

On-Line Estimation of Junction Temperatures in Power Modules



Josefin Lund

Division of Industrial Electrical Engineering and Automation

Faculty of Engineering Lund University

On-line estimation of junction temperatures in
power modules

Examensarbete - Lunds Universitet

Student: Josefin Lund

Supervisors:

Hans Bängtsson, Lunds Universitet

Per Södergård, CG Drives & Automation

Examinator: Mats Alaküla

2014-02-14

Innehåll

1	Abstract	4
2	Sammanfattning	5
3	Summary	6
4	Förord	7
4.1	Problemet	8
4.2	Disposition av rapporten	8
5	Metod och material	8
5.1	Metod	8
5.2	En verklig modul	8
5.3	Testmodulen	9
6	Teori	9
6.1	Effektutveckling i komponenter	9
6.2	Halvledare	9
6.2.1	Doping	9
6.2.2	Backspänning	10
6.2.3	Framspänning	10
6.3	Dioden	10
6.4	IGBT-transistorn	10
6.5	Termiska egenskaper hos, för arbetet, relevanta material	11
6.5.1	Energi som värme	11
6.5.2	Termisk resistans	11
6.5.3	Lagring av energi i material, termisk kapacitans	12
6.5.4	Kylare	13
6.5.5	Fläkt och pump	13
6.5.6	NTC-termistor	13
6.5.7	Foster-modellen	14
7	Modellen	15
7.1	Generell beskrivning	15
7.2	Indata	15
7.3	Uppskattning av effektutvecklingen i varje komponent	15
7.4	Parametrar fastställda av analys av databladet	16
7.4.1	Termisk resistans som funktion av pulsbredd	16
7.4.2	Switchförlusterna	16
7.5	Uppskattning av förväntat värde vid NTC-termistorn samt korrigering av uppskattad omgivningstemperatur	16
7.6	Förklaring av blockschema inklusive kod	17
7.6.1	Block 1. Uträkning av effektutveckling i komponenterna	17
7.6.2	Block 2. Uppdatering av temperaturer orsakad av varje komponent på sig själv	19
7.6.3	3. Uppdatering av verklig temperatur och uppdatering av rippelhöjd	20
7.6.4	Block 4. Estimering av värdet på NTC-termistorn	22
7.6.5	Block 5. Korrigering av omgivningstemperatur	22

8	Simuleringen	23
8.1	Beskrivning av simuleringen	23
8.2	Allokering av fasströmmen till komponenterna	23
8.3	Parametrar fastställda av experiment	24
8.4	Resultat av simuleringen	25
9	Diskussion och slutsatser	27
10	Förslag till vidareutveckling	28
11	Referensförteckning	29
12	Bilagor	29

Figurer

1	Svar på ett 100 W steg	12
2	Svar på pwm-signal	13
3	Foster-modell och Cauer-modell	14
4	Switchförluster vid 600 V Vcc beroende på collector-ström från databladet	17
5	Approximationer av switchförlust-kurvorna i föregående figur	18
6	Temperaturhöjning i baseplate under komponenten	23
7	Temperaturpåverkan på en av transistorerna från övriga komponenter	24
8	Fasströmmar och allokering av ström till respektive komponent, omvandlad till effekt (med spänning 1,5 V för dioder och 1,7 V för IGBT). Används som input i simuleringen.	25
9	Temperatur i komponenterna. Omgivningstemperatur och påverkan från omgivande komponenter inräknad	26
10	Förväntat värde vid NTC-termistorn	27
11	Rippelhöjd vid tiden t	28
13	IGBT-modul. Till vänster demonstreras hur ström fås att gå genom dioden längst upp till vänster enligt kretsschemat. Till vänster demonstreras hur ström fås att gå genom IGBT-transistorn uppe till höger. Notera spänningen över port 9 och 10 (gate och emitter).	68
17	Kretsschema IGBT-modul	68
18	Illustration av värmens spridning från komponenten genom kylaren och ut i omgivningen med hjälp av Fosterkretsar	69
12	Allokering av en fasström till respektive komponent beroende på tecken	70
14	System, förenklat. Komponenterna sitter på basplattan som är monterad på en kylare. En fläkt blåser luft genom fenorna för att öka värmeöverföringen	71
15	Blockschemat över modellen för temperatur estimering i komponenterna	72

16	Fosterkrets över värmeöverföringen mellan två komponenter och NTC-termistorn. $T_j = T$ junction och T_{amb} = omgivningstemperatur (ambient temperature), T_b = temperatur i basplatta, $_T1$ avser IGBT1 och $_D2$ avser diod 2.	73
----	--	----

1 Abstract

Title: On-line estimation of junction temperatures in power modules.

Author: Josefin Lund

Supervisors: Hans Bängtsson, LTH
Per Södergård, CG Drives & Automation

Examinator: Mats Alaküla

Department: IEA, LTH

Summary: It is critical for the durability of power modules to maintain low enough temperature in their components (IGBTs and diodes).

The goal of this project was to examine methods to estimate the junction temperature of components in an IGBT module in real-time.

After studying literature on the subject, a model was developed using Foster-circuits and feedback from the NTC-thermistor in the IGBT-module.

This model was tested in a simulation with temperature measured at a nearby point and phase currents as inputs. Data for the cooling system (heatsink and fan) was estimated from lab experiments. Information about component characteristics was given in the datasheet for the IGBT-module.

Keywords: junction temperature estimation, foster circuit, thermal Ohms law, thermal resistance, thermal capacitance, time constant

2 Sammanfattning

För att kraftelektroniska moduler ska hålla måste temperaturen i deras komponenter hållas under en viss nivå. I dagsläget finns inget sätt att mäta denna temperatur direkt.

Målet för detta examensarbete var att undersöka metoder för att estimeras temperaturen i komponenterna, i realtid, med hjälp av information om fasströmmarna, systemets termiska egenskaper och komponenterkaraktäristik erhållen från databladet för aktuell IGBT-modul.

Efter litteraturstudier fastställdes en rimlig modell i form av en krets av Foster-länkar, det vill säga en termisk resistans parallell med en termisk kapacitans som representerar kylsystemets och IGBT-modulens termiska egenskaper (storleken på temperaturhöjningen och energilagringsförmåga).

Efter en analys fastställdes vilka de mest relevanta delarna av modellen var. Dessa testades i en simulering med fasströmmar som input. Övriga data som användes i simuleringen fastsälldes/estimerades i experiment eller genom studier av datablad.

3 Summary

It is critical for the durability of power modules to keep a low enough temperature on the junction of the components. Too high temperature may cause the component and therefore the module to break.

In today's power modules there is no possibility to measure the exact temperature in the junctions. There is, however, an NTC-thermistor somewhere, possibly at a corner of the module, that measures the temperature rise at that corner.

The goal of this project is to examine methods to estimate the junction temperature in the components of a general power module using available inputs and characteristics from the datasheet.

After some literature studies and experiments, a model was developed. The most relevant parts of the model were tested in a simulation.

4 Förord

Detta är en rapport för ett examensarbete på masternivå på Lunds Tekniska Högskola.

Projektet har gjorts på företaget CG Drives & Automation. Handledare har varit Hans Bängtsson på LTH och Per Södergård på CG Drives & Automation.

Jag kom först i kontakt med CG Drives & Automation på en gästföreläsning på universitetet. Det som tilltalade mig var att de utvecklar teknik som ökar effektiviteten i processer för att spara energi. Detta passade mig bra då jag specialiserat mig inom kraftelektronik och miljö.

Temat för mitt examensarbete var en idé från CG Drives & Automation och det primära syftet med uppgiften är att få bättre kontroll på IGBT-modulens begränsningar, kunna använda den mer effektivt och på så sätt spara pengar.

Jag vill passa på att tacka mina handledare, Hans Bängtsson och Per Södergård för all hjälp, Tom Jönsson för utmärkt labassistans samt mina opponenter Christoffer Gydenius och Anton Magnusson för hjälpen med att förbättra denna rapport.

Om CG Drives & Automation: CG Drives & Automation grundades för 35 år sedan som Emotron. Idag har företaget 150 anställda och huvudkontor i Helsingborg. Dotterbolag finns i Tyskland och Nederländerna.

CG Drives & Automation utvecklar och tillverkar produkter för drift och övervakning av elmotorer, till exempel frekvensomriktare och mjukstartare.

Produkterna används, bland annat, i fläktar, pumpar, hissar, kranar och krossar inom branscher som kraftproduktion, vatten/avlopp, gruvdrift och processindustri.

