

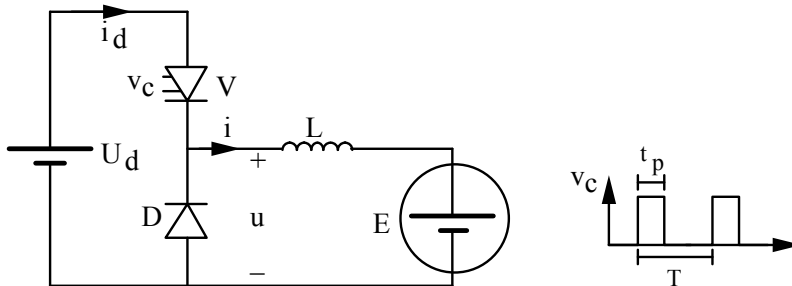
# Kraftelektronik

*Ytterligare övningsuppgifter*

## DC-DC omvandlare

### KE 1 Ls-omvandlare, nedspänningstyp

Ls-omvandlare av nedspänningstyp används i bland annat elfordon (truckar, elbilar). En likströmsmotor drivs där med olika varvtalet från en uppsättning batterier. Ett möjligt kretsschema ses här nedan



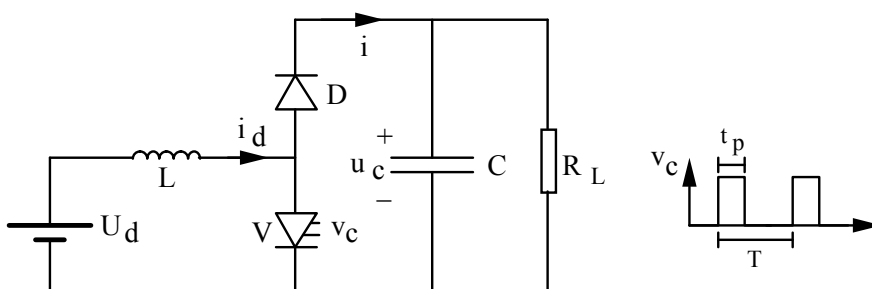
Motorn symboliseras av en emk  $E$ , vars storlek kan sägas vara direkt proportionell mot varvtalet. Genom att utspänningen från omvandlaren är variabel så kan alltså varvtalet styras. Ventilen  $V$  i kopplingen ovan kan vara t.ex. en FET och kontrolleras med styrspanningen  $v_c$  enligt bild ( $V$  leder tiden  $t_p$  varje period). Tack vare bland annat motorns tröghetsmoment är  $E$  i det närmaste konstant 50V.  $L=20\text{mH}$ , vilket räcker för att hålla  $i>0$ . För övrigt gäller  $T=10\text{ms}$  och  $U_d=200\text{V}$ .

Vid ett stationärt driftfall var  $E=50\text{V}$  och motorn förbrukade 5000W elektrisk medeleffekt.

- Beräkna  $t_p$ .
- Rita spänningen  $u$  och strömmen  $i$  under några perioder så att kurvformerna framgår
- Beräkna ripplet i strömmen  $i$  och jämför med dess medelvärde. (Detta ger ett mått på variationen i motorns vridmoment)
- Beräkna medelvärdet av strömmen  $i_d$ .

### KE 2 Ls-omvandlare, uppspänningstyp

Analoga och digitala kretsar kräver alltid en drivspänning på minst 3-5V för att fungera. Viss elektronisk utrustning drivs ändå av endast ett 1.5V-batteri. Ett exempel är extremt små freestyles. I dessa finns en krets som höjer spänningen till lämplig nivå – en Ls-omvandlare av uppspänningstyp. Kopplingsschemat till en sådan kan se ut enligt följande bild: 1.5V-batteriet betecknas här  $U_d$ . Den strömförbrukande elektroniken behöver 6V och representeras av resistansen  $R_L=100\Omega$ . Ventilen  $V$  kan utgöras av t.ex. en FET och kontrolleras med styrspanningen  $v_c$  med form enligt bilden ( $V$  leder tiden  $t_p$  varje period).  $T$  är 1ms. Kondensatorn  $C$  är så pass stor att spänningen  $u_c$  inte varierar nämnvärt. Induktansen  $L$  är på 5mH, vilket räcker för att strömmen  $i_d$  hela tiden ska vara  $>0$ .



- Hur stor behöver pulslängden  $t_p$  vara för att spänningen över  $R_L$  ska bli önskad 6V?
- Rita spänning över och ström genom induktansen  $L$  under några perioder så att kurvformerna framgår.
- Hur länge räcker ett fulladdat batteri märkt 0.5Ah med angiven belastning?
- Dålig kretslayout leder tyvärr till att en obehaglig 1kHz-ton stör ljudelektroniken. Tonen görs hörbar genom att  $T$  väljs till 0.04ms.  
Vilket  $t_p$  behövs nu? Hur litet  $L$  kan man nu välja och ändå få samma rippel i  $i_d$  som före ändringen av  $T$ ?

### KE 3 Ls-omvandlare för tvåkvadrantdrift

Effekt kan överföras mellan två olika spänningsnivåer i båda riktningar. I ena riktningen används en Ls-omvandlare av nedspänningstyp och i andra riktningen en av uppspänningstyp. Dessa två kopplingar kan slås samman till en tvåkvadrant Ls-omriktare.

- Rita en tvåkvadrant Ls-omvandlare och markera vilka komponenter som är aktiva vid uppspännings- respektive nedspänningsdrift. Ange även tecken på strömmen genom lasten samt i vilken riktning effekt överförs i de två fallen.
- För en likströmsmotor är något förenklat varvtalet proportionellt mot spänningen över motorn och vridmomentet proportionellt mot motorströmmen.  
Ange i  $I(U)$ - och  $T(n)$ -diagram ( $T$ =vridmoment och  $n$ =varvtal) i vilka kvadranter drift är möjlig då en likströmsmotor drivs med en tvåkvadrant Ls-omriktare.

### KE 4 Ls-omvandlare för fyrkvadrantdrift

Utspänningen på en tvåkvadrant Ls-omvandlare kan inte byta tecken. För att skapa variabla likspänningar med godtyckligt tecken kan man kombinera två tvåkvadrant Ls-omriktare till en fyrkvadrant dito. Om en sådan monteras i en elbil och ansluts till batteri respektive en likströmsmotor är alla driftfall möjliga: Acceleration framåt och bakåt samt bromsning med regenerativ återmatning (av energi till batteriet).

- Rita ett  $T(n)$ -diagram ( $T$ =vridmoment och  $n$ =varvtal) och numrera kvadranterna.
- Rita en fyrkvadrant Ls-omriktare och markera med kvadrantnummer vilka komponenter som är aktiva vid drift i de olika kvadranterna.

Se föregående uppgift för förklaring av  $n$ ,  $T$  och deras koppling till  $U$  och  $I$ .

### KE 5 Enfas styrd nätkommuterad likriktare

En enfas styrd tyristorbrygga har sinusformad växelspänning in:

$U_{nät} = 220$  V, styrvinkeln  $\alpha = 60^\circ$  och glättad ström ut:  $I_d = 10$  A. Likriktaren kan antas vara utan förluster.

- Inom vilka gränser kan likriktarbryggans utspänning variera?
- Hur stor är utspänningen från likriktaren?
- Bestäm till storlek och riktning aktiv och reaktiv effekt på nätsida och lastside

## KE 6 Trefas styrd nätkommuterad likriktare

En trefas tyristorströmriktare matas från ett starkt nät med huvudspänningen  $U_h = 380$  V. Strömmen  $I_d$  på likspänningssidan är helt slät och 10 A. Likriktaren kan antas vara utan förluster.

Beräkna för styrvinklarna  $\alpha = 0^\circ$  (motsvarar diodlikriktning) och  $60^\circ$

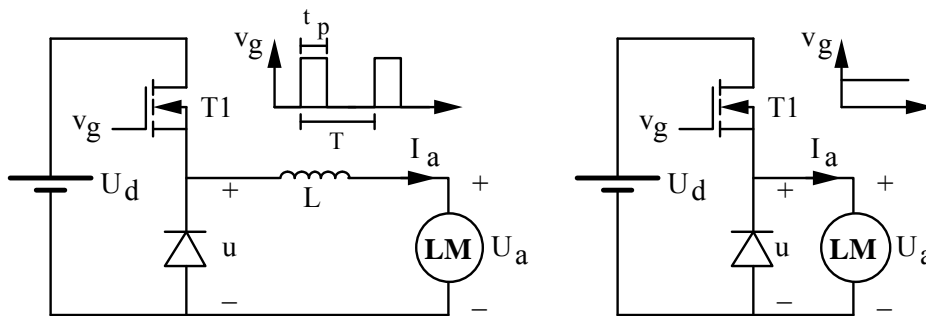
- Medelvärde  $U_d$  av likspänningen ut
- Aktiv och reaktiv effekt på nätsidan in till likriktaren
- Aktiv och reaktiv effekt på lastsidan ut från likriktaren

## KE 7 Switchad och linjär spänningsstyrning; verkningsgrad

- Beskriv hur en PM likströmsmaskin varvtalsstyrs med chopper.

En likströmsmotor ska drivas från ett 100V batteripaket. Motorn ska drivas med **konstant spänning 50V**, varför en spänningsregulator behövs mellan batteripaket och motor. Beroende på belastningen drar motorn en ström på mellan 0 och 10A.

Två olika spänningsregulatorer ska undersökas med avseende på effektförluster. Den ena är switchad och dess schema med batteri och motor anslutna ses i figur a. Induktansen L är tillräckligt stor för att  $I_a$  ska vara  $> 0$ . Den andra spänningsregulatorn ser snarlik ut (figur b), men FET'en T1 styrs här ut linjärt.



Figur a) Switchad koppling

b) Linjär koppling

T1 kan i koppling b ses som en styrbar resistans  $R_{ds}$ , där  $R_{ds}$  kan anta alla värden mellan  $R_{dson}$  ( $= 0.1\Omega$ ) och  $R_{dsoff}$  ( $=\infty$ ) I den switchade kopplingen switchas T1 med spänningen  $v_g$  enligt bild. T1's ledresistans är då antingen  $R_{dson}$  eller  $R_{dsoff}$ . Observera att spänningen  $u$  högst kan bli  $U_d - R_{ds} \cdot I_a$ !

- Bestäm som funktion av  $I_a$  den effekt som utvecklas (som värme) i T1 i de båda fallen (i det switchade fallet avses medeleffekten under perioden T). Presentera grafiskt för  $0 < I_a < 10$ A (knappast i samma diagram).

## ET 3.13 Krafterlektronisk strömreglering

En likspänningskälla på 300 V matar via en enkvartrant nedspänningsomvandlare en last som kan beskrivas som en induktans  $L=10$  mH i serie med en likspänning  $e=100$  V. Omvandlaren styrs av en triangelvågsmulator där triangelvågen hela tiden är positiv, har periodtiden 1 ms och spänningsbörvärdet är en tredjedel av triangelvågens maxvärde.

- Anta att triangelvågen börjar på noll vid  $t=0$  och att strömmen i kretsen då är 10 A. Rita strömmen för tiden  $t=0-2$  ms. Ange tid och ström vid switchningarna.

Likspänningsomvandlaren med sin triangelvågsmulator kan ses som en styrbar spänningskälla. Tillsammans med en strömregulator som i bokens kapitel 13 kan strömmen regleras. Ett alternativ är att använda en strömregulator baserad på ett relä med hysteres (som termostaten i hussimuleringen). Den kan styra en switch direkt och ersätter **både** triangelvågsmulator och strömregulator. Reläet kopplar 300 V till lasten när strömmen blir lägre än börvärdet minus 2 A och 0 V när strömmen är högre än börvärdet plus 2 A.

