on pooljuhtkomponendil hajuv võimsus [W],
 $R_{th(j-a)}$ on termiline takistus pooljuhtsiirdest ümbritsevasse keskkonda [$^{\circ}\text{C}/\text{W}$]

1. Transistori M_1 jahutustingimuste kontroll

Lisas 4 on toodud transistori M_1 andmeleht. Andmelehel on $R_{th(J-A)}=40\text{ }^\circ\text{C/W}$, kui transistori korpus on joodetud trükiplaadi 1 ruut-tollisele ja $70\text{ }\mu\text{m}$ paksusele vasest alale. Trükiplaadi joonisel 5.1 on see tingimus täidetud. Arvutame transistori M_1 pooljuhtsiirete temperatuuri, kusjuures ümbritseva keskkonna temperatuuriks võtame $T_A=50\text{ }^\circ\text{C}$

$$T_{jM1} = T_A + P_{d(Q)} \cdot R_{th(J-A)} = 50\text{ }^\circ\text{C} + 0,849\text{ W} \cdot 40\text{ }^\circ\text{C/W} \approx 84\text{ }^\circ\text{C} \quad (5.2)$$

Kus:

T_{jM1} on transistori M_1 pooljuht siirde temperatuur [$^\circ\text{C}$],

$P_{d(Q)}$ on transistori M_1 hajuvõimsus, $P_{d(Q)} = 0,849\text{ W}$ (3.10).

Lisas 4 toodud andmelehel on transistori suurim lubatud siirde temperatuur $T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$. Seega on transistori M_1 jahutustingimused head.

2. Schottky diodi VD_1 jahutustingimuste kontroll

Schottky diodi andmelehel ei ole eraldi välja toodud termilist takistust pooljuhtsiirdest ümbritsevasse keskkonda. Diod VD_1 on sama tüüpi korpuses, milles transistor M_1 seega võib eeldada, et diodi temiline takistus pooljuhtsiirdest ümbritsevasse keskkonda on suurtes piirides sama, mis transistoril M_1 . Arvutame diodi pooljuhtsiirde temperatuuri kasutades valemit 5.1.

$$T_{jVD1} = T_A + P_{d(VD1)} \cdot R_{th(J-A)} = 50\text{ }^\circ\text{C} + 1,82\text{ W} \cdot 40\text{ }^\circ\text{C/W} \approx 123\text{ }^\circ\text{C} \quad (5.3)$$

Kus:

T_{jVD1} on diodi VD_1 pooljuhtsiirde temperatuur [$^\circ\text{C}$],

$P_{d(VD1)}$ on diodi VD_1 hajuvõimsus, $P_{d(VD1)} = 1,82\text{ W}$ (3.19).

Diodil VD_1 maksimaalne lubatud pooljuhtsiirde temperatuur on $150\text{ }^\circ\text{C}$ [15]. Arvutatud siirdetemperatuur on üpris lähedal maksimaalsele lubatud temperatuurile, mis tõttu oleks PTM'i töökindluse huvides mõistlik lisada diodile VD_1 jahutusradiaator. Jahutusradiaatori üks võimalikest lahendustest on toodud lisas 6.

6. Majanduslik kalkulatsioon

Antud töös väljatöötatud sülearvuti laadija ei ole ettenähtud seeriatootmiseks vaid prototüübiks, mida on vaja katsetada. Seetõttu on toodud ainult komponentide hinnad ja trükkplaadi tootmise hinda pole arvestatud. Komponentide hinnad on võetud www.farnell.com veebilehelt kuupäeva 20.12.15 seisuga. Tabelis 5 on toodud trükiplaadil asetsevate komponentide hinnad.

Tähis skeemil	Tüüp	Täiendav info	Kogus	Hind EUR,tk
U ₁	Mikroskeem	LM3478MM	1	2,67
M ₁	Mosfet trans.	FDD8647L	1	1,69
D ₁	Schottky diood	STPS20M100S	1	1,2
L1	Drossel	10 µH	1	2,76
C ₇ ja C ₈	El. kondensaator	120 µF	2	2,28
C ₁	El. kondensaator	120 µF	1	0,61
C ₃	Kondensaator	47 nF	1	0,01
C ₂	Kondensaator	2,7 nF	1	0,01
C ₄	Kondensaator	100 nF	1	0,01
C ₅	Kondensaator	10 nF	1	0,01
R ₃	Takisti	1kΩ	1	0,03
R ₄	Takisti	14kΩ	1	0,03
R ₉	Takisti	8 mΩ	1	0,15
R ₆	Takisti	100 Ω	1	0,03
R ₅	Takisti	71,5 kΩ	1	0,03
R ₂	Takisti	2,49 kΩ	1	0,03
R ₁	Takisti	22 Ω	1	0,03
R ₇	Takisti	820 Ω	1	0,03
R ₈	Takisti	500 Ω	1	0,03
VD ₂	Stabilitron	BZX84C5V1	1	0,04
VD ₃	Stabilitron	BZX84C7V5	1	0,04
			Kokku	14,02 EUR

Tabel 5. Sülearvuti laadija elektroonikakomponentide hinnad

Kokkuvõte

Antud bakalaureuse töö eesmärk oli välja töötada pinget tõstev muundur sülearvuti toiteks kas autonoomsest akust või auto elektrisüsteemist. Põhilised kriteeriumid toiteseadmele olid kõrge kasutegur, väiksed mõõtmed ja kaal ning madal hind.

Tehniliseks lahenduseks valiti transformaatorita pinget tõstva muunduri topoloogia, mille tööpõhimõtet ka töös uuriti. Seejärel töötati välja seadme skeem ja teostati skeemikomponentide valik. Veendumaks skeemi töövõimelisuses ja kinnistamiseks uuritud teooriat teostati skeemile mitmed simulatsioonid. Peale simulatsioonide tulemuste analüüsi veenduti skeemi töövõimelisuses ja projekteeriti skeemile trükkplaat.

Järgmine samm on koostada projekteeritud toiteseadmele prototüüp. Valmis prototüübi abil saab testida kuidas väljatöötatud skeem püstitatud ülesannet täidab. Kui skeem töötab ülesande püstituses toodud kriteeriumitele vastavalt, siis võib projekteerida korpuse, mis kaitseb seadet mehhaaniliste vigastuste eest ja aitab juhtida kadudena hajuvat soojust ümbritsevasse keskkonda.

Kirjandus

1. Aqeel Mahesri, Vibhore Vardhan - Power Consumption Breakdown on a Modern Laptop, (20.05.2014)
<http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.87.5604&rep=rep1&type=pdf>
2. <https://secure.www.upenn.edu/computing/resources/category/hardware/article/computer-power-usage> (20.05.2014)
3. Marty Brown – Practical Switching power supply design (1990)
4. http://en.wikipedia.org/wiki/Pulse-width_modulation (20.05.2014)
5. Alejandro Olivia , Simon Ang – Power-Switching Converters, Third Edition. (2011)
6. <http://www.ti.com/lit/an/slva372c/slva372c.pdf>
7. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm3478.pdf>
8. Sanjaya Maniktala – Switching Power Supplies A-Z . (2012)
9. <http://et.farnell.com>
10. <http://www.pr-tronik.de/fileadmin/pdf/L-7104LSRD.pdf>
11. <http://www.ti.com/webench>
12. <http://www.digikey.com/en/articles/techzone/2014/oct/voltage-and-current-mode-control-for-pwm-signal-generation-in-dc-to-dc-switching-regulators>
13. <http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/MT-093.pdf>
14. <http://www.aavid.com/sites/default/files/literature/Aavid-Board-Level-Heatsinks-Catalog.pdf#page=24>
15. <http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/datasheet/CD00228904.pdf>

LM3478x/-Q1 High-Efficiency Low-Side N-Channel Controller for Switching Regulator

1 Features

- LM3478Q-Q1 in VSSOP-8 package is AEC-Q100 Qualified and Manufactured on an Automotive Grade Flow
- 8-lead VSSOP-8 and SOIC-8 packages
- Internal Push-Pull Driver With 1-A Peak Current Capability
- Current Limit and Thermal Shutdown
- Frequency Compensation Optimized With a Capacitor and a Resistor
- Internal Soft Start
- Current Mode Operation
- Undervoltage Lockout With Hysteresis

2 Applications

- Distributed Power Systems
- Battery Chargers
- Offline Power Supplies
- Telecom Power Supplies
- Automotive Power Systems
- Wide Supply Voltage Range of 2.97 V to 40 V
- 100-kHz to 1-MHz Adjustable Clock Frequency
- ±2.5% (Over Temperature) Internal Reference
- 10-μA Shutdown Current (Over Temperature)

3 Description

The LM3478 is a versatile Low-Side N-Channel MOSFET controller for switching regulators. It is suitable for use in topologies requiring a low side MOSFET, such as boost, flyback, SEPIC, etc. Moreover, the LM3478 can be operated at extremely high switching frequency in order to reduce the overall solution size. The switching frequency of the LM3478 can be adjusted to any value between 100 kHz and 1 MHz by using a single external resistor. Current mode control provides superior bandwidth and transient response, besides cycle-by-cycle current limiting. Output current can be programmed with a single external resistor.

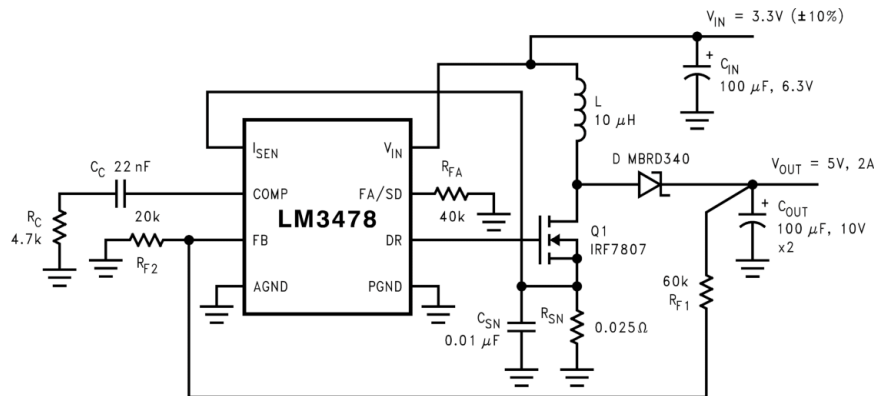
The LM3478 has built in features such as thermal shutdown, short-circuit protection, over voltage protection, etc. Power saving shutdown mode reduces the total supply current to 5 μA and allows power supply sequencing. Internal soft-start limits the inrush current at start-up.

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
LM3478	SOIC (8)	4.90 mm x 3.91 mm
	VSSOP (8)	3.00 mm x 3.00 mm
LM3478Q-Q1	VSSOP (8)	3.00 mm x 3.00 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the datasheet.

Typical High Efficiency Step-Up (Boost) Converter



LM3478, LM3478Q-Q1

SNVS085W – JULY 2000 – REVISED DECEMBER 2014

www.ti.com

6 Specifications

6.1 Absolute Maximum Ratings

 over operating free-air temperature (unless otherwise noted) ⁽¹⁾

		MIN	MAX	UNIT
Input Voltage			45	V
FB Pin Voltage		$-0.4 < V$	$V_{FB} < 7$	V
FA/SD Pin Voltage		$-0.4 < V_{FA/SD}$	$V_{FA/SD} < 7$	V
Peak Driver Output Current (<10 μ s)			1	A
Power Dissipation		Internally Limited		
Junction Temperature			+150	°C
Lead Temperature	Vapor Phase (60 s)		215	°C
	Infrared (15 s)		260	°C
DR Pin Voltage		$-0.4 \leq V_{DR}$	$V_{DR} \leq 8$	V
I _{SEN} Pin Voltage			500	mV
T _{stg}	Storage temperature	-65	150	°C

(1) Stresses beyond those listed under *Absolute Maximum Ratings* may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, which do not imply functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under *Recommended Operating Conditions*. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

6.2 ESD Ratings - LM3478

		VALUE	UNIT
V _(ESD)	Electrostatic discharge	Human body model (HBM), per ANSI/ESDA/JEDEC JS-001, all pins ⁽¹⁾	±2000
		Charged device model (CDM), per JEDEC specification JESD22-C101, all pins ⁽²⁾	±750
			V

(1) JEDEC document JEP155 states that 500-V HBM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.

(2) JEDEC document JEP157 states that 250-V CDM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.

6.3 ESD Ratings - LM3478Q-Q1

		VALUE	UNIT	
V _(ESD)	Electrostatic discharge	Human body model (HBM), per AEC Q100-002 ⁽¹⁾	±2000	
		Charged device model (CDM), per AEC Q100-011	Other pins	±750
			Corner pins (1, 4, 5, and 8)	±750
			V	

(1) AEC Q100-002 indicates HBM stressing is done in accordance with the ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 specification.

6.4 Recommended Operating Conditions

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

	MIN	NOM	MAX	UNIT
Supply Voltage	$2.97 \leq V_{IN}$		$V_{IN} \leq 40$	V
Junction Temperature Range	$-40 \leq T_J$		$T_J \leq +125$	°C
Switching Frequency	$100 \leq F_{SW}$		$F_{SW} \leq 1$	MHz

6.5 Thermal Information

THERMAL METRIC ⁽¹⁾		LM3478		LM3478-Q1	UNIT
		D	DCK	DCK	
		3 PINS	3 PINS	3 PINS	
R _{θJA}	Junction-to-ambient thermal resistance	157.2	157.2	157.2	°C/W
R _{θJC(top)}	Junction-to-case (top) thermal resistance	49.9	49.9	49.9	
R _{θJB}	Junction-to-board thermal resistance	77.1	77.1	77.1	
ψ _{JT}	Junction-to-top characterization parameter	4.7	4.7	4.7	
ψ _{JB}	Junction-to-board characterization parameter	75.8	75.8	75.8	
R _{θJC(bot)}	Junction-to-case (bottom) thermal resistance	N/A	N/A	N/A	

(1) For more information about traditional and new thermal metrics, see the *IC Package Thermal Metrics* application report, [SPRA953](#).

6.6 Electrical Characteristics

Unless otherwise specified, V_{IN} = 12V, R_{FA} = 40kΩ, T_J = 25°C

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT	
V _{FB}	Feedback Voltage	V _{COMP} = 1.4V, 2.97 ≤ V _{IN} ≤ 40V	1.2416	1.26	1.2843	V
		V _{COMP} = 1.4V, 2.97 ≤ V _{IN} ≤ 40V, -40°C ≤ T _J ≤ 125°C	1.228		1.292	
ΔV _{LINE}	Feedback Voltage Line Regulation	2.97 ≤ V _{IN} ≤ 40V		0.001	%/V	
ΔV _{LOAD}	Output Voltage Load Regulation	I _{EAO} Source/Sink		±0.5	%/A	
V _{UVLO}	Input Undervoltage Lock-out		2.85		V	
		-40°C ≤ T _J ≤ 125°C		2.97		
V _{UV(HYS)}	Input Undervoltage Lock-out Hysteresis		170		mV	
		-40°C ≤ T _J ≤ 125°C	130	210		
F _{nom}	Nominal Switching Frequency	R _{FA} = 40KΩ		400	kHz	
		R _{FA} = 40KΩ, -40°C ≤ T _J ≤ 125°C	350	440		
R _{DS1 (ON)}	Driver Switch On Resistance (top)	I _{DR} = 0.2A, V _{IN} = 5V		16	Ω	
R _{DS2 (ON)}	Driver Switch On Resistance (bottom)	I _{DR} = 0.2A		4.5		
V _{DR (max)}	Maximum Drive Voltage Swing ⁽¹⁾	V _{IN} < 7.2V		V _{IN}	V	
		V _{IN} ≥ 7.2V		7.2		
D _{max}	Maximum Duty Cycle ⁽²⁾		100%			
T _{min (on)}	Minimum On Time		325		ns	
		-40°C ≤ T _J ≤ 125°C	210	600		
I _{SUPPLY}	Supply Current (non-switching)	See ⁽³⁾	2.7		mA	
		See ⁽³⁾ , -40°C ≤ T _J ≤ 125°C		3.3		
I _Q	Quiescent Current in Shutdown Mode	V _{FA/SD} = 5V ⁽⁴⁾ , V _{IN} = 5V	5		μA	
		V _{FA/SD} = 5V ⁽⁴⁾ , V _{IN} = 5V, -40°C ≤ T _J ≤ 125°C		10		
V _{SENSE}	Current Sense Threshold Voltage	V _{IN} = 5V	135	156	180	mV
		V _{IN} = 5V, -40°C ≤ T _J ≤ 125°C	125		190	
V _{SC}	Short-Circuit Current Limit Sense Voltage	V _{IN} = 5V		343	mV	
		V _{IN} = 5V, -40°C ≤ T _J ≤ 125°C	250			415

(1) The voltage on the drive pin, V_{DR} is equal to the input voltage when input voltage is less than 7.2 V. V_{DR} is equal to 7.2 V when the input voltage is greater than or equal to 7.2 V.

(2) The limits for the maximum duty cycle can not be specified since the part does not permit less than 100% maximum duty cycle operation.

(3) For this test, the FA/SD pin is pulled to ground using a 40-K resistor.

(4) For this test, the FA/SD pin is pulled to 5 V using a 40-K resistor.

LM3478, LM3478Q-Q1

SNVS085W – JULY 2000 – REVISED DECEMBER 2014

www.ti.com
Electrical Characteristics (continued)

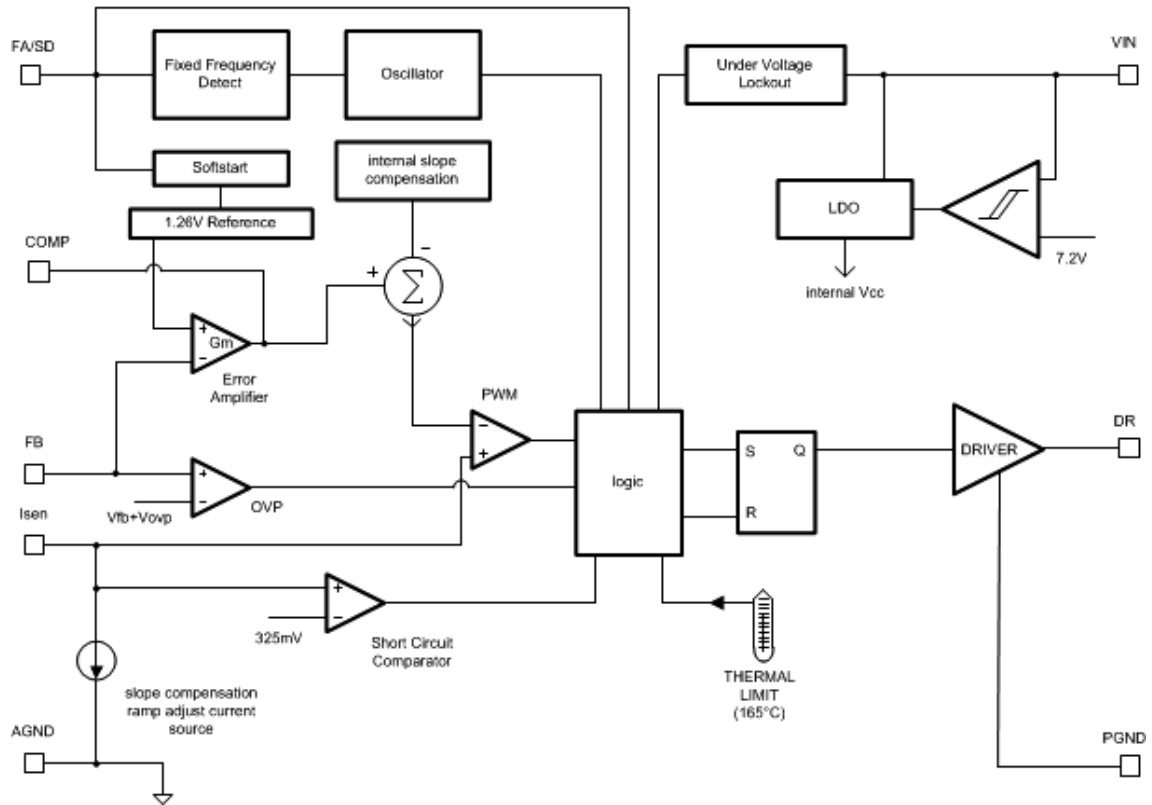
 Unless otherwise specified, $V_{IN} = 12V$, $R_{FA} = 40k\Omega$, $T_J = 25^\circ C$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT	
V_{SL}	Internal Compensation Ramp Voltage	$V_{IN} = 5V$	92		mV	
		$V_{IN} = 5V, -40^\circ C \leq T_J \leq 125^\circ C$	52	132		
$V_{SL\ ratio}$	V_{SL}/V_{SENSE}	0.30	0.49	0.70		
V_{OVP}	Output Over-voltage Protection (with respect to feedback voltage) ⁽⁵⁾	$V_{COMP} = 1.4V$	32	50	mV	
		$V_{COMP} = 1.4V, -40^\circ C \leq T_J \leq 125^\circ C$	25			
		VSSOP Package				78
		VSSOP Package, $-40^\circ C \leq T_J \leq 125^\circ C$				85
		SOIC Package				78
	SOIC Package, $-40^\circ C \leq T_J \leq 125^\circ C$			100		
$V_{OVP(HYS)}$	Output Over-Voltage Protection Hysteresis ⁽⁵⁾	$V_{COMP} = 1.4V$		60	mV	
		$V_{COMP} = 1.4V, -40^\circ C \leq T_J \leq 125^\circ C$	20	110		
G_m	Error Amplifier Transconductance	$V_{COMP} = 1.4V, I_{EAO} = 100\mu A$ (Source/Sink)	600	800	1000	μS
		$V_{COMP} = 1.4V, I_{EAO} = 100\mu A$ (Source/Sink), $-40^\circ C \leq T_J \leq 125^\circ C$	365		1265	
A_{VOL}	Error Amplifier Voltage Gain	$V_{COMP} = 1.4V, I_{EAO} = 100\mu A$ (Source/Sink)		38	V/V	
		$V_{COMP} = 1.4V, I_{EAO} = 100\mu A$ (Source/Sink), $-40^\circ C \leq T_J \leq 125^\circ C$	26	44		
I_{EAO}	Error Amplifier Output Current (Source/ Sink)	Source, $V_{COMP} = 1.4V, V_{FB} = 0V$	80	110	140	μA
		Source, $V_{COMP} = 1.4V, V_{FB} = 0V, -40^\circ C \leq T_J \leq 125^\circ C$	50		180	
		Sink, $V_{COMP} = 1.4V, V_{FB} = 1.4V$	-100	-140	-180	μA
		Sink, $V_{COMP} = 1.4V, V_{FB} = 1.4V, -40^\circ C \leq T_J \leq 125^\circ C$	-85		-185	
V_{EAO}	Error Amplifier Output Voltage Swing	Upper Limit, $V_{FB} = 0V$, COMP Pin = Floating		2.2	V	
		Upper Limit, $V_{FB} = 0V$, COMP Pin = Floating, $-40^\circ C \leq T_J \leq 125^\circ C$	1.8	2.4		
		Lower Limit, $V_{FB} = 1.4V$		0.56	V	
		Lower Limit, $V_{FB} = 1.4V, -40^\circ C \leq T_J \leq 125^\circ C$	0.2	1.0		
T_{SS}	Internal Soft-Start Delay	$V_{FB} = 1.2V, V_{COMP} = \text{Floating}$		4	ms	
T_r	Drive Pin Rise Time	$C_{gs} = 3000pf, V_{DR} = 0$ to 3V		25	ns	
T_f	Drive Pin Fall Time	$C_{gs} = 3000pf, V_{DR} = 0$ to 3V		25	ns	
V_{SD}	Shutdown threshold ⁽⁶⁾	Output = High		1.27	V	
		Output = High, $-40^\circ C \leq T_J \leq 125^\circ C$		1.4		
		Output = Low		0.65	V	
		Output = Low, $-40^\circ C \leq T_J \leq 125^\circ C$		0.3		
I_{SD}	Shutdown Pin Current	$V_{SD} = 5V$		-1	μA	
		$V_{SD} = 0V$		+1		
I_{FB}	Feedback Pin Current			15	nA	
T_{SD}	Thermal Shutdown			165	$^\circ C$	
T_{sh}	Thermal Shutdown Hysteresis			10	$^\circ C$	

(5) The over-voltage protection is specified with respect to the feedback voltage. This is because the over-voltage protection tracks the feedback voltage. The overvoltage protection threshold is given by adding the feedback voltage, V_{FB} to the over-voltage protection specification.

(6) The FA/SD pin should be pulled to V_{IN} through a resistor to turn the regulator off. The voltage on the FA/SD pin must be above the maximum limit for Output = High to keep the regulator off and must be below the limit for Output = Low to keep the regulator on.

Lisa 2





STPS20M100S

Power Schottky rectifier

Features

- High current capability
- Avalanche rated
- Low forward voltage drop current
- High frequency operation
- Insulated package:
 - Insulation voltage 2000 V rms
 - Package capacitance = 12 pF

Description

This single Schottky rectifier is suited for high frequency switch mode power supply.

Packaged in TO-220AB, TO-220FPAB, D²PAK and I²PAK, this device is intended to be used in notebook, game station and desktop adaptors, providing in these applications a good efficiency at both low and high load.

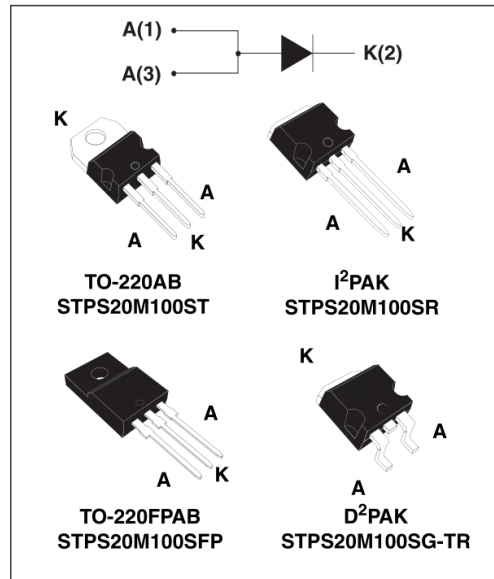
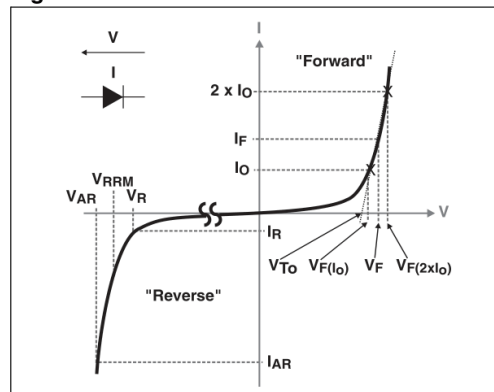


Table 1. Device summary

$I_{F(AV)}$	20 A
V_{RRM}	100 V
$T_J (max)$	150 °C
$V_F(typ)$	0.455 V

Figure 1. Electrical characteristics (a)



a. V_{ARM} and I_{ARM} must respect the reverse safe operating area defined in [Figure 14](#). V_{AR} and I_{AR} are pulse measurements ($t_p < 1 \mu s$). V_R , I_R , V_{RRM} and V_F , are static characteristics



FDD8647L

N-Channel PowerTrench[®] MOSFET

40 V, 42 A, 9 mΩ

Features

- Max $r_{DS(on)}$ = 9 mΩ at $V_{GS} = 10\text{ V}$, $I_D = 13\text{ A}$
- Max $r_{DS(on)}$ = 13 mΩ at $V_{GS} = 4.5\text{ V}$, $I_D = 11\text{ A}$
- Fast Switching
- 100% UIL tested
- RoHS Compliant

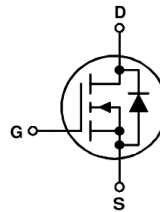
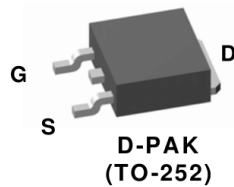


General Description

This N-Channel MOSFET has been produced using Fairchild Semiconductor's proprietary PowerTrench[®] technology to deliver low $r_{DS(on)}$ and optimized BV_{DSS} capability to offer superior performance benefit in the application.

Applications

- Inverter
- Power Supplies



MOSFET Maximum Ratings $T_C = 25\text{ °C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Ratings	Units
V_{DS}	Drain to Source Voltage	40	V
V_{GS}	Gate to Source Voltage	±20	V
I_D	Drain Current -Continuous (Package limited) $T_C = 25\text{ °C}$	42	A
	-Continuous (Silicon limited) $T_C = 25\text{ °C}$	52	
	-Continuous $T_A = 25\text{ °C}$ (Note 1a)	14	
	-Pulsed	100	
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy (Note 3)	33	mJ
P_D	Power Dissipation $T_C = 25\text{ °C}$	43	W
	Power Dissipation $T_A = 25\text{ °C}$ (Note 1a)	3.1	
T_J, T_{STG}	Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to +150	°C

Thermal Characteristics

$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction to Case	2.9	°C/W
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient (Note 1a)	40	

Package Marking and Ordering Information

Device Marking	Device	Package	Reel Size	Tape Width	Quantity
FDD8647L	FDD8647L	D-PAK (TO-252)	13 "	12 mm	2500 units

FDD8647L N-Channel PowerTrench[®] MOSFET

Electrical Characteristics $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Units
--------	-----------	-----------------	-----	-----	-----	-------

Off Characteristics

BV_{DSS}	Drain to Source Breakdown Voltage	$I_D = 250\text{ }\mu\text{A}, V_{GS} = 0\text{ V}$	40			V
$\frac{\Delta BV_{DSS}}{\Delta T_J}$	Breakdown Voltage Temperature Coefficient	$I_D = 250\text{ }\mu\text{A}$, referenced to $25\text{ }^\circ\text{C}$		31		mV/ $^\circ\text{C}$
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current	$V_{DS} = 32\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}$			1	μA
I_{GSS}	Gate to Source Leakage Current	$V_{GS} = \pm 20\text{ V}, V_{DS} = 0\text{ V}$			± 100	nA

On Characteristics

$V_{GS(th)}$	Gate to Source Threshold Voltage	$V_{GS} = V_{DS}, I_D = 250\text{ }\mu\text{A}$	1.0	2.0	3.0	V
$\frac{\Delta V_{GS(th)}}{\Delta T_J}$	Gate to Source Threshold Voltage Temperature Coefficient	$I_D = 250\text{ }\mu\text{A}$, referenced to $25\text{ }^\circ\text{C}$		-6		mV/ $^\circ\text{C}$
$r_{DS(on)}$	Static Drain to Source On Resistance	$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 13\text{ A}$		7.1	9.0	m Ω
		$V_{GS} = 4.5\text{ V}, I_D = 11\text{ A}$		9.9	13.0	
		$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 13\text{ A}, T_J = 125\text{ }^\circ\text{C}$		10.7	13.6	
g_{FS}	Forward Transconductance	$V_{DS} = 5\text{ V}, I_D = 13\text{ A}$		49		S

Dynamic Characteristics

C_{iss}	Input Capacitance	$V_{DS} = 20\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V},$ $f = 1\text{ MHz}$		1230	1640	pF
C_{oss}	Output Capacitance			340	455	pF
C_{riss}	Reverse Transfer Capacitance			55	80	pF
R_g	Gate Resistance			0.9		Ω

Switching Characteristics

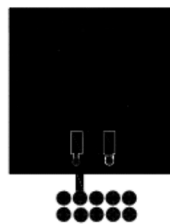
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	$V_{DD} = 20\text{ V}, I_D = 13\text{ A},$ $V_{GS} = 10\text{ V}, R_{GEN} = 6\text{ }\Omega$		8	16	ns	
t_r	Rise Time			3	10	ns	
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time			19	34	ns	
t_f	Fall Time			2	10	ns	
Q_g	Total Gate Charge		$V_{GS} = 0\text{ V to } 10\text{ V}$		20	28	nC
Q_g	Total Gate Charge	$V_{GS} = 0\text{ V to } 4.5\text{ V}$	$V_{DD} = 20\text{ V},$ $I_D = 13\text{ A}$		10	14	nC
Q_{gs}	Gate to Source Charge				3.8		nC
Q_{gd}	Gate to Drain "Miller" Charge				3.1		nC

Drain-Source Diode Characteristics

V_{SD}	Source to Drain Diode Forward Voltage	$V_{GS} = 0\text{ V}, I_S = 2.6\text{ A}$ (Note 2)		0.75	1.2	V
		$V_{GS} = 0\text{ V}, I_S = 13\text{ A}$ (Note 2)		0.84	1.3	
t_{rr}	Reverse Recovery Time	$I_F = 13\text{ A}, di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$		28	45	ns
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge			15	27	nC

Notes:

1: $R_{\theta JA}$ is the sum of the junction-to-case and case-to-ambient thermal resistance where the case thermal reference is defined as the solder mounting surface of the drain pins. $R_{\theta JC}$ is guaranteed by design while $R_{\theta JA}$ is determined by the user's board design.



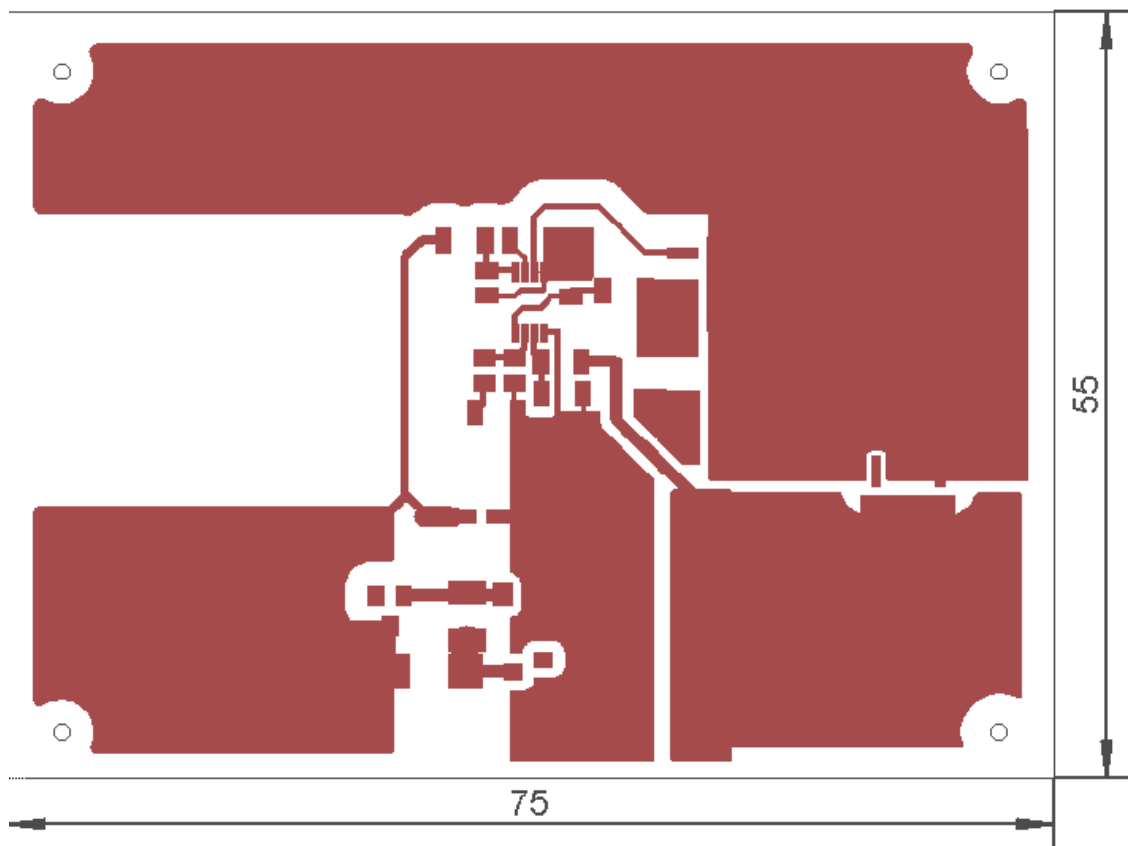
a) 40 $^\circ\text{C}/\text{W}$ when mounted on a 1 in² pad of 2 oz copper



b) 96 $^\circ\text{C}/\text{W}$ when mounted on a minimum pad

2: Pulse Test: Pulse Width < 300 μs , Duty cycle < 2.0%.
3: Starting $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$, $L = 0.3\text{ mH}$, $I_{AS} = 15.0\text{ A}$, $V_{DD} = 36\text{ V}$, $V_{GS} = 10.0\text{ V}$.

Lisa 5



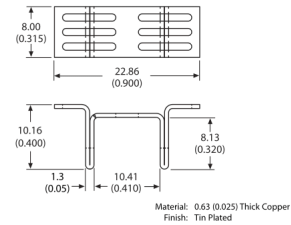
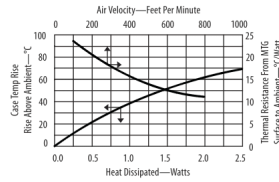
SMT



5731 Surface mount heat sink for D-PAK (TO-252) package semiconductors



Surface mount heat sink for D-PAK (TO-252) package semiconductors remove the heat indirectly without contacting the device like traditional through hole heat sinks. The device and the heat sink are soldered directly to a modified drain pad creating a thermal transfer path from package tab to the heat sink.



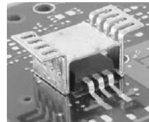
Material: 0.63 (0.025) Thick Copper
Finish: Tin Plated
Refer to Figure A and B on page 26 for board footprint information

ORDERING INFORMATION

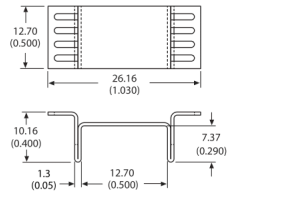
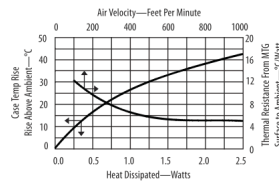
Part Number	Packaging
573100D00010G	13" Reel, 250 per reel
573100D00000G	Bulk, 500 per bag

See page 25 for tape and reel information

5733 Surface mount heat sink for D² PAK (TO-263) package semiconductors



Surface mount heat sink for D² PAK (TO-263) package semiconductors remove the heat indirectly without contacting the device like traditional through hole heat sinks. The device and the heat sink are soldered directly to a modified drain pad creating a thermal transfer path from package tab to the heat sink.



Material: 0.63 (0.025) Thick Copper
Finish: Tin Plated
Refer to Figure A and B on page 26 for board footprint information

ORDERING INFORMATION

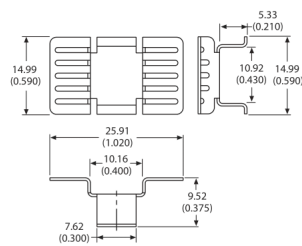
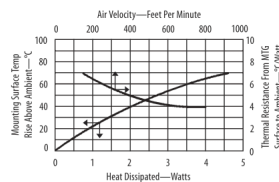
Part Number	Packaging
573300D00010G	13" Reel, 250 per reel
573300D00000G	Bulk, 500 per bag

See page 25 for tape and reel information

7106 Surface mount heat sink for D² PAK (TO-263), power SO-10 (MO-184) and SO-10 package semiconductors



Surface mount heat sink for D² PAK (TO-263), power SO-10 (MO-184) and SO-10 package semiconductors remove the heat indirectly without contacting the device like traditional through hole heat sinks. The device and the heat sink are soldered directly to a modified drain pad creating a thermal transfer path from package tab to the heat sink.



Material: 0.63 (0.025) Thick Copper
Finish: Tin Plated
Refer to Figure C on page 26 for board footprint information

ORDERING INFORMATION

Part Number	Packaging
7106D/TRG	13" Reel, 200 per reel
7106DG	Bulk, 500 per bag

See page 25 for tape and reel information