2011 köptes tidigare Emotron av Crompton Greaves och blev CG Drives & Automation. CG finns i 85 länder och har över 150 000 anställda. CG erbjuder elektriska lösningar på problem för industrin, energiföretag, elkraftsproduktion, industri och konsumenter.

Trevlig läsning!

4.1 Problemet

Inom kraftelektroniska tillämpningar är temperaturen i halvledarna en av de begränsande faktorerna. Att mäta dessa direkt är emellertid oftast inte möjligt. Därför måste uppskattning av dessa göras utifrån en modell av systemet med fasströmmar, dc-spänning, switchfrekvens, kylaregenskaper etcetera som in-parametrar. Målet var att utveckla en generisk modell för ovan nämnda problem som genom tester och parametrar från datablad relativt lätt och snabbt kan anpassas till specifika moduler.

4.2 Disposition av rapporten

Rapporten inleds med definition av och bakgrund till problemet. Därefter följer ett teoriavsnitt som förhoppningsvis tillhandahåller tillräckligt med förkunskaper för att läsaren ska kunna tillgodogöra sig innehållet i kommande avsnitt. Därefter följer en presentation av den teoretiska modellen av systemet inklusive diskussion om vilka detaljer i modellen som är mest relevanta och vilka som eventuellt kan bortses från. Här kan även läsas om hur informationen i databladet för IGBT-modulen har använts. För att testa modellens rimlighet har en simulering gjorts. Om denna finns att läsa i nästa avsnitt.

5 Metod och material

5.1 Metod

- Litteraturstudier
För att få en uppfattning av hur kylare och värmeledning samt sambandet mellan värme och effekt fungerar gjordes omfattande litteraturstudier.
- Experiment med IGBT-modul
Hur värmen sprids i kylsystemet från respektive komponent undersöktes i en laboration.
- Utveckling av modell
En metod för att räkna ut temperaturen i varje komponent utvecklades...
- Simulering
...och testades.

5.2 En verklig modul

Som testobjekt för modellen har 6MBI150VX-120-50 från Fuji använts. Den består av 6 diod-IGBT-par, 2 par för varje fas, således 12 halvledarkomponenter totalt. Se figur 13.

Dessa är monterade på en basplatta tillsammans med en NTC-termistor vars syfte är att ge en uppfattning om temperaturen i modulen.

Modulen är, i aktuellt system, monterad på en kylare med skruv.

För att öka värmeledningskapaciteten mellan basplattan och kylaren finns också ett lager termisk pasta (Thermal Interface Material, TIM).

Kylningen effektiviseras med en fläkt.

5.3 Testmodulen

Modulen som används för demonstration av modellen och simuleringen utgörs av de fyra mellersta komponenterna och NTC-termistorn i den riktiga modulen 6MBI150VX-120-50 från Fuji. Se figur 14.

6 Teori

I följande avsnitt avhandlas den teori som använts för förståelse av problemet samt utvecklingen av lösningen på detsamma. Först nämns tre sätt för värme (energi) att ta sig från ett ställe till ett annat varpå meningen med en kylfläns förklaras. Därefter kommer en approximation av t ex kylflänsar, nämligen Foster-modellen, presenteras tillsammans med ett exempel. Eftersom IGBT-modulerna innehåller NTC-termistorer för temperaturdetektion kommer några ord yttras om dessa också. Informationen i detta avsnitt kommer från [MA & PK] (halvledare), [ABB] (Foster-kretsar) och [BWW] (värmelära).

6.1 Effektutveckling i komponenter

Orsaken till temperaturhöjningen i och kring transistorerna och dioderna är att de, på grund av ett litet spänningsfall över dem, utvecklar effekt då de leder ström. Både transistorer och dioder komponenter är tillverkade av PN-övergångar av halvledarmaterial.

6.2 Halvledare

Ett ämne som är en halvledare är kisel. Dess yttre skal består av 4 elektroner (valenselektroner) vilket lämnar 4 platser för elektroner i skalet lediga. Därför binds fyra kiselatomer till den första kiselatomen via varsin elektron (kovalent bindning) samt till vardera tre andra kiselatomer. På så vis bildas en kiselkristall vilken är stabil för låga temperaturer.

Höjs temperaturen kan en elektronbindning brytas vilket resulterar i en fri elektron och ett elektronhål (positiv laddning). Den fria elektronen kan därefter plockas upp av en annan kiselatom i samma situation och dess gamla hål fyllas igen av en ny elektron. På så sätt kan man säga att en ström går genom kristallen.

6.2.1 Doping

För att få ett överskott av antingen elektroner eller hål i en kristall kan ett dopingämne tillsättas. Om ett ämne med tre valenselektroner tillsätts kommer det bli överskott på hål (positiv laddning), kallat P-doping. Då ett ämne med fem valenselektroner tillsätts uppstår ett överskott av fria elektroner vilket kallas N-doping.

Då en P-dopad kristall sätts bredvid en N-dopad (en så kallad PN-övergång) börjar hål från P-regionen röra sig mot mitten och där möta elektroner som rör sig från N-regionen. Dessa bildar i mitten ett oladdat område, ett utarmningsskikt. Över detta utarmningsskikt, beläget mellan en positiv och en negativt laddad del, bildas ett E-fält som förhindrar att hål från P-regionen och elektroner från N-regionen rör sig över på andra sidan.

6.2.2 Backspänning

Då en spänning läggs över PN-övergången med plus på N-regionen (katoden) och minus på P-regionen (anoden) dras de fria hålen mot plus och de fria elektronerna mot minus. Inga laddningar rör sig över utarmningsskiktet och ingen ström går genom PN-övergången. Då sägs PN-övergången vara backspänd.

6.2.3 Framspänning

Vid omvänd spänning blir övergången framspänd. Fria hål från P-regionen tar sig förbi utarmningsskiktet och ut till minus och fria elektroner från N-regionen gör motsvarande åt andra hållet.

6.3 Dioden

När dioden framspänns ökar antalet fria laddningar i utarmningsskiktet vilket leder till att resistansen i detta område minskar avsevärt. Detta gör att komponenten leder ström. Då dioden är backspänd hindras strömmens framfart av utarmningsskiktet.

Switchning av dioden Då dioden används som frihjulsdiod i en krets (som i fallet med vår IGBT-modul) sätts den på och av med en hög frekvens vilket orsakar effektutveckling.

När en ström kommer in i dioden (i framspänningsläget) laddas först utarmningsskiktet upp med laddningar och blir konduktivt. Backspänningen över dioden försvinner och när den är borta börjar dioden leda ström.

Då strömmen slutar flöda genom dioden stängs den av. Vid avstängningen laddas även dioden ur på fria laddningar vilket gör att strömmen en stund går i motsatt riktning medan backspänningen byggs upp.

Eftersom backspänningen byggs upp samtidigt som det går ström kommer en effektutveckling (reverse recovery) ske varje gång dioden stängs.

6.4 IGBT-transistorn

Eftersom IGBTn är en kombination av funktionerna hos MOSFET och BJT följer här beskrivningar av dessa som sedan relateras till IGBTn.

MOSFET En MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) består av två områden av N+ omgivna av områden av P. Dessa två områden är anslutna till kontakterna source och gate. Då en spänning läggs över gate och source kommer elektroner övervinna barriärerna av P kring dessa två områden och bilda en N-kanal. Denna ansluter i sin tur source till drain och ström kan flöda däremellan. Beroende på spänningen över gate och source arbetar transistorn i tre lägen, nämligen följande:

- Cut-off: Då spänningen understiger ett visst värde (tröskelvärdet) kommer komponenten inte att leda någon ström mellan source och drain.
- Aktivt: Då spänningen är tillräckligt stor (mättad) kommer strömmen att flöda fritt genom komponenten. Den är maximalt konduktiv.

- Ohmiskt: Mellan de två ovan nämnda tillstånden kan man, med hjälp av spänningen över gate och source, styra storleken på strömmen mellan source och drain.

BJT Den bipolära transistorn består av en PNP eller NPN-övergång. Med en ström genom basen och emittern styrs en ström genom collectorn och emittern.

IGBTn används inom kraftelektroniska tillämpningar på grund av sin höga effektivitet och låga effektförbrukning (låg mättnadsspänning). Den kan beskrivas som en N-kanal MOSFET med drain:en ersatt med en P+-kollektor vilket gör att komponenten även innehåller en PNP-BJT.

Med IGBTn styrs strömmen mellan emitter och collector med en spänning mellan gate och emitter.

Switchning av transistorn Precis som i fallet med dioden orsakas en effektutveckling av att transistorn sätts av och på. I detta fallet behöver vi emellertid ta hänsyn till både turn-on -och turn-off-energiförlusterna.