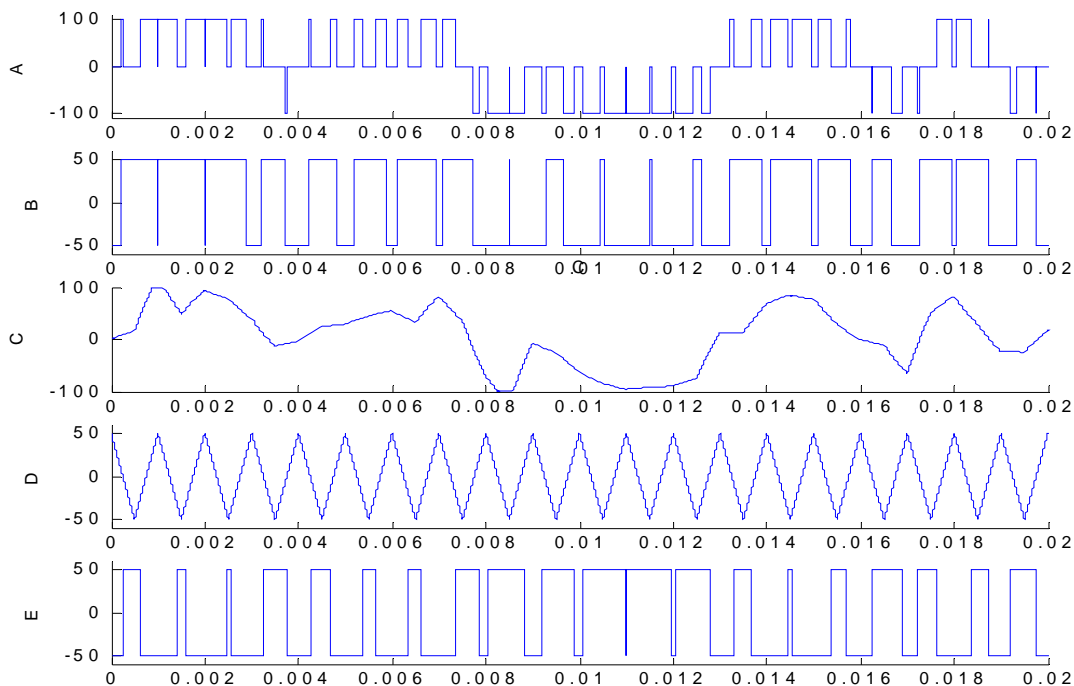
- b) Anta att börvärdet är 8 A och att strömmen i kretsen är noll vid  $t=0$  då reläet är i tilläge. Rita strömmen för tiden 0-2 ms. Ange tid och ström vid switchningarna.

**Ledning** a och b: För switchens två lägen kan enkla differentialekvationer beskriva strömmens förändring fram till nästa switchning.

### ET 4.13 Fyrkvadrantomvandlaren

Du har i denna kurs läst om switchad förstärkarteknik jämförd med konventionella kontinuerliga förstärkare.

- a) Förklara med egna ord varför switchade förstärkare har högre verkningsgrad än konventionella kontinuerliga förstärkare. I förklaringen skall följande begrepp ingå: ledförluster, switchförluster, strypt, bottnad, verkningsgrad.
- b) En 4-kvadrant likspänningsomvandlare används som audioförstärkare. Den moduleras med bärvågsmodulation. Mellanledningsspänningen är 100 V DC. I figuren nedan ingår följande kurvor: referenssignal ( $v_{ref}$ ), potential i fas a ( $v_a$ ), potential i fas b ( $v_b$ ), utspänning ( $u$ ), bärvåg ( $u_m$ ). Bärvågsfrekvensen är orealistiskt låg för att pulserna skall kunna urskiljas. Ange vilken kurva som är vilken.
- c) Vilken är den största spänning förstärkaren kan avge i någon tidpunkt?



## LC 1 Förlustberäkning

Antag att du ska bygga en omvandlare som ska användas för en DC-motordrift baserat på likriktaren Semikron SKD 50 och två IGBT-halvbryggor av typ Semikron SK50GB123D. Datablad för dessa finns i laborationshandledningen. Mellanledet är av LC-typ och komponentvärdena väljes så att strömmen i mellanledets induktor kan skrivas

$$i_{L_{dc}}(t) = I_{dc} - \hat{i}_6 \sin(6 \cdot 2\pi f_n t) = I_{dc} - \hat{i}_6 \sin(\omega_6 t)$$

där 6:e tonens toppvärde motsvarar  $I_{dc}/4$  vid märkdrift.

- Bestäm maximal märkeffekt för omvandlaren. Använd de marginaler som anges i laborationshandledningen.
- Gör en förlustberäkning för halvledarna vid märkdrift och maximal utstyrning (dvs hög duty-cycle men  $< 1$ ). Antag  $f_{sw} = 3$  kHz och  $R_G = 40 \Omega$ . Använd den angivna  $i_{L_{dc}}$  för att uppskatta likriktarens förluster.
- Uppskatta den termiska resistansen som krävs för kylaren. Antag  $T_a = 40$  °C.

## SN 1 Snubber

För omvandlaren som designats i uppgift LC1 behövs en överspännings-snubber. På grund av den ganska låga märkeffekten så kan man i detta fall anta att en rent kapacitiv snubber placerad över mellanledsterminalerna när halvbyggorna räcker. Normalt vet man inte ströinduktansen i kretsen utan får gissa ett lämpligt kondensatorvärde, göra mätningar och därefter justera kapacitansvärdet.

- Rita en ekvivalent krets, som gäller vid transistorfrånslag, som kan användas för att beräkna överspänningen vid frånslag baserat på den switchade strömmens storlek, ströinduktansen och snubber-kondensatorns kapacitans.
- Härled ett uttryck för överspänningen som funktion av den switchade strömmens storlek, ströinduktansen och snubber-kondensatorns kapacitans.
- Vid test med en snubber-kondensator med  $C_S = 47$  nF så erhålls en överspänning som motsvarar 16% av nominell mellanledningsspänning. Detta tycker vi är för mycket och vill sänka den till 10%. Vilket  $C_S$  motsvarar detta?

## PC 1 Mellanledets passiva komponenter

För omvandlaren som designats i uppgift LC1 så är strömriplet i mellanledet ganska högt. Därför vill vi beräkna förlusterna i induktorn och mellanledskondensatorerna (två kondensatorer i serie).

- Antag att induktorn är vald så att  $B_{max} = 1$  T (god marginal till magnetisk mättningsgräns). Hur stora är järnförlusterna i induktorkärnan? Steinmetz formel för den aktuella kärnan ges av

$$P_{Fe} = 556 \cdot 10^{-3} \cdot \hat{B}^2 \cdot f + 926 \cdot 10^{-6} \cdot \hat{B}^2 \cdot f^2$$

- Antag att lindningsresistansen för induktorn är  $R_{Cu} = 20$  mΩ. Hur stora är lindningsförlusterna?
- En mellanledskondensator har kapacitansen  $C = 2.2$  mF och  $R_s = 35$  mΩ och  $\tan \delta_0 = 0.02$ . Beräkna förlusterna i en mellanledskondensator. *Ledning:*

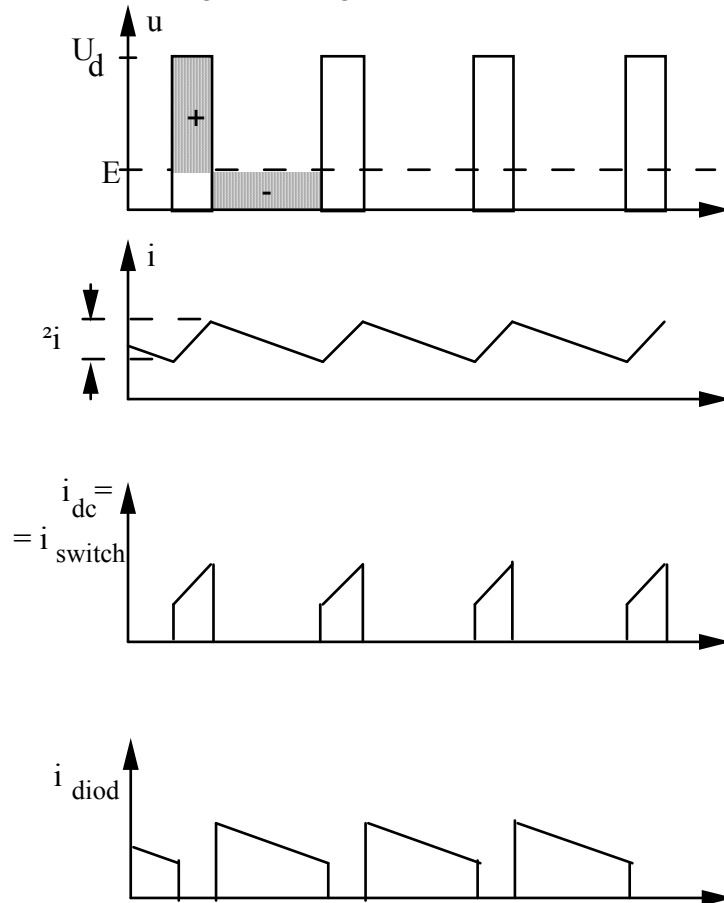
$$ESR(f) = R_s + \frac{\tan \delta_0}{2\pi f C}$$

## Lösningar

### KE 1

$$a) \quad \frac{t_p}{T} = \frac{E}{U_d} \quad t_p = \frac{E}{U_d} \cdot T = \frac{50}{200} \cdot 10\text{ms} = 2.5\text{ms}$$

- b) Induktansen laddas upp under tiden  $t_p$  med ström genom ventilen V. När V är stängd, laddas induktansen ur och strömmen i går i stället genom dioden D.



$$c) \quad L \frac{di}{dt} = u_L$$

$$L \frac{\Delta i}{t_p} = U_d - E$$

$$\square i = (U_d - E) \cdot t_p / L = (200 - 50) \cdot 2.5 \cdot 10^{-3} / 20 \cdot 10^{-3} \text{A} = 18.75 \text{A}$$

$$P_{UT} = E \cdot i_{medel}$$

$$i_{medel} = P_{UT} / E = 5000 / 50 \text{A} = 100 \text{A}$$

$$d) \quad P_{IN} = P_{UT}$$

$$U_d i_{d,medel} = P_{IN} = P_{UT} = 5000 \text{W}$$

$$i_{d,medel} = 5000 / 200 \text{A} = 25 \text{A}$$

## KE 2

- a)  $i_d$  kontinuerlig  $\Rightarrow |\Delta i|$  vid upp- och urladdning lika stora

$$\text{uppladdning: } L \frac{\Delta i}{t_p} = U_d \Rightarrow |\Delta i| = t_p \cdot U_d / L$$

$$\text{urladdning: } L \frac{\Delta i}{T - t_p} = U_d - u_c \Rightarrow |\Delta i| = (T - t_p)(u_c - U_d) / L$$

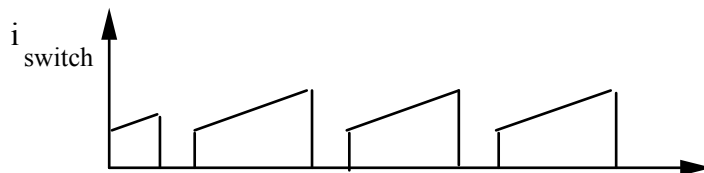
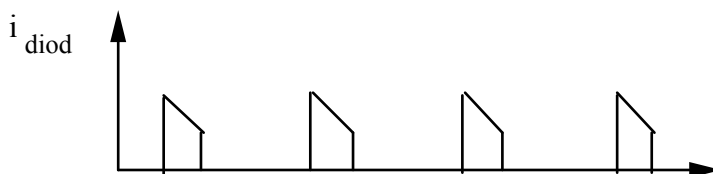
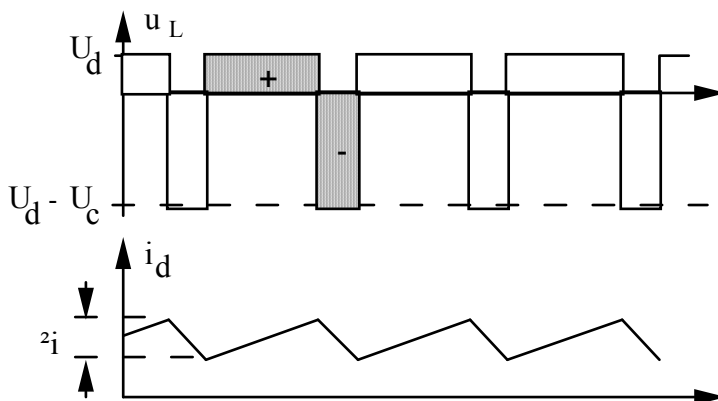
$$t_p \cdot U_d / L = (T - t_p)(u_c - U_d) / L$$

$$t_p \cdot U_d = T(u_c - U_d) - t_p \cdot u_c + t_p \cdot U_d$$

$$\frac{t_p}{T} = \frac{(u_c - U_d)}{u_c}$$

$$t_p = \frac{6 - 1.5}{6} \cdot 1 \text{ ms} = 0.75 \text{ ms}$$

- b)



c)  $P_{UT} = u_c^2 / R_L = 6^2 / 100 \text{ W} = 360 \text{ mW}$        $P_{IN} = U_d \cdot i_{d\text{medel}} = P_{UT}$

$$i_{d\text{medel}} = P_{UT} / U_d = 360 \cdot 10^{-3} / 1.5 \text{ A} = 240 \text{ mA}$$

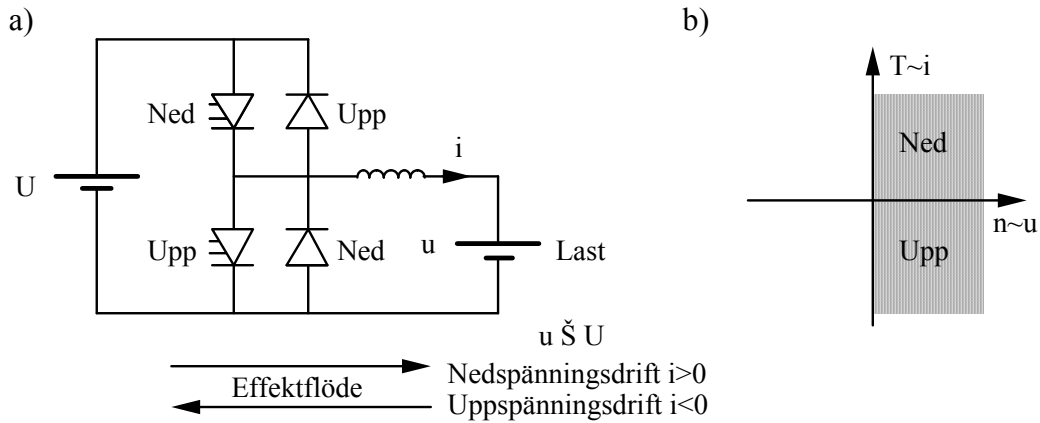
$$Q = i_{d\text{medel}} \cdot T_{\text{Batt}} = 0.5 \text{ Ah}$$

$$T_{\text{Batt}} = 0.5 / 240 \cdot 10^{-3} \text{ h} = 2.0833 \text{ h} = 2 \text{ h } 5 \text{ min}$$

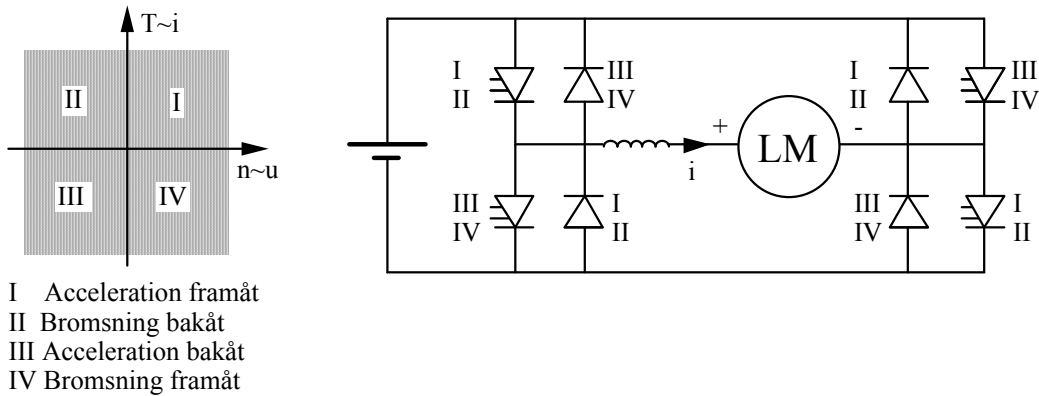
- d)  $t_p / T$  ska ej ändras så om  $T$  görs 25 gånger mindre så ska  $t_p$  vara  $0.75 \text{ ms} / 25 = 30 \mu\text{s}$ . Eftersom  $\Delta i = \frac{t_p U_d}{L}$  så ska  $t_p$  och  $L$  ändras lika mycket för bibehållat  $\Delta i$ , d.v.s.  $L = 0.2 \text{ mH}$  ger samma  $\Delta i$ .



**KE 3**



**KE 4**

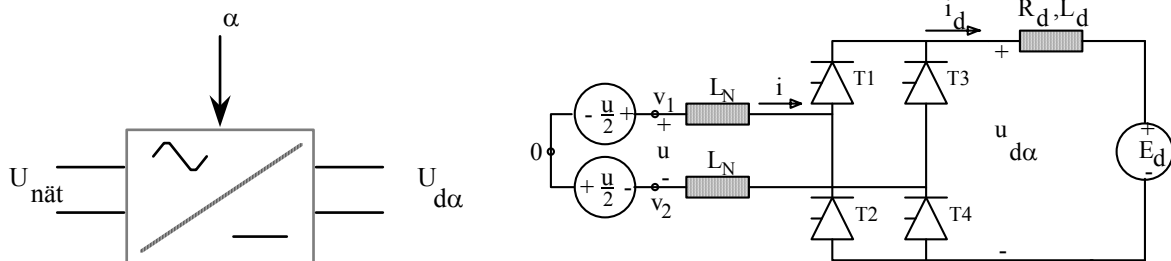


De två transistorerna i ett "ben" av omvandlaren har aldrig styrepuls samtidigt (innebär kortslutning av likspänningskällan). Exempel på drift i kvadrant I:

De två transistorerna märkta I,II leder först och ger positiv spänningstidyta till induktansen och acceleration till motorn. När en av transistorerna stryps, går motorströmmen i stället genom en diod, märkt I, II.

Vilken av komponenterna märkta I,II som används, beror på dels strömriktningen, dels vilken transistor som har styrsänning. Polariteten på motorspänningen är beror bara av vilken transistor som har styrsänning.

**KE 5**



a) Att strömmen är glättad med mycket stor induktans innebär:

$U_{ut} = R \cdot I = U_d \alpha =$  medelvärde på spänningen. Variationerna i utspänning tas upp av glättningsinduktansen.

Den likriktade spänningen ut från likriktarbryggan har

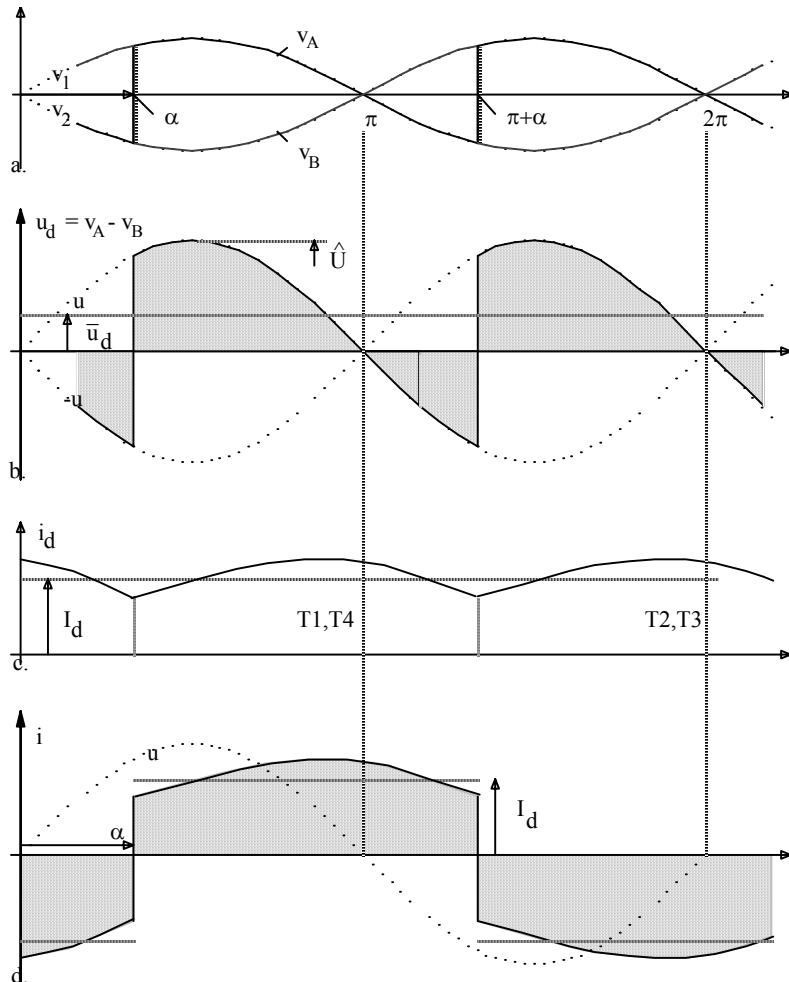
$$\text{medelv\u00e4rdet } U_{d\alpha} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{n\u00e4t} \cdot \cos \alpha = 0,9 \cdot U_{n\u00e4t} \cdot \cos \alpha.$$

$U_{d\alpha}$  \u00e4r max = 198 V d\u00e5  $\alpha = 0^\circ$ , dvs d\u00e5 likriktaren \u00e4r ostyrd

$U_{d\alpha}$  \u00e4r min = 0 V d\u00e5  $\alpha = 90^\circ$

b)  $U_d(\alpha=60^\circ) = 0,9 \cdot 220 \cdot \cos 60^\circ = 99 \text{ V}.$

c) Kurvformerna ges av:



Det \u00e4r viktigt att inse att f\u00e5sf\u00f6rskjutningen  $\varphi = \alpha$  vilket ger  $\cos \varphi = \cos \alpha$  och  $\sin \varphi = \sin \alpha$ . N\u00e4r str\u00f6mmen \u00e4r (n\u00e4stan) fullst\u00e4ndigt gl\u00e4ttad vilket ger

$$P_{in} = P_{n\u00e4t} = U_{n\u00e4t} \cdot I(1) \cdot \cos \alpha$$

$$Q_{in} = Q_{n\u00e4t} = U_{n\u00e4t} \cdot I(1) \cdot \sin \alpha$$

d\u00e4r  $I(1)$  \u00e4r effektivv\u00e4rdet p\u00e5 v\u00e4xelstr\u00f6mmens grundton

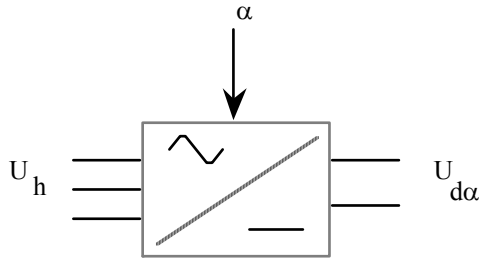
$$I(1) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d = 9 \text{ A}$$

$$P_{in} = 220 \cdot 9 \cdot \cos 60^\circ = 990 \text{ W},$$

$$Q_{in} = 220 \cdot 9 \cdot \sin 60^\circ = 17223 \text{ VAR}$$

$$P_{ut} = U_{d\alpha} \cdot I_d = 99 \cdot 10 = 990 \text{ W}$$

$Q_{ut} = 0$  vid likstr\u00f6m.

**KE 6**

- a) Den likriktade spänningen ut från likriktarbryggan har medelvärdet  $U_{d\alpha} = \frac{\sqrt{2} \cdot 3}{\pi} U_h \cdot \cos \alpha = 1,35 \cdot U_h \cdot \cos \alpha$ .
- Då  $\alpha = 0^\circ$ , dvs då likriktaren är ostyrd, är  $U_{d\alpha} = 513 \text{ V}$
- Då  $\alpha = 60^\circ$  är  $U_{d\alpha} = 256 \text{ V}$
- b)  $P_{in} = P_{nät} = \sqrt{3} \cdot U_h \cdot I_{(1)} \cdot \cos \alpha$   
 $Q_{in} = Q_{nät} = \sqrt{3} \cdot U_h \cdot I_{(1)} \cdot \sin \alpha$   
där  $I_{(1)}$  är effektivvärdet på grundtonen i en fasström
- $$\hat{I}_{(1)} = \frac{4}{\pi} I_d \cdot \sin 60^\circ$$
- $$I_{(1)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d \cdot \sin 60^\circ = 7,8 \text{ A}$$
- $$P_{in} \alpha = 0^\circ = \sqrt{3} \cdot 380 \cdot 7,8 \cdot \cos 0^\circ = 5132 \text{ W},$$
- $$P_{in} \alpha = 60^\circ = \sqrt{3} \cdot 380 \cdot 7,8 \cdot \cos 60^\circ = 2566 \text{ W},$$
- $$Q_{in} \alpha = 0^\circ = \sqrt{3} \cdot 380 \cdot 7,8 \cdot \sin 0^\circ = 0 \text{ VAr}$$
- $$Q_{in} \alpha = 60^\circ = \sqrt{3} \cdot 380 \cdot 7,8 \cdot \sin 60^\circ = 4466 \text{ VAr}$$
- c)  $P_{ut} = P_{last} = U_{d\alpha} \cdot I_d$   
 $Q_{ut} = 0$  vid likström.
- $$P_{ut} \alpha = 0^\circ = 513 \cdot 10 = 5130 \text{ W} = P_{in} \text{ (förlustfri brygga)}$$
- $$P_{ut} \alpha = 60^\circ = 256 \cdot 10 = 2560 \text{ W} = P_{in}$$

**KE 7**

- a) En chopper eller LS-omvandare lämnar på sin utgång en rektangelvågsformad spänning med (i allmänhet) konstant frekvens och amplitud men variabel duty-cycle  $D$  (kvoten mellan pulslängd och periodtid). Medelvärdet på utspänningen är direkt proportionellt mot  $D$ . För en konstantmagnetiserad likströmsmotor gäller:  $L_a \frac{di_a}{dt} = u_a - R_a i_a - \Psi \omega$  och  $T_d = \Psi i_a$ .
- Då en sådan ansluts till en chopper tas variationen i spänningen upp av induktansen varför medelvärdet av  $u_a$  fördelas på en vridmoment- och en vinkelhastighetsberoende del. Genom att variera  $D$  på choppern kan alltså  $\omega$  kontrolleras om bara kompensering görs för spänningsfallet över  $R_a$  som beror av belastningen.

b) **Switchad koppling:**

Effektutvecklingen i T1 är i medel  $P_{medel} = \frac{1}{T} [t_p P_{on} + (T - t_p) P_{off}]$ ,

där följande gäller för  $t_p$ :  $\frac{t_p}{T} = \frac{U_{amedel}}{U_d - R_{dson} I_a}$

$$P_{on} = R_{dson} I_a^2$$

$$P_{off} = \frac{U_{T1}^2}{R_{dsoff}} = 0 \text{ eftersom } R_{dsoff} = \infty$$

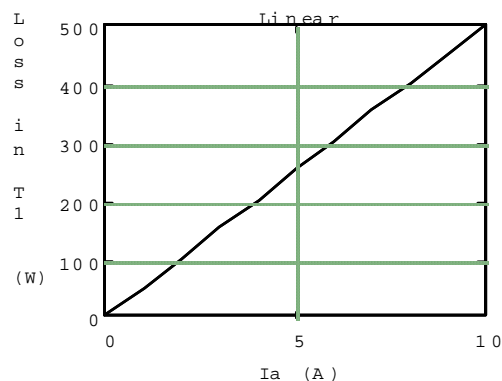
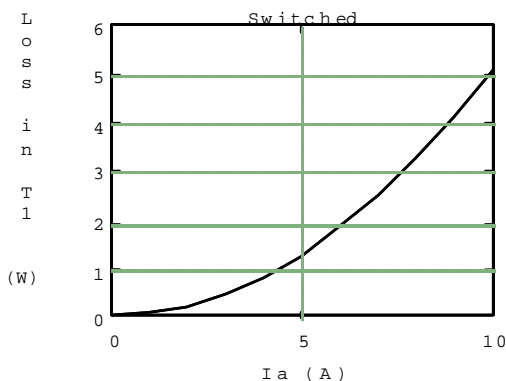
$$P_{medel} = \frac{t_p}{T} R_{dson} I_a^2 = \frac{U_{amedel}}{U_d - R_{dson} I_a} R_{dson} I_a^2 =$$

$$= \frac{50}{100 - 0.1 I_a} 0.1 I_a^2 = 5 \frac{I_a^2}{100 - 0.1 I_a}$$

**Linjär koppling:**

$P = U_{T1} I_{T1} = (U_d - U_a) I_a = (100 - 50) I_a = 50 I_a$  (dvs lika mycket som motorn drar! Se grafer nedan och lägg märke till axelskalorna.

**En mycket tydlig motivering till varför reglering av spänningar vid stora effekter görs switchat!**



**ET 3.13**

- b) Strömmen stiger med konstant hastighet till 10 A där första switchningen sker vid  $t=0.5$  ms. Sedan sker switchningar vid omväxlande 6 A och 10 A för  $t=0.9, 1.1, 1.5, 1.7$  ms. Eftersom resistans saknas blir kurvstyckena räta linjer.

**ET 4.13**

- a) Ledförlusterna minimeras genom att halvledarna används helt bottnade eller helt strypta. Switchförlusterna minimeras genom korta omslagstider. Verkningsgraden blir typiskt över 90 % för en switchad förstärkare.
- b) A:  $u$ ,                      B:  $v_a$ ,                      C:  $v_{ref}$ ,                      D:  $u_m$ ,                      E:  $v_b$
- c)  $u_{max} = U_{dc} = 100V$

## LC 1

- a) Maximal mellanledningsspänning motsvarande 60% av nominell max-spänning, för komponenten med lägst märkspänning. I detta fall  $V_{dc}=0.6 \cdot 1200V=720V$ . Maximal lastström motsvarande 80% av nominell kontinuerlig max-ström, för komponenten med lägst märkström. I detta fall  $I_{load}=0.8 \cdot 40A=32A$  vilket ger:  $P_{n,max}=720 \cdot 32W=23kW$ .
- b) Datablad för Semikron SKM50GB123D: Fig. 3 ger  $E_{on}=8.8$  mJ och  $E_{off}=5$ mJ vid  $R_G=40\Omega$ ,  $V_{dc}=600V$ ,  $I_C=40A$  och  $T_J=125^\circ C$ . Skala om till förhållanden enligt a) ovan och beräkna förlusterna

$$P_{on,IGBT} = E_{on} \cdot f_{sw} = \frac{E_{on,n}}{V_{DC,n} \cdot I_{0,n}} \cdot V_{DC} \cdot I_0 \cdot f_{sw} = \frac{8.8 \cdot 10^{-3}}{600 \cdot 40} \cdot 720 \cdot 32 \cdot 3 \cdot 10^3 W = 25.3W$$

$$P_{off,IGBT} = E_{off} \cdot f_{sw} = \frac{E_{off,n}}{V_{DC,n} \cdot I_{0,n}} \cdot V_{DC} \cdot I_0 \cdot f_{sw} = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{600 \cdot 40} \cdot 720 \cdot 32 \cdot 3 \cdot 10^3 W = 14.4W$$

Enligt datablad för Semikron SKM50GB123D: Fig. 11 så är  $V_{CE,on}=2.82V$  vid  $I_C=32A$  och  $T_J=125^\circ C$ . Antag duty-cycle=0.99 (för en IGBT) vilket ger ledförlusterna för en IGBT

$$P_{cond,IGBT} = V_{CE(on)} \cdot I_C \cdot D_{IGBT} = 2.82 \cdot 32 \cdot 0.99W = 89.3W$$

För frihjulsdioden så ges frånslagsförlusterna av datablad för Semikron SKM50GB123D: Fig. 18 som ger  $E_{off}=1.4$ mJ vid  $R_G=40\Omega$ ,  $V_{dc}=600V$ ,  $I_C=32A$  och  $T_J=125^\circ C$ . Skala om till förhållanden enligt a) ovan och beräkna förlusterna

$$P_{off,FWD} = E_{off} \cdot f_{sw} = \frac{E_{off,n}}{V_{DC,n} \cdot I_{0,n}} \cdot V_{DC} \cdot I_0 \cdot f_{sw} = \frac{1.4 \cdot 10^{-3}}{600} \cdot 720 \cdot 3 \cdot 10^3 W = 5.0W$$

Enligt datablad för Semikron SKM50GB123D: Characteristics (sid 1) så är  $V_{T0}=1.2V$  och  $R_T=22m\Omega$  för frihjulsdioden vid  $T_J=125^\circ C$ . Antag duty-cycle=0.01 (för FWD) vilket ger ledförlusterna för en frihjulsdiod:

$$P_{cond,FWD} = (V_{T0} + R_T \cdot I_F) \cdot I_F \cdot D_{IGBT} = (1.2 + 22 \cdot 10^{-3} \cdot 32) \cdot 32 \cdot 0.01W = 0.6W$$

Detta betyder att de totala förlusterna för en IGBT och en frihjulsdiod ges av:

$$\begin{cases} P_{loss,IGBT} = 129W \\ P_{loss,FWD} = 5.6W \end{cases}$$

Egentligen ska man ta hänsyn till dessa förluster (269W) när man räknar ut strömmen som dras från likriktaren. Dock är dessa förluster bara 1% av uteffekten och om vi dessutom inte tar hänsyn till att duty-cyclen är 0.99 utan räknar med 1 så tar dessa fel i stort sett ut varandra. Vi sätter därför  $I_{dc}=I_{load}=32A$  (mellanledsströmmens medelvärde). Ur uppgiften vet vi

$$\hat{i}_6 = I_{dc}/4 = 8A \Rightarrow I_{6,RMS} = \hat{i}_6/\sqrt{2} = 5.66A$$

Enligt tabell på sidan 1 i databladet för SKD50 så är  $V_{T0}=0.85V$  och  $R_T=8m\Omega$  för likriktardioderna. För att beräkna förlusterna för en likriktardiod är det viktigt att förstå att varje diod leder maximalt  $120^\circ$  eller en tredjedels period (för en trefasig diodlikriktare). Förlusterna för en likriktardiod ges alltså av:

$$\begin{aligned}
P &= \frac{1}{T_n} \int_0^{T_n/3} p_D(t) dt = \frac{1}{T_n} \int_0^{T_n/3} (V_{T0} + R_T \cdot i_{Ldc}(t)) \cdot i_{Ldc}(t) dt = \frac{1}{T_n} \int_0^{T_n/3} (V_{T0} \cdot i_{Ldc}(t) + R_T \cdot i_{Ldc}^2(t)) dt = \\
&= \frac{1}{T_n} \int_0^{T_n/3} (V_{T0} \cdot (I_{dc} - \hat{i}_6 \sin(\omega_6 t)) + R_T \cdot (I_{dc}^2 - 2I_{dc} \hat{i}_6 \sin(\omega_6 t) + \hat{i}_6^2 \sin^2(\omega_6 t))) dt = \\
&= \frac{1}{T_n} \int_0^{T_n/3} \left( V_{T0} \cdot (I_{dc} - \hat{i}_6 \sin(\omega_6 t)) + R_T \cdot \left( I_{dc}^2 - 2I_{dc} \hat{i}_6 \sin(\omega_6 t) + \frac{\hat{i}_6^2}{2} (1 - \cos(2\omega_6 t)) \right) \right) dt = \\
&= \frac{1}{T_n} \left[ V_{T0} I_{dc} t + \frac{V_{T0} \hat{i}_6}{\omega_6} \cdot \cos(\omega_6 t) + R_T I_{dc}^2 t + \frac{2R_T I_{dc} \hat{i}_6}{\omega_6} \cdot \cos(\omega_6 t) + \frac{R_T \hat{i}_6^2}{2} t - \frac{R_T \hat{i}_6^2}{2(2\omega_6)} \cdot \sin(2\omega_6 t) \right]_0^{T_n/3} = \\
&= \frac{1}{3} \cdot \left( V_{T0} I_{dc} + R_T I_{dc}^2 + \frac{R_T \hat{i}_6^2}{2} \right) = 11.9 \text{ W}
\end{aligned}$$

c) De termiska resistanserna för krafthalvledarna ges normalt i tabellform. För halvledarna gäller

$$R_{thjc,IGBT} = 0.4 + 0.05^\circ\text{C/W} = 0.45^\circ\text{C/W}$$

$$\begin{cases}
R_{thjh,IGBT} = R_{thjc,IGBT} + R_{thch,MODULE} = 0.4 + 0.05^\circ\text{C/W} = 0.45^\circ\text{C/W} \\
R_{thjh,FWD} = R_{thjc,FWD} + R_{thch,MODULE} = 0.7 + 0.05^\circ\text{C/W} = 0.75^\circ\text{C/W} \\
R_{thjh,REC} = R_{thjc,REC} + R_{thch,MODULE} = 6 \cdot (0.45 + 0.06)^\circ\text{C/W} = 3.06^\circ\text{C/W}
\end{cases}$$

Beräkna den maximalt tillåtna kylartemperaturen för varje halvledare

$$\begin{cases}
T_{h,max,IGBT} = T_{j,max,IGBT} - R_{thjc,IGBT} \cdot P_{loss,IGBT} = 125 - 0.45 \cdot 129^\circ\text{C} = 67^\circ\text{C} \\
T_{h,max,FWD} = T_{j,max,FWD} - R_{thjc,FWD} \cdot P_{loss,FWD} = 125 - 0.75 \cdot 5.6^\circ\text{C} = 121^\circ\text{C} \\
T_{h,max,REC} = T_{j,max,REC} - R_{thjc,REC} \cdot P_{loss,REC} = 125 - 3.06 \cdot 11.9^\circ\text{C} = 88^\circ\text{C}
\end{cases}$$

Alltså är det IGBT:erna som bestämmer maximalt tillåten kylartemperatur. Den maximalt tillåtna termiska resistans för kylaren ges av:

$$T_h = T_a + R_{thha} \cdot \sum_{i=1}^n P_{d,i} \Rightarrow R_{thha} = \frac{(T_h - T_a)}{\sum_{i=1}^n P_{d,i}} = \frac{67 - 40^\circ\text{C}}{2 \cdot (129 + 5.6) + 6 \cdot 11.9 \text{ W}} = 0.131^\circ\text{C/W}$$

## SN 1

a) och b) Se laborationshandledning!

c) Uttrycket framtaget under b) ger:

$$\begin{aligned}
\Delta V_{Cs,max} &= I_0 \cdot \sqrt{\frac{L_\sigma}{C_s}} \Rightarrow C_s \Delta V_{Cs,max}^2 = L_\sigma I_0^2 \Rightarrow C_{s1} \Delta V_{Cs1}^2 = C_{s2} \Delta V_{Cs2}^2 \Leftrightarrow \\
C_{s2} &= C_{s1} \left( \frac{\Delta V_{Cs1}}{\Delta V_{Cs2}} \right)^2 = 47 \cdot \left( \frac{0.16}{0.1} \right)^2 \text{ nF} = 120 \text{ nF}
\end{aligned}$$

## PC 1

- a) Det sammanlänkade flödet för induktorn i mellanledet ges av:

$$\Psi_{Ldc}(t) = L_{dc} \cdot i_{Ldc}(t) = L_{dc} \cdot (I_{dc} - \hat{i}_6 \sin(\omega_6 t)) = NAB_{Ldc}(t) = NA(B_{dc} - \hat{B}_6 \sin(\omega_6 t)) \Rightarrow$$

$$B_{max} = B_{dc} + \hat{B}_6 = 1T \Rightarrow \hat{B}_6 = \frac{\hat{i}_6}{I_{dc} + \hat{i}_6} \cdot 1T = \frac{8}{32 + 8} \cdot 1T = 0.2T$$

Eftersom 6:e ton motsvarar 300 Hz så ger Steinmetz formel:

$$P_{Fe} = 556 \cdot 10^{-3} \cdot \hat{B}^2 \cdot f + 926 \cdot 10^{-6} \cdot \hat{B}^2 \cdot f^2 =$$

$$= 556 \cdot 10^{-3} \cdot 0.2^2 \cdot 300 + 926 \cdot 10^{-6} \cdot 0.2^2 \cdot 300^2 \text{ W} = 10W$$

- b) Lindningsförlusterna ges av:

$$P_{Cu} = \frac{1}{T_n/6} \int_0^{T_n/6} p_{Cu}(t) dt = \frac{1}{T_n/6} \int_0^{T_n/6} (R_{Cu} \cdot i_{Ldc}(t)) \cdot i_{Ldc}(t) dt = \frac{1}{T_n/6} \int_0^{T_n/6} R_{Cu} \cdot i_{Ldc}^2(t) dt =$$

$$= \frac{1}{T_n/6} \int_0^{T_n/6} R_{Cu} \cdot (I_{dc}^2 - 2I_{dc}\hat{i}_6 \sin(\omega_6 t) + \hat{i}_6^2 \sin^2(\omega_6 t)) dt =$$

$$= \frac{1}{T_n/6} \int_0^{T_n/6} R_{Cu} \cdot \left( I_{dc}^2 - 2I_{dc}\hat{i}_6 \sin(\omega_6 t) + \frac{\hat{i}_6^2}{2} (1 - \cos(2\omega_6 t)) \right) dt =$$

$$= \frac{R_{Cu}}{T_n/6} \left[ I_{dc}^2 t + \frac{2I_{dc}\hat{i}_6}{\omega_6} \cdot \cos(\omega_6 t) + \frac{\hat{i}_6^2}{2} t - \frac{\hat{i}_6^2}{2(2\omega_6)} \cdot \sin(2\omega_6 t) \right]_0^{T_n/6} =$$

$$= R_{Cu} \left( I_{dc}^2 + \frac{\hat{i}_6^2}{2} \right) = R_{Cu} \left( I_{dc}^2 + \left( \frac{\hat{i}_6}{\sqrt{2}} \right)^2 \right) = R_{Cu} (I_{dc}^2 + I_{6,RMS}^2) =$$

$$= R_{Cu} \left( \sqrt{I_{dc}^2 + I_{6,RMS}^2} \right)^2 = R_{Cu} (I_{TOT,RMS})^2 = R_{Cu} I_{TOT,RMS}^2$$

Sätt in siffror:

$$P_{Cu} = R_{Cu} (I_{dc}^2 + I_{6,RMS}^2) = R_{Cu} \left( I_{dc}^2 + \frac{\hat{i}_6^2}{2} \right) = 20 \cdot 10^{-3} \cdot \left( 32^2 + \frac{8^2}{2} \right) \text{ W} = 21W$$

- c) Vid  $f = 300$  Hz:

$$ESR(f) = R_s + \frac{\tan \delta_0}{2\pi f C} \Rightarrow ESR(300\text{Hz}) = 35 \cdot 10^{-3} + \frac{0.02}{2\pi \cdot 300 \cdot 2.2 \cdot 10^{-3}} \Omega = 39.8\text{m}\Omega$$

Förlusterna i en mellanledskondensator:

$$P_{Cap} = ESR(f) \cdot I_{Cap}^2(f) = \{f = f_6 = 300\text{Hz}\} = ESR(300\text{Hz}) \cdot I_{6,RMS}^2 =$$

$$= ESR(300\text{Hz}) \cdot \left( \frac{\hat{i}_6}{2} \right)^2 = 39.8 \cdot 10^{-3} \cdot \left( \frac{8^2}{2} \right) \text{ W} = 1.3W$$

## FACIT till uppgifter i BW Williams 2013.

### 17.13 Flyback converter

- i.  $N_1/N_2 = 4/3 = 1.33$
- ii.  $L_m'' = 300 \mu\text{H} \Rightarrow L_m' = 533 \mu\text{H}$

### 17.14 Forward converter

- i.  $\bar{V}_o = 38.4 \text{ V}$  ,  $\Delta v_o = 32.7 \text{ mV}$
- ii.  $\bar{I}_o = 1.6 \text{ A}$  ,  $\Delta i_L = 2.3 \text{ A}$
- iii.  $\Delta i_m' = 0.24 \text{ A}$
- iv.  $\hat{i}_T = 2.99 \text{ A}$

### 17.17 Forward converter without galvanic separation = regular step-down converter

$$\begin{aligned}\bar{V}_o &= 9.0 \text{ V} \\ L &= 108 \mu\text{H} \\ C &= 18.5 \mu\text{F} \\ I_{L,RMS} &= 3.0062 \text{ A} \approx 3.0 \text{ A}\end{aligned}$$

### 5.6 Semiconductor losses and junction temperature

- i.  $P_{sw} = P_{on} + P_{off} = 3.4 + 20.4 \text{ W} = 23.8 \text{ W}$
- ii.  $P_{cond} = 32.5 \text{ W} \Rightarrow I_{D,RMS} = 18.03 \text{ A}$
- iii.  $T_j = 96.3 \text{ }^\circ\text{C}$

### 8.1 Turn-off snubber (in this case a charge-discharge snubber which is understood from the exercise text)

- i.  $P_{off} = 6.0 + 4.5 \text{ W} = 10.5 \text{ W} \Rightarrow \text{percentage} = 4.5 \text{ W}/10.5 \text{ W} = 0.429 = 42.9\%$
- ii.  $C_s = 37.5 \text{ nF} \Rightarrow$   
 $P_{off} = 3.25 + 4.5 \text{ W} = 7.75 \text{ W} \Rightarrow \text{percentage} = 4.5 \text{ W}/7.75 \text{ W} = 0.581 = 58.1\%$
- iii.  $C_s = 275 \text{ nF} \Rightarrow P_{off} = 2.32 \text{ W}$

### 8.7 Turn-off snubber (in this case a charge-discharge snubber which is understood from the exercise text)

“Show that” type of exercise = no answer!

### 8.12 Turn-off snubber (in this case a charge-discharge snubber which is understood from the exercise text)

- i.  $v_{C_s} = 600 \text{ V}$
- ii.  $C_s = 0.83 \text{ nF}$
- a.  $P_{off} = 10/3 \text{ W} \Rightarrow$  Impossible since no mathematical solution exists!
- b.  $P_{off} = 9 \text{ W} \Rightarrow C_s = 2.4 \text{ nF} \Rightarrow v_{C_s}(t_{fi}) = 208 \text{ V}$

### 26.4 Transformer flux-density

“Show that” type of exercise = no answer!

### 26.5 Transformer flux-density and primary current

- i.  $\hat{B} = 0.25 \text{ T}$
- ii.  $i_1 = i_m' + i_2' \Rightarrow \hat{i}_1 = 18 \text{ A}$



# Exempel

Exempel 17.1: Buck (step-down forward) converter dvs nedspänningsomvandlare.

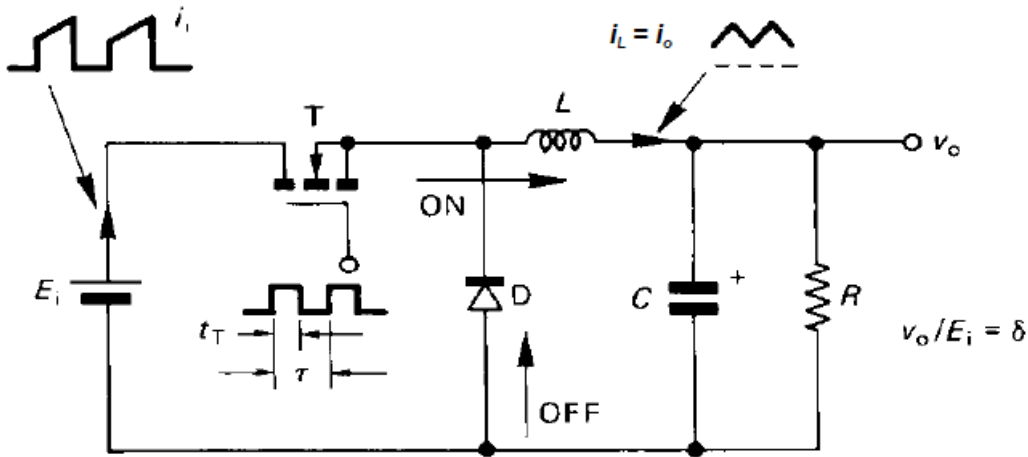


Figure 17.2. (a) Circuit diagram of the non-isolated forward converter (buck converter).

The step-down converter in figure 17.2a operates at a switching frequency of 10 kHz. The output voltage is to be fixed at 48 V dc across a 1  $\Omega$  resistive load. If the input voltage  $E_i = 192$  V and the choke  $L = 200$   $\mu$ H:

- i. calculate the switch  $T$  on-time duty cycle  $\delta$  and switch on-time  $t_T$ .
- ii. calculate the average load current  $\bar{I}_o$ , hence average input current  $\bar{I}_i$ .
- iii. draw accurate waveforms for
  - the voltage across, and the current through  $L$ ;  $v_L$  and  $i_L$
  - the capacitor current,  $i_C$
  - the switch and diode voltage and current;  $v_T$ ,  $v_D$ ,  $i_T$ ,  $i_D$ .

Hence calculate the switch utilisation ratio as defined by equation (17.11).

- iv. calculate the mean and rms current ratings of diode  $D$ , switch  $T$  and  $L$ .
- v. calculate the capacitor average and rms current,  $i_{C_{rms}}$  and output ripple voltage if the capacitor has an internal equivalent series resistance of 20 m $\Omega$ , assuming  $C = \infty$ .
- vi. calculate the maximum load resistance  $R_{crit}$  before discontinuous inductor current. Calculate the output voltage and inductor non-conduction period,  $t_x$ , when the load resistance is triple the critical resistance  $R_{crit}$ .
- vii. if the maximum load resistance is 1  $\Omega$ , calculate
  - the value the inductance  $L$  can be reduced, to be on the verge of discontinuous inductor current and for that  $L$
  - the peak-to-peak ripple and rms, inductor and capacitor currents.
- viii. specify two control strategies for controlling the forward converter in a discontinuous inductor current mode.
- ix. output ripple voltage hence percentage output ripple voltage, for  $C = 1,000$   $\mu$ F and an equivalent series inductance of  $ESL = 0,5$   $\mu$ H, assuming  $ESR = 0$   $\Omega$ .
- x. The apparent load resistance seen at the input, for the duty cycle and load for part i.

## Lösning

i. calculate the switch  $T$  on-time duty cycle  $\delta$  and switch on-time  $t_T$ .

$T = \text{"ON"}$

$$V_{dc} - L \frac{di_L}{dt} - V_o = 0 \Leftrightarrow V_{dc} - L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} - V_o = 0 \Leftrightarrow \Delta i_L = \frac{V_{dc} - V_o}{L} \cdot \Delta t = \frac{V_{dc} - V_o}{L} \cdot t_T \quad (1)$$

$T = \text{"OFF"}$

$$-L \frac{di_L}{dt} - V_o = 0, \quad \frac{di_L}{dt} < 0 \Rightarrow -L \frac{-|\Delta i_L|}{\Delta t} - V_o = 0 \Leftrightarrow |\Delta i_L| = \frac{V_o}{L} \cdot \Delta t = \frac{V_o}{L} \cdot t_D$$

Det är alltid så att:  $t_T = \delta \cdot T = \delta_T \cdot T_{sw}$ .

Vid ansluten drift (Continuous conduction mode: CCM) är det dessutom så att  $t_D = T - t_T = (1 - \delta_T) \cdot T_{sw}$ .

Likhet ger:

$$\frac{V_{dc} - V_o}{L} \cdot t_T = \frac{V_{dc} - V_o}{L} \cdot \delta_T \cdot T_{sw} = \frac{V_o}{L} \cdot t_D = \{\text{vid CCM}\} = \frac{V_o}{L} \cdot (1 - \delta_T) \cdot T_{sw} \quad (2)$$

Vilket ger

$$\delta_T = \frac{t_T}{T_{sw}} = \frac{V_o}{V_{dc}} = \frac{48}{192} = 0.25 \Rightarrow t_T = \delta_T \cdot T_{sw} = \delta_T \cdot \frac{1}{f_{sw}} = 0.25 \cdot \frac{1}{10 \cdot 10^3} \text{ s} = 25 \mu\text{s}$$

ii. calculate the average load current  $\bar{I}_o$ , hence average input current  $\bar{I}_i$ .

$$\bar{I}_o = \frac{V_o}{R_{load}} = \frac{48}{1} \text{ A} = 48 \text{ A}$$

Antag att omvandlaren är förlustfri dvs:  $P_{in} = P_{out} \Leftrightarrow V_{dc} \cdot \bar{I}_i = V_o \cdot \bar{I}_o$

Detta ger:  $\bar{I}_i = \frac{V_o}{V_{dc}} \cdot \bar{I}_o = \delta_T \cdot \bar{I}_o = 0.25 \cdot 48 \text{ A} = 12 \text{ A}$

iii. draw accurate waveforms for

- the voltage across, and the current through  $L$ ;  $v_L$  and  $i_L$
- the capacitor current,  $i_c$
- the switch and diode voltage and current;  $v_T$ ,  $v_D$ ,  $i_T$ ,  $i_D$ .

Hence calculate the switch utilisation ratio as defined by equation (17.11).

Kurvformerna visas i Figure 17.2 (b). Observera att min och max värdet på induktorströmmen visas men att denna missvisande har index  $o$  för output även om rippet i utströmmen är mycket mindre. Dessa nivåer bör istället ha index  $L$  eftersom det är induktorströmmen det gäller. Strömnivåerna ges av:

$$i_{L,max} = \bar{I}_o + \frac{\Delta i_L}{2} = 48 + \frac{18}{2} \text{ A} = 57 \text{ A}$$

$$i_{L,min} = \bar{I}_o - \frac{\Delta i_L}{2} = 48 - \frac{18}{2} \text{ A} = 39 \text{ A}$$



- v. calculate the capacitor average and rms current,  $i_{C,rms}$  and output ripple voltage if the capacitor has an internal equivalent series resistance of 20 mΩ, assuming  $C = \infty$ .

$$\begin{aligned}
 I_{C,rms} &= \sqrt{\frac{1}{T_{sw}} \left( \int_{t_T} i_C^2(t) dt + \int_{t_D} i_C^2(t) dt \right)} = \\
 &= \sqrt{\frac{1}{T_{sw}} \cdot \left( \int_0^{t_T} \left( -\frac{\Delta i_L}{2} + \frac{\Delta i_L}{t_T} t \right)^2 dt + \int_0^{t_D} \left( \frac{\Delta i_L}{2} - \frac{\Delta i_L}{t_D} t \right)^2 dt \right)} = \frac{\Delta i_L}{2\sqrt{3}}
 \end{aligned} \tag{4}$$

Observera att den totala rms-strömmen alltid kan skrivas

$$I_{rms}^2 = \sum_{k=0}^{\infty} I_{k,rms}^2 = I_{0,rms}^2 + I_{1,rms}^2 + I_{2,rms}^2 + \dots = I_{0,rms}^2 + \sum_{k=1}^{\infty} I_{k,rms}^2 = I_{dc,rms}^2 + I_{ac,rms}^2 = \bar{I}_{dc}^2 + I_{ac,rms}^2$$

Där  $I_{0,rms} = I_{dc,rms}$  är rms-värdet av dc-komponenten,  $I_{1,rms}$  är rms-värdet av grundtonen,  $I_{2,rms}$  är rms-värdet av andratonen etc.  $I_{ac,rms}$  är det totala rms-värdet av växelkomponenten (ac).

Eftersom utströmmen är en ren dc-komponent och kondensatorströmmen är en ren ac-komponent och induktorströmmen är summan av dessa båda så kan man skriva

$$I_{L,rms}^2 = I_{o,rms}^2 + I_{C,rms}^2 = \bar{I}_o^2 + \left( \frac{\Delta i_L}{2\sqrt{3}} \right)^2 = 48^2 + \left( \frac{18}{2\sqrt{3}} \right)^2 A^2 = 2331 A^2 \Rightarrow I_{L,rms} = 48.3 A \tag{5}$$

- vi. calculate the maximum load resistance  $R_{crit}$  before discontinuous inductor current. Calculate the output voltage and inductor non-conduction period,  $t_x$ , when the load resistance is triple the critical resistance  $R_{crit}$ .

Gränsen mellan ansluten drift (CCM) och icke-ansluten drift (DCM) ges av (Figure 17.2 (b), (c))

$$\bar{I}_L = \Delta i_L / 2$$

Lastresistansen i detta gränsfall ges av

$$\begin{aligned}
 R_{crit} &= \frac{V_o}{\bar{I}_o} = \frac{V_o}{\Delta i_L / 2} = \frac{2V_o}{\Delta i_L} = \frac{2V_o}{\frac{V_{dc} - V_o}{L} \cdot \delta_T T_{sw}} = \frac{2L}{\delta_T T_{sw}} \cdot \frac{V_o}{V_{dc} - V_o} = \frac{2L}{\delta_T T_{sw}} \cdot \frac{1}{\frac{1}{\delta_T} - 1} = \frac{2L}{T_{sw}} \cdot \frac{1}{1 - \delta_T} = \\
 &= \frac{2 \cdot 200 \cdot 10^{-6}}{100 \cdot 10^{-6}} \cdot \frac{1}{1 - 0.25} \Omega = 5.33 \Omega
 \end{aligned}$$

Om  $R_{LOAD} = 3 \cdot R_{crit} = 3 \cdot 5.33 \Omega = 16 \Omega$  så gäller samma som tidigare i intervallet då  $T$  är sluten. Följande gäller i intervallet då transistoren  $T$  är öppen vilket ger att likheten (2) fortfarande gäller med ändringen nedan (enligt Figure 17.2 (c)):

$$\frac{V_{dc} - V_o}{L} \cdot t_T = \frac{V_{dc} - V_o}{L} \cdot \delta_T \cdot T_{sw} = \frac{V_o}{L} \cdot t_D = \{\text{vid DCM}\} = \frac{V_o}{L} \cdot (T_{sw} - \delta_T \cdot T_{sw} - t_x)$$

Vilket ger

$$\frac{V_o}{V_{dc}} = \frac{\delta_T \cdot T_{sw}}{T_{sw} - t_x} = \frac{\delta_T}{1 - t_x/T_{sw}} \quad (6)$$

För lastströmmens medelvärde gäller:

$$\bar{I}_o = \frac{1}{T_{sw}} \cdot \left( \frac{\hat{i}_o}{2} \cdot t_T + \frac{\hat{i}_o}{2} \cdot t_D \right) = \frac{t_T + t_D}{T_{sw}} \cdot \frac{\hat{i}_o}{2} = \frac{T_{sw} - t_x}{T_{sw}} \cdot \frac{\hat{i}_o}{2} = \frac{T_{sw} - t_x}{T_{sw}} \cdot \frac{\Delta i_L}{2} \quad (7)$$

Om man sätter in (1) i (7) så erhålles

$$\begin{aligned} \bar{I}_o &= \frac{T_{sw} - t_x}{T_{sw}} \cdot \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{T_{sw} - t_x}{T_{sw}} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{dc} - V_o}{L} \cdot t_T = \frac{T_{sw} - t_x}{T_{sw}} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{dc} - V_o}{L} \cdot \delta_T T_{sw} = \\ &= \left( 1 - \frac{t_x}{T_{sw}} \right) \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{dc} - V_o}{L} \cdot \delta_T T_{sw} \end{aligned} \quad (8)$$

Om man sätter (8) i (6) så erhålles

$$\frac{V_o}{V_{dc}} = \frac{\delta_T}{1 - t_x/T_{sw}} = \frac{\delta_T}{\frac{2L\bar{I}_o}{(V_{dc} - V_o)\delta_T T_{sw}}} = \frac{\delta_T^2 T_{sw}}{2L\bar{I}_o} \cdot (V_{dc} - V_o)$$

Detta är utgångspunkten för beräkningar rörande utspänningen hos nedspänningsomvandlaren vid icke ansluten drift. I detta fall gäller även  $\bar{I}_o = V_o/R_{LOAD}$  vilket ger

$$V_o^2 + \frac{\delta_T^2 T_{sw} R_{LOAD} V_{dc}}{2L} V_o - \frac{\delta_T^2 T_{sw} R_{LOAD} V_{dc}^2}{2L} = 0$$

Lösningen till denna ges av

$$V_o = -\frac{V_{dc}}{4} \cdot \frac{\delta_T^2 T_{sw} R_{LOAD}}{L} \pm \frac{V_{dc}}{4} \cdot \sqrt{\frac{\delta_T^2 T_{sw} R_{LOAD} V_{dc}^2}{L} \cdot \left( \frac{\delta_T^2 T_{sw} R_{LOAD} V_{dc}^2}{L} - 8 \right)} = 74.95 \text{ V}$$

Om detta sätts in (8) med  $\bar{I}_o = V_o/R_{LOAD}$  så erhålles

$$t_x = \left( 1 - \frac{2L\bar{I}_o}{(V_{dc} - V_o)\delta_T T_{sw}} \right) \cdot T_{sw} = \left( T_{sw} - \frac{2LV_o}{(V_{dc} - V_o)\delta_T R_{LOAD}} \right) \bar{I}_o = 35.9 \mu\text{s} \approx 36 \mu\text{s}$$

vii. if the maximum load resistance is 1  $\Omega$ , calculate

- the value the inductance  $L$  can be reduced, to be on the verge of discontinuous inductor current and for that  $L$
- the peak-to-peak ripple and rms, inductor and capacitor currents.

Om  $R_{LOAD} = 1 \Omega$ , så gäller  $\bar{I}_o = V_o/R_{LOAD} = 48 \text{ A}$  vilket ger  $\Delta i_L = 96 \text{ A}$  för drift på gränsen mellan CCM och DCM. (1) ger då

$$L = \frac{V_{dc} - V_o}{\Delta i_L} \cdot t_T = \frac{V_{dc} - V_o}{\Delta i_L} \cdot \delta_T T_{sw} = \frac{192 - 48}{96} \cdot 0.25 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \text{ H} = 37.5 \mu\text{H}$$

Om detta används för att beräkna rms-strömmarna enligt (4) och (5) så får man

$$I_{C,rms} = \frac{\Delta i_L}{2\sqrt{3}} = \frac{96}{2\sqrt{3}} \text{ A} = 27.7 \text{ A}$$

$$I_{L,rms}^2 = I_{o,rms}^2 + I_{C,rms}^2 = \bar{I}_o^2 + \left(\frac{\Delta i_L}{2\sqrt{3}}\right)^2 = 48^2 + \left(\frac{96}{2\sqrt{3}}\right)^2 \text{ A}^2 = 3072 \text{ A}^2 \Rightarrow I_{L,rms} = 55.4 \text{ A}$$

viii. specify two control strategies for controlling the forward converter in a discontinuous inductor current mode.

Ingår inte i denna kurs!

ix. output ripple voltage hence percentage output ripple voltage, for  $C = 1,000 \mu\text{F}$  and an equivalent series inductance of  $ESL = 0,5 \mu\text{H}$ , assuming  $ESR = 0 \Omega$ .

Ripplet i utspänning ges av Figure 17.3 med tillhörande beräkningar. För den rent kapacitiva delen av utgångskondensatorn gäller

$$i_C = C \frac{dv_C}{dt}$$

Vilket betyder att spänningsderivatan är positive när strömmen är positive. Därför kan spänningsriplet beräknas ur

$$\Delta v_C = \frac{1}{C} \int_{i_C > 0} i_C dt = \frac{1}{C} \left( \int_0^{t_T/2} \frac{\Delta i_L}{t_T} \cdot t dt + \int_0^{t_D/2} \frac{\Delta i_L}{2} - \frac{\Delta i_L}{t_D} \cdot t dt \right) = \frac{\Delta i_L}{C} \cdot \frac{t_T + t_D}{8} = \frac{\Delta i_L T_{sw}}{8C} = 225 \text{ mV}$$

$ESL$  bidrar med:

$$\Delta v_{C,ESL} = L_{ESL} \frac{di_C}{dt}$$

Strömderivatan har två olika värden beroende på om transistorn  $T$  är till eller från enligt:

$$\Delta v_{C,ESL}^+ = L_{ESL} \cdot \frac{\Delta i_L}{t_T} = 0.5 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{18}{0.25 \cdot 100 \cdot 10^{-6}} \text{ V} = 360 \text{ mV}$$

$$\Delta v_{C,ESL}^- = L_{ESL} \cdot \frac{-\Delta i_L}{t_D} = 0.5 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{-18}{0.75 \cdot 100 \cdot 10^{-6}} \text{ V} = -120 \text{ mV}$$

Vilket betyder att  $\Delta v_{C,ESL} = \Delta v_{C,ESL}^+ - \Delta v_{C,ESL}^- = 480 \text{ mV}$ .

Om  $ESR$  tas med i beräkningar så ges denna del av:

$$\Delta v_{C,ESR} = R_{ESR} \cdot \Delta i_C = R_{ESR} \cdot \Delta i_L$$

Observera de inbördes faslägena mellan de beräknade spänningsrippen (se Figure 17.3). Den dominerande delen i detta fall är den som beror av  $ESL$ .

x. The apparent load resistance seen at the input, for the duty cycle and load for part i.

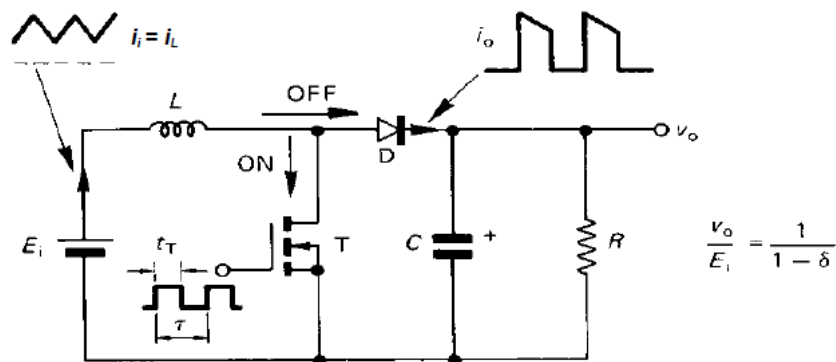
Medelströmmen in i omvandlaren beräknades under ii:

$$\bar{I}_i = \frac{V_o}{V_{dc}} \cdot \bar{I}_o = \delta_T \cdot \bar{I}_o = 0.25 \cdot 48 \text{ A} = 12 \text{ A}$$

Dessutom gäller:  $V_{dc} = \frac{V_o}{\delta_T}$  vilket ger

$$R_{in} = \frac{V_{dc}}{\bar{I}_i} = \frac{V_o / \delta_T}{\delta_T \cdot \bar{I}_o} = \frac{1}{\delta_T^2} \cdot \frac{V_o}{\bar{I}_o} = \frac{1}{\delta_T^2} \cdot R_{LOAD} = 16 \Omega$$

**Exempel 17.3: Boost (step-up flyback) converter dvs uppspanningsomvandlare.**



**Figure 17.6. (a) Circuit diagram of the non-isolated, step-up, flyback converter (boost converter) where  $v_o \geq E_1$ .**

The boost converter in figure 17.6 is to operate with a  $50 \mu\text{s}$  transistor fixed on-time in order to convert the  $50 \text{ V}$  input up to  $75 \text{ V}$  at the output. The inductor is  $250 \mu\text{H}$  and the resistive load is  $2.5 \Omega$ .

- Calculate the switching frequency, hence transistor off-time, assuming continuous inductor current.
- Calculate the mean input and output current.
- Draw the inductor current, showing the minimum and maximum values.
- Calculate the capacitor rms ripple current.
- Derive general expressions relating the operating frequency to varying load resistance.
- At what load resistance does the instantaneous input current fall below the output current.

### Lösning

- Calculate the switching frequency, hence transistor off-time, assuming continuous inductor current.

$T = \text{"ON"}$

$$V_{dc} - L \frac{di_L}{dt} = 0 \Rightarrow V_{dc} - L \frac{\Delta i_L}{dt} = 0 \Leftrightarrow \Delta i_L = \frac{V_{dc}}{L} \cdot \Delta t = \frac{V_{dc}}{L} \cdot t_T \quad (1)$$

$T = \text{"OFF"}$

$$V_{dc} - L \frac{di_L}{dt} - V_o = 0, \quad \frac{di_L}{dt} < 0 \Leftrightarrow V_{dc} - L \frac{-|\Delta i_L|}{\Delta t} - V_o = 0 \Leftrightarrow$$

$$|\Delta i_L| = \frac{V_o - V_{dc}}{L} \cdot \Delta t = \frac{V_o - V_{dc}}{L} \cdot t_D$$

Det är alltid så att:  $t_T = \delta \cdot T = \delta_T \cdot T_{sw}$ . Vid ansluten drift (Continuous conduction mode: CCM) är det dessutom så att  $t_D = T - t_T = (1 - \delta_T) \cdot T_{sw}$ . Likhet ger:

$$\frac{V_{dc}}{L} \cdot t_T = \frac{V_{dc}}{L} \cdot \delta_T \cdot T_{sw} = \frac{V_o - V_{dc}}{L} \cdot t_D = \{\text{vid CCM}\} = \frac{V_o - V_{dc}}{L} \cdot (1 - \delta_T) \cdot T_{sw} \quad (2)$$

Vilket ger

$$\delta_T = \frac{t_T}{T_{sw}} = 1 - \frac{V_{dc}}{V_o} = 1 - \frac{50}{75} = \frac{1}{3} \Rightarrow T_{sw} = \frac{t_T}{\delta_T} = 3 \cdot 50 \mu\text{s} = 150 \mu\text{s} \Rightarrow f_{sw} = 6.67 \text{ kHz}$$

ii. Calculate the mean input and output current.

$$\bar{I}_o = \frac{V_o}{R_{load}} = \frac{75}{2.5} \text{ A} = 30 \text{ A}$$

Antag att omvandlaren är förlustfri dvs:  $P_{in} = P_{out} \Leftrightarrow V_{dc} \cdot \bar{I}_i = V_o \cdot \bar{I}_o$

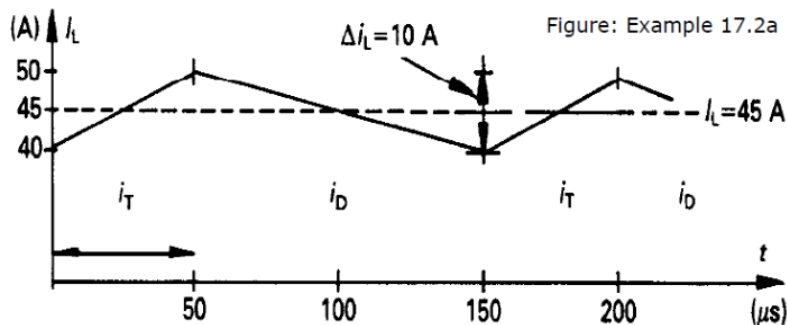
$$\text{Detta ger: } \bar{I}_i = \frac{V_o}{V_{dc}} \cdot \bar{I}_o = \frac{1}{1 - \delta_T} \cdot \bar{I}_o = \frac{3}{2} \cdot 30 \text{ A} = 45 \text{ A}$$

iii. Draw the inductor current, showing the minimum and maximum values.

$$\text{Strömriplet ges av (1): } \Delta i_L = \frac{V_{dc}}{L} \cdot t_T = \frac{50}{250 \cdot 10^{-6}} \cdot 50 \cdot 10^{-6} \text{ A} = 10 \text{ A}$$

$$i_{L,max} = \bar{I}_o + \frac{\Delta i_L}{2} = 45 + \frac{10}{2} \text{ A} = 50 \text{ A}$$

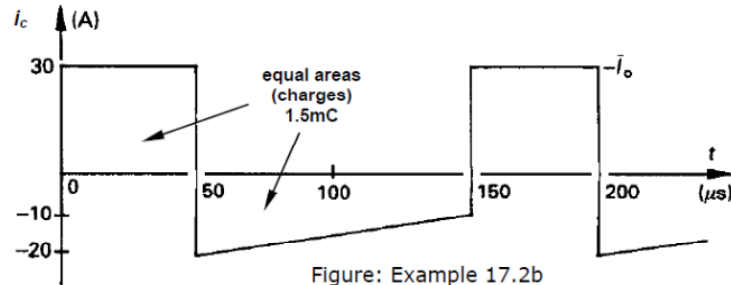
$$i_{L,min} = \bar{I}_o - \frac{\Delta i_L}{2} = 45 - \frac{10}{2} \text{ A} = 40 \text{ A}$$





iv. Calculate the capacitor rms ripple current.

Rita först kondensatorströmmen. När transistoren  $T$  leder tas hela lastströmmen från kondensatorn  $C$  dvs  $i_C = -I_o$ . När transistoren  $T$  blockerar ger Kirchoffs strömlag att  $i_C = i_L - I_o$ . Observera att strömmen i figuren nedan är ritad med icke samhörande referensriktning, dvs att strömmen är positiv ut från kondensatorns positiva pol. Det är ytterst olämpligt att strömmen referensriktning definieras på detta sätt.



Matematiskt beskrivs kondensatorströmmen (med rätt referensriktning):

$$i_C(t) = \begin{cases} -\bar{I}_o & 0 \leq t < t_T \\ (i_{L,max} - \bar{I}_o) - \frac{\Delta i_L}{t_D} \cdot (t - t_T) & t_T \leq t < T_{sw} \end{cases}$$

Dess RMS-värde beräknas ur definitionen dvs:

$$\begin{aligned} i_{C,RMS} &= \sqrt{\frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} i_C^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T_{sw}} \left( \int_0^{t_T} (-\bar{I}_o)^2 dt + \int_{t_T}^{T_{sw}} \left( (i_{L,max} - \bar{I}_o) - \frac{\Delta i_L}{t_D} \cdot (t - t_T) \right)^2 dt \right)} = \\ &= \sqrt{\frac{1}{T_{sw}} \left( \int_0^{t_T} (-\bar{I}_o)^2 dt + \int_0^{T_{sw}-t_T} \left( (i_{L,max} - \bar{I}_o) - \frac{\Delta i_L}{t_D} \cdot t \right)^2 dt \right)} = \\ &= \sqrt{\frac{1}{T_{sw}} \left( \int_0^{t_T} (-\bar{I}_o)^2 dt + \int_0^{t_D} \left( (i_{L,max} - \bar{I}_o) - \frac{\Delta i_L}{t_D} \cdot t \right)^2 dt \right)} = \\ &= \sqrt{\frac{1}{T_{sw}} \left( I_o^2 \cdot t_T + (i_{L,max} - \bar{I}_o)^2 \cdot t_D - (i_{L,max} - \bar{I}_o) \Delta i_L \cdot t_D + \frac{\Delta i_L^2}{3} \cdot t_D \right)} = 21.3 \text{ A} \end{aligned}$$

v. Derive general expressions relating the operating frequency to varying load resistance.

Så länge lastresistansen är så liten att omvandlaren arbetar i ansluten drift (CCM) så är switch-frekvensen konstant. Gränsen för ansluten drift ges av (se Figur 17.6 b och c):

$$\bar{I}_L = \Delta i_L / 2$$

Induktorströmmen är för denna omvandlare densamma som ingångsströmmen. För ansluten drift alltså:

$$\bar{I}_i = \frac{V_o}{V_{dc}} \cdot \bar{I}_o = \frac{1}{1 - \delta_T} \cdot \bar{I}_o = \frac{1}{1 - \delta_T} \cdot \frac{V_o}{R_{load}} \geq \frac{\Delta i_L}{2}$$

Gränsfallet ger:

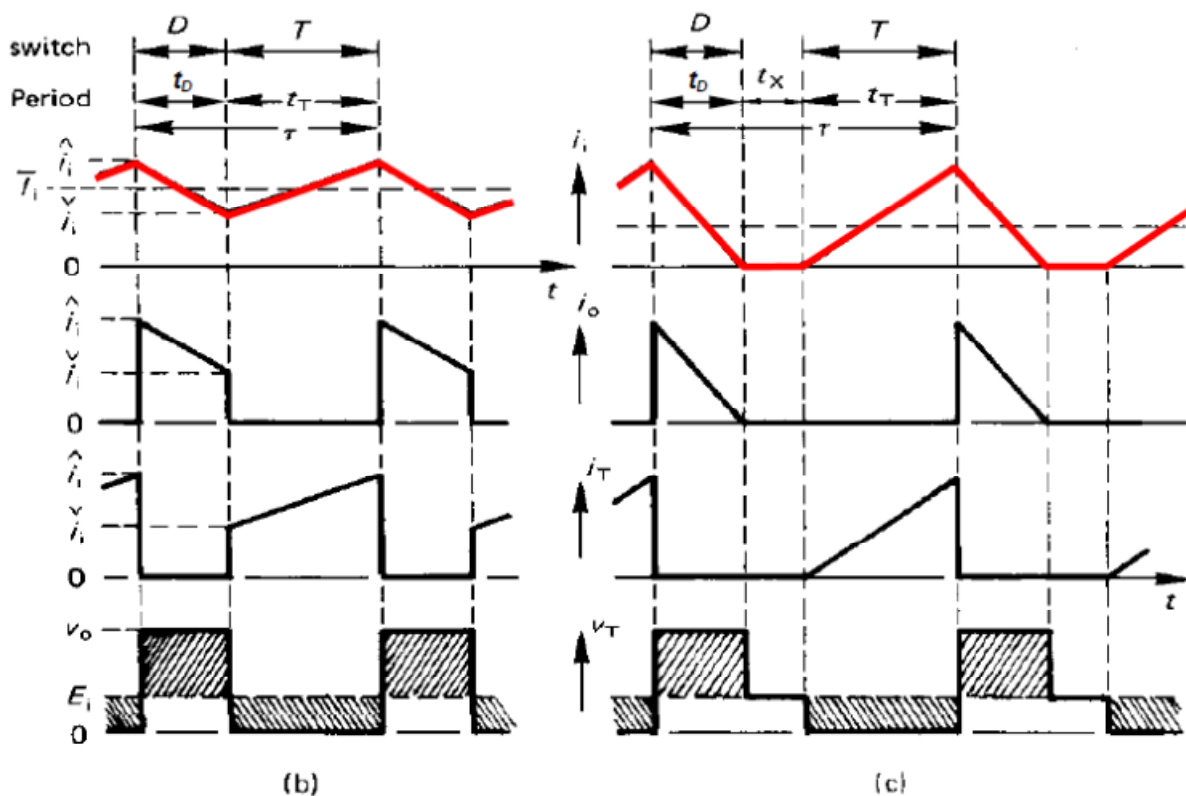
$$\frac{1}{1-\delta_T} \cdot \frac{V_o}{R_{crit}} = \frac{\Delta i_L}{2} \Leftrightarrow R_{crit} = \frac{1}{1-\delta_T} \cdot \frac{2V_o}{\Delta i_L} = 22.5 \Omega$$

För övrigt behöver man inte känna till lösningen av denna uppgift. Normalt ska det man efterfrågas specificeras mycket noggrannare är i exemplet. Till exempel enligt nedan:

I detta fall förutsätter man att switch-frekvensen ändras så att omvandlaren drivs på gränsen mellan ansluten drift (CCM) och icke ansluten drift (DCM) för högre värden på belastningsresistansen än den kritiska (ej självklart). Detta betyder att duty-cyclern ändras istället. Ovanstående uttryck gäller därför fortfarande men modifieras:

$$R_{load} = \frac{1}{1-\delta_T} \cdot \frac{2V_o}{\Delta i_L} = \frac{1}{1-(t_T/T_{sw})} \cdot \frac{2V_o}{\frac{V_{dc}}{L} t_T} = \frac{1}{1-(t_T \cdot f_{sw})} \cdot \frac{2LV_o}{V_{dc} t_T} \Leftrightarrow$$

$$1-(t_T \cdot f_{sw}) = \frac{L}{R_{load}} \cdot \frac{2V_o}{V_{dc} t_T} \Leftrightarrow f_{sw} = \frac{1}{t_T} \cdot \left( 1 - \frac{L}{R_{load}} \cdot \frac{2V_o}{V_{dc} t_T} \right)$$



**Figure 17.6.** (b) waveforms for continuous input current and (c) waveforms for discontinuous input current of the non-isolated, step-up, flyback converter (boost converter) where  $v_o \geq E_1$ .

$v_i$ . At what load resistance does the instantaneous input current fall below the output current.

Se lösning i lärobok!