

Strömförsörjning samt reservsystem för säkerhetsbelysning

Johan Nylund

Examensarbete för ingenjörsexamen (YH)

Utbildningsprogrammet för elektroteknik

Vasa 2011



EXAMENSARBETE

Författare: Johan Nylund
Utbildningsprogram och ort: Elektroteknik, Vasa
Inriktningsalternativ: Automationsteknik
Handledare: Matts Nickull

Titel: *Strömförsörjning samt reservsystem för säkerhetsbelysning*

Datum: 4.5.2011

Sidantal: 45

Bilagor: 4

Abstrakt

Det här lärdomsprovet gjordes i samarbete med företaget Ab Wikrolux Oy. Uppgiften var att planera och tillverka en fungerande prototyp av ett matningsdon. Matningsdonets uppgift att förse lysdioder med ström. Lysdioderna används som ljuskälla i nödbelysningsarmaturer och nödutgångsskyltar. I båda fallen måste lysdioderna lysa vid elavbrott. Därför måste också matningsdonet innehålla ett reservsystem. Vid elavbrott ska strömmen tas från strömreserver i form av batterier som finns i anslutning till matningsdonet. Då nätspänning finns ska batterierna laddas. Lysdioder har en speciell karaktäristik som kräver en viss typ av matningsdon. I arbetet kommer teorin om varför en viss typ av matningsdon används att förklaras. Vidare förklaras hur matningsdonen fungerar tekniskt. Slutligen tas olika lösningsalternativ fram och det för ändamålet bästa alternativet väljs. Av det valda alternativet byggdes sedan en komplett prototyp. Resultatet blev en fungerande och väldokumenterad prototyp.

Språk: svenska Nyckelord: lysdiod, strömförsörjning, reservsystem

Tillgängligt: Tritonia, Vasa vetenskapliga bibliotek

BACHELOR'S THESIS

Author: Johan Nylund
Degree programme: Electrical engineering, Vaasa
Specialization: Automation technology
Supervisor: Matts Nickull

Title: *Power supply and backup system for safety lighting*

Date: 4.5.2011 Number of pages: 45 Appendices: 4

Abstract

This thesis work was done in cooperation with the company Ab Wikrolux Oy. The task was to design and make a working prototype of a power supply. The task of the power supply is to supply light emitting diodes (LEDs) with power. The light emitting diodes are used as light source in emergency lighting and emergency exit signs. In both cases the light emitting diodes have to be illuminated during power failures. Therefore the power supply has to contain a backup system. During a power failure the power will be taken from power reserves, which in this case are batteries. When the power is back on, the batteries will be charged. The light emitting diodes have special characteristics that demand a special type of power supply. The reason for this will be explained in this thesis. Explanations of how the power supply works in a technical way will also be presented. Finally a few alternative solutions are given and the best one is chosen. The chosen alternative resulted in me building a complete prototype, which is working and well documented.

Language: Swedish Key words: LED, power supply, backup system

Filed at: Tritonia Academic Library, Vaasa

Innehållsförteckning

Abstrakt

Abstract

1. Introduktion.....	1
1.1 Ab Wikrolux Oy.....	2
1.2 Beskrivning av uppgiften	2
1.3 Bakgrund och mål	3
1.4 Utgångsläge	4
1.5 Funktionsspecifikation	4
2. Teori	6
2.1 Lysdioders karaktäristik	6
2.2 Matningsdon.....	9
2.2.1 Linjär konstant strömregulator	10
2.2.2 Switchad spänningsomvandlare	12
2.2.2.1 Primär- och sekundärswitchade matningsdon.....	13
2.2.2.2 Step-down.....	13
2.2.2.3 Step-up	15
2.2.2.4 SEPIC	17
2.2.2.5 Effektförbrukning	19
2.2.2.6 Planering av switchade spänningsomvandlare	19
2.2.3 Jämförelse mellan switchade och linjära matningsdon	20
2.3 Verkningsgrad och effektfaktor	20
2.4 Användning av NiMH-batterier	22
3. Förverkligande av matningsdonet	25
3.1 Översikt av matningsdonets struktur och förverkligande	25
3.1.1 Transformator med likriktare	27
3.1.2 Linjär konstant strömregulator	28
3.1.3 Switchade spänningsomvandlare	31
3.1.3.1 Step-up	33
3.1.3.2 SEPIC.....	35
3.1.4 Laddningskretsen med spänningsövervakning.....	36
3.2 Tester.....	39
3.3 Resultat.....	40
4. Diskussion	42
5. Källförteckning.....	43
6. Bilagor.....	45

1. Introduktion

Det ställs vissa säkerhetskrav på alla byggnader där människor vistas. Dock med undantag av bostäder. Ett säkerhetskrav är bland annat att bygganden måste kunna utrymmas snabbt och säkert då fara hotar. I räddningslagen finns beslut om att utrymningsvägarna måste vara utmärkta och upplysta. Utrymningsvägar är i praktiken utgångar som normalt används eller utgångar som endast används vid nödsituationer. Belysningen som används för att och märka ut dessa kallas för utrymningsskyltar. I inrikesministeriets förordning om belysning av utrymningsvägar i byggnader finns bestämmelser om utseende och funktionaliteten. Bland annat bör belysningen av utrymningsvägar fungera minst en timme efter elavbrott. I statsrådets beslut om säkerhetsmärkning och signaler för hälsa och säkerhet på arbetsplatsen och om användningen av dessa finns definierat hur utrymningsskylten ska se ut. Exempel på en utrymningsskylt syns i figur 1. I dagligt tal kallas den för nödutgångsskylt. Belysningen som används för belysning av utrymningsvägar kallas normalt för nödbelysningsarmaturer. /5/, /15/, /17/



Figur 1. Nödutgångsskylt till vänster och nödbelysningsarmatur till höger. /1/

För att uppfylla kravet på att belysningen måste fungera vid elavbrott används strömreservsystem. Systemen förverkligas normalt på två olika sätt. Ett sätt är att ha ett centralt system som matar alla armaturer från en och samma strömreserv. Det andra sättet är att placera ut en strömreserv vid varje armatur. Strömreserven är vanligen någon typ av batteri. Båda alternativen förekommer ungefär lika mycket. Systemen kallas för nödbelysningssystem. I standarden för nödbelysning finns i detalj definierat utseendet och funktionaliteten. /16/

1.1 Ab Wikrolux Oy

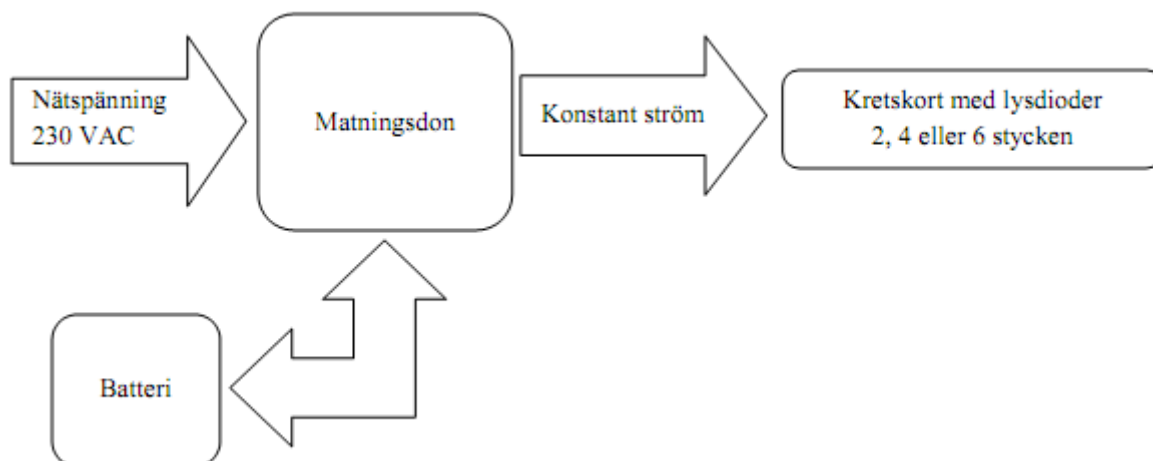
Idag finns det en handfull företag som helt eller delvis riktat in sin produktion på nödbelysningsystem. Ab Wikrolux Oy är ett sådant. Företagets huvudsakliga produkt är kompletta system för nödbelysning. I sådana system ingår vanligen nödbelysningsarmaturer, nödutgångsskyltar samt en central. Företaget har också en liten produktion av kundanpassade reklamskyltar. Företaget grundades i slutet av 1980-talet, då med ett fåtal anställda och en produktion inriktad endast på nödbelysningsarmaturer samt nödutgångsskyltar. Då var huvudkunden varvsindustrin som tillverkade passagerarfärjor. Antalet anställda är idag ett tiotal och företagets storlek har mångdubblats. Huvudprodukten är fortfarande den samma. Dock har produktsortimentet utökats markant. Varvsindustrin är fortfarande en viktig kund. Dock säljs betydligt mera till fastigheter och främst nybyggen. Mycket säljs också till fastigheter som renoveras samt till industrier där man fått krav på sig att förnya eller förbättra nödbelysningsystemet.

Företaget utvecklar och tillverkar sina egna produkter. Tillverkningen går till på så sätt att delarna till produkten tillverkas av underleverantör och själva slutmonteringen och testningen sker hos företaget. Försäljningen av produkten sker genom samarbete med ett försäljningsföretag. Då nya produkter utvecklas köps vanligen behövda tjänster utifrån, eftersom företaget inte har egna resurser för utveckling. Vid utveckling av olika komponenter anlitas företag som är specialiserade inom det valda området. Företagets roll vid utveckling av nya produkter är i första hand projekthandledning.

1.2 Beskrivning av uppgiften

Uppgiften är i huvudsak ett utvecklingsarbete i elektronik. Elektroniken som skall utvecklas är ett matningsdon som ska förse lysdioder med ström. Lysdioderna används som ljuskälla i både nödutgångsskyltar och nödbelysningsarmaturer. Matningsdonet ska mata lysdioderna med ström från nätet under normal drift. Vid elavbrott ska strömmen tas från en strömreserv dvs. batterier som finns i anslutning till matningsdonet. Vid normaldrift ska även batterierna laddas. Lysdioderna som matningsdonet ska förse med ström finns färdigt monterade på separata kretskort. Matningsdonet blir en enhet och lysdioderna en annan. Mellan dessa används en kort kabel. Kretskorten med lysdioder finns i tre olika utföranden. Minsta kortet har 2 st. lysdioder, det mellersta har 4 st. och det största har 6 st. lysdioder. Mera data om lysdioderna finns i funktionsspecifikationdelen

kaptitel 1.5. I figur 2 syns en helhetsbild om hur systemet kommer att se ut. Pilarna i bilden visar strömmens riktning. Anledningen till att pilen till batteriet går båda vägarna är att under normal drift går strömmen till batteriet och vid elavbrott går strömmen från batteriet.



Figur 2. Helhetsbild av systemet.

Huvudsyftet med uppgiften är att konstruera matningsdonet. Detta kan delas in i flera delmoment. Ett moment är att undersöka vilken teknik som är lämpligast, ett annat är att tillverka en prototyp med den valda tekniken. Företaget använder redan batterier som strömreserver till liknande applikationer, så ett sista moment är att undersöka om dessa batterier går att använda till det nya matningsdonet.

1.3 Bakgrund och mål

Företaget använder sedan tidigare liknande elektronik som matningsdon och lysdioder som ljuskälla. Dock används många seriekopplade lågeffektlysdiodes för att uppnå tillräckligt ljusflöde. Ljusflödet från dessa räcker i många fall inte riktigt till utan det skulle behöva vara högre. För att uppnå det här måste man antingen använda flera lysdioder av samma typ eller helt byta till högeffektlysdiodes som har högre ljusflöde. Att använda flera lågeffektlysdiodes är dock uteslutet eftersom det helt enkelt inte ryms flera. De senaste åren har utbudet av högeffektlysdiodes ökat markant, vilket också har medfört att de har blivit billigare. I och med att högeffektlysdiodes har sjunkit i pris och behovet av högre ljusflöde har man nu valt att helt övergå till dessa. Som exempel kan tas att 14 st. lysdioder med effekten 70 mW per styck och totala effekten på ca 1 W kommer att ersättas med 4 st. högeffektlysdiodes på 1 W per styck. Effekten kommer således att fyrubblas och ljusflödet kommer enligt lysdiodes tillverkare att ungefär tredubblas. Matningsdonet

som används sedan tidigare har en uteffekt som är anpassad endast för lågeffektlysdioderna. Målet med det här arbetet är alltså att konstruera ett nytt matningsdon med en uteffekt som är anpassad för högeffektlysdioderna. Det nya matningsdonet ska ha samma funktioner som det tidigare.

1.4 Utgångsläge

Det bestämdes hur ett antal tekniska detaljer skulle lösas i samband med att projektet startade. För det första bestämdes att en transformator skulle användas för att ta ner nätspänningen till en spänning som är lämplig för ändamålet. Mellan transformatorn och lysdioderna ska det finnas någon typ av elektronik som håller strömmen till lysdioderna konstant. Batterierna som företaget använder sedan tidigare, är ett paket med 5 st. NiMh-celler och har den totala cellspänningen 6 V. I funktionsspecifikationsdelen syns att de flesta lysdiodskretskort kräver en högre spänning. Här bestämdes det att använda en switchad likspänningsomvandlare. Att konstruera en omvandlare som klarar av att höja spänningen tre gånger med bibehållen strömmatningsförmåga blir också den stora utmaningen med projektet. Lyckas inte det så finns det planer på att seriekoppla 2 st. 6 V batteripaket. Det är också tveksamt om de nuvarande batteripaketet har tillräcklig strömkapacitet även om 2 st. seriekopplas. Därför blir ett sista alternativ att söka efter helt nya batteripaket som är mera ändamålsenliga. Antalet seriekopplade lysdioder kommer inte att ändras utan matningsdonet måste anpassas till lysdiodskretskorten.

1.5 Funktionsspecifikation

Lysdioderna som används lyser vitt och har en framspänning på 3 V vid 25 °C. Den maximala kontinuerliga strömmen som de kan drivas med i framriktningen är 350 mA. I tabell 1 finns specificerat lysdiodskretskortens totala framspänning, ström samt effekt. På kretskorten är lysdioderna seriekopplade och i tabellens första kolumn anges hur många som är seriekopplade.

Tabell 1. Data för lysdiodskretskorten

Antal lysdioder	Ström @ 25 °C	Framspänning @ 25 °C	Effekt @ 25 °C
2	350 mA	6 V	2,1
4	350 mA	12 V	4,2
6	350 mA	18 V	6,3

Krav på funktionalitet som matningsdonet bör uppfylla listas nedan.

- 1) Då nätspänning (230 V) finns matas lysdioderna med ström från nätet.
- 2) Vid elavbrott ska lysdioderna matas med ström från batterier och dessa ska vara dimensionerade så att lysdioderna lyser minst en timme.
- 3) Matningsdonet ska enkelt gå att koppla om så att den går att använda till nödbelysningar, dvs. lysdioderna lyser endast vid elavbrott.
- 4) Matningsdonet ska också ha en märklampa som indikerar att det finns nätspänning och att den är kopplad till matningsdonet.
- 5) Då nätspänning finns ska batterierna laddas med lämplig teknik samt ström.
- 6) Batterierna ska laddas på så vis att de är fulladdade inom 24 timmar.

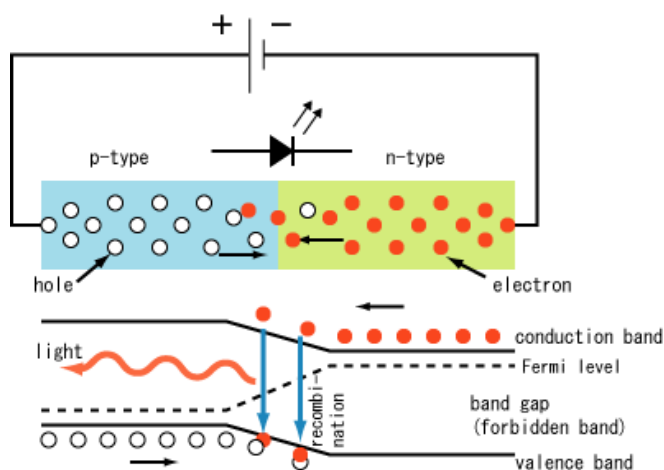
Matningsdonet bör också ha god verkningsgrad, hög effektfaktor samt vara kostnadseffektivt att tillverka.

2. Teori

Lysdioder har en speciell karaktäristik. Förhållandet mellan framspänning och ström är inte linjärt. Framspänningen ändrar med temperaturen. Vita högeffektlysdioder har dessutom en speciell färgkaraktäristik. Färgen på lysdiodens ljussken varierar med strömmen. Allt detta gör i praktiken att matningsdonet måste se till att strömmen hela tiden är konstant till lysdioden. Matningsdonet kan förverkligas på flera olika sätt med beaktande av lysdiodens karaktäristik. Olika tekniker används för ändamålet. Batterier av NiMH-typ har också speciella egenskaper som oundvikligt måste beaktas vid användning. Vid fel användning tar batterierna skada på så sätt att deras livslängd förkortas.

2.1 Lysdioders karaktäristik

Lysdioden är uppbyggd av dopat halvledarmaterial. Det dopade halvledarmaterialet skapar en PN-övergång. Då en ström flyter genom lysdioden ger den ifrån sig synligt ljus. I N-delen finns rätt mängd elektroner medan det i P-delen finns tomma elektronhål. Då det finns ett överskott av elektroner i N-delen börjar dessa motvilligt gå mot P-delen. Där faller vissa ner i tomma elektronhål och när detta sker ger elektronen ifrån sig en foton. Fotonen ger upphov till synligt ljus. I övergången mellan delarna finns ett visst motstånd, som illustreras som ett bandgap, se figur 3. För att övervinna motståndet krävs en viss mängd energi. Hur stor den är beror på vilket halvledarmaterial som används. /6/ /14/

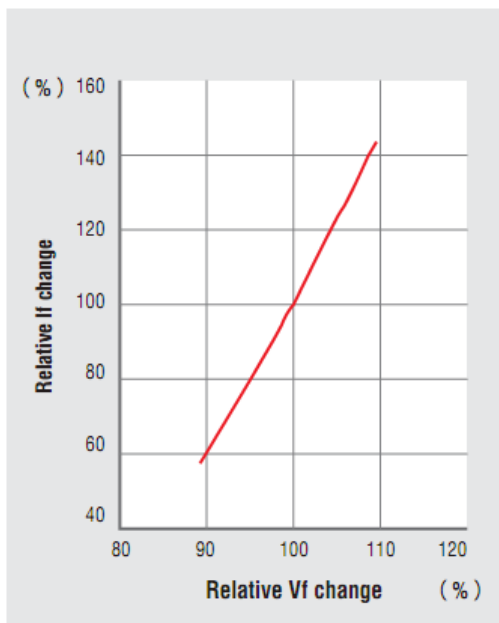


Figur 3. Funktionsprincip för lysdioden. /6/

Det är också bandgapets bredd som bestämmer vilken våglängd den frigjorda fotonen kommer att ha. Ljusets våglängd bestämmer färgen på ljusskenet från lysdioden. Det gör också att en specifik lysdiod endast kan utstråla en specifik färg. /6/ /14/

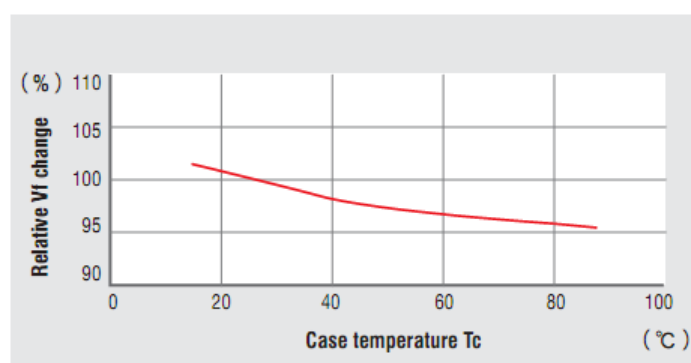
Tekniken fungerar bra vid tillverkning av lysdioder med specifika färger. Dock blir det problem med vita lysdioder. Vitt är egentligen ingen specifik färg utan ett ljussken som består av lika stora andelar av primärfärgerna. Primärfärgerna är rött, grönt och blått och förkortas RGB. Lysdioder med vitt ljus kan tillverkas på två olika sätt. Antingen används RGB-system eller lysdioder i kombination med ett lysämne. Dessa är uppbyggda kring en lysdiod med en specifik färg, som belagts med ett ytskikt av ett visst lysämne med en viss färg. Ett lysämne är en typ av fast ämne som ger ifrån sig ljus då det bestrålas med ljus från t.ex. en lysdiod. I och med att lysämnet och lysdioden har en specifik färg vardera, kan man kombinera ihop olika färger och på så sätt ändra lysdiodens ursprungliga färg. /14/

I applikationer där enbart vitt ljus krävs används nästan alltid lysdioder som kombinerats med ett lysämne, eftersom de är billigare än RGB-systemen. Majoriteten av de vita högeffektlysdiodes tillverkas utgående från samma halvledarmaterial. Vanligen utgår man från halvledarmaterialet indium gallium nitrat (InGaN). Det materialet används för att tillverka gröna, blåa eller ultravioletta lysdioder. Dessa beläggs sedan med ett gult lysämne med varierande nyans för att på så vis skapa ett vitt sken. I sin tur leder det till att oberoende av tillverkare så har vita högeffektlysdiodes liknande elektrisk karaktäristik, eftersom lysdiodesna i grund och botten är de samma. Lysämnet påverkar inte lysdiodes elektriska karaktäristik. I figur 4 syns en typisk elektrisk karaktäristik för vita högeffektlysdiodes. Grafen visar hur mycket strömmen ökar genom lysdioden med spänningen. Skalorna på axlarna har normaliserats. Som utgångspunkt används lysdiodes nominella framspänning (V_f) och ström (I_f). /3/, /6/, /14/



Figur 4. Framspänning vs ström för vita högeffektlysdioder. /3/

Grafen visar att om spänningen ökar med 10 % av lysdiodens nominella framspänning så ökar strömmen med 40 %. Detta är typiskt för lysdioder. Halvledare överlag har också den egenskapen att deras karaktäristik ändras med temperaturen. På grund av den höga effekten framträder den egenskapen tydligt med högeffektlysdioderna. Den höga effekten gör att dioden värms mycket, vilket ger upphov till stora temperaturförändringar. Temperaturförändringarna har den inverkan att lysdiodens framspänning ändras, se figur 5. I grafen har framspänningen normaliserats. Som utgångspunkt används lysdiodens nominella framspänning. Vid en temperaturökning på 20 °C sjunker framspänningen i en punkt med ca 3 %. /3/



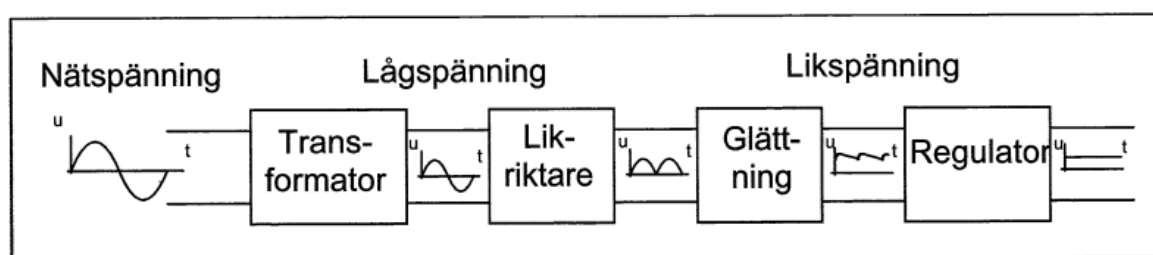
Figur 5 Lysdiodens temperatur vs framspänning. /3/

Ljusflödet från lysdioder ökar normalt linjärt i förhållande till en linjär strömökning. För lysdioder med en specifik färg inverkar det här på det sättet att lysdioden lyser starkare med samma färg. Dock för lysdioder som kombinerats med ett lysämne kan detta ge

upphov till färgförändringar. Eftersom lysämnets och lysdiodens ljusflöde inte alla gånger ökar lika mycket. Exempelvis om en vit lysdiod i grunden är grön kan den gröna färgen framträda tydligare om den nominella strömmen överskrids. De flest tillverkare använder sina egna kombinationer av färger på lysdiod och lysämne. Detta gör att det inte går att normalisera färgförändringen lika bra som det går med ström och spänning. Ljusfärgen definieras dock av alla tillverkare vid en specifik ström, inte vid en specifik framspänning. Detta är också naturligt eftersom framspänningen kan variera. För att lysdioden ska bibehålla sin specificerade färg, måste alltså strömmen regleras så att den hela tiden är den nominella. /8/

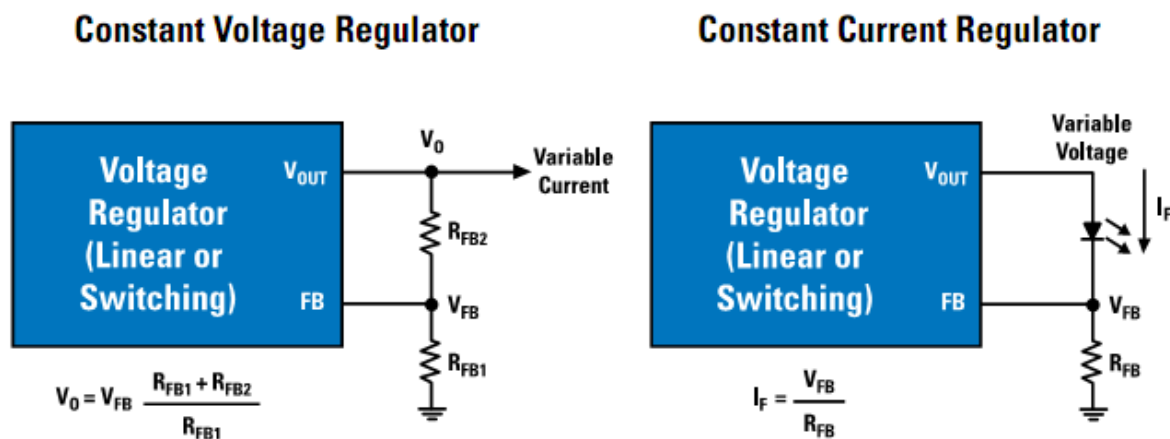
2.2 Matningsdon

Matningsdonets uppgift är att förse en belastning med rätt typ av ström och spänning. Generellt sett delas matningsdonen in i två huvudgrupper. Den ena typen reglerar effekten till lasten genom att reglera strömmen och hålla spänning konstant. Den andra typen fungerar tvärtom. Den reglerar i stället spänningen och håller strömmen konstant. I figur 6 syns ett blockschema för hur ett matningsdon, som ändrar nätspänning till en lägre likspänning, kan vara uppbyggt. Regulatorblocket i figuren är det som avgör om matningsdonet är av konstant spänning eller konstant ström typ. /8/



Figur 6. Blockschema för ett matningsdon. /7/

Funktionsprincipen för båda typerna av regulatorer syns i figur 7. Båda typerna är aktiva kretsar. I figur 7 syns också att båda typerna är i grunden spänningsregulatorer. Skillnaden ligger i själva reglerkretsen. Den konstanta spänningsregulatorn har en reglerkrets som reglerar spänningsregulatorn så att spänningen på utgången hela tiden är den samma. Den konstanta strömregulatorn har i sin tur en reglerkrets som reglerar spänningsregulatorn så att strömmen på utgången hålls konstant. /8/



Figur 7. Funktionsprincip för konstant spänning och konstant strömregulatorer. /8/

Både den konstanta spänningsregulatorn och den konstanta strömregulatorn kan vara uppbyggda kring två olika typer av teknik. Tekniktyperna kallas switchade och linjära. Namnen syftar på deras funktionsprincip. Båda typerna har sina speciella egenskaper och användningsområden.

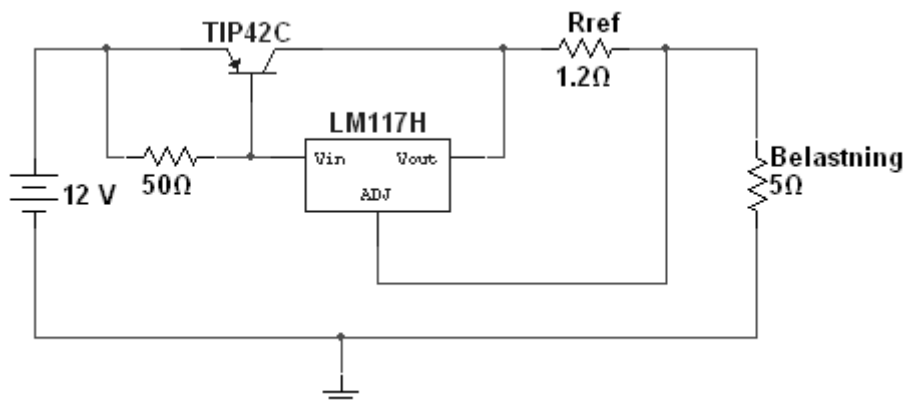
2.2.1 Linjär konstant strömregulator

Aktiva linjära konstanta strömregulatorer kännetecknas av de är uppbyggda kring en elektroniskt varierbar resistans. Oftast används en bipolär effekttransistor eller fälteffekttransistor som den varierbara resistansen eller som drivsteg till den varierbara resistansen. Transistorn arbetar i sitt aktiva område och styrs med hjälp av en komparatorkoppling. Spänningen på regulatorns utgång mäts på samma sätt som för regulatorerna i figur 7 och jämförs mot en referensspänning. Komparatorkopplingen strävar hela tiden till att hålla uppmätta spänningen och referensspänningen lika, genom att reglera utspänningen.

Ett exempel på en enkel konstant strömregulator syns i figur 8. Den är uppbyggd kring den integrerade spänningsregulatorn LM117. Dess strömmatningsförmåga är begränsad, därför används ett drivsteg i form av en bipolär effekttransistor av PNP-typ. Spänningsregulatorn LM117 har en inbyggd komparatorkoppling med referensspänning. Spänningsregulatorn fungerar på så vis att den reglerar spänningen på utgången (V_{out}) så den hela tiden är 1,2 V högre än spänningen på ADJ-ingången. Denna spänning fungerar som referensspänning och betecknas V_{ref} . Med hjälp av motståndet R_{ref} kan strömmen till belastningen regleras enligt följande: /9/

$$I_{ut} = \frac{V_{ref}}{R_{ref}} = \frac{1,2 V}{1,2 \Omega} = 1 A \quad (1)$$

Exempelkretsen i figur 8 reglerar strömmen till belastningen så att den är 1 A konstant.



Figur 8. Konstant strömregulator med LM117.

Den konstanta strömregulatorkopplingen som beskrivs ovan är en av de enklare kopplingarna som finns. Det finns både enklare och mera avancerade kopplingar. Dock bygger många mera avancerade kopplingar på samma grundprincip. Det är vanligt att t.ex. en operationsförstärkare används som komparator och en fälteffekttransistor som varierbar resistans.

Oberoende av vilken koppling som används så har linjära regulatorer för det mesta problem med förhållandevis stora effektförluster. Effektförlusten för linjära regulatorer beräknas i allmänhet på följande sätt:

$$P_f = (U_{in} - U_{ut}) \cdot I_{ut} \quad (2)$$

Utspänningen kan beräknas på följande sätt:

$$U_{ut} = R_{belastning} \cdot I_{ut} \quad (3)$$

Förlusteffekten för reglerkretsen i figur 8 blir enligt ekvationerna 7 W. Dock delas den upp på både transistorn och referensmotståndet. Effektförlusten i motståndet R_{ref} blir följande:

$$P_r = U_r \cdot I_{ut} \quad (4)$$

Effektförlusten i motståndet blir alltså 1,2 W. Resten av förlusteffekten finns i transistorn. Det leder dock till att transistorn måste förses med en kylfläns. I den integrerade spänningsregulatorn finns också en liten förlusteffekt. Dock är den så pass liten att den kan försummas i detta sammanhang.

Uteffekten beräknas på följande sätt:

$$P_{ut} = U_{ut} \cdot I_{ut} \quad (5)$$

Uteffekten blir enligt formeln 5 W. Här märks också tydligt den linjära regulatorns nackdel, nyttoeffekten är 5 W och förlusteffekten är 7 W.

2.2.2 Switchad spänningsomvandlare

Switchade spänningsomvandlare har gemensamt med de linjära regulatorerna att de har en liknande grundfunktionsprincip. Spänningen på omvandlarens utgång mäts på samma sätt som för de linjära regulatorerna. Omvandlarens utspänning regleras sedan efter det uppmätta värdet. Det är också de enda likheten som finns mellan typerna. Switchade regulatorer använder en frekvens på några tiotal kHz och uppåt för att hacka upp den inkommande likspänningen till pulser. De reaktiva komponenterna (L och C) återskapas sedan till en likspänning på utgången. Förhållandet på pulsernas bredd styrs så att önskad likspänning på utgången erhålls. /7/

I majoriteten av alla switchade spänningsomvandlare är det en induktans som är stommen. Ström och spänning i induktansen förhåller sig till varandra enligt följande uttryck: /7/

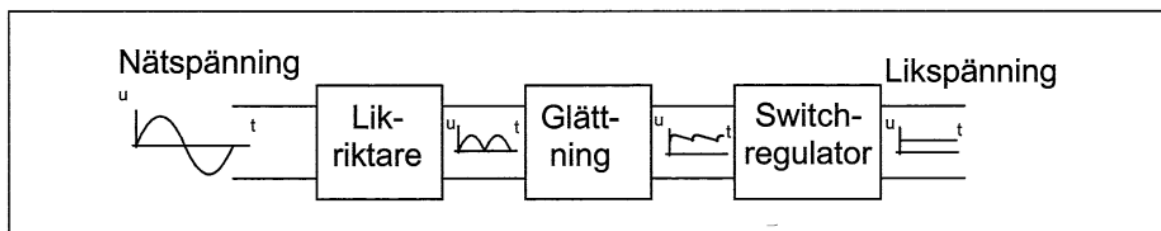
$$U_L = L \cdot \frac{di}{dt} \quad (6)$$

Ur uttrycket kan man läsa att om spänningen över spolen är konstant, kommer strömmen genom den att stiga linjärt. Det är också den egenskapen som utnyttjas för att omvandla spänningen. Induktansen kan i praktiken vara allt från en enkel spole till transformatorer med flertalet lindningar. /7/

Det finns ett antal grundtyper av switchade regulatorer. Dessa är step-up typen, step-down typen och spänningsinverterande typen. Namnen syftar på hur regulatorn ändrar utspänningen i förhållande till inspänningen. Utöver grundtyperna finns det en mängd andra omvandlare som är vidareutvecklingar från grundtyperna. En sådan vidareutveckling är SEPIC-omvandlaren. /7/ /11/

2.2.2.1 Primär- och sekundärswitchade matningsdon

Då nätspänning ska omvandlas till en lägre likspänning förverkligas det normalt på ett par olika sätt. Ett sätt är att likrikta nätspänningen och sedan använda en switchad step-down omvandlare för att sänka spänningen. Den typen kallas primärswitchat matningsdon. Blockschema för ett sådant syns i figur 13. /7/



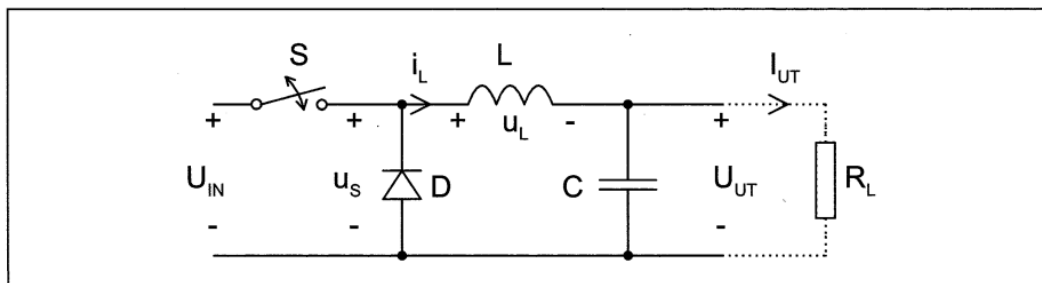
Figur 9. Primärswitchat matningsdon. /7/

Då relativt stora och medelstora effektuttag behövs, används huvudsakligen primärswitchade matningsdon. Fördelen med den typen är att matningsdonet blir till formatet litet. Motsatsen till primärswitchade matningsdon är sekundärswitchade. Namnet kommer från att den switchade spänningsomvandlaren finns på sekundärsidan av en transformator. Transformatorn används för att transformera ner nätspänningen till en för ändamålet lämplig spänning. Den likriktas sedan och den switchade spänningsomvandlaren används för att reglera uteffekten. Nackdelen med den här typen är att transformatorn blir stor till formatet. Transformatorn har dock den fördelen att den isolerar bort en stor del av de störningar som den switchade spänningsomvandlaren ger upphov till. Sekundärswitchade matningsdon används vanligen vid effektuttag upp till ett tiotal watt. /7/

2.2.2.2 Step-down

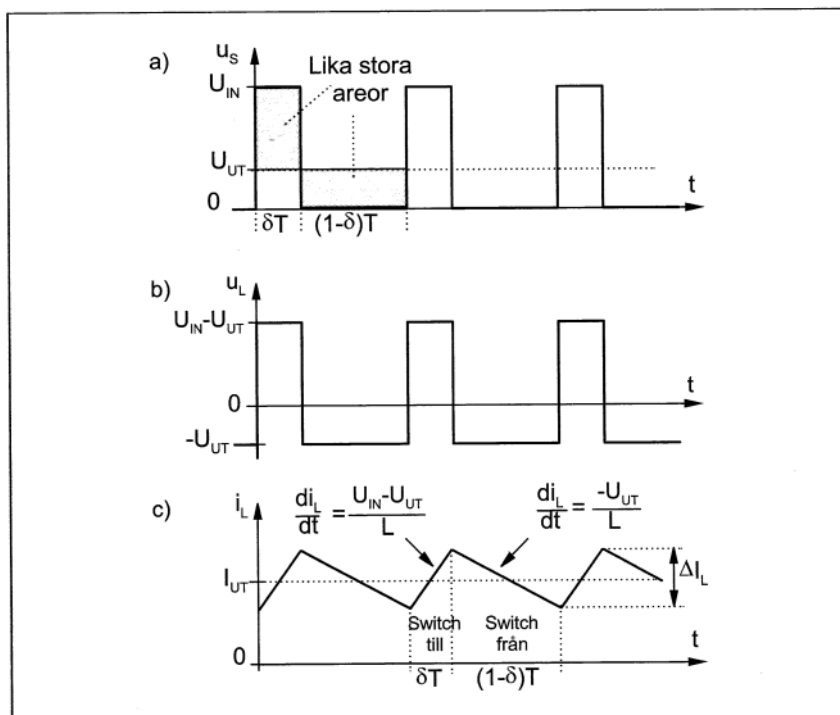
Som namnet antyder så omvandlar step-down omvandlaren den inkommande likspänningen till en lägre utgående likspänning. Omvandlaren är uppbyggd kring två halvledare och en kondensator. En enkel spole används som induktans. I figur 10 syns funktionsprincipen samt hur komponenterna är kopplade. Brytaren S är i praktiken en halvledare. Kretsen fungerar på så vis att den växlar mellan två olika tillstånd med hjälp av brytaren. I det ena läget, då brytaren är sluten, går den inkommande strömmen genom spolen och vidare till belastningen. Spänningen över spolen är då konstant inspänningen minus utspänningen. I det här tillståndet stiger strömmen genom spolen linjärt. I det andra

läget, då brytaren öppnar, kommer spolen på grund av sin ovillighet till strömförändringar att fortsätta att driva ström till belastningen. Strömmen genom spolen sjunker då linjärt. Diodens uppgift är se till att strömbanan är hel då brytaren är öppen. /7/



Figur 10. Likspänningsomvandlare av step-down typ. /7/

Brytaren, som i praktiken är en bipoläreffekttransistor eller fälteffekttransistor, styrs av en pulsbreddsmodulator. Då omvandlaren används som konstant strömregulator, är det pulsbreddsmodulatorns uppgift att styra pulsbreddsförhållandet så strömmen på utgången hålls konstant. Pulsbreddsförhållandet är kvoten mellan den tid som pulsen är hög och hela pulstiden. Den kallas på engelska för duty cycle och betecknas δ . Den anges i många fall som ett procenttal. I figur 11 syns spänningar och strömmar i kretsen i förhållande till pulsbredden. Kurva a) visar hur pulsbredden påverkar utspänningen i förhållande till inspänningen. Enkelt kan det sägas att om pulsbreddsförhållandet är 20 % kommer också utspänningen vara i idealfallet 20 % av inspänningen. I verkligheten kommer den att bli något lägre eftersom det finns förluster i komponenter. Kurva b) och c) visar spänningen över spolen respektive strömmen genom spolen. /7/



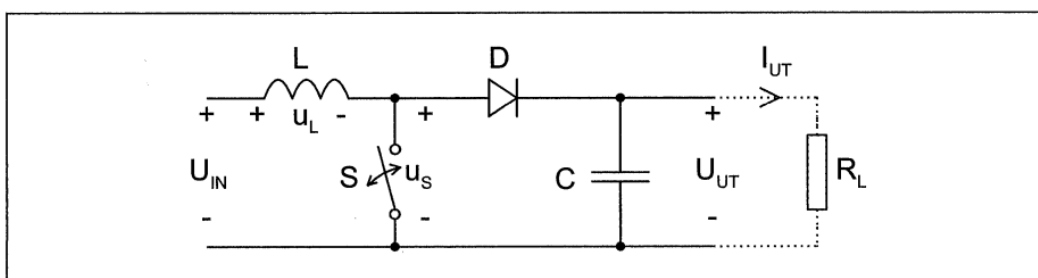
Figur 11. Spänning- och strömkurvor för huvudkomponenterna. /7/

I figur 11 kurva b) syns att spänningen över spolen hela tiden konstant dock på två olika nivåer, beroende på om brytaren är öppen eller sluten. Strömförändringen i spolen är därför hela tiden linjär. Hur stor strömförändringen i spolen är beror på spolens induktans samt strömmen till belastningen. Step-down omvandlaren har två olika funktionslägen som definieras utgående från strömförändringen i spolen. Strömmen stiger och sjunker periodvis, beroende på brytarens läge. Om strömmen under en period hinner gå ner till noll sägs omvandlaren arbeta i sitt icke kontinuerliga läge. Går strömmen däremot aldrig ner till noll arbetar omvandlaren i sitt kontinuerliga läge. Båda lägena används. Dock dimensioneras oftast spolen så att omvandlaren arbetar i sitt kontinuerliga läge, eftersom det ger vissa fördelar. /7/

2.2.2.3 Step-up

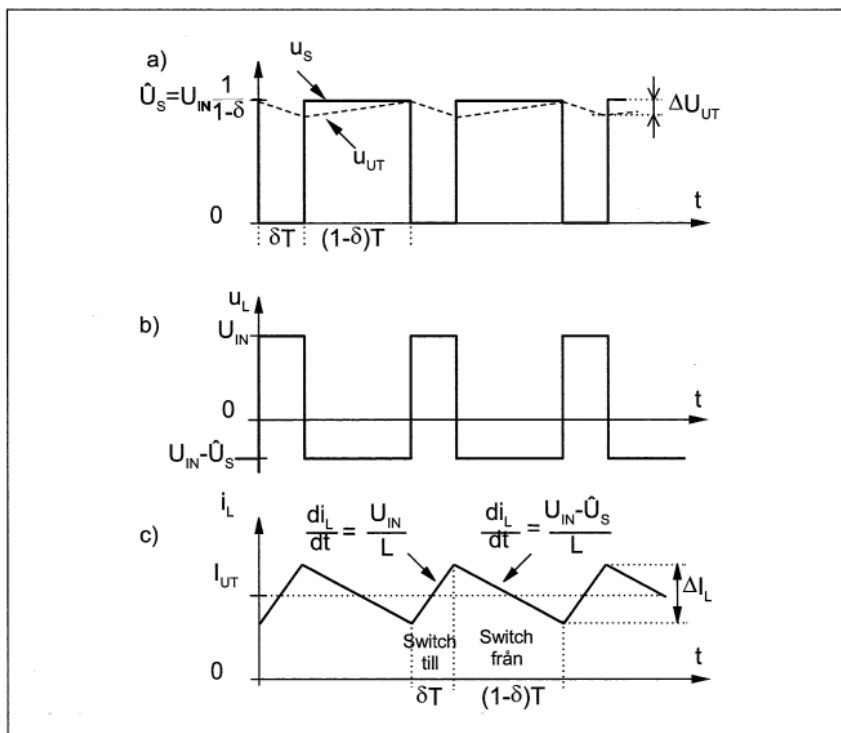
Grundtypen step-up fungerar på liknande sätt som step-down omvandlaren. Dock med den skillnaden att omvandlaren höjer utspänningen i förhållande till inspänningen. Likt step-down typen är den uppbyggd kring en spole och två halvledare samt en kondensator. I figur 12 syns funktionsprincipen för step-up omvandlaren och hur dess huvudkomponenter är kopplade. Omvandlaren växlar mellan två tillstånd med hjälp av brytaren. Då brytaren är sluten går inkommande strömmen endast genom spolen. Spänningen över spolen är då

konstant och strömmen genom den ökar linjärt. När brytaren öppnar kommer spolen att fortsätta driva strömmen framåt. Enda vägen strömmen kan ta är då till kondensatorn som då kommer att laddas upp. När kondensatorn är uppladdad kommer den att ha högre spänning än inspänningen. Spänningen blir högre eftersom spänningen över spolen är av motsatt polaritet. Då brytaren är sluten är spänningen över den lägre än utspänningen. Därför finns dioden som har till uppgift är att spärra strömmen så den inte går bakvägen då brytaren är sluten. /7/



Figur 12. Likspänningsomvandlare av step-up typ. /7/

Här används också någon typ av transistor som brytare. Brytaren styrs av en pulsbreddsmodulator som styr pulsbreddsförhållandet så att önskad spänning på utgången erhålls. Figur 13 visar spänning och ström i kretsen i förhållande till pulsbredden. Kurva a) visar spänningen över brytaren som den heldragna linjen och den streckade linjen är utspänningen. Observera här att när utspänningen är som högst är den samma som över brytaren då den är öppen. Utspänningen varierar en del. Det är kondensatorns uppgift är att jämna upp de här variationerna. Kurva b) visar spänningen över spolen och kurva c) visar strömmen genom spolen. /7/

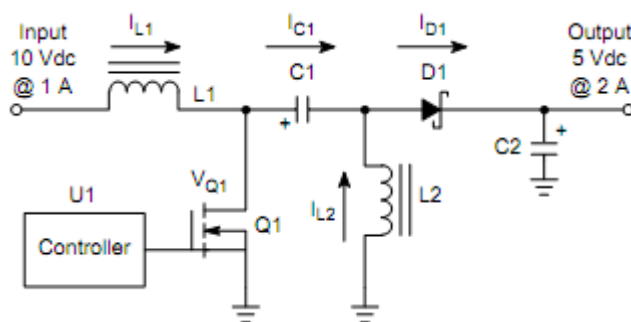


Figur 13. Spänning- och strömkurvor för huvudkomponenterna. /7/

Likt step-down omvandlaren har också step-up omvandlare två olika funktionslägen, som beror på strömförändringen i spolen. Omvandlare fungerar både i sitt kontinuerliga och icke-kontinuerliga läge. Dock används oftast med fördel det kontinuerliga läget.

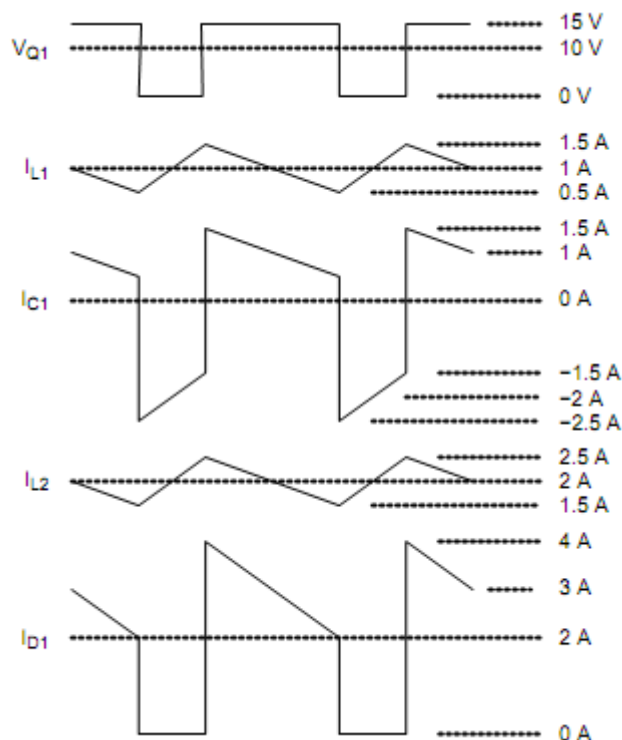
2.2.2.4 SEPIC

Nackdelen med både step-down och step-up omvandlarna är de bara kan sänka respektive höja spänningen. Det finns flera olika typer switchade spänningsomvandlare som har båda egenskaperna. En sådan typ är SEPIC-omvandlaren. Namnet är en engelsk förkortning för "Single Ended Primary Inductor Converter", som syftar på omvandlarens uppbyggnad. Omvandlare har en enkel spole som ingångsinduktans, därav namnet. Fördelen med ingångsinduktansen är att den jämnar upp strömmen som regulatort drar från nätet. Det här gör att den lämpar sig mycket bra till sekundärswitchade applikationer, där en liten glättningkondensator används. Både step-up och step-down omvandlarna har stora strömvariationer på ingångsströmmen. Det gör att en stor glättningkondensator måste användas. Likt de två föregående omvandlarna har också SEPIC-omvandlaren en brytare som växlar mellan öppet och slutet läge. SEPIC-omvandlaren är dock uppbyggd kring två enkla spolar och två kondensatorer. /11/



Figur 14. Funktionsprincipen för SEPIC-omvandlaren. /11/

Då brytaren är sluten är spänningen över båda spolarna konstant och strömmen stiger linjärt i båda. Då brytaren öppnar fortsätter båda spolarna att driva ström till belastningen. Diodens uppgift är att spärra så att inte strömmen går bakvägen vid potentialskillnader. I figur 15 syns strömmen i de olika komponenterna i förhållande till pulsbredden. /11/



Figur 15. Ström och spännings kurvor för SEPIC omvandlaren. /11/

Ytterligare en fördel med SEPIC-omvandlaren är att om spolarna som finns på samma kärna används, kan dessa vara hälften mindre än om enskilda spolarna används. Den här typen av omvandlare konstrueras alltid så att den arbetar i sitt kontinuerliga läge. /12/

2.2.2.5 Effektförluster

Om ideala komponenter används i en switchad spänningsomvandlare skulle den helt sakna förlusteffekt. Dock finns det inga sådana komponenter. Alla komponenter som används för att omvandla spänningen ger upphov till förluster. Förlusteffekten i halvledarkomponenterna delas upp i två olika delar. Den ena kallas likspänningsförluster och är sådana som uppkommer i framriktningen i halvledare. Dock växlar halvledarkomponenterna hela tiden mellan ledande och spärrande läge. För halvledarna tar det alltid en viss tid att byta läge. Det här ger upphov till så kallade växlingsförluster. Induktansen i sin tur ger upphov till likspänningsförluster och induktiva förluster. Summan av dessa delar är totala effektförlusten i en switchad spänningsomvandlare. /13/

Likspänningsförlusterna räknas genom att halvledarkomponentens spänningsfall i framriktningen och strömmen används:

$$P_{DC} = U_f \cdot I \quad (7)$$

Effektförlusterna som uppkommer vid växling mellan spärrande och ledande är inte lika lätta att beräkna. Vanligtvis följer man rekommendationerna som fås från halvledarkomponentens tillverkare. Exempelvis anger diodtillverkare vilken växlingsfrekvens dioden klarar av. Hur hög ström dioden klarar av kontinuerligt och momentant i framriktningen anges också av tillverkaren.

2.2.2.6 Planering av switchade spänningsomvandlare

Första steget vid planering av switchade spänningsomvandlare är att definiera omvandlarens in- och utspänning. Här ska också definieras inspänningens typ och hur utspänningen ska regleras samt storleksordningen på uteffekten. Tillverkare av pulsbreddsmodulatorer uppger alltid till vilka typer av applikationer deras kretsar rekommenderas. Utgående från spänningsdefinitionerna och tillverkarnas rekommendationer väljs sedan en lämplig pulsbreddsmodulator. Från tillverkaren av pulsbreddsmodulatorn fås också rekommendationer och förslag på hur de övriga komponenterna ska dimensioneras.

2.2.3 Jämförelse mellan switchade och linjära matningsdon

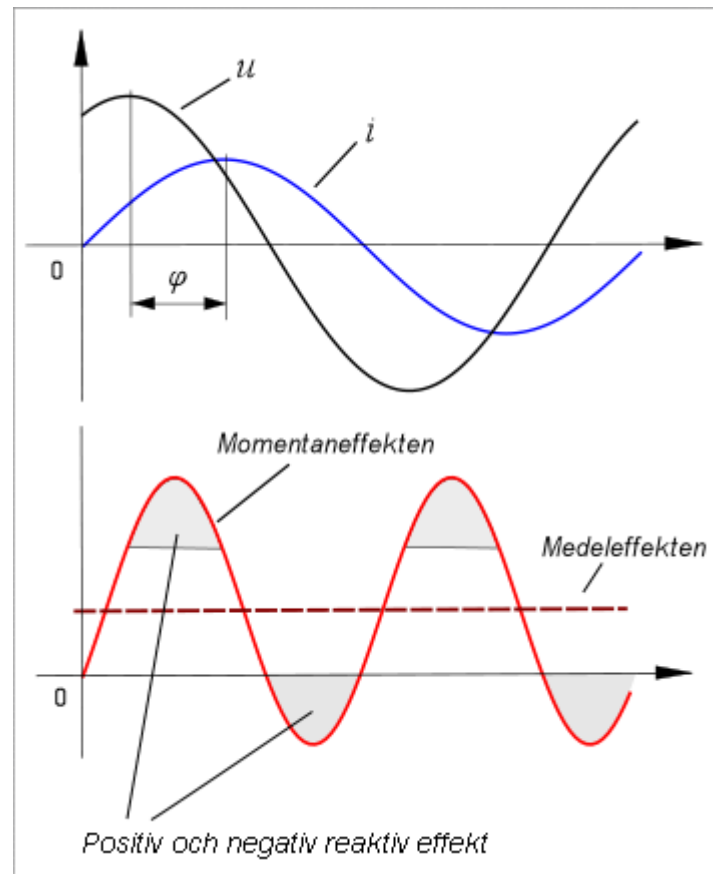
Om det skulle finnas ideala komponenter och dessa skulle användas i switchade spänningsomvandlare skulle igen effektförlust finnas. Effektförlusterna i switchade spänningsomvandlare beror till stor del på hur bra eller dålig en komponent är för sitt ändamål. Så är dock inte fallet med linjära regulatorer. De har alltid effektförluster oberoende av hur bra eller dåliga komponenter som används. Fastän ideala komponenter skulle användas har fortfarande linjära regulatorer effektförluster. Det här är också huvudorsaken till varför switchade matningsdon har blivit så populära. De switchade matningsdonen har dock problem med att de ger upphov till störningar. Störningarna uppkommer då kretsen växlar mellan lägena. I känsliga miljöer där störningar måste minimeras används linjära matningsdon. Det är också orsaken till varför linjära matningsdon används i en viss grad ännu.

2.3 Verkningsgrad och effektfaktor

Då olika tillverkares matningsdon jämförs mot varandra är det alltid ett par saker man tittar på. Den ena är verkningsgraden och den andra är effektfaktorn. I många fall är det enbart dessa två faktorer som avgör om ett matningsdon anses som bra eller dåligt.

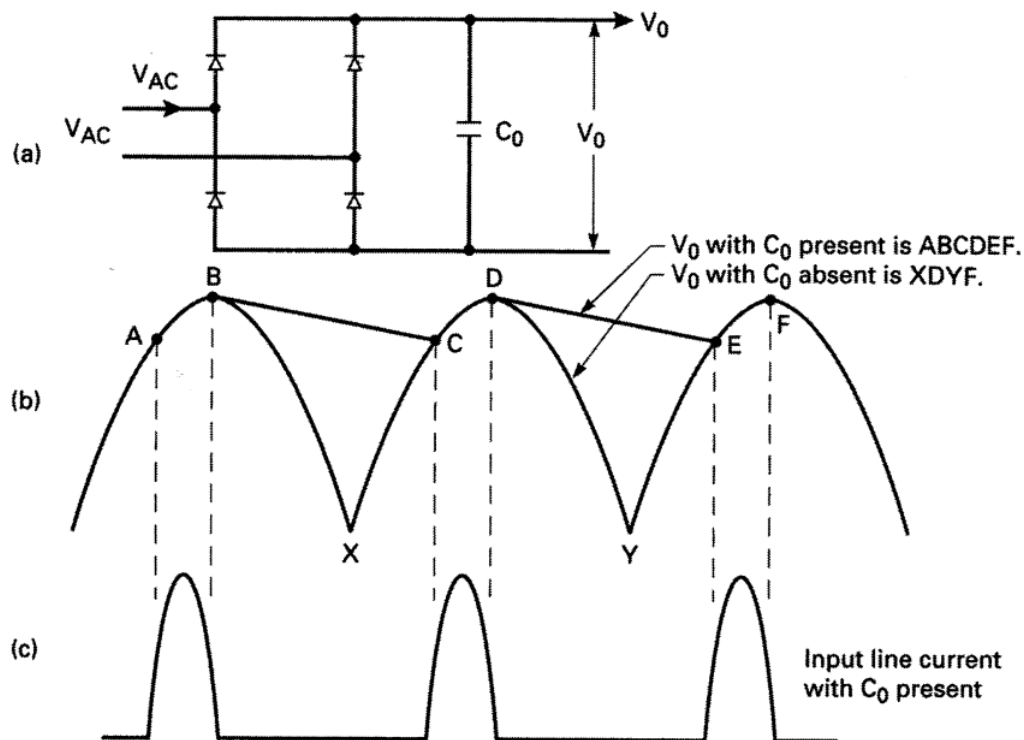
Ett matningsdon är i grund och botten en energiomvandlare. Likt övriga energiomvandlare har den en viss förlusteffekt. Nyttoeffekten i matningsdon definieras som den aktiva ineffekten minus förlusteffekten. Kvoten mellan nyttoeffekten och totala aktiva ineffekten är verkningsgraden och anges vanligen som ett procenttal. /13/

Då växelspanning används som matningsspänning, delas effekten som matningsdonet drar från nätet upp i två olika benämningar. Den totala effekten benämns som den skenbara effekten och består av en aktiv och en reaktiv del. Reaktiv effekt skapas då belastningen innehåller en induktiv eller kapacitiv komponent. Kapacitiva eller induktiva belastningar fasförskjuter strömmen i förhållande till spänningen. I figur 18 syns exempel på när strömmen är negativt fasförskjuten i förhållande till spänningen. Den reaktiva effekten uppkommer mellan spänningen och strömmens topp, vilket också förtydligas i figuren. /13/



Figur 16. Spänning och ström. /18/

Reaktiva effektförluster uppkommer också då strömmen inte är rent sinusformad. Stora glättningskondensatorer efter likriktare förvränger strömmen som dras från nätet. Glättningskondensatorn gör att strömmen blir pulsformad. Utan den skulle strömmen varit sinusformad. Fenomenet beror på kondensatorns uppladdningskurva. /13/



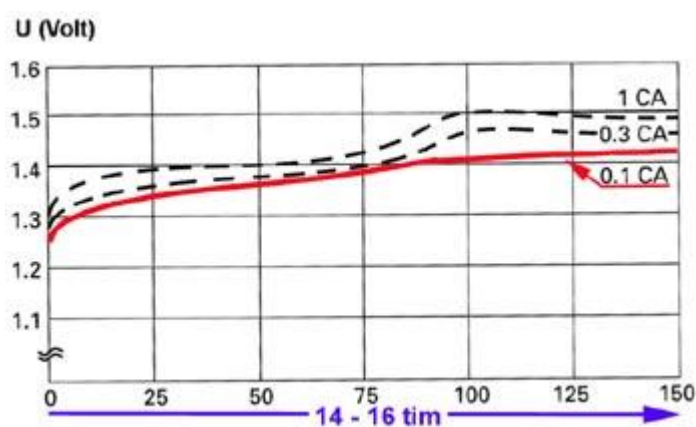
Figur 17. Glättningskondensatorns inverkan på strömmen. /13/

Ett sätt att minimera problemet är att ha så liten kondensator som möjligt eller om det går helt ta bort den. Tas den bort kommer likspänningen att bli pulsformad, vilket inte alla gånger är önskvärt. Som lösning på problemet finns det speciella switchade spänningsomvandlare. De har till uppgift att omvandla växelspanning till ren likspänning, samt ser till att strömmen från nätet är både rent sinusformad och i fas med spänningen. /13/

2.4 Användning av NiMH-batterier

Nickel-metallhydridbatterier används vanligen till applikationer där relativt låga effektuttag behövs. Sådana applikationer är vanligen strömkällor till mobiltelefoner, sladdlösa elverktyg eller strömreserv i backup-system. Batterierna har normalt en livslängd på ca 1000 cykler vid ideala förhållanden. En cykel definieras som en komplett urladdning och uppladdning. Då batteriet är fulladdat har det en specifik kapacitet. Kapaciteten för ett batteri anges som den mängd ström batteriet klarar av att leverera under en timme. Kapaciteten betecknas med bokstaven C och har enheten Ah (ampertimme). De finns två olika sätt att ladda batterierna, antingen standardladdning eller snabbladdning. Vid

standardladdning laddas batteriet med en ström som motsvarar en tiondedel av dess totala kapacitet. En betydligt högre ström används vid snabbladdning, vanligen mellan 0,3 och 1 gånger batteriets kapacitet. I figur 16 syns hur de olika laddningssätten påverkar batteriets cellspänning. Observera att skalan på tidsaxeln är i minuter. Förkortningen CA i figuren är en faktor för hur stor laddningsströmmen är i förhållande till batteriets kapacitet. De streckade linjerna visar cellspänningen vid snabbladdning och den röda kurvan vid standardladdning. Vid snabbladdning syns att batteriet är fulladdat vid ungefär 100 minuter. Den blåa pilen visar att vid standardladdning krävs 14 till 16 timmar för att ladda batteriet fullt. /2/



Figur 18. Uppladdningskurvor för NiMH batterier. /2/

Som batteriladdare används vanligen en konstant strömregulator. Eftersom NiMH-batterierna är känsliga för överladdning är det viktigt att laddningen stängs av när batteriet är fulladdat. Till det används någon typ av övervakningselektronik, som har till uppgift att detektera när batteriet är fulladdat och sedan stänga av laddningen. Det finns flera olika varianter av snabbladdning. Det som skiljer dem åt är vilken teknik som används för att detektera att batteriet är full laddat. Metoderna som används för att detektera full laddning bygger på att cellspänningen eller batteriets temperatur övervakas. Då batteriet är fulladdat börjar temperaturen i det stiga. Detta utnyttjas på så sätt att då en viss temperaturförändring uppmätts stängs laddningen av. Efter att batteriet är fulladdat börjar också cellspänningen sjunka på nytt. Detta brukar användas för att detektera full laddning. Ett annat sätt är att stänga av laddningen då cellspänningen nått sitt högsta värde. Då batteriet standardladdas finns det ett specialfall då laddningen inte måste stängas av. Det är om batteriet urladdas fullständigt före det börjar laddas på nytt. Laddas det inte ur fullständigt bör man använda en timer som stänger av laddningen efter en tid. /2/

Livslängden för NiMH-batterier påverkas direkt av hur det laddas och urladdas. Antalet cykler som uppges som max gäller endast vid ideala förhållanden. Olika batteritillverkare har lite olika definition på ideala förhållanden. Exempelvis kan det vara att batteriet endast standardladdas och att det ska urladdas helt under en specifik tid mellan laddningarna. Överlag förkortas livslängden av snabbaddning och ofullständig urladdning mellan laddningarna. Överladdning har också samma inverkan på livslängden. /2/

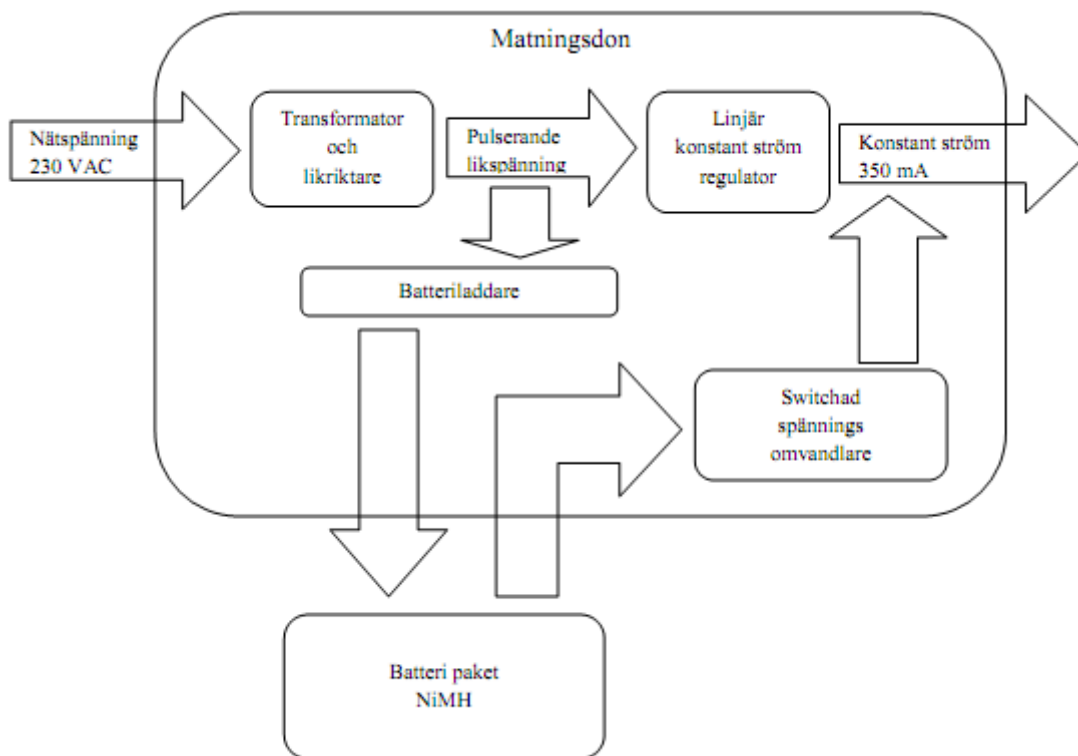
3. Förverkligande av matningsdonet

Några alternativa lösningar planerades och utvecklades som sedan jämfördes mot varandra. Två olika strukturer på matningsdonet togs fram. Ena strukturen är uppbyggd kring en linjär konstant strömregulator och den andra kring en switchad spänningsomvandlare. Batterispänningen är i de flesta fall lägre än lysdiodernas framspänning. Därför innehåller också den första strukturen en switchad spänningsomvandlare som används endast vid elavbrott. Två olika versioner av båda strukturerna gjordes. Det som skiljer är vilken typ av switchad spänningsomvandlare som används. Laddningskretsen i båda strukturerna kommer att se ut på samma sätt. Båda strukturerna använder också en transformator för att anpassa nätspänningen till ändamålet. Detta bestämdes i samband med att projektet startade. I stället för transformatorn skulle man kunna använda en step-down omvandlare.

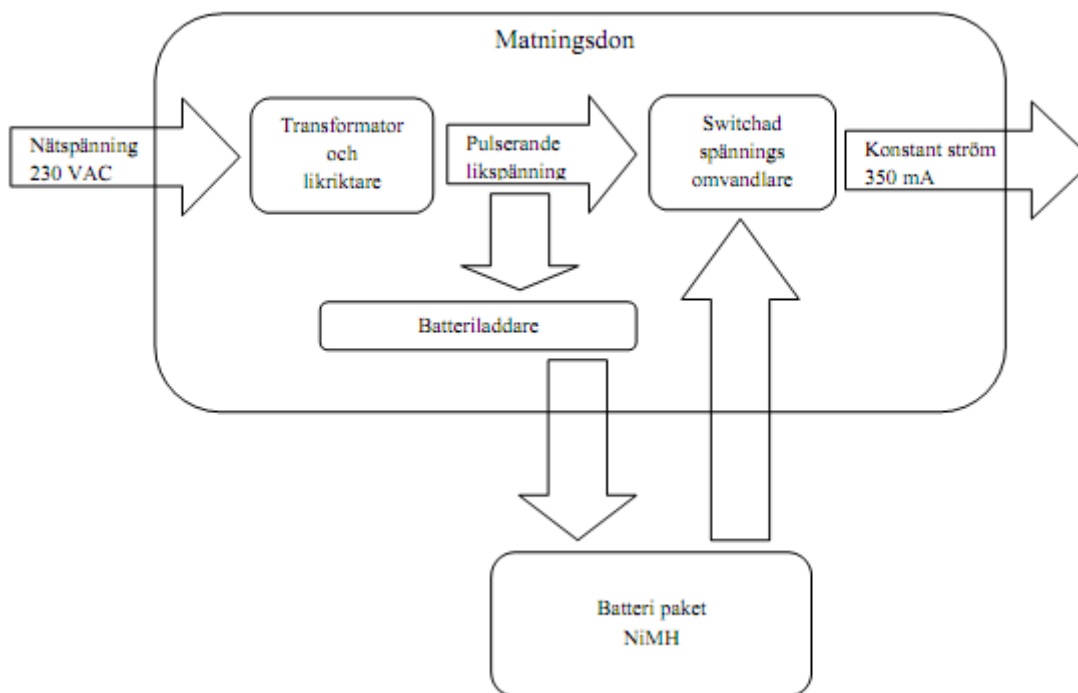
3.1 Översikt av matningsdonets struktur och förverkligande

I figur 20 och 21 syns blockscheman för båda strukturerna. Struktur ett (figur 20) är uppbyggd kring en linjär konstant strömregulator. Den strukturen använder en transformator med sekundärspänningen som är anpassad till lysdiodkretskortens högsta framspänning. På grund av att den linjära strömregulatorn inte klarar av att höja utspänningen i förhållande till inspänningen. I strukturen finns också en switchad spänningsomvandlare av typen step-up. Den används endast vid elavbrott. Eftersom batterispänning är lägre än lysdiodskretskortens framspänning. Omvandlaren är därför igång endast vid elavbrott och strömreservaren utnyttjas.

Struktur två (figur 21) är däremot uppbyggd helt kring en switchad spänningsomvandlare. Den klarar av att höja spänningen i förhållande till inspänningen. I den strukturen används en transformator med sekundärspänningen som är anpassad till batteriernas laddningsspänning. Detta gör att effektförlusterna i laddningskretsen kan minimeras. Två olika versioner på strukturerna gjordes. Version ett av båda strukturerna använder en step-up omvandlare och version två använder SEPIC-omvandlaren.



Figur 19. Blockschemata för struktur ett av matningsdonet.



Figur 20. Blockschemata för struktur två av matningsdonet.

För att uppnå god effektfaktor är ett kriterium att glättningskondensatorn minimeras. Därför används kretsar som klarar av att inspänningen är pulserande likspänning. Beroende på om nätspänning finns eller inte ska batterierna laddas eller användas som strömreserv.

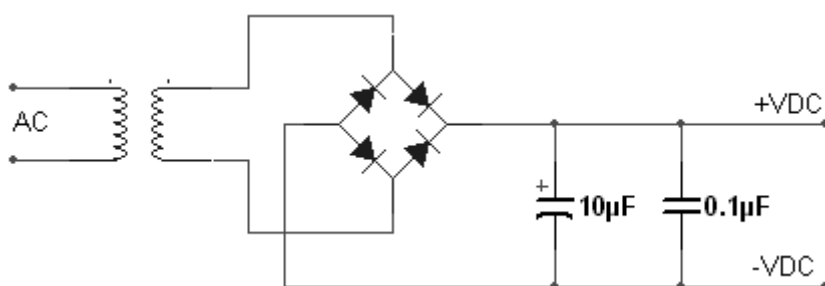
Elektroniken som styr detta integrerades med batteriladdaren. Den elektroniken styr också vilka moduler som ska vara igång vid normal drift och vid elavbrott.

Båda versionerna av båda strukturerna valdes att byggas som moduler. Varje block i blockschemat byggdes som en enskild modul. På det sättet underlättas arbetet eftersom samma modul kan används på flera ställen. Eventuell felsökning blir också enklare. Följande moduler byggdes:

- Transformator med likriktare
- Linjär konstant strömregulator
- Step-up spänningsomvandlare
- SEPIC-spänningsomvandlare
- Batteriladdare med spänningsövervakning

3.1.1 Transformator med likriktare

Första modulen är transformatormodulen. Den transformerar ner nätspänningen till en lägre växelspanning som sedan likriktas. För att ta bort eventuella störningar finns två kondensatorer efter likriktarbryggan. Modulens uppbyggnad syns i figur 21. Observera att huvudsyftet med kondensatorerna inte är att glätta spänningen. Den större elektrolytkondensatorn kommer dock att glätta spänningen något. Dess huvudsyfte är dock att ta bort lågfrekventa störningar. Den mindre kondensatorn är till för att ta bort högfrekventa störningar.



Figur 21. Transformator och likriktarmodul.

Beroende på vilken teknik som används för att reglera strömmen till lysdioderna kan olika sekundärspänningar på transformatorn användas. Då den linjära regulatorn används måste spänningen till regulatorn vara högre än lysdiodskretsens högsta framspänning. Används en switchad omvandlare kan sekundärspänningen vara lägre. Ett antal olika transformatormoduler med olika utspänning byggdes. Modulerna är alla uppbyggda som i

figur 21, dock med transformatorer med olika sekundärspänning. Alla moduler använder dock en transformator med effekten 10 VA. Nedan listas vilka moduler som byggdes:

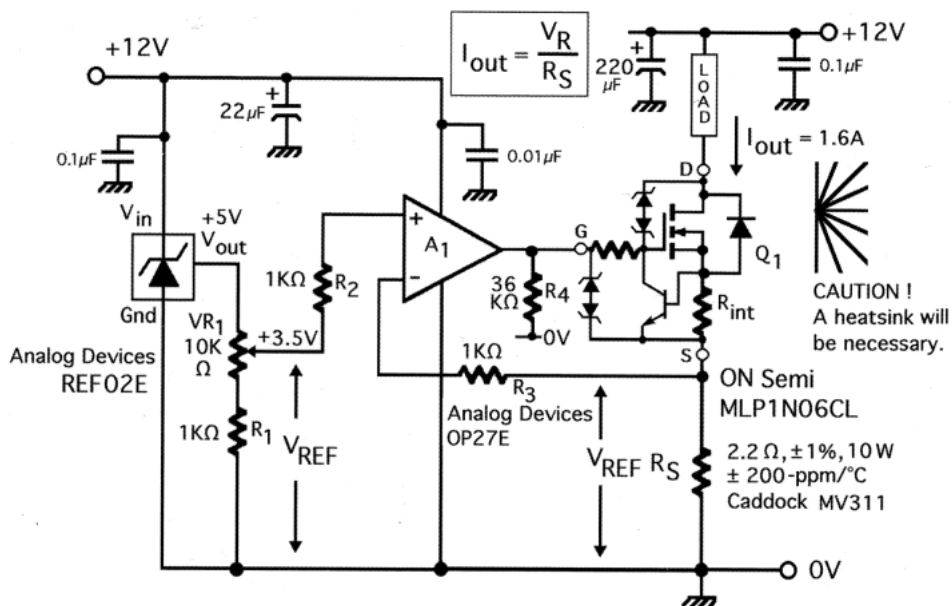
- 9 V
- 12 V
- 15 V
- 18 V
- 24 V

Modulerna med utspänningen 9 V, 12 V eller 15 V är ämnade för struktur två av matningsdonet. De två sista modulerna är till struktur ett av matningsdonet där den linjära regulatorn används. Dock är det tveksamt om 18 V räcker till då lysdiodskretskortet med sex lysdioder används. Eftersom det alltid är önskvärt att ha en viss marginal mellan inspänning och utspänning då linjära regulatorer används. Inspänningen är 18 V och utspänningen är 18 V, alltså ingen marginal finns. Dock är transformatorns sekundärspänning väldigt varierande. Den kan om transformatorn är endast belastad delvis var betydligt högre än den nominella spänningen. Detta gör att den önskvärda marginalen kan uppnås i alla fall.

3.1.2 Linjär konstant strömregulator

Som grund till modulen användes kretsen som syns i figur 22. Kretsen använder en operationsförstärkare som komparator och en intelligent fälteffekttransistor som den varierbara resistansen. Intelligent fälteffekttransistorer skiljer sig från vanliga fälteffekttransistorer på så sätt att de har vissa inbyggda skyddskretsar. Exempelvis har fälteffekttransistorn i kretsen inbyggt kortslutningsskydd.

Strömmen på regulatorns utgång mäts som spänningsfallet över motståndet R_S . Spänningsfallet över motståndet jämförs mot en referensspänning. Operationsförstärkarens uppgift är att styra den intelligenta fälteffekttransistorn så att båda spänningarna är lika. Referensspänningen tas från referensspänningskomponenten REF02E. Ett motståndsnätverk bestående av en potentiometer och två motstånd används för att variera referensspänningen. Detta gör att strömmen på utgången kan varieras med hjälp av potentiometern. Utströmmen bestäms av referensspänningen och resistansen i motståndet R_S enligt formeln i figur 22. /4/



Figur 22 Linjär konstant strömregulator. /4/

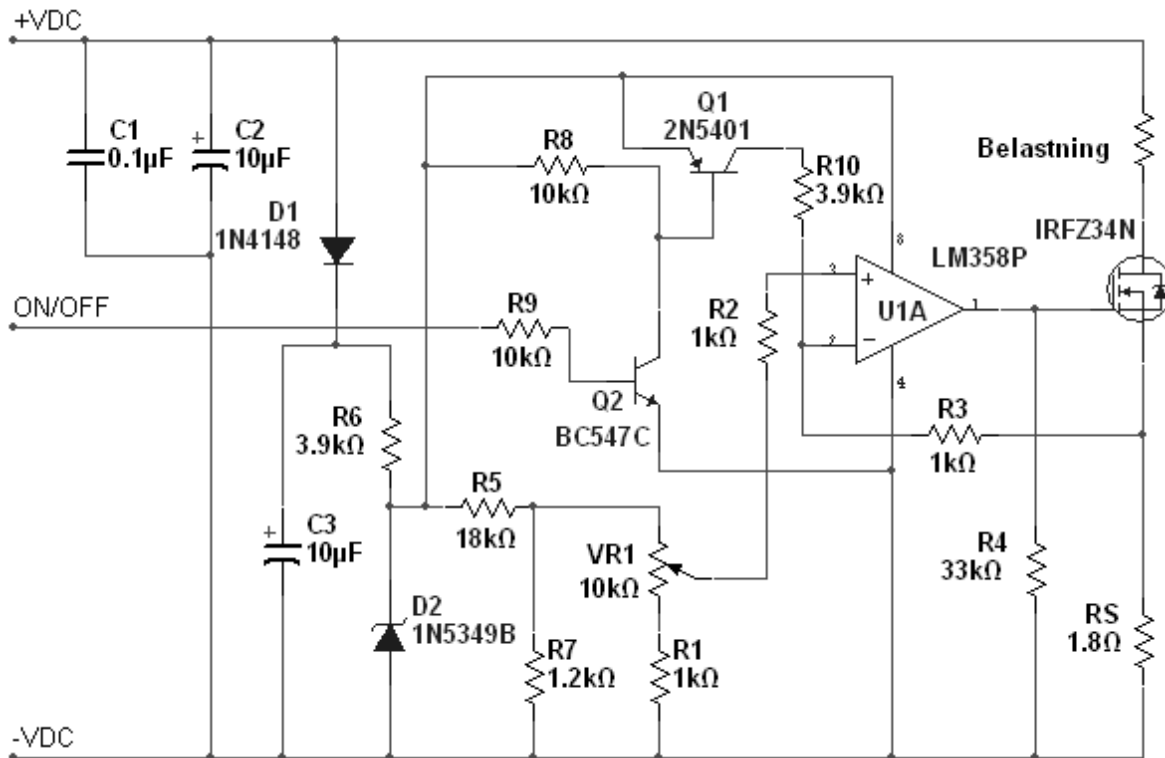
Utströmmen från kretsen är varierbar, med en övre gräns på 1,6 A. Detta ändrades så att utströmmen maximalt kan vara 378 mA. Det gjordes på så vis att referensspänningen sänktes till 0,68 V och resistansen i motståndet R_S sänktes till 1,8 Ω . I figur 23 syns den färdiga kretsen.

Inspänningen till regulatorn är pulserande likspänning. Belastningen, det vill säga lysdioderna, fungerar bra med den spänningen. Dock måste matningsspänningen till operationsförstärkaren och referensspänningen vara ren likspänning. Detta förverkligades med en liten spänningsstabilisator. Spänningsstabilisatorn består av zenerdioden D2 motståndet R6 och elektrolytkondensatorn C3. Spänningen stabiliserades till 12 V. Referensspänningen tas från samma krets. Dock används en spänningsdelare för att ta ner spänningen till 0,68 V. Spänningsdelaren består av motstånden R5 och R7. Potentiometern VR1 och motståndet R1 är parallell kopplat med R7. Detta måste också beaktas då referensspänningen beräknas. Den maximala referensspänningen beräknas på följande sätt:

$$U_{ref} = \frac{\left(\frac{1}{R7} + \frac{1}{VR1 + R1}\right)^{-1}}{\left(\frac{1}{R7} + \frac{1}{VR1 + R1}\right)^{-1} + R5} \cdot U_{in} \quad (8)$$

$$U_{ref} = \frac{\left(\frac{1}{1200} + \frac{1}{10000 + 1000}\right)^{-1}}{\left(\frac{1}{1200} + \frac{1}{10000 + 1000}\right)^{-1} + 18000} \cdot 12 = 0,68 \text{ V}$$

För att ta bort eventuella högfrekventa störningar på ingången finns kondensatorn C1. Kondensatorn C2 har i huvudsak syftet att ta bort eventuella lågfrekventa störningar. Dock kommer kondensatorn att glätta inspänningen något.



Figur 23. Modifierad linjär konstant strömregulator.

Regulatorn måste gå att stänga av. Detta förverkligades med transistorerna Q1 och Q2 samt motstånden R8, R9 och R10. Kopplingen fungerar på så sätt den höjer spänning på den ingång som operationsförstärkaren använder för att mäta utströmmen. Eftersom spänningen då är högre referensspänningen tror operationsförstärkaren att utströmmen är för hög. Den kommer då att försöka kompensera för detta, vilket leder till att spänningen på operationsförstärkarens utgång blir noll. Fälteffekttransistorn bryter då strömkretsen till belastningen.

På grund av den stora effektförlusten i fälteffekttransistorn måste den förses med en kylfläns. Eftersom både spänningen och strömmen är pulserande är det inte helt entydigt hur effektförlusten beräknas. Största delen av effektförlusten finns i fälteffekttransistorn, dock finns också en betydande effektförlust i motståndet RS. Hur effektförlusterna och kylflänsens storlek beräknas finns beskrivet i bilaga A.

3.1.3 Switchade spänningsomvandlare

Kraven som pulsbreddsmodulatorens måste uppfylla i struktur ett (figur 20) av matningsdonet finns listade nedan:

- Batterispänning som inspänning.
- Utspänning som är anpassad till lysdiodskretskorten.
- Reglera ut strömmen så den är konstant 350 mA.
- Omvandlaren måste gå att stänga av.

I struktur två (figur 21) av matningsdonet måste pulsbreddsmodulatorens uppfylla följande krav:

- Pulserande likspänning från transformatorn som inspänning.
- Batterispänning som inspänning.
- Utspänning som är anpassad till lysdiodskretskorten.
- Reglera ut strömmen så den är konstant 350 mA.
- Omvandlaren måste gå att stänga av.

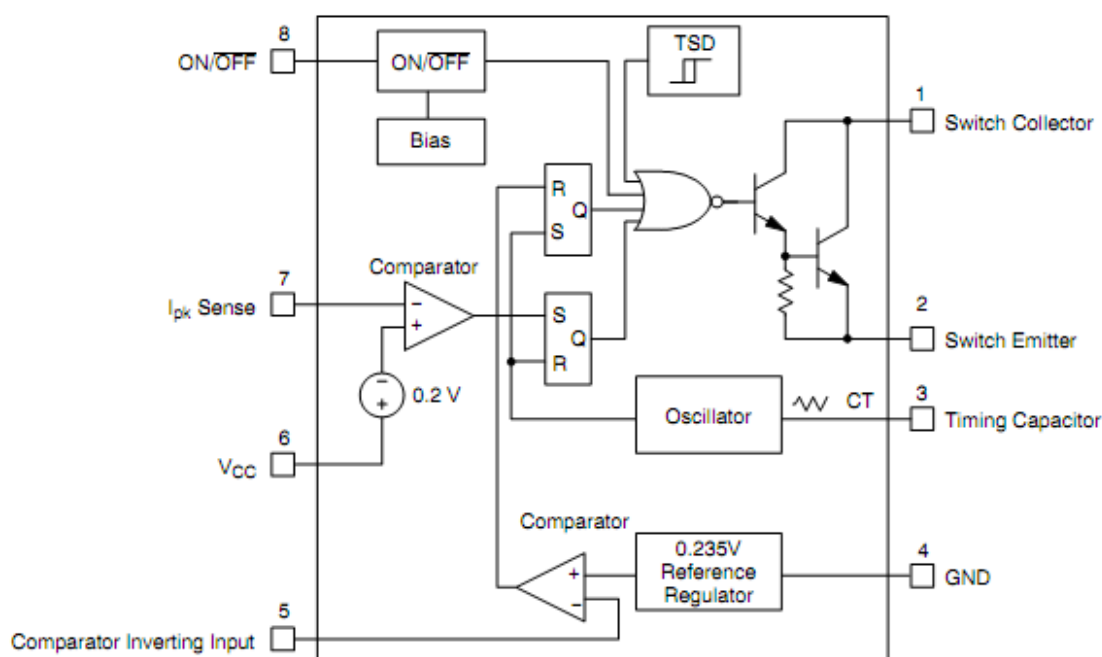
Cellspänningen för ett batteripaket är nominellt 6 V, dock sjunker den till ca 4,5 när batterierna är nästintill tomma. Då batterierna är fulladdade har de en spänning på ca 6,5 V. Eftersom batterierna ska laddas vid normal drift, måste transformatorns sekundärspänning vara högre än batteriernas nominella spänning. Detta gör att transformatorns sekundärspänning måste vara högre än 6 V. Seriekopplas två batteripaket måste sekundärspänningen vara högre än 12 V. Här bör också beaktas att den pulserande likspänningen har högre toppspänning.

En pulsbreddsmodulator krets från tillverkaren On Semiconductor användes. Kretsen har typbeteckningen NCV3066 och uppfyller alla de listade kraven. Kretsen ingår i en produktserie där alla har liknande funktion. De två första bokstäverna i typbeteckningen är lika för hela serien. Tredje bokstaven anger inom vilket temperaturområde kretsen fungerar. Bokstaven V anger att kretsen garanterat fungerar mellan temperaturerna -40 °C och +125 °C. Det finns en krets med exakt samma funktioner där tredje bokstaven är P. Detta anger att kretsen fungerar endast mellan 0 °C och +85 °C. De tre följande siffrorna är samma för hela serien. Sista siffran anger om avstängningsfunktion finns eller inte. Är sista siffran en sexa finns avstängningsfunktion, är siffran en femma finns den inte. /10/

Kravet på en kostnadseffektiv lösning uppfylls också eftersom kretsen är billigare än konkurrenternas motsvarande produkter. Den valda kretsen går att använda som pulsbreddsmodulator i step-up, step-down och spänningsinverterande omvandlare samt som SEPIC. Ytterligare en stor fördel är att kretsen finns att fås med både ytmonterad och hålmonterad kapsel. Vid tillverkningen av prototypen kan den hålmonterade kapseln användas. För att sedan bytas till den ytmonterade i den färdiga produkten. /10/

Kretsen är speciellt utvecklad för att användas i matningsdon till högeffektlysdioder. Den klarar enligt tillverkaren av att leverera en utström på upp till en 1,5 A. Inspänningen till kretsen är definierad till mellan 3 V och 40 V likspänning. Tillverkaren uppger också att kretsen ska fungera med pulserande likspänning på 12 V. Att den fungerar vid så pass låg inspänning som 3 V gör den mycket lämplig till batteriapplikationer. Blockschema och pinkonfiguration för pulsbreddsmodulatorkretsen syns i figur 24. Pinkonfigurationen är samma både för den ytmonterade och hålmonterade kapseln. /10/

Kretsen har en inbyggd brytare i forma av darlingtontransistorparet. Dock är dess drivförmåga ganska begränsad. Den klarar av strömmar på högst 1,5 A. Observera att detta inte är spänningsomvandlarens utström utan strömmen genom brytaren. Strömmen genom brytaren är samma som strömmen genom spolen, som oftast är momentant betydligt större än spänningsomvandlarens utström. Då strömmen överskrids måste en extern transistor användas. /10/



Figur 24. Blockschema för NCV3066. /10/

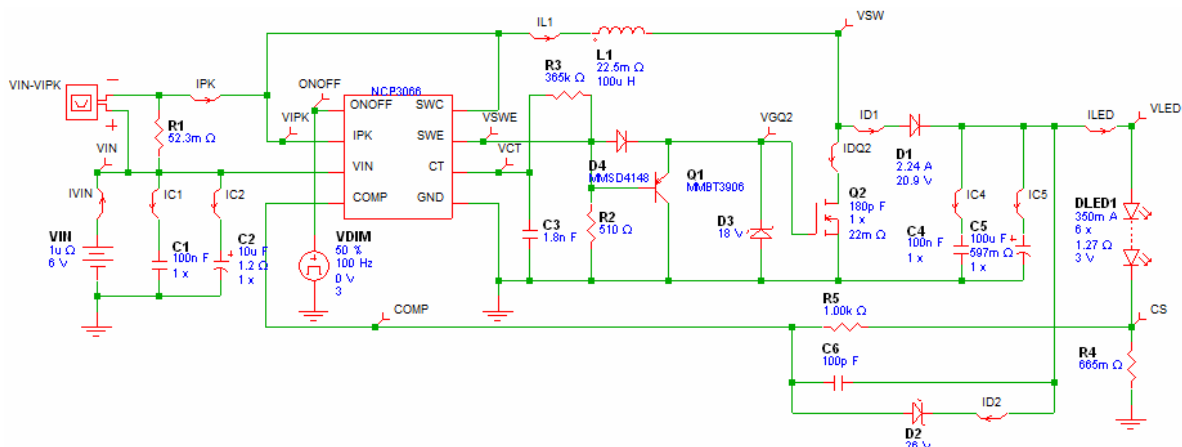
Matningsspänningen kopplas till pin sex och jord till pin fyra. Omvandlarens pulsfrekvens bestäms av den kondensator som kopplas till pin nummer tre. Frekvenser på upp till 250 kHz kan användas. Kretsen har en inbyggd funktion för att begränsa strömmen per puls. Pinnummer sju används till detta. Återkopplingen som mäter strömmen ut från omvandlaren kopplas till pinnummer fem. Avstängningsfunktionen finns på pinnummer åtta. Då spänningen på den går under ca 0,8 V stängs omvandlaren av. Sedan måste spänningen stiga till över 2,4 V för att den ska starta igen. /10/

3.1.3.1 Step-up

Första modulen med omvandlaren konfigurerades som en step-up omvandlare. Tillverkarens egna webbaserade simuleringsprogram användes för att ta fram en utgångskrets. Programmet finns på On Semiconductors hemsida (www.onsemi.com), och heter Green Point Design Simulation Tool. För att kunna använda programmet måste man registrera ett användarkonto. Efter det fås en lista med pulsbreddsmodulatorer som programmet stöder. Genom att välja en krets att simulera fås en sida där omvandlarens in och utspänning samt utström definieras. Eftersom batterispänning är den lägsta spänningen som omvandlaren måste fungera med, användes den spänningen som utgångspunkt. Nedan listas vilka parametrar som skulle definieras och hur de definierades.

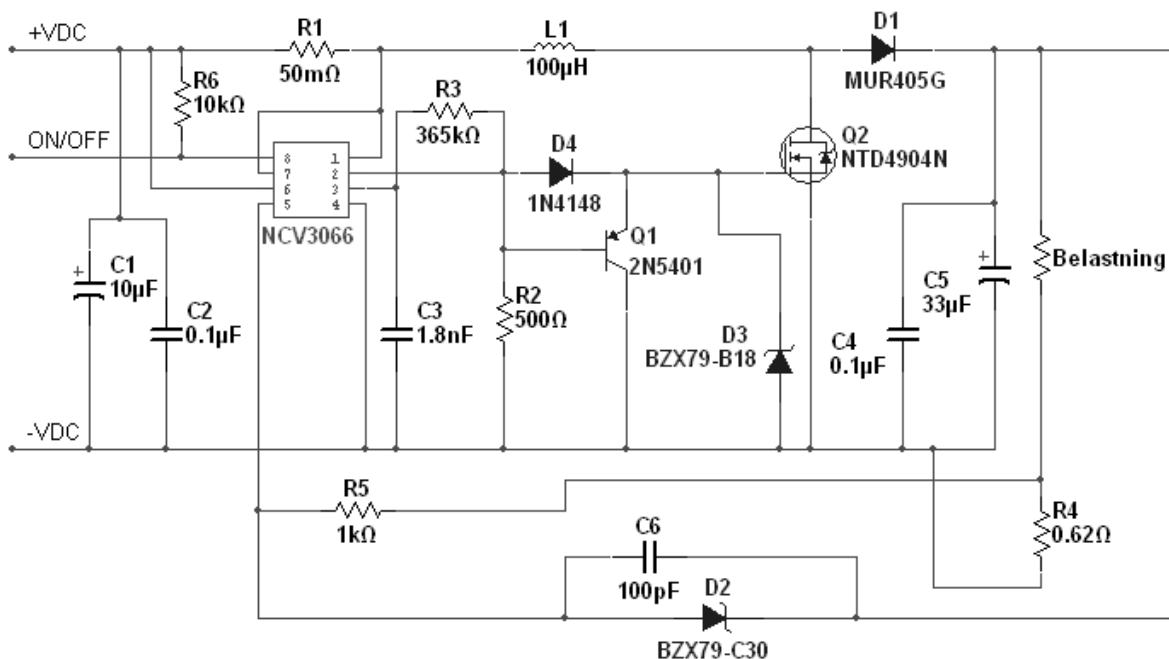
- Vin Minimum 4,5 V
- Vin Maximum 7,5 V
- LED Forward Voltage 3 V
- LED Current 0,35 A
- LED Peak Current 0,375 A
- LED Impedance 1,27 Ω
- # LEDs in Series 6

Programmet föreslog kretsen som syns i figur 25. I figurens syns komponentvärden och vissa fall finns också komponentens typbeteckning. Kretsen använder en extern fälteffekttransistor som brytare. Som drivsteg till fälteffekttransistorn används transistorn Q1, dioden D4 och motståndet R2. Fälteffekttransistorn tål inte högre spänningar än ca 18 V på gaten därför finns zenerdioden D3. Den har till uppgift att begränsa eventuella överspänningar.



Figur 25. Switchad step-up omvandlare.

Om ingen belastning finns på omvandlarens utgång kommer utspänningen att stiga högt. För att begränsa utspänningen till ett viss nivå finns zenerdioden D2. Dess zenerspänning bestämmer hur högt spänningen kan stiga. För att ha en viss marginal valdes en zenerdiod med ca 10 V högre utspänning än belastningens högsta spänning. Kretsen modifierades något, se figur 26. I den förslagna kretsen används avstängningsfunktionen som dimfunktion. Den togs bort och avstängningsfunktionen används till det den är ämnad för. För att se till att omvandlaren är igång fastän ON/OFF-ingången är okopplad finns pull-up motståndet R6. Det ser till att spänningen hela tiden finns på ON/OFF-ingången. För att stoppa omvandlaren jordas ingången. Övriga modifikationer var att komponenter byttes till motsvarande.

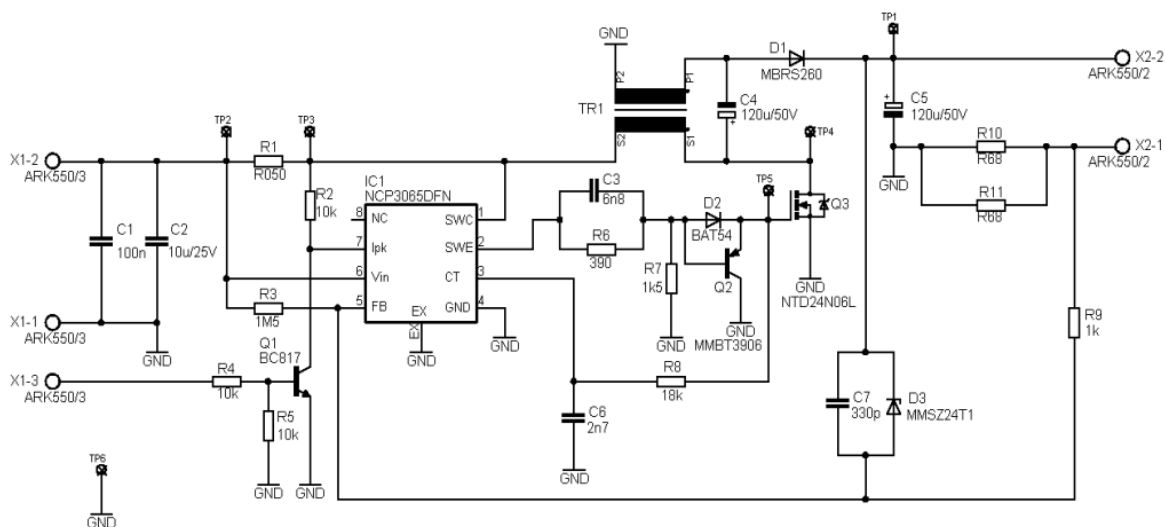


Figur 26. Den för ändamålet anpassade step-up omvandlaren.

Kondensatorn C1 är till för att jämna upp strömvariationer på ingången som omvandlaren ger upphov till. Den är av lagom storlek då omvandlaren används i batteridrift. Ska omvandlaren användas med en transformator och pulserande likspänning måste kondensatorn vara betydligt större. Beräkningar till de förslagna värdena på spolen L1, motstånden R1 och R4, dioden D1 och fälteffekttransistorn Q2 samt kondensatorn C5 finns i bilaga C. I bilaga B finns formler för hur komponenterna ska beräknas.

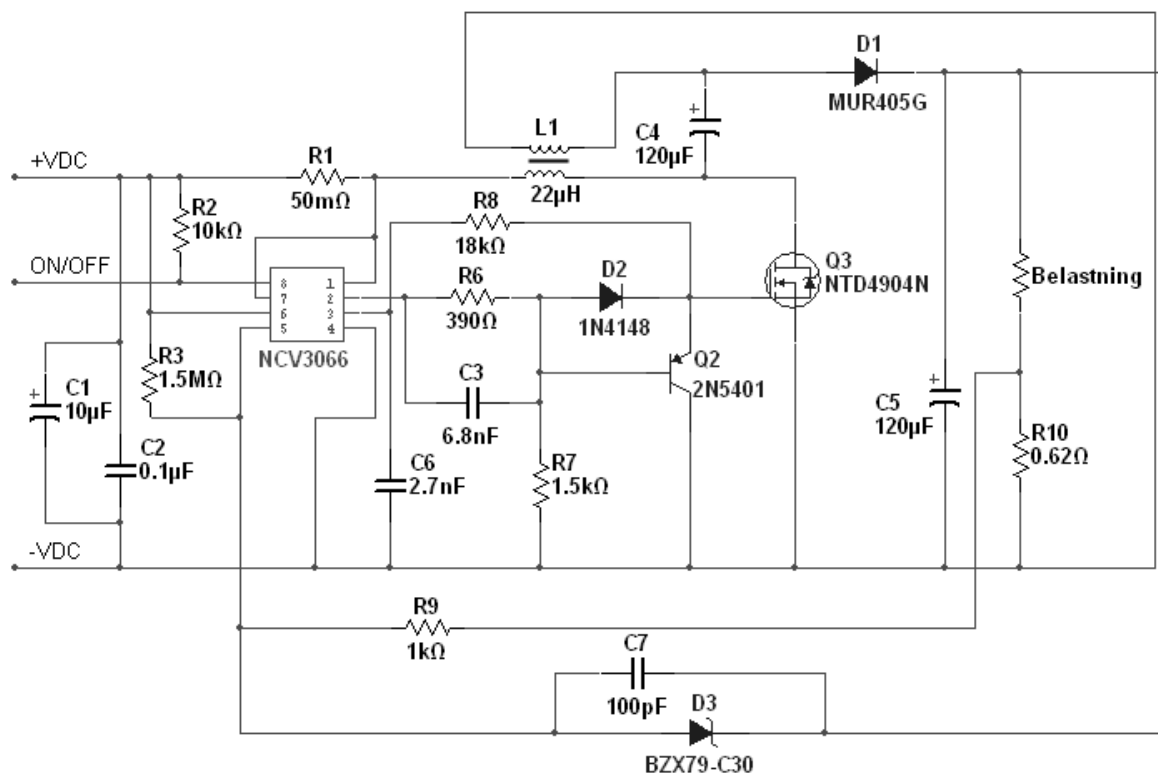
3.1.3.2 SEPIC

Den andra modulen med den switchade spänningsomvandlaren är en SEPIC-omvandlare. En exempelkrets från tillverkaren används som utgångspunkt. Kretsen är uppbyggd på liknande sätt som step-up omvandlaren. En extern fälteffekttransistor används som brytare. Den styrs med hjälp av ett drivsteg. I drivsteget finns också ett resistornätverk som begränsar spänningen till gaten på fälteffekttransistorn.



Figur 27. Switchad spänningsomvandlare av typen SEPIC. /12/

Enda modifieringarna som gjordes var att dimfunktion togs bort och vissa komponenter byttes mot motsvarande. Kretsen är uppbyggd kring pulsbreddsmodulatorens NCP3065, den byttes mot NCV3066. Det som skiljer dem åt är att den första saknar ON/OFF funktion. Den modifierade kretsen syns i figur 28.



Figur 28. Den för ändamålet anpassade SEPIC-omvandlaren.

Beräkningar till de föreslagna värdena på spolen L1, motstånden R1, R6, R7 och R10, dioden D1 och fälteffekttransistorn Q3 samt kondensatorerna C4 och C5 finns i bilaga D.

3.1.4 Laddningskretsen med spänningsövervakning

Batteriladdaren och den elektronik som sköter växlingen mellan normal och batteridrift, byggdes som en modul. Batterierna valdes att laddas med standard laddning. Eftersom transformatorn inte klarar av att leverera tillräckligt stor ström för snabbbladdning. Laddningskretsen förverkligades med hjälp av ett seriemotstånd som begränsar strömmen till batterierna. Motståndet dimensioneras utgående från spänningen från transformator och batteriernas nominella spänning samt laddningsströmmen. Enligt följande:

$$R = \frac{U_{trans} - U_{bat}}{I} \quad (9)$$

Batterispänningen ändrar vartefter batteriet laddas upp. Därför måste motståndet dimensioneras så att den maximala laddningsströmmen vid standard laddning inte överskrider. Batteripaketet som används har kapaciteten 800 mAh. Det betyder att vid standard laddning kan batterierna laddas med högst 80 mA. Då batterierna är näst intill

tomma har de en cellspänning på ca 4,5 V. Om en transformator med sekundärspänning 9 V används blir minsta möjliga motstånd:

$$R = \frac{9 \text{ V} - 4,5 \text{ V}}{0,08 \text{ A}} = 56,25 \Omega$$

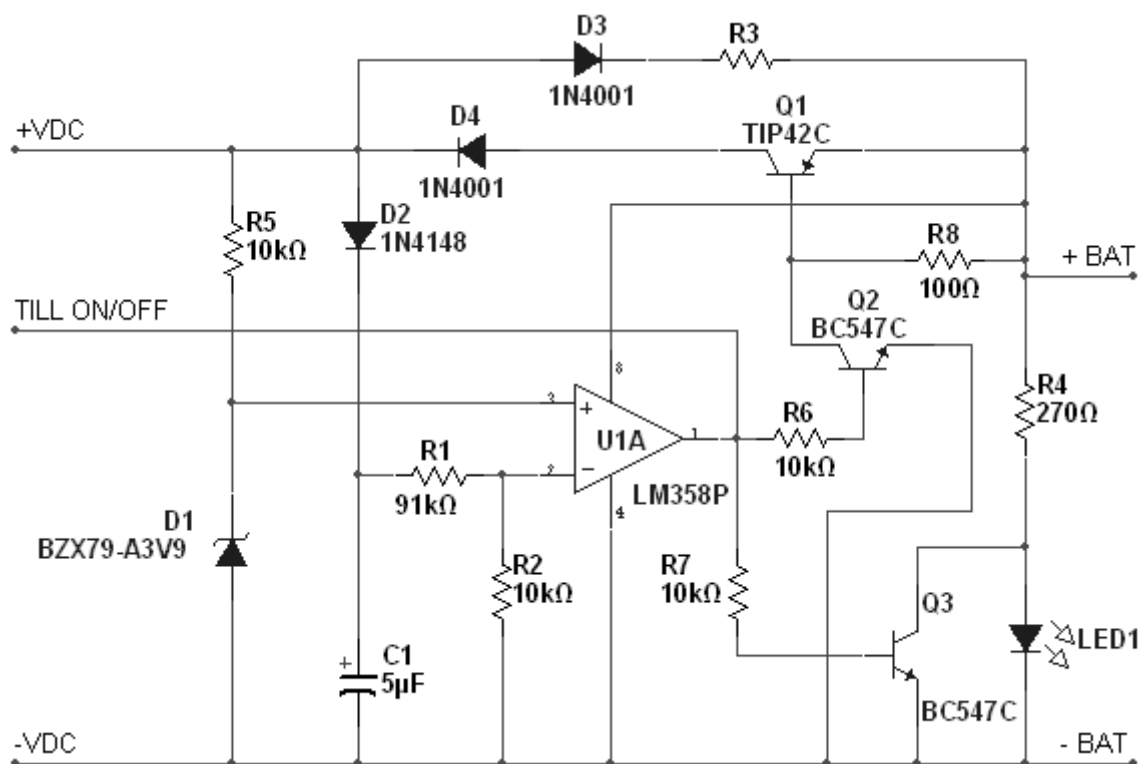
Då batterierna laddas upp stiger cellspänningen. När de är fulladdade har batterierna en cellspänning på ca 6,5 V. Om samma motstånd används, är laddningsströmmen då batteriet är fulladdat:

$$I = \frac{9 \text{ V} - 6,5 \text{ V}}{56,25 \Omega} = 0,044 \text{ A}$$

Laddningsströmmen är nästan halverad då batteriet är fulladdat. Detta gör att laddningstiden blir längre. Så länge laddningstiden är under 24 timmar är motståndets storlek bra. Om laddningstiden är för lång kan motståndet dimensioneras så att laddningsströmmen i början är något över det som rekommenderas.

Vid normaldrift går strömmen till batterierna via laddningsmotståndet. Vid elavbrott måste strömmen gå andra vägen. Detta förverkligas med en bipolärtransistor av PNP-typ som är kopplad parallellt med laddningsmotståndet, se figur 29. Laddningsmotståndet är R3 och den bipolära transistorn som används för att leda strömmen från batteriet är Q1. Elektroniken fungerar på så sätt att den pulserande likspänningen hela tiden jämförs mot en referensspänning. Då den sjunker under en viss punkt aktiveras transistorn. Som jämförare används en operationsförstärkare och referensspänningen tas från en zenerdiod D1.

Eftersom pulserande likspänning används som laddningsspänning kommer den periodvis att vara lägre än batteriernas cellspänning. Den switchade spänningsomvandlaren ingång är kopplad ihop med laddningskretsens ingång. Det betyder att då inspänningen är lägre än batteriets cellspänning, kommer en ström motsvarande laddningsströmmen att gå från batteriet till den switchade spänningsomvandlaren. För att förhindra att batteriet urladdas då det ska laddas finns dioden D3.



Figur 29. Laddningskrets med spänningsövervakning.

Som referensspänning används spänningen över zenerdioden D1. Den har zenerspänningen 3,9 V. För att sänka den uppmätta pulserande likspänningen till ett värde som har samma storleksordning som zenerdioden används en spänningsdelare. Den består av motstånden R1 och R2. Motståndens värden dimensioneras utgående från vilken transformator som används och vid vilken spänning växlingen ska ske. Här måste man beakta att det är toppspänningen som jämförs mot referensspänningen.

Ska matningsdonet användas i nödbelysningsarmaturer kopplar man ON/OFF-utgången från den här modulen till ON/OFF-ingången på den linjära regulatorm eller den switchade spänningsomvandlaren. Detta gör att då nätspänning över en viss nivå används är lysdioderna av. Lämnas kopplingen okopplad lyser lysdioderna hela tiden och matningsdonet kan användas i nödutgångsskyltar.

Ett av kraven i funktionsspecifikationen var att då nätspänning finns och den är kopplad till matningsdonet ska en märklampa lysa. Detta förverkligades med hjälp av lysdioden LED1. Den lyser endast vid normaldrift. När nätspänningen försvinner helt eller sjunker under en viss nivå växlar matningsdonet till batteridrift. Då lyser inte lysdioden mera.

3.2 Tester

Tester av verkningsgrad för både den linjära strömregulatorn och båda typerna av switchade spänningsomvandlare gjordes. Verkningsgraden för den linjära regulatorn testades med pulserande likspänning på 24 V och 18 V som inspänning. Som belastning användes alla lysdiodskretskort.

Tabell 2. Verkningsgrad för den linjära konstanta strömregulatorn.

Antal lysdioder	2 stycken	4 stycken	6 stycken
Inspänning 24 V	23 %	44 %	60 %
Inspänning 18 V	31 %	59 %	79 %

De switchade spänningsomvandlarna testades med ren likspänning på ingången. Inspänningen som användes vid båda mätningarna är 7,2 V. Dock användes endast lysdiodskretskorten med fyra och sex lysdioder. Eftersom step-up regulatorn inte går att använda till det minsta kortet.

Tabell 3. Verkningsgrad för de switchade spänningsomvandlarna.

Antal lysdioder	4 stycken	6 stycken
Step-up	86 %	87 %
SEPIC	79 %	79 %

Batteripaketet måste klara av att förse lysdioderna med ström minst en timme efter elavbrott. Batterikapaciteten testades med det största lysdiodskretskortet och step-up omvandlaren. Från början var det tänkt att ett eller två seriekopplade batteripaket med den enskilda kapaciteten 800 mAh skulle användas. I ett sent skede valdes att ytterligare två paket skulle testas. Det ena har nominella spänningen 4,5 V och kapaciteten 4 Ah och det andra har nominella spänningen 6 V och kapaciteten 1,5 Ah. Till sist togs också ett eget alternativ fram. Det paketet har nominella spänningen 7,2 V och kapaciteten 2,2 Ah. Alla batteripaket är av NiMH-typ, förutom paketen med kapaciteten 4 Ah och 1,5 Ah som är av NiCd-typ.

Tabell 4. Lystider med de olika batteripaketen.

Batteripaket	6 V 800 mAh	12 V 800 mAh	7,2 V 2,2 Ah	6 V 1,5 Ah	4,5 V 4 Ah
Lystid	31 min	52 min	1 h 5 min	1 h 20 min	2 h 30 min

Den uppmätta lystiden är hur länge batteripaketet klarar av att leverera tillräckligt stor ström för att lysdioderna ska lysa på fulleffekt. Lysdioderna lyser längre än den angivna tiden dock med reducerad effekt.

3.3 Resultat

Båda strukturerna av matningsdonet klarar lika bra av att förse lysdioderna med ström. Funktionaliteten för båda typerna är i stort sett lika. Laddningskretsen och spänningsövervakningskretsen ser lika ut i båda strukturerna. Det är alltså den linjära regulatorns och den switchade spänningsomvandlarens egenskaper som avgör vilken struktur som används.

En av egenskaperna som i huvudsak avgör om en linjär regulator eller en switchad spänningsomvandlare ska användas är verkningsgraden. I funktionsspecifikationen finns önskemål om god verkningsgrad. Detta önskemål uppfylls bra genom att använda en switchad spänningsomvandlare. Det leder till att struktur två av matningsdonet kommer att användas. Som också uppfyller önskemålet om en kostnadseffektiv lösning. Används den första strukturen används i stora drag dubbelt mera komponenter. Detta gör tillverkningen dyrare. Kan samma resultat uppnås med hälften mindre komponenter är valet givet.

Spänningsomvandlaren av typen SEPIC används också med fördel, eftersom den både kan höja och sänka utspänningen i förhållande till inspänningen. Detta gör att valet av transformator och batteripaket är friare. Används spänningsomvandlaren av step-up typ, är transformator och batterispänningen bunden till att vara lägre än lysdiodkortens spänning. Ytterligare en fördel med att använda SEPIC-omvandlaren är att transformatorns utspänning kan anpassas till batteripaketets spänning. Detta gör att effektförlusterna i laddningskretsen kan minimeras.

Av de batteripaket som testades är det endast tre som har tillräcklig kapacitet, för att uppfylla kravet på att lysdioderna ska lysa minst en timme. Batteripaketet med spänningen 7,2 V och kapaciteten 2,2 Ah är mest ändamålsenligt. Eftersom det ger en lystid som är helt tillräcklig men ändå inte onödigt lång. Det andra batteripaketet med spänningen 4,8 V och kapaciteten 4 Ah ger en lystid som är mer än det dubbla som krävs, vilket inte är något fel men det är onödigt med dubbelt längre lystid. Batteripaketet är också till formatet mer än dubbelt större. Det tredje paketet som ger en tillräcklig lystid är också till formatet större än paketet med kapaciteten 2,2 Ah.

Valet av transformator beror på vilket batteripaket som används. Det mest ändamålsenliga batteripaketet är det med spänningen 7,2 V och kapaciteten 2,2 Ah. Detta i kombination med SEPIC-omvandlaren gör att en transformator med sekundärspänningen 9 V är mest lämplig. Med den transformatorn och det batteripaketet är effektförlusterna i laddningskretsen minsta möjliga.

Till den färdiga prototypen är följande moduler att föredra:

- Switchad spänningsomvandlare av typen SEPIC.
- Batteripaket med spänningen 7,2 V och kapaciteten 2,2 Ah.
- Transformator med sekundärspänningen 9 V.
- En laddnings och spänningsövervakningskrets anpassad till de övriga modulerna.

Dessa moduler uppfyller kraven bäst.

4. Diskussion

Detta arbete har varit intressant på många sätt och vis. Till en början då jag fick projektet visste jag inte direkt hur uppgiften skulle lösas. Dock efter att jag hade fördjupat mig i ämnet blev lösningen klarare. Diverse elektronikböcker och elektronikkomponenttillverkarnas hemsidor har varit till stor hjälp.

Det som tog längst tid var att hitta den så att säga rätta pulsbreddsmodulatorkretsen. Det finns ett nästan oändligt utbud av dessa kretsar. Att sedan som nybörjare inom ämnet söka efter en för ändamålet bra krets var inte det lättaste. Tillverkarnas hemsidor har varit till stor hjälp. Många tillverkare har också någon typ av webbaserade simuleringsprogram, vilket också har underlättat arbetet. Alla tillverkare tillhanda håller också exempel på färdiga kretsar med olika pulsbreddsmodulatorer. Det är de här exempelkretsarna som jag har haft mest nytta av. Mycket tid lades på att söka efter en lämplig krets. Efter att jag hade gått igenom de flesta tillverkarnas utbud bestämde jag mig för den pulsbreddsmodulator som används i arbetet. Den uppfyller i mitt tycke funktionsspecifikationen bäst.

Vad som inte alls togs i beaktande då den linjära regulatören jämfördes mot den switchade spänningsomvandlaren är störningarna. Den linjära regulatören ger ifrån sig mycket lite störningar. Så är dock inte fallet med den switchade spänningsomvandlaren. Den ger ifrån sig förhållandevis mycket störningar. Ska matningsdonet användas i närheten av annan känslig elektronik kan störningarna skapa problem. Vid vidareutveckling av matningsdonet bör störningarna som den ger ifrån sig beaktas mera. Störningarna är också den största nackdelen med den switchade spänningsomvandlaren. Transformatorn ger dock den fördelen att den så att säga tar bort de störningar som fortplantar sig längs matningsledningen till matningsdonet. Dock finns det också luftburna störningar som skapar problem.

Resultatet av arbetet blev en fungerande prototyp. Den färdiga prototypen är en bra grund att bygga vidare på. Följande steg är att göra en färdig produkt av prototypen. Det som ska göras är att rita kretskortslayouten. De komponenter som används i prototypen är hålmonterade komponenter. För att göra matningsdonet mera kostnadseffektivt att tillverka bör dessa bytas till ytmonterade komponenter. Ytmonterade komponenter medför också att matningsdonet blir mindre till formatet. Till sist bör den färdiga produkten testas noggrant för att utesluta eventuella fel eller svagheter.

5. Källförteckning

- /1/ Autrosafe. *Produkter*. <http://www.autrosafe.fi/swe/produkter/#> (Läst 21.3.2011)
- /2/ Batteriföreningen. *Laddning av NiCd och NiMH battericeller*.
http://www.batteriforeningen.a.se/Laddning_NiCd-NiMH.html (Läst 7.3.2011)
- /3/ Citizen Electronics CO., LTD. *Driving LEDs*.
http://ce.citizen.co.jp/lighting_led/dl_data/tech/en/All_Dr_P732_0310_E.pdf
(Läst 28.2.2011)
- /4/ Harrison L-T. (eds.) (2005). *Current Sources & Voltage References*. Newnes
ISBN: 0-7506-7752-X
- /5/ Inrikesministeriets förordning om märkning och belysning av utrymningsvägar i byggnader 6.10.2005/805
- /6/ *Light-emitting diode*. http://en.wikipedia.org/wiki/Light-emitting_diode
(Läst 4.3.2011)
- /7/ Molin, B. (2009). *Analog elektronik*. (2. uppl.) Studentlitteratur
ISBN: 978-91-44-05367-7
- /8/ National Semiconductor CO. *LED Drivers for High-Brightness Lighting*.
http://www.national.com/vcm/national3/en_US/global/files/national_lighting_solutions.pdf (Läst 28.2.2011)
- /9/ National Semiconductor. *LM317 3-Terminal Adjustable Regulator*.
<http://www.national.com/profile/snip.cgi/openDS=LM317> (Läst 4.3.2011)
- /10/ ON Semiconductor CO. *1.5 A Constant Current Buck Boost Inverting Switching Regulator for HB-LEDs with Enable*.
http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/NCP3066-D.PDF (Läst 2.3.2011)
- /11/ ON Semiconductor CO. *DC-DC Converter for Driving High-Intensity Light-Emitting Diodes with the SEPIC Circuit*.
http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/AND8138-D.PDF (Läst 1.3.2011)
- /12/ ON Semiconductor CO. *High Brightness LED SEPIC Driver*.
<http://www.onsemi.com/pub/Collateral/DN06031-D.PDF> (Läst 1.3.2011)

- /13/ Pressman, A-I. Billings, K. & Morey T. (eds.) (2009). *Switching power supply design*. (3. uppl.) McGraw-Hill Companies ISBN: 978-0-07-148272-1
- /14/ Raymer, M-G. (eds.) (2009) *The Silicon Web, The Physics for the Internet Age*. Taylor & Francis Group ISBN: 978-1-4398-0311-0
- /15/ Räddningslag 13.6.2003/468
- /16/ Standardi poistumisvalaistusjärjestelmistä SFS-EN 1838
- /17/ Statsrådets beslut om säkerhetsmärkning och signaler för hälsa och säkerhet på arbetsplatsen och om användningen av dessa 10.11.1994/976
- /18/ *Växelström*.
http://sv.wikipedia.org/wiki/Växelström#Effekt_i_v.C3.A4xelstr.C3.B6mskretsar
(Läst 13.3.2011)

6. Bilagor

Bilaga A Kylflänsberäkningar

Bilaga B NCV3066 formler

Bilaga C Step-up beräkningar

Bilaga D SEPIC-beräkningar

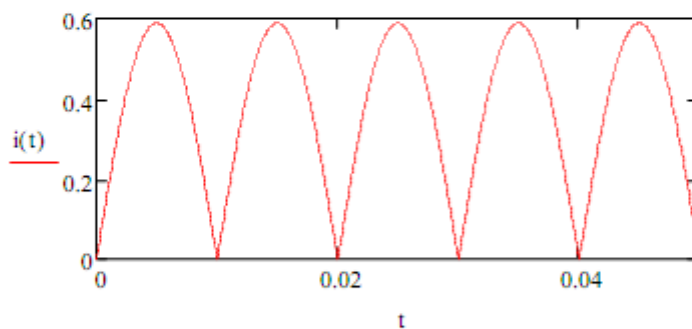
Beräknar effektförlusten för den linjära regulatören, samt kylförmågan för fälteffekttransistorns kylfläns

Startvärden

$f := 50$	Frekvensen
$ums := 24$	Transformatorns nominella sekundär spänning
$utopp := \sqrt{2} \cdot ums$	Topp värdet
$itms := 0.416$	Transformatorns maximala utström
$ittopp := itms \cdot \sqrt{2}$	Topp värdet
$uut2 := 6$	Regulatorns utspänning med två lysdioder
$uut4 := 12$	Med fyra lysdioder
$uut6 := 18$	Med sex lysdioder
$iutmax := 0.378$	Maximala utströmmen från regulatören
$Vref := 0.68$	Maximala referensspänningen

Skapar en modell för strömmen efter likriktarbryggan

$$i(t) := [ittopp \cdot \sin(t \cdot f \cdot 2 \cdot \pi)]$$



Skapar en modell för strömmen genom regulatören

Löser vid vilken tidpunkt strömmen når sitt maximala utvärde

$$i(t) = iutmax \text{ solve} \rightarrow \begin{pmatrix} 0.012221090863581876396 - 7.0552156604936864328e-24i \\ -0.0022210908635818763963 + 7.0552156604936864329e-24i \end{pmatrix}$$

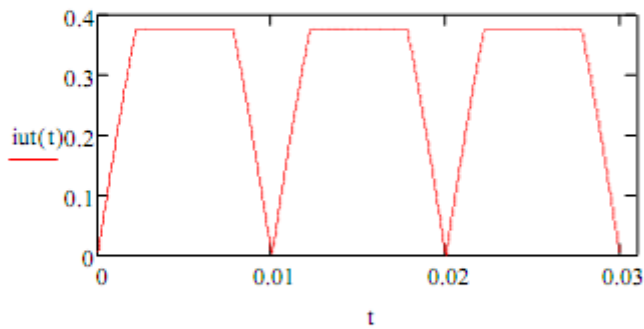
Lagrar tidpunkterna i variabler

$$ai := 0.0022210908635818763963$$

$$bi := \frac{1}{2 \cdot f} - ai$$

Skapar modellen för strömmen

$$i_{ut}(t) := \begin{cases} i(t) & \text{if } t > 0 \wedge t < a_i \\ i_{utmax} & \text{if } t \geq a_i \wedge t < b_i \\ i(t) & \text{if } t \geq b_i \wedge t \leq \frac{1}{2 \cdot f} + a_i \\ i_{utmax} & \text{if } t \geq \frac{1}{2 \cdot f} + a_i \wedge t < \frac{1}{2 \cdot f} + b_i \\ i(t) & \text{if } t \geq \frac{1}{2 \cdot f} + b_i \wedge t < 2 \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot f} \right) + a_i \\ i_{utmax} & \text{if } t \geq 2 \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot f} \right) + a_i \wedge t < 2 \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot f} \right) + b_i \\ i(t) & \text{if } t \geq 2 \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot f} \right) + b_i \wedge t < 3 \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot f} \right) \end{cases}$$



Beräknar rms värdet för strömmen

$$i_{utrms} := \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{2 \cdot f}} \cdot \int_0^{\frac{1}{2 \cdot f}} i_{ut}(t)^2 dt}$$

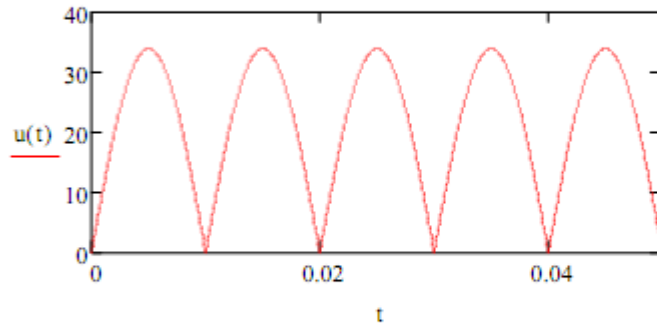
Strömmen genom regualtorn och ut till lysdiderna

$$i_{utrms} = 0.319$$

Beräknar spänningen över fälteffekttransistorn

Skapar modell för spänningen efter likriktar bryggan

$$u(t) := |u_{\text{topp}} \cdot \sin(t \cdot f \cdot 2 \cdot \pi)|$$



Löser vid vilken tidpunkt spänningen över fälteffekttransistorn är samma som utspänningen. (6 V, 12 V eller 18 V) Tidpunkterna lagras i variabler.

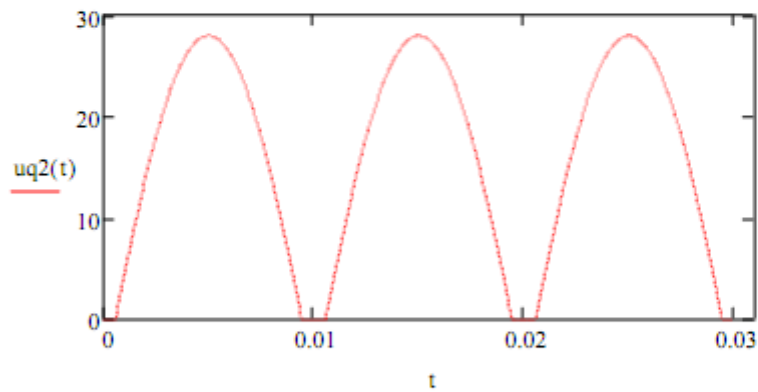
$$u(t) = u_{\text{ut2}} \text{ solve } \rightarrow \begin{pmatrix} \frac{\text{asin}\left(\frac{\sqrt{2}}{8}\right)}{100 \cdot \pi} + \frac{1}{100} \\ -\frac{\text{asin}\left(\frac{\sqrt{2}}{8}\right)}{100 \cdot \pi} \end{pmatrix} \quad \begin{aligned} au2 &:= \frac{\text{asin}\left(\frac{\sqrt{2}}{8}\right)}{100 \cdot \pi} \\ bu2 &:= \frac{1}{2 \cdot f} - au2 \end{aligned}$$

$$u(t) = u_{\text{ut4}} \text{ solve } \rightarrow \begin{pmatrix} \frac{\text{asin}\left(\frac{\sqrt{2}}{4}\right)}{100 \cdot \pi} + \frac{1}{100} \\ -\frac{\text{asin}\left(\frac{\sqrt{2}}{4}\right)}{100 \cdot \pi} \end{pmatrix} \quad \begin{aligned} au4 &:= \frac{\text{asin}\left(\frac{\sqrt{2}}{4}\right)}{100 \cdot \pi} \\ bu4 &:= \frac{1}{2 \cdot f} - au4 \end{aligned}$$

$$u(t) = u_{\text{ut6}} \text{ solve } \rightarrow \begin{pmatrix} \frac{\text{asin}\left(\frac{3 \cdot \sqrt{2}}{8}\right)}{100 \cdot \pi} + \frac{1}{100} \\ -\frac{\text{asin}\left(\frac{3 \cdot \sqrt{2}}{8}\right)}{100 \cdot \pi} \end{pmatrix} \quad \begin{aligned} au6 &:= \frac{\text{asin}\left(\frac{3 \cdot \sqrt{2}}{8}\right)}{100 \cdot \pi} \\ bu6 &:= \frac{1}{2 \cdot f} - au6 \end{aligned}$$

Skapar modell för spänningen över fälteffekttransistorn då utspänningen är 6 V.

$$u_{q2}(t) := \begin{cases} 0 & \text{if } t > 0 \wedge t < a_{u2} \\ u(t) - u_{ut2} & \text{if } t \geq a_{u2} \wedge t < b_{u2} \\ 0 & \text{if } t \geq b_{u2} \wedge t \leq \frac{1}{2f} + a_{u2} \\ u(t) - u_{ut2} & \text{if } t \geq \frac{1}{2f} + a_{u2} \wedge t < \frac{1}{2f} + b_{u2} \\ 0 & \text{if } t \geq \frac{1}{2f} + b_{u2} \wedge t < 2 \cdot \left(\frac{1}{2f}\right) + a_{u2} \\ u(t) - u_{ut2} & \text{if } t \geq 2 \cdot \left(\frac{1}{2f}\right) + a_{u2} \wedge t < 2 \cdot \left(\frac{1}{2f}\right) + b_{u2} \\ 0 & \text{if } t \geq 2 \cdot \left(\frac{1}{2f}\right) + b_{u2} \wedge t < 3 \cdot \left(\frac{1}{2f}\right) \end{cases}$$



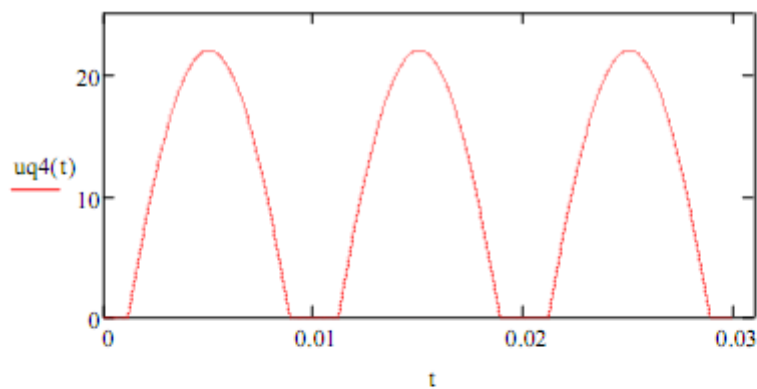
Beräknar rms värdet för spänningen över transistorn

$$u_{q2rms} := \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{2f}} \cdot \int_0^{\frac{1}{2f}} u_{q2}(t)^2 dt}$$

$$u_{q2rms} = 18.745$$

Skapar modell för spänningen över fälteffekttransistorn då utspänningen är 12 V.

$$u_{q4}(t) := \begin{cases} 0 & \text{if } t > 0 \wedge t < a_{u4} \\ u(t) - u_{ut4} & \text{if } t \geq a_{u4} \wedge t < b_{u4} \\ 0 & \text{if } t \geq b_{u4} \wedge t \leq \frac{1}{2f} + a_{u4} \\ u(t) - u_{ut4} & \text{if } t \geq \frac{1}{2f} + a_{u4} \wedge t < \frac{1}{2f} + b_{u4} \\ 0 & \text{if } t \geq \frac{1}{2f} + b_{u4} \wedge t < 2 \cdot \left(\frac{1}{2f}\right) + a_{u4} \\ u(t) - u_{ut4} & \text{if } t \geq 2 \cdot \left(\frac{1}{2f}\right) + a_{u4} \wedge t < 2 \cdot \left(\frac{1}{2f}\right) + b_{u4} \\ 0 & \text{if } t \geq 2 \cdot \left(\frac{1}{2f}\right) + b_{u4} \wedge t < 3 \cdot \left(\frac{1}{2f}\right) \end{cases}$$



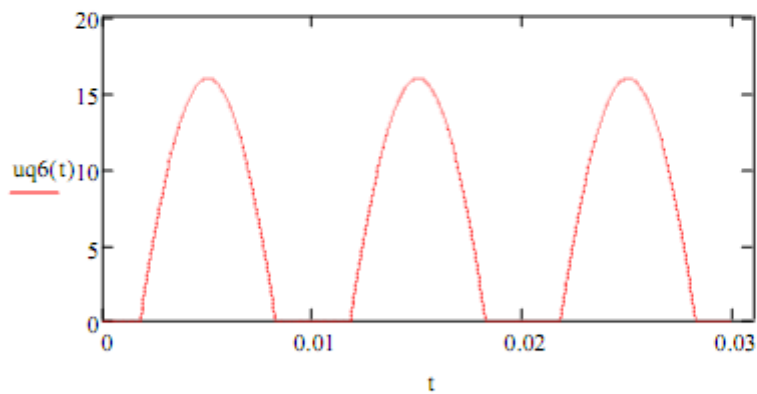
Beräknar rms värdet för spänningen över transistorn

$$u_{q4rms} := \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{2f}} \cdot \int_0^{\frac{1}{2f}} u_{q4}(t)^2 dt}$$

$$u_{q4rms} = 13.804$$

Skapar modell för spänningen över fälteffekttransistorn då utspänningen är 18 V.

$$u_{q6}(t) := \begin{cases} 0 & \text{if } t > 0 \wedge t < a_{u6} \\ u(t) - u_{ut6} & \text{if } t \geq a_{u6} \wedge t < b_{u6} \\ 0 & \text{if } t \geq b_{u6} \wedge t \leq \frac{1}{2 \cdot f} + a_{u6} \\ u(t) - u_{ut6} & \text{if } t \geq \frac{1}{2 \cdot f} + a_{u6} \wedge t < \frac{1}{2 \cdot f} + b_{u6} \\ 0 & \text{if } t \geq \frac{1}{2 \cdot f} + b_{u6} \wedge t < 2 \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot f} \right) + a_{u6} \\ u(t) - u_{ut6} & \text{if } t \geq 2 \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot f} \right) + a_{u6} \wedge t < 2 \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot f} \right) + b_{u6} \\ 0 & \text{if } t \geq 2 \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot f} \right) + b_{u6} \wedge t < 3 \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot f} \right) \end{cases}$$



Beräknar rms värdet för spänningen över transistorn

$$u_{q6rms} := \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{2 \cdot f}} \cdot \int_0^{\frac{1}{2 \cdot f}} u_{q6}(t)^2 dt}$$

$$u_{q6rms} = 9.226$$

Beräknar effektförlusten i fälteffekttransistorn

Effektförlusten med utspänningen 6 V:

$$pf2 := i_{utrms} \cdot u_{q2rms} \quad pf2 = 5.988$$

Effektförlusten med utspänningen 12 V:

$$pf4 := i_{utrms} \cdot u_{q4rms} \quad pf4 = 4.41$$

Effektförlusten med utspänningen 18 V:

$$pf6 := i_{utrms} \cdot u_{q6rms} \quad pf6 = 2.947$$

Beräknar effektförlusten i motståndet R_S , spänningen över det är samma som referensspänningen och approximeras till att vara ren likspänning

$$PRS := i_{utrms} \cdot V_{ref} \quad PRS = 0.217$$

Motståndet behöver ingen kylfläns, ett motstånd med tillräcklig effekttålighet väljs. I det här fallet valdes ett motstånd med effekttåligheten 1 W. Sedan beräknas kylförmågan för fälteffekttransistorns kylfläns. Fälteffekttransistorn som används i det här fallet har följande termiska resistans:

$$R_{thjc} := 2.2 \quad \text{Junction to case}$$

$$R_{thcs} := 0.5 \quad \text{Case to heatsink}$$

Maximal omgivningstemperaturen och maximala temperaturen som fälteffekttransistorn får bli valdes enligt följande:

$$T_a := 50 \quad \text{Maximala omgivningstemperaturen}$$

$$T_j := 130 \quad \text{Fälteffekttransistorns maximala temperatur, den tål dock högre men detta värde valdes för att vara på den säkra sidan}$$

Beräknar kylförmågan som kylflänsen måste uppfylla i de olika fallen:

$$R_{thca2} := \frac{T_j - T_a}{pf2} - R_{thjc} - R_{thcs} \quad R_{thca2} = 10.66$$

$$R_{thca4} := \frac{T_j - T_a}{pf4} - R_{thjc} - R_{thcs} \quad R_{thca4} = 15.442$$

$$R_{thca6} := \frac{T_j - T_a}{pf6} - R_{thjc} - R_{thcs} \quad R_{thca6} = 24.445$$

En kylfläns med lägre termisk resistans än den lägsta uträknade behovet väljs. Alltså kylflänsen ska ha lägre termisk resistans än 10,66 °C/W.

Parameter	Step-Down	Step-Up
$\left(\frac{t_{on}}{t_{off}}\right)$	$\frac{V_{out} + VF}{V_{in} - V_{SWCE} - V_{out}}$	$\frac{V_{out} + VF - V_{in}}{V_{in} - V_{SWCE}}$
t_{on}	$\frac{t_{on}}{f \times \left(\frac{t_{on}}{t_{off}} + 1\right)}$	$\frac{t_{on}}{f \times \left(\frac{t_{on}}{t_{off}} + 1\right)}$
C_T	$C_T = \frac{381.6 \cdot 10^{-6}}{f_{osc}} - 343 \times 10^{-12}$	
$I_{L(avg)}$	I_{out}	$I_{out} \times \left(\frac{t_{on}}{t_{off}} + 1\right)$
$I_{pk} \text{ (Switch)}$	$I_{L(avg)} + \frac{\Delta I_L}{2}$	$I_{L(avg)} + \frac{\Delta I_L}{2}$
R_{SC}	$\frac{0.20}{I_{pk} \text{ (Switch)}}$	$\frac{0.20}{I_{pk} \text{ (Switch)}}$
L	$\left(\frac{V_{in} - V_{SWCE} - V_{out}}{\Delta I_L}\right) \times t_{on}$	$\left(\frac{V_{in} - V_{SWCE}}{\Delta I_L}\right) \times t_{on}$
$V_{ripple(pp)}$	$\Delta I_L \sqrt{\left(\frac{1}{8 f C_O}\right)^2 + (ESR)^2}$	$\frac{t_{on} I_{out}}{C_O} + \Delta I_L \times ESR$
I_{out}	$\frac{V_{ref}}{R_s}$	$\frac{V_{ref}}{R_s}$

NCV3066 Step-up beräkningar

$V_{in} := 6$	Inspänningen i medeltal
$V_{out} := 18$	Utspänningen i medeltal
$V_f := 0.89$	Framspänningsfallet i dioden
$V_{swce} := 0.2$	Spänningsfallet över sluten brytare
$f := 200000$	Önskad switch frekvens
$I_{out} := 0.35$	Önskad ut ström
$\Delta IL := 0.2$	Önskad maximal strömvariation i spolen

Beräknar kondensatorn som bestämmer switch frekvensen utgående från önskad frekvens.

$$C_t := \frac{381.6 \times 10^{-6}}{f} - 343 \times 10^{-12} \quad C_t = 1.565 \times 10^{-9}$$

Kapacitansen blir 1,565nF dock är det inget standardvärde utan 1,8 nF väljs utgående från det beräknas vad switch frekvensen blir i praktiken.

$$C_3 := 1.8 \times 10^{-9}$$

$$f_p := \frac{381.6 \times 10^{-6}}{C_3} - 343 \times 10^{-12} \quad f_p = 2.12 \times 10^5$$

Beräknar kvoten mellan hög och låg puls.

$$ton_off := \frac{V_{out} + V_f - V_{in}}{V_{in} - V_{swce}} \quad ton_off = 2.222$$

Beräknar tiden för då pulsen är hög.

$$t_{on} := \frac{ton_off}{f_p \cdot (ton_off + 1)} \quad t_{on} = 3.253 \times 10^{-6}$$

Beräknar medeltalet av strömmen i spolen.

$$I_{Lavg} := I_{out} \cdot (ton_off + 1) \quad I_{Lavg} = 1.128$$

Beräknar toppvärdet av strömmen genom brytaren.

$$I_{pkswitch} := I_{Lavg} + \left(\frac{\Delta IL}{2} \right) \quad I_{pkswitch} = 1.228$$

Beräknar motsåndet som används för att pulsvis kontrollera att toppströmmen inte är för hög.

$$R1 := \frac{0.2}{I_{pkswitch}} \quad R1 = 0.163$$

Värdet är minsta möjliga resistansen som går att använda, för att säkerställa funktionaliteten valdes resistansen $0,05 \Omega$.

Beräkna spolens induktans observera här att storleken beror mycket på hur mycket strömvariationerna tillåts vara. Tillåts stora strömvariationer kan en spole med mindre induktans användas.

$$L1 := \frac{V_{in} - V_{swce}}{\Delta I_L} \cdot t_{on} \quad L1 = 9.434 \times 10^{-5}$$

Induktansen blir med de valdaparametrarna $94 \mu H$, här valdes ett standard värde på spolen alltså $100 \mu H$.

Spännings variationen på utgången beräknades utgående från kondensatorn på utgången.

$$C5 := 33 \times 10^{-6} \quad \text{Den valda kondensatorns kapacitans}$$

$$ESR := 0.34 \quad \text{Den valda kondensatorn ekvivalenta serie resistans}$$

$$V_{ripple} := \frac{t_{on} \cdot I_{out}}{C5} + \Delta I_L \cdot ESR \quad V_{ripple} = 0.103$$

Med den valda kondensatorn blir spännings variationerna som högst $0,1 V$.

Till sist beräknas resistansen för det motstånd som pulsbreddsmodulaton använder för att mäta ut strömmen.

$$R4 := \frac{0.235}{I_{out}} \quad R4 = 0.671$$

Här valdes resistansen $0,62 \Omega$.

NCV3066 SEPIC beräkningar
Design note - DN06031/D användes som modell

$V_{inmin} := 4.5$ Minsta inspänningen

$V_{utmin} := 6$ Minsta utspänningen

$V_{utmax} := 18$ Högsta utspänningen

$I_{ut} := 0.35$ Önskad ut ström

$C_t := 2.7 \times 10^{-9}$ Kondensatorn som bestämmer switch brekvensen

Högsta inspänningen till omvandlaren är toppvärdet av den pulserade likspänningen, den beräknas på följande sätt.

$V_{puls} := 16$ Spänningen är utspänningen från en 12 V transformator som inte är fullbelastad

$V_{inmax} := \sqrt{2} \cdot V_{puls}$ $V_{inmax} = 22.627$

Beräknar switch frekvensen.

$$f := \frac{381.6 \times 10^{-6}}{C_t} - 343 \times 10^{-12} \quad f = 1.413 \times 10^5$$

Beräknar det minsta pulsbreddsförhållandet.

$$D_{min} := \frac{V_{utmin}}{V_{utmin} + V_{inmin}} \quad D_{min} = 0.571$$

Beräknar maximala strömvariationerna i spolarna.

$r := 0.9$ Faktor på hur mycket strömmen tillåts variera

$$\Delta I := r \cdot I_{ut} \cdot \frac{D_{min}}{1 - D_{min}} \quad \Delta I = 0.42$$

Beräknar spolarnas induktans.

$$L_{12} := \frac{V_{inmin} \cdot D_{min}}{2 \cdot f \cdot \Delta I} \quad L_{12} = 2.166 \times 10^{-5}$$

Här valdes spolar med den enskilda induktansen 22 μ H.

Den valda fälteffekttransistorn som används som brytare fungerar med en gate spänning mellan ca 2 V och 18 V, dessa värden får inte underskrivas eller överskrivas. Först beräknas den maximala gate spänningen till fälteffekttransistorn.

$R6 := 220$	Spännings delare som finns i drivsteget
$R7 := 1500$	
$V_{ce} := 1.4$	Spänningen över darlingtontransistorn
$V_{D2} := 0.7$	Framspänningen över dioden i drivsteget

$$V_{gs\max} := (V_{in\max} - V_{ce} - V_{D2}) \cdot \left[\frac{R7}{(R6 + R7)} \right] \quad V_{gs\max} = 17.902$$

Sedan beräknas den minsta gate spänningen.

$$V_{gs\min} := (V_{in\min} - V_{ce} - V_{D2}) \cdot \left[\frac{R7}{(R6 + R7)} \right] \quad V_{gs\min} = 2.093$$

Maximala strömmen genom fälteffekttransistorn som används som brytare beräknas.

$$I_{q3\max} := \left[1 + \left(\frac{r}{2} \right) \right] \cdot I_{ut} \cdot \left(\frac{V_{ut\max}}{V_{in\min}} \right) \quad I_{q3\max} = 2.03$$

Strömmen är som mest ca 2 A, den valda fälteffekttransistorn klarar av strömmar upp till 79 A. Därefter beräknas vilken spänning den måste tåla mellan drain och source.

$$V_{ds\max} := V_{in\max} + V_{ut\max} \quad V_{ds\max} = 40.627$$

Spänningen som dioden D1 måste tåla i backriktningen bestäms lika som för brytaren.

$$V_{D1\max} := V_{in\max} + V_{ut\max} \quad V_{D1\max} = 40.627$$

Den valda dioden tål 50 V i backriktningen, strömmen den måste tåla är samma som utströmmen.

Den valda fälteffekttransistorn klarar endast 30 V, dock kommer den att bytas till en med högre spänningstålighet.

Motståndet som pulsbreddsmodulatorens använder för att mäta utströmmen beräknas.

$$R_{10} := \frac{0.235}{I_{ut}} \qquad R_{10} = 0.671$$

Resistansen valdes till 0,62 Ω .

Ett passande värde på motståndet som används för att kontrollera pulsvis att topp strömmen genom brytaren är för hög bestäms på följande sätt.

$$R_1 := \frac{0.2}{I_{q3max}} \qquad R_1 = 0.099$$

Här valdes resistansen 0,05 Ω

Till sist beräknas kapacitansen och strömtåligheten för kondensatorerna C4 och C5. Först beräknas maximala pulsbreddsförhållandet.

$$D_{max} := \frac{V_{utmax}}{(V_{utmax} + V_{inmin})} \qquad D_{max} = 0.8$$

Sedan beräknas strömmen genom kondensatorerna och minsta möjliga kapacitansen.

$$I_{c4rms} := \frac{V_{utmax} \cdot I_{ut}}{V_{inmin}} \cdot \sqrt{\frac{1 - D_{max}}{D_{max}}} \qquad I_{c4rms} = 0.7$$

$$C_4 := \frac{I_{ut} \cdot D_{min}}{0.05 \cdot V_{inmin} \cdot f} \qquad C_4 = 6.289 \times 10^{-6}$$

$$I_{c5rms} := I_{ut} \cdot \sqrt{\frac{D_{max}}{1 - D_{max}}} \qquad I_{c5rms} = 0.7$$

$$C_5 := \frac{\frac{V_{utmin}}{V_{inmin}} \cdot I_{ut} \cdot D_{min}}{f \cdot r \cdot V_{utmin}} \qquad C_5 = 3.494 \times 10^{-7}$$

Båda kondensatorerna måste tåla minst 700 mA dock finns det inga elektrolyt kondensatorer med den ström tåligheten och kapacitansen 6,3 μ F eller 0,35 μ F. Här valdes båda kondensatorerna med en strömtålighet på 1140 mA och kapacitansen på 120 μ F.