Effektörlusterna Om dessa switchförluster finns information i IGBT-modulens datablad. Ledförlusterna fås genom att mäta strömmen genom en komponent och multiplicera med spänningen över den.

6.5 Termiska egenskaper hos, för arbetet, relevanta material

6.5.1 Energi som värme

Överföringsmetoder

- **Termisk strålning:** Mellan två objekt med olika temperatur kan energi överföras (från objektet med högre temperatur till det med den lägre) i form av elektromagnetisk strålning. Den elektromagnetiska strålningen absorberas sedan av det kallare objektet. Styrkan på denna strålning beror på objektens yta och materialens strålningsbenägenhet.
- **Ledning:** Värme är egentligen att molekyler rör sig på grund av sin höga energi (rörelseenergi). I ett objekt där temperaturen inte är konstant kan värmen förflytta sig från ett ställe med högre temperatur till ett med lägre genom att den varma molekylerna krockar med den kalla och därmed överför rörelseenergi.
- **Strömning:** Då en vätska eller gas kommer i kontakt med ett föremål av högre temperatur överförs värmeenergi från föremålet till vätskan eller gasen. Detta kan ske naturligt (om objektet befinner sig i en omgivning av luft) eller tvingat (med pump eller fläkt).

6.5.2 Termisk resistans

Ledningsförmågan av energi i ett material beror på dess termiska resistivitet. I en kylare (en bestämd mängd material) är det då den termiska resistansen som avses. Antag att vi har en kylare med den termiska resistansen $R_{th}C^{\circ}/W$ och en konstant ström av energi på P_d W.

Vidare är omgivningstemperaturen T_{amb} °C. Då blir temperaturen, vid källan för energiströmmen, (T_{top}) efter en viss tid lika med R_{th} °C/W * Pd W = T_{top} °C.

Tiden som krävs för att denna temperatur ska nås bestäms av kylarens termiska kapacitans (förmåga att lagra värmeenergi).

6.5.3 Lagring av energi i material, termisk kapacitans

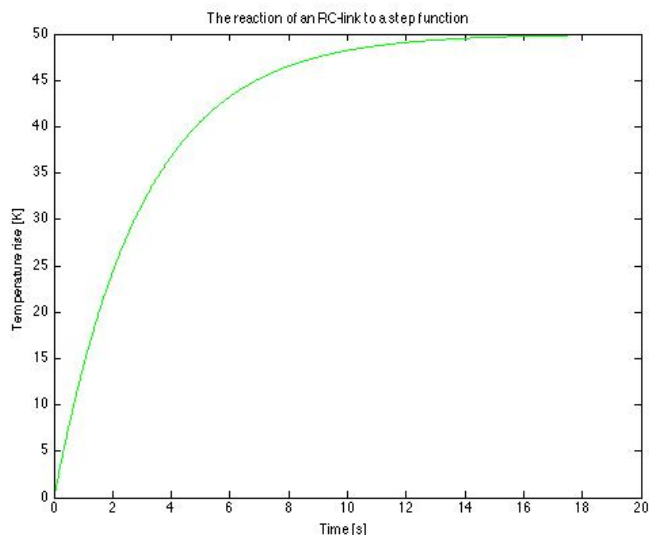
Material kan lagra energi. På så sätt kan en kylares massa regleras för att stå emot fluktuationer i temperaturen för små ändringar i effektutveckling. Detta kallas termisk kapacitans [J/°C] och medför att systemet får en tidskonstant, τ .

Som tidigare nämnts om termisk resistans så uppnås en viss temperaturskillnad över en kylare när en konstant effektutveckling har varat under en tillräckligt lång tid. Med tidskonstanten vet vi vilken tid detta är. Mer specifikt är tidskonstanten den tid det tar för systemet att nå ca 63 % av sitt steady-statevärde.

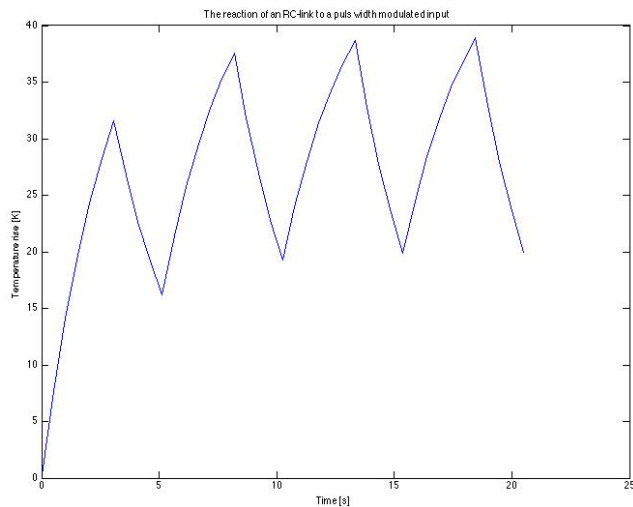
Exempel 1: stegsvar i kylare En urladdad (omgivningstempererad) kylare kan modelleras som en Foster (RC)-krets med $\tau = 3$ s och $R_{th} = 0,5$ K/W. ($\tau = R_{th}C_{th}$).

Kretsen matas med ett steg på 100 W. Temperaturen som funktion av tiden kan skrivas $P \cdot R_{th}(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$. Se figur 1 för resulterande stegsvar.

Exempel 2: stegsvar i kylare med rippel Samma kylare som i exempel 1 laddas ur och matas nu med en PWM-insignal med duty cycle 60 % , 2 Hz och en amplitud på 100 W. Se figur 2 för resulterande stegsvar.



Figur 1: Svar på ett 100 W steg



Figur 2: Svar på pwm-signal

6.5.4 Kylare

Kylare, eller kylflänsar, består av ett material med bra värmeledningsförmåga och har ofta fenor för att öka kontaktytan mot omgivningen. Materialmängden står för den termiska kapacitansen och kylarens förmåga att leda en ström av värme står för den termiska resistansen.

Då en effektutvecklande enhet monteras på en kylfläns och körs så att temperaturen i den höjs börjar värmen ledas genom materialet (se värmeledning ovan).

Värmen hamnar i den omgivande vätskan eller gasen och försvinner eftersom gas eller vätska med högre temperatur blir mer rörlig än sådan med lägre (skorstenseffekten). Fenorna i kylaren skapar en stor kontaktyta med omgivande fluid vilket främjar värmeväxlingen. Vidare emitterar fenorna energi genom elektromagnetisk värmestrålning.

De vanligaste materialen i kylare är aluminiumlegeringar med värmeledningsförmåga ca $200 \text{ W/m}\cdot\text{K}$. Koppär är en bättre värmeledare ($400 \text{ W/m}\cdot\text{K}$) än aluminiumlegeringar men också dyrare. Diamant är ännu bättre än koppär, $2000 \text{ W/m}\cdot\text{K}$.

6.5.5 Fläkt och pump

Då en fläkt eller pump kopplas så att flödet av fluid mellan fenorna ökar kommer värmeledningen öka. Det minskar den termiska resistansen i kylarsystemet medan kapacitansen hålls konstant eftersom den beror på materialmängden.

6.5.6 NTC-termistor

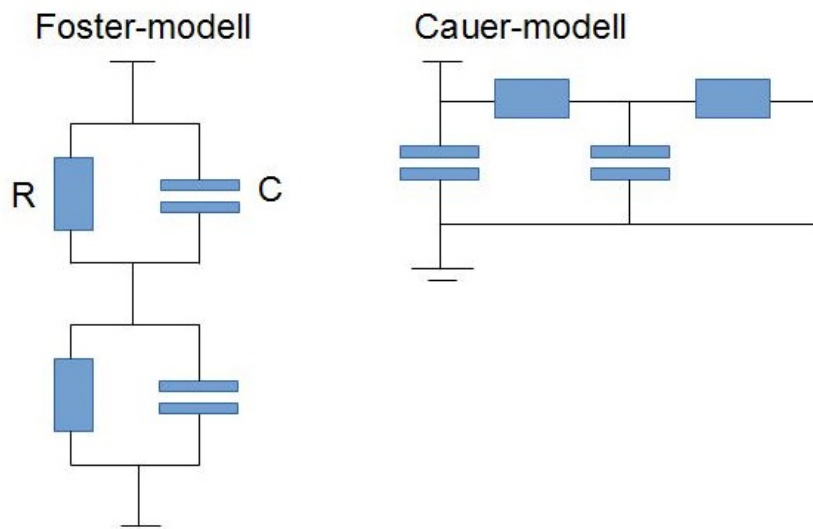
För temperaturmätning i modulen används en NTC-termistor. Denna kan beskrivas som en resistor vars resistans minskar då temperaturen ökar.

Detta enligt ett visst mönster som approximeras med $T = \frac{B}{\ln(R/R_\infty)}$ där $R_\infty = R_0 e^{\frac{-B}{T_0}}$. I databladet ges värdet av B samt att resistansen är R_0 vid temperaturen T_0 .

6.5.7 Foster-modellen

För beräkningar på termiska kretsar kan Foster-modellen användas. Det finns även en annan modell för samma ändamål, Cauer-modellen, som skiljer sig genom att alla kapacitanser är anslutna till jord istället för nästa RC-länk. Se jämförelse i figur 3, där jord-symbolen motsvarar omgivningstemperatur.

Fostermodellen innebär att man approximerar en termisk övergång (exempelvis kylare till omgivande luft) som en RC-krets där den termiska resistansen är kopplad parallellt med den termiska kapacitansen. Tidskonstanten τ ges av $R \cdot C$. I denna krets kan vi sedan använda Ohms lag där strömmen ersätts av den utvecklade effekten och spänningen av temperaturen.



Figur 3: Foster-modell och Cauer-modell

7 Modellen

7.1 Generell beskrivning

Denna modell använder kunskap om fasströmmar, spänningsfall över komponenterna samt switchfrekvens för att räkna ut genomsnittlig effektutveckling samt rippelhöjd.

Temperaturen i varje komponent estimeras sedan genom att använda värdet av temperaturen i föregående uträkning samt de termiska egenskaperna i systemet.

I figur 15 syns ett blockschema över modellen. Den förklaras utförligt i detta avsnitt. En modell av värmeöverföringen mellan två komponenter och NTC-termistorn visas i figur 16. Värmeöverföring mellan komponent och omgivning är här försummad. T_j står för temperatur i junction.

7.2 Indata

Insignaler till modellen är följande:

- Fasströmmar i två faser, den tredje räknas ut.
- Spänningsfall över komponenterna, alternativt används ungefärliga mått på detta som är typiska för systemet.
- Switchfrekvens.
- Temperaturmått från NTC-termistorn.

7.3 Uppskattning av effektutvecklingen i varje komponent

- Ledförluster: Då transistorerna är på och därmed leder kommer en effektutveckling äga rum som är lika med strömmen genom transistorn multiplicerad med spänningen över kollektor och emitter.
- Då transistorn är av och inte leder kommer strömmen istället gå genom dioden. På motsvarande sätt uppkommer då ledförluster.
- Switchförluster IGBT: När transistorn sätts på och stängs av kommer en viss effekt utvecklas. Storleken på denna beror på strömmen genom komponenten och kan plockas från databladet. Omskalas ifall spänningen in i IGBT-modulen avviker från 600 V.
- Switchförlust diod: Då dioden sätts på utvecklas en försumbar effekt men då den stängs av är effektutvecklingen mer märkbar. Denna s k reverse recovery-förlust kan också plockas från databladet.

Den genomsnittliga effekten samt maxstorleken på ripplet som kan uppstå räknas ut. Detta för att hålla reda på den genomsnittliga temperaturen och varna för en eventuellt farlig maxtemperatur inuti komponenten.

Då basplattan och kylaren under en komponent approximeras med en Fostermodell kan denna användas för att uppskatta temperaturen under komponenten orsakad av komponenten själv. Detta i motsats till temperaturen under komponenten orsakad av omgivande komponenter.

I denna RC-länk kommer R_{th} förändras beroende på fläktstyrkan. Eftersom den termiska kapacitansen beror på massan i kylare och basplatta kommer denna hållas konstant och därmed kommer τ ändras.

Värmen kommer mestadels ledas ned genom kylaren men också i horisontalld och påverka temperaturen under de andra komponenterna samt NTC-termistorn. Ledningen i horisontalld kommer att undersökas experimentellt.

7.4 Parametrar fastställda av analys av databladet

7.4.1 Termisk resistans som funktion av pulsbredd

I databladet anges den totala termiska resistansen för komponenterna. I en graf över den termiska resistansen beroende på pulsbredd kan man emellertid se att det finns två tidskonstanter, alltså två RC-länkar i serie, i varje komponent. Tidskonstanterna för dessa anges inte i databladet.

Därför togs några punkter ur grafen (för att approximera kurvorna, en för dioden och en för IGBTn). Kurvan antogs vara av formen

$$R_{th1} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}) + R_{th2} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}}).$$

I ett Matlab-skript jämfördes kurvan i databladet med ett stort antal kurvor med olika värden på R_{th1} , τ_1 , R_{th2} och τ_2 med avseende på den euklediska normen (det vill säga, skillnaden i avstånd mellan mätpunkterna och approximationen, ju mindre avstånd ju bättre). Resultatet syns i resultat-avsnittet och programmet kan läsas i bilagan *Extraction of time constants from graph*.

På grund av pulsbreddsmoduleringen kommer ett rippel uppstå med samma frekvens som switchfrekvensen. Detta rippel kommer räknas in i maxtemperaturen i komponenten, dvs temperaturen under komponenten (temperaturhöjningen över basplattan) + max rippelhöjd.

7.4.2 Switchförlusterna

Switchförlusternas storlek visas med en graf i databladet.. Dessa gäller för en likspänning på 600 V. När likspänningen skiljer sig från detta får man skala om enligt $E_{switch} = E_{switch}(@600V) \cdot \frac{V_{real}}{600V}$.

Graferna över E_{on} , E_{off} och E_{rr} approximerades med least-square (polyfit & polyval i Matlab).

Grafen från databladet syns i figur 4 och approximationerna:

$$E_{on} = 0.0002i^2 + 0.0342i + 1.3507,$$

$$E_{off} = 0.0002i^2 + 0.1155i + 0.4034 \text{ och}$$

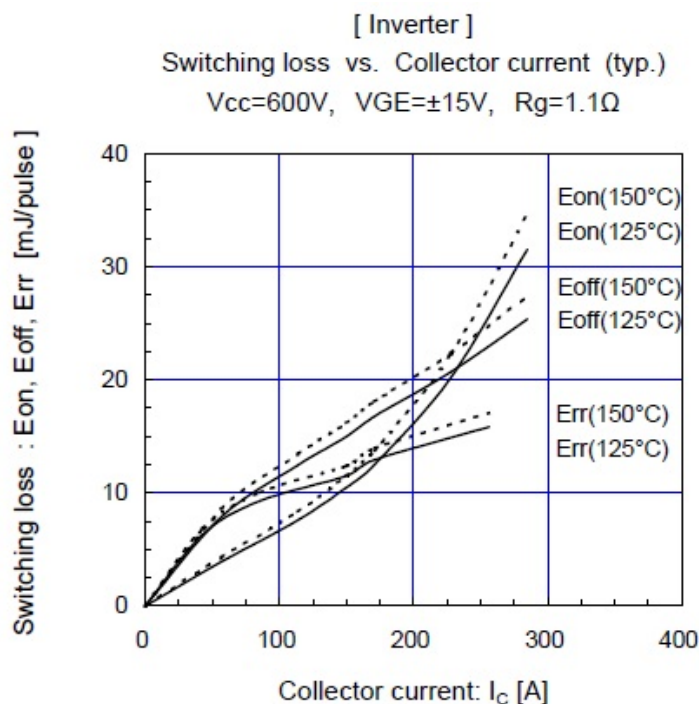
$$E_{rr} = -0.0002i^2 + 0.1165i + 0.6404$$

visas i figur 5.

7.5 Uppskattning av förväntat värde vid NTC-termistorn samt korrigerig av uppskattad omgivningstemperatur

Värdet på temperaturen som mäts av NTC-termistorn är lika med omgivningstemperaturen samt summan av alla bidrag från varje komponent i modulen.

På samma sätt som vi följer temperaturen i varje enskilt komponent kan vi följa den förväntade temperaturen vid NTC-termistorn genom att summera bidragen från varje komponent. Givetvis kommer komponenterna längst bort från



Figur 4: Switchförluster vid 600 V V_{cc} beroende på collector-ström från databladet

termistorn ha mindre påverkan på NTC-termistorn än de närliggande komponenterna.

Om det förväntade värdet vid NTC-termistorn är högre än förväntat kan det bero på en förhöjd omgivningstemperatur.

7.6 Förklaring av blockschema inklusive kod

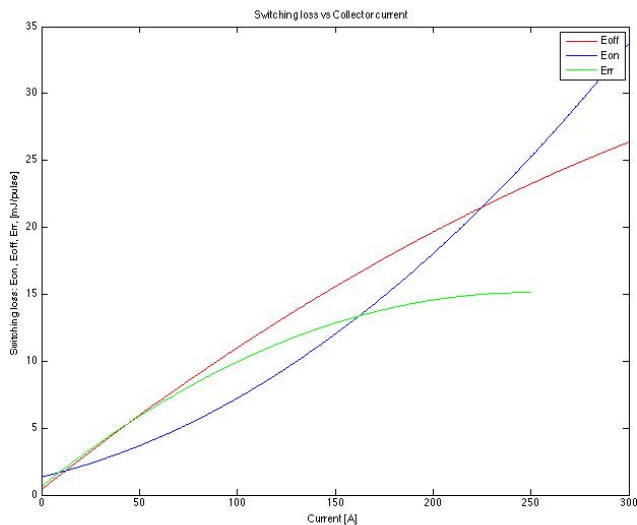
Här följer en detaljerad beskrivning av alla delmoment i blockschemat i figur 15. Blocken i figuren är numrerade och denna numrering stämmer överens med underrubrikerna som följer.

Varje underrubrik innehåller en övergripande sammanfattning av blockets uppgift, indata till blocket, kod, förklaring av koden samt utdata från blocket.

7.6.1 Block 1. Uträkning av effektutveckling i komponenterna

Uppgift I den termiska varianten av Ohms lag är det, som bekant sedan tidigare, effektutvecklingen i komponenten som spelar samma roll som strömmen i den elektriska varianten. Denna bestämmer hur mycket temperaturen höjs över kylaren (motsvarande spänningen).

Storleken på effektutvecklingen i en komponent beror på ledförluster och switchförluster som i sin tur beror på V_{dc} (spänningen in till modulen), I_{fas} (strömmen ut ur modulen) och användarens inställningar (switchfrekvens).



Figur 5: Approximationer av switchförlust-kurvorna i föregående figur

Storleken på led förlusterna fås antingen genom att mäta spänningsfallet över komponenten medan den leder och multiplicera detta med storleken på fasströmmen i samma ögonblick eller genom att multiplicera fasströmmen med ett genomsnittligt värde på spänningen över komponenten då komponenten har en viss temperatur.

Det senare avgörs experimentellt. Fördelen med den senare metoden är att inga mätningar av spänningen över varje komponent behöver göras.

Inför uträkningen behöver en allokering av strömmen till aktuell komponent göras. Detta beror också på vilket system användaren använder för att producera en viss fasström. I denna simulering har ett komponentpar, T1 och D2, fått dela på strömmen när den är positiv och T2 och D1 då strömmen är negativ. Se figur 8.

Indata Fasströmmens storlek, spänning över dc-linken in i modulen, switchfrekvens, programfrekvens, genomsnittlig spänning över komponenterna.

```

1  vIGBT = 1.7;
2  vDiode = 1.5;
3
4  %Interpolationspolynom av graf i datablad.
5  %V_dc (spänningen över dc-linken) antas vara sådan att
6  %Eon, Eoff och Err inte behöver omskalas.
7  Eon = @(i) (0.0002*i*i + 0.0342*i + 1.3507)/1000;
8  Eoff = @(i) (0.0002*i*i + 0.1155*i + 0.4034)/1000;
9  Err = @(i) (-0.0002*i*i + 0.1165*i + 0.6404)/1000;
10
11 %Allokerar strömmen till respektive komponent.
12 for n = 1:length(current)
13
14     if current(n)>0

```

```

15         iT1(n) = iT1(n) + abs(current(n))/2;
16         iD2(n) = iD2(n) + abs(current(n))/2;
17     end
18
19     if current(n) ≤ 0
20         iT2(n) = iT2(n) + abs(current(n))/2;
21         iD1(n) = iD1(n) + abs(current(n))/2;
22     end
23
24 end
25
26 %Uträkning av genomsnittlig effektutveckling beroende på fasström.
27 for n=1:length(current)
28     if iT1(n) > 0
29         PT1(n) = iT1(n)*vIGBT + (Eon(2*iT1(n)) + ...
30             Eoff(2*iT1(n)))/(pwmT/(programT*programT));
31     end
32     if iD2(n) > 0
33         PD2(n) = iD2(n) * vDiode + ...
34             (Err(2*iD2(n)))/(pwmT/(programT*programT));
35     end
36     if iT2(n) > 0
37         PT2(n) = iT2(n)*vIGBT + (Eon(2*iT2(n)) + ...
38             Eoff(2*iT2(n)))/(pwmT/(programT*programT));
39     end
40     if iD1(n) > 0
41         PD1(n) = iD1(n) * vDiode + ...
42             (Err(2*iD1(n)))/(pwmT/(programT*programT));
43     end
44 end

```

Utdata Genomsnittlig effektutveckling i varje komponent.

7.6.2 Block 2. Uppdatering av temperaturer orsakad av varje komponent på sig själv

Uppgift Egentligen påverkar alla komponenter i modulen varandra men i detta block räknas endast höjningen av temperaturen varje komponent orsakad av sig själv. Påverkan från andra komponenter läggs till senare. I detta block tas hänsyn till R_{th} och τ i vertikalled. Detta innebär att fläkthastigheten, kylarens egenskaper och ledningen mellan komponenten via basplattan och den termiska pastan ned till kylaren.

Indata Första körningen antas temperaturen vara samma som den uppskattade omgivningstemperaturen (0 graders höjning). Resterande tid används temperaturen från detta blocket som uträknades i förra cykeln samt den nya genomsnittliga effektutvecklingen.

```

1 %Uträkning av temperaturhöjningen i vertikalled. I denna ...
2   simulering antas tau vara 8 s vilket är en %forenkling. ...
3   Egentligen skiljer den sig vid olika punkter beroende på hur ...
4   mycket volym av kylaren
5
6 %som finns kring komponenten. Rth (0.152) kommer från att ...
7   temperaturen vid komponenten efter
8
9 %tillräckligt lång tid med 100 W effektutveckling är 40 grader ...
10  och omgivningstemperaturen 24.8.

```

```

4
5 for n = 1:temp
6     tem2 = n+1;
7     Temp_T1_bp(tem2) = ...
        Temp_T1_bp(n) - ((Temp_T1_bp(n) - PT1(n) * 0.152) * (1 - exp(-programT/8)));
8
9     Temp_T2_bp(tem2) = Temp_T2_bp(n) ...
        - ((Temp_T2_bp(n) - PT2(n) * 0.152) * (1 - exp(-programT/8)));
10
11    Temp_D2_bp(tem2) = Temp_D2_bp(n) - ...
        ((Temp_D2_bp(n) - PD2(n) * 0.152) * (1 - exp(-programT/8)));
12
13    Temp_D1_bp(tem2) = Temp_D1_bp(n) - ...
        ((Temp_D1_bp(n) - PD1(n) * 0.152) * (1 - exp(-programT/8)));
14 end

```

Utdata Den nya uppdaterade temperaturen för varje komponent orsakad av effektutvecklingen i komponenten själv.

7.6.3 3. Uppdatering av verklig temperatur och uppdatering av ripplehöjd

Uppgift Här kommer värmespridningen i horisontalld från omgivande komponenter adderas till varje komponents temperatur.

Parametrarna till modellen för värmespridningen i horisontalld kommer från laborationen där en effektutveckling orsakades genom att driva en ström genom komponenten och sedan övervaka förändringen vid NTCn x cm bort från komponenten.

På olika avstånd resulterade samma effektutveckling i komponenterna i olika steady-state temperaturer och olika tid för att nå steady-state.

Dessa tider och andelar av komponenttemperaturhöjningen sattes som funktion av avståndet från NTC-termistorn och interpolerades.

Funktionerna som resulterade används i detta block tillsammans med uppmätt avstånd från en komponent till en annan.

Indata Första körningen är påverkan från de andra komponenterna 0. Därefter är signalen temperaturerna från föregående block.

Utdata Utsignalen är summan av påverkan på varje komponent av omgivande komponent.

```

1 %K och tau uträknade enligt TABELL och insatta nedan.
2 for n=1:temp
3
4 %Omgivande komponenters bidrag till varmen i T1
5     T1_T2(n+1) = ...
        T1_T2(n) - (T1_T2(n) - (Temp_T2_bp(n) / 3.2) * (1 - exp(-programT/26)));
6     T1_D1(n+1) = ...
        T1_D1(n) - (T1_D1(n) - (Temp_D1_bp(n) / 2.0) * (1 - exp(-programT/20)));
7     T1_D2(n+1) = ...
        T1_D2(n) - (T1_D2(n) - (Temp_D2_bp(n) / 5.9) * (1 - exp(-programT/38)));
8
9 %T2

```

```

10     T2_T1(n+1) = ...
        T2_T1(n) - (T2_T1(n) - (Temp_T1_bp(n)/3.2)) * (1 - exp(-programT/26));
11     T2_D1(n+1) = ...
        T2_D1(n) - (T2_D1(n) - (Temp_D1_bp(n)/1.9)) * (1 - exp(-programT/27));
12     T2_D2(n+1) = ...
        T2_D2(n) - (T2_D2(n) - (Temp_D2_bp(n)/2.6)) * (1 - exp(-programT/21));
13
14     %D1
15     D1_T1(n+1) = ...
        D1_T1(n) - (D1_T1(n) - (Temp_T1_bp(n)/2.0)) * (1 - exp(-programT/20));
16     D1_T2(n+1) = ...
        D1_T2(n) - (D1_T2(n) - (Temp_T2_bp(n)/1.9)) * (1 - exp(-programT/27));
17     D1_D2(n+1) = ...
        D1_D2(n) - (D1_D2(n) - (Temp_D2_bp(n)/3.2)) * (1 - exp(-programT/26));
18
19     %D2
20     D2_T1(n+1) = ...
        D2_T1(n) - (D2_T1(n) - (Temp_T1_bp(n)/5.9)) * (1 - exp(-programT/38));
21     D2_T2(n+1) = ...
        D2_T2(n) - (D2_T2(n) - (Temp_T2_bp(n)/2.6)) * (1 - exp(-programT/21));
22     D2_D1(n+1) = ...
        D2_D1(n) - (D2_D1(n) - (Temp_D1_bp(n)/3.2)) * (1 - exp(-programT/26));
23     end
24
25     %Rippelhojd
26
27     %Beraknar storleken pa effektutvecklingen momentant i varje ...
        komponent.
28     %For diod inkluderas ledforluster och reverse recovery.
29     %For IGBT inkluderas ledforluster och switch on samt switch ...
        off-forluster.
30     for n=1:length(current)
31         if iT1(n) ≠ 0
32             PpulseT1(n) = iT1(n)*vIGBT + (Eon(iT1(n)) + Eoff(iT1(n)) ...
                )/pwmT;
33         end
34         if iD2(n) ≠ 0
35             PpulseD2(n) = iD2(n)*vDiode + Err(iD2(n))/pwmT;
36         end
37         if iT2(n) ≠ 0
38             PpulseT2(n) = iT2(n)*vIGBT + (Eon(iT2(n)) + Eoff(iT2(n)) ...
                )/pwmT;
39         end
40         if iD1(n) ≠ 0
41             PpulseD1(n) = iD1(n)*vDiode + Err(iD1(n))/pwmT;
42         end
43     end
44
45     %Interpolering av grafer fran datablad over Rth som funktion av ...
        pulsbredd
46     %for IGBT resp diod.
47     RthIGBT = @(t) 0.0312*(1-exp(-t/0.0031)) + ...
        0.1638*(1-exp(-t/0.0752));
48     RthDiode = @(t) 0.048*(1-exp(-t/0.0027)) + ...
        0.2828*(1-exp(-t/0.0630));
49
50     for n=1:length(current)
51         if iT1(n) ≠ 0
52             rippleT1(n) = PpulseT1(n)*RthIGBT(pwmT);
53         end
54         if iD2(n) ≠ 0
55             rippleD2(n) = PpulseD2(n)*RthDiode(pwmT);

```

```

56     end
57     if iT2(n) ≠ 0
58         rippleT2(n) = PpulseT2(n)*RthIGBT(pwmT);
59     end
60     if iD1(n) ≠ 0
61         rippleD1(n) = PpulseD1(n)*RthDiode(pwmT);
62     end
63 end

```

7.6.4 Block 4. Estimering av värdet på NTC-termistorn

Uppgift För att tillhandahålla möjlighet till feedback används den, i modulen, inbyggda NTC-termistorn. I laborationen noterades hur stor del av temperaturhöjningen från en specifikt komponent som hamnade vid NTC-termistorn samt hur lång tid det tog att nå steady-state. Här används inget interpolationspolynom utan data direkt från resultatet från laborationen.

Indata Egentemperatur från block 2.

Utdata Estimerad temperatur vid NTC-termistorn.

```

1 for n = 1:temp
2     NTC_T1(n+1) = ...
           NTC_T1(n)-(NTC_T1(n)-(Temp_T1_bp(n)/3.2))*(1-exp(-programT/58));
3     NTC_T2(n+1) = ...
           NTC_T2(n)-(NTC_T2(n)-(Temp_T2_bp(n)/3.8))*(1-exp(-programT/79));
4     NTC_D1(n+1) = ...
           NTC_D1(n)-(NTC_D1(n)-(Temp_D1_bp(n)/2.5))*(1-exp(-programT/74));
5     NTC_D2(n+1) = ...
           NTC_D2(n)-(NTC_D2(n)-(Temp_D2_bp(n)/3.1))*(1-exp(-programT/73));
6 end
7
8 NTC_exp = Tamb + NTC_T1 + NTC_T2 + NTC_D1 + NTC_D2;

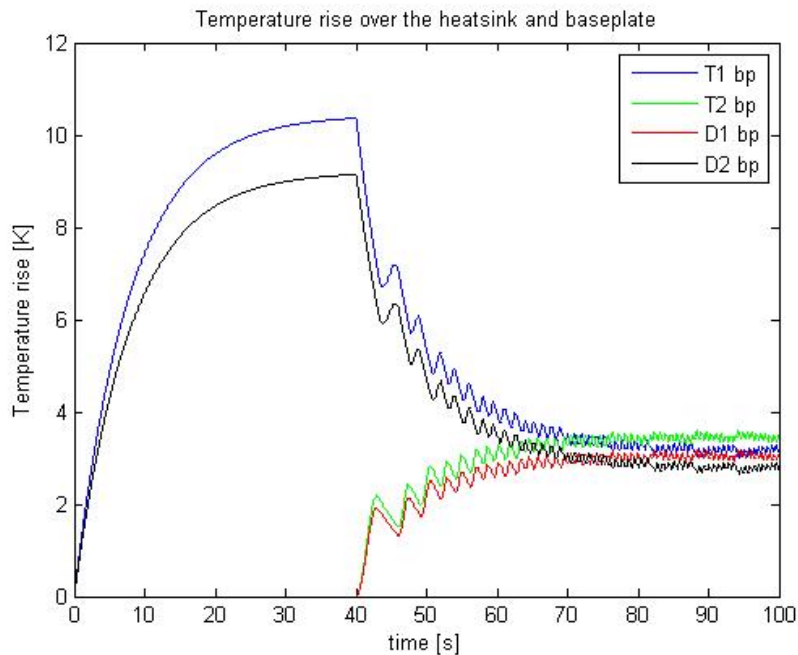
```

7.6.5 Block 5. Korrigering av omgivningstemperatur

Uppgift Värdet från föregående block jämförs med det värde som mäts vid NTC-termistorn. Om dessa inte stämmer överens (inom rimliga gränser) höjs eller sänks värdet på estimerad omgivningstemperatur. Utom rimliga gränser kan en plötslig stor skillnad mellan föregående och nuvarande mätning vara resultat av ett mätfel. Då kan föregående omgivningstemperatur behållas.

Indata Estimerad temperatur vid NTC-termistorn. Estimerad omgivningstemperatur.

Utdata Ny estimerad omgivningstemperatur.



Figur 6: Temperaturhöjning i baseplate under komponenten

8 Simuleringen

8.1 Beskrivning av simuleringen

Simuleringen baseras på en modell liknande den experimenten utförts på fast med endast 2 dioder, 2 IGBTer och 1 NTC-termistor. Den simulerar således endast en fas.

Utsignalen från modulen (resulterande fasström) är en likström som övergår i en växelström med ökande frekvens från 0 till 50 Hz. Denna fasström är insignal till modellen.

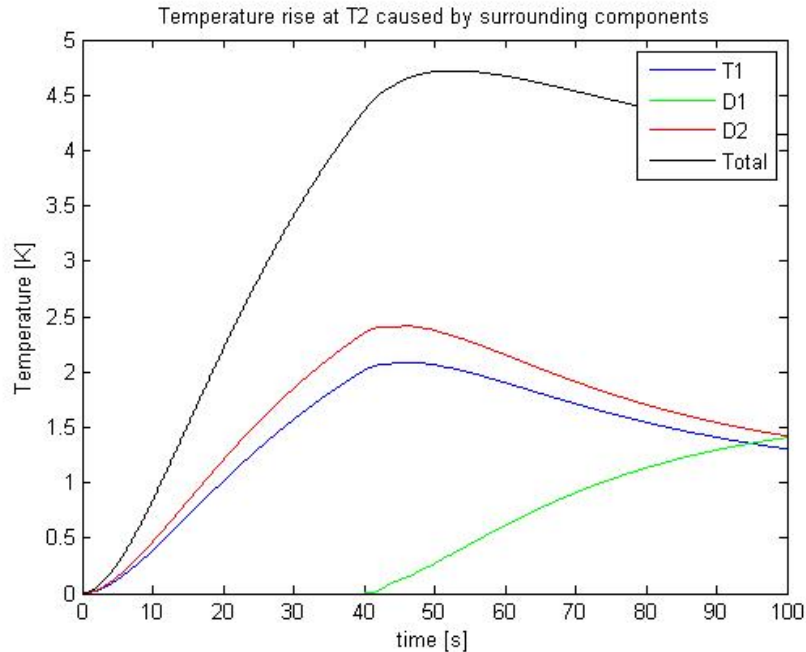
Temperaturerna som följs är de i varje komponent, dels orsakad av komponenten själv och dels inklusive påverkan från omgivande komponenter. Även förväntat värde vid NTC-termistorn följs.

Notera emellertid att alla temperaturer inte behöver vara utsignal från systemet. Användaren kan välja att bara ta ut en signal, 'Fara', som anger om någon temperatur är för hög. Denna simulering syftar till att testa modellen och har därför fler utsignaler än vad som, för en slutanvändare, är intressanta.

8.2 Allokering av fasströmmen till komponenterna

Det finns olika sätt att prestera samma ström med IGBT-modulen men i denna simulering antas att då strömmen är positiv går den varannan switch mellan transistor och dioden i ena paret och då strömmen är negativ på motsvarande sätt i det andra transistor-diodparet. Se figur 12.

Av detta samt med kunskap om switchfrekvensen kan vi räkna ut den ge-



Figur 7: Temperaturpåverkan på en av transistorerna från övriga komponenter

nomsnittliga effektutvecklingen i varje komponent. Denna effektutveckling blir sedan insignal till temperaturmodellen.

8.3 Parametrar fastställda av experiment

K och τ som funktion av avstånd Genom att studera förändringen vid NTC-termistorn då en ström med konstant storlek tillåts flöda genom en komponent till dess att ett stabilt värde på temperaturen nås fås information som har med R_{th} och τ att göra.

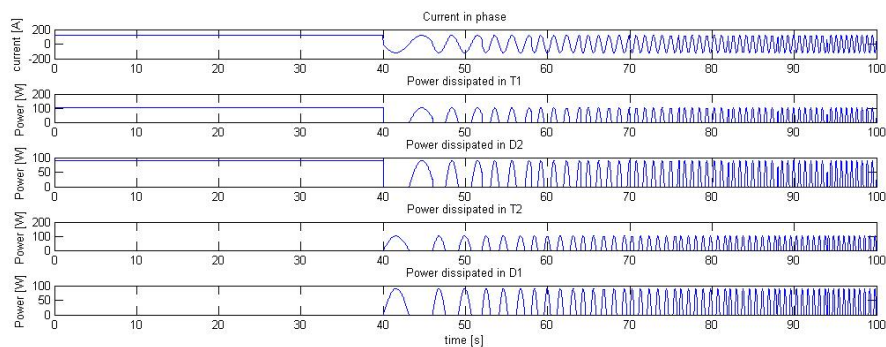
Istället för att uttrycka temperaturfallet mellan två punkter som en termisk resistans anges det istället som K där K är andelen av temperaturhöjningen vid området där effekten utvecklas som når området där temperaturen mäts.

τ är som vanligt tiden det tar för systemet att nå 63 % av sin steady state-temperatur. Se bilagan *Rapport från försök* för mer detaljerad beskrivning av förfarandet.

Eftersom komponenterna har olika kontaktyta mot kylsystemet och olika spänningsfall över sig (och därmed olika effektutveckling) räknades K ut separat för de olika typerna.

Därefter gjordes en least-square-approximation av K och τ som funktion av avståndet mellan den effektutvecklande komponenten och NTC-termistorn. Konstanten framför x^0 i $\tau(x)$ antas vara τ för övergången mellan baseplate via kylaren till omgivningstemperaturen.

Detta eftersom det som uppmäts vid NTC-termistorn dels uttrycker värmeledningen mellan komponenten och NTC-termistorn men också höjningen av temperaturen strax under komponenten.



Figur 8: Fasströmmar och allokering av ström till respektive komponent, omvandlad till effekt (med spänning 1,5 V för dioder och 1,7 V för IGBT). Används som input i simuleringen.

Kurvan genom mätpunkterna kan därför uttryckas som $\tau(x) = C1 * x^0 + C2 * x^1 \dots$ där C1 beror på den termiska tidskonstanten i materialet mellan komponenten och omgivningen.

8.4 Resultat av simuleringen

Temperaturhöjningen i basplattan strax under komponenten orsakad av komponenten själv I detta mått försummar vi effekterna från kringliggande komponenter. Dessa tas emellertid hand om senare. Här används approximationen av egenskaperna i övergången mellan basplatta, kylare och omgivning samt den genomsnittliga effektutvecklingen i komponenten. Resultatet syns i figur 6.

Uppdateringsfrekvensen i programmet valdes till en som är relativt låg jämfört med till exempel switchfrekvensen. Detta eftersom systemet har en ganska hög tröghet (på grund av kylaren) mot förändringar och kan därför inte nå någon skadlig temperatur på så pass kort tid.

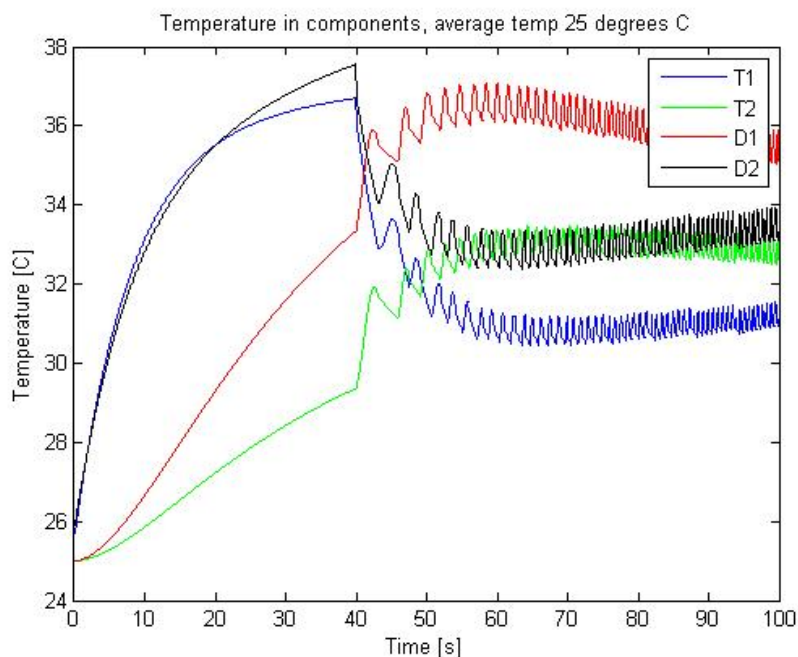
Höjden på ripplet i varje komponent uträknas för sig genom att ta hänsyn till switchfrekvens och ström. Se figur 11 för höjden på ripplet vid olika tidpunkter.

Den verkliga temperaturen i basplattan strax under komponenten Denna temperatur tar hänsyn till bidrag från omgivande komponenter. Mellan varje komponent kan antas en termisk RC-länk vars resistans och kapacitans till stor del beror på avståndet mellan komponenterna.

Den termiska kapacitansen beror även på hur långt det är till kanten på modulen, det vill säga hur mycket värmeledande material som är under komponenten. Ju mer material, ju större möjlighet att lagra energi, ju längre tid tills delsystemet når sitt steady state-värde.

I figur 7 syns att trots ingen effektutveckling äger rum i två av komponenterna i likströmsstadiet kommer dessa ändå få en något högre temperatur en omgivningen på grund av påverkan från omgivande komponenter.

I figur 9 syns komponenttemperaturen för varje komponent inklusive påverkan från omgivande komponenter inräknad.



Figur 9: Temperatur i komponenterna. Omgivningstemperatur och påverkan från omgivande komponenter inräknad

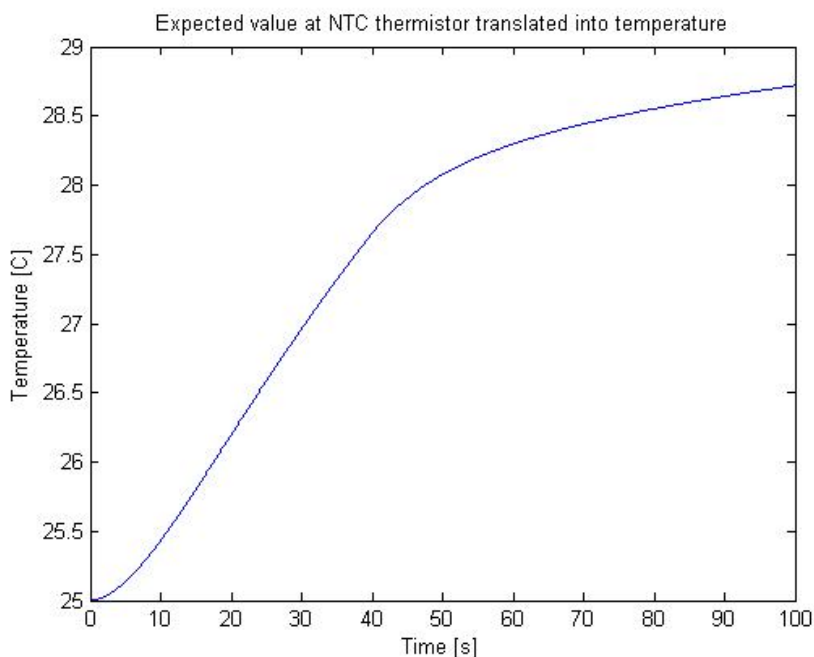
Uppskattad temperatur vid NTC-termistorn För att kunna ha en återkoppling till verkligheten har varje komponent även "kopplats" via var sin termisk RC-länk till NTCn. Här kunde K och τ tas direkt ur resultaten från laborationen utan omväg via interpolationspolynomen av K och τ som funktion av avståndet.

På så sätt kan vi räkna ut en bra gissning av värdet vid NTC-termistorn och jämföra detta med det verkliga värdet. Om det finns en differens kan systemet kompensera genom att höja den estimerade omgivningstemperaturen och därmed höja de estimerade temperaturerna i komponenterna. Detta skapar en viss säkerhetsmarginal. I simuleringen har inte en sådan skillnad simulerats men en uppskattning av temperaturen vid NTC-termistorn har gjorts, se figur 10.

Fasströmmarna För att simulera ett relativt verkligt fall inleds simuleringen med några sekunders likström som påverkar två komponenter. På grund av att denna ström endast har positivt tecken kommer två av fyra komponenter belastas under hela likströmsfasen.

Materialet strax under dessa två komponenter avlastas inte och därför höjs temperaturen avsevärt. Däremot kan man i denna fasen se tydligt hur dessa två komponenter påverkar omgivande komponenter.

Då strömmen senare övergår i växelström som ökar i frekvens avlastas komponentparen av varandra och temperaturen stabiliseras därför vid lägre värden.



Figur 10: Förväntat värde vid NTC-termistorn

9 Diskussion och slutsatser

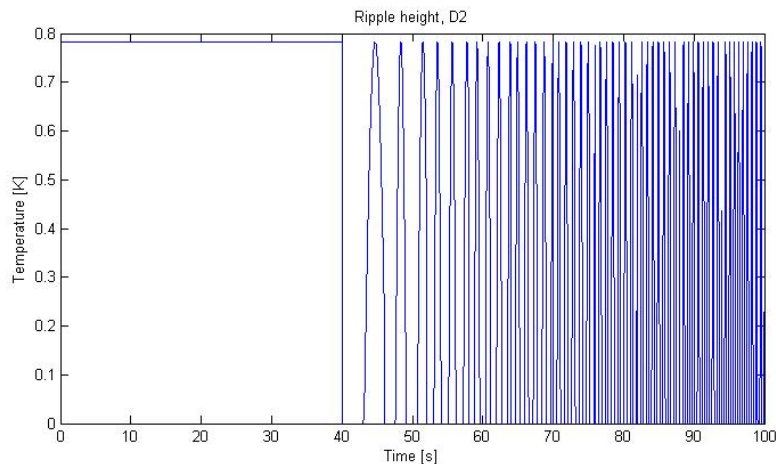
Resultatet av detta projekt är en metod för att använda information om systemets egenskaper tillsammans med dess utsignaler (fasströmmarna) och insignaler (dc-linkspänning) och få ut temperaturen i junction på varje komponent i kretsen.

Som feedback till systemet används värdet i NTC-termistorn, med andra ord temperaturen vid en punkt i kanten av modulen. Denna jämförs med ett uträknat värde på vad termistorn bör visa. Om värdet skiljer sig antas omgivningstemperaturen ha ändrats. Detta behöver inte stämma utan det kan även vara så att modellen inte stämmer helt. Höjningen av uppskattad omgivningstemperatur fungerar emellertid som en säkerhet i båda fallen eftersom den estimerade temperaturen höjs.

För att få en rimlig uppdateringsfrekvens på temperaturerna följer inte modellen rippet i detalj utan räknar ut maximala rippel-höjden som fås med aktuell switchfrekvens. Eftersom de andra tidskonstanterna i systemet är relativt långsamma kan man därför uppdatera temperaturerna relativt sällan utan att förlora särskilt mycket i exakthet.

För att använda modellen behöver användaren göra vissa mätningar på sin modul, nämligen de som gjordes i bilagan *Rapport från försök inom examensarbete*. Även en mätning av fläktens påverkan på K och τ kommer krävas ifall användaren ämnar använda en fläkt till sitt system.

Modellen kommer kunna användas på alla liknande system på vilket samma tester kan göras. Det vill säga om fasströmmarna och algoritmen för att modulen ska producera just dessa fasströmmar samt spänningsfallet över varje



Figur 11: Rippelhöjd vid tiden t

komponent.

Det är också en fördel om någon temperatur i IGBT-modulen finns tillgänglig så att denna kan användas som feedback till realtidsuppdateringen av temperaturerna.

Särskilt relevant blir denna funktion (temperaturestimeringen) när en likström produceras av komponenterna längst bort från temperaturmätningen.

Inte bara är temperaturen mycket högre i komponenten än det som syns vid NTC-termistorn (se $K(x)$ på större avstånd), det går också snabbare för området i komponentens omedelbara närhet att värmas upp till de farliga temperaturerna än det tar för värmen att nå NTC-termistorn. Detta på grund av dess närhet till modulens kant och därmed mindre mängd material som behöver värmas upp innan steady-statetemperaturen nås. En undersökning av systemet med finita-elementmetod kunde ha gjorts för mer exakta beräkningar men detta hade varit mycket mer tidskrävande och krävt mer expertis vid anpassning av modellen till ett nytt system. Därför valdes en metod som är enklare att implementera då en ny IGBT-modul ska börja användas.

10 Förslag till vidareutveckling

- Testa systemets termiska resistans och tau beroende på olika fläkteffekter.
- Utifrån kunskap om temperaturerna i komponenterna, använd en annan kombination för att prestera samma ström för att avlasta de varmaste komponenterna.
- En bättre och mer sanningsenlig modell av kylsystemet skulle kunna göras genom att modellera det som ett nät med parallella Foster-kretsar med variabel termisk resistans som beror på fläkteffekten. Denna kan användas för att utveckla $K(x)$ och $\tau(x)$ till att bli mer verklighetstrogen.
- Undersökning av modulen under drift med värmekamera kan ge ledtrådar om hur $K(x)$ och $\tau(x)$ kan optimeras.

11 Referensförteckning

Referenser

- [MA & PK] Mats Alaküla, Per Karlsson *Power Electronics Devices, Converters, Control and Applications*, Lunds Universitet 201?
- [ABB] ABB Application Note 5SYA-2093-00 *Thermal design and temperature ratings of IGBT modules*, ABB Switzerland Ltd, 2013
(Hämtad 2013-11-28)
- [BWW] Barry W Williams *Power Electronics Devices, Drivers, Applications and Passive Components*, ISBN 978-0-9553384-0-3, 2006

12 Bilagor

Här följer en blandning av bilagor och figurer som är refererade till i texten ovan. Även i bilagorna finns figurer som tillhör själva bilagan, som därför har samma numreringsystem som denna rapport. Läsaren ombeds vara uppmärksam på skillnaden genom att t ex notera sidnummer (om sidnumret är över 29 tillhör figuren den stora rapporten, om det är lägre tillhör det bilagan).

Följande bilagor finns i avsnittet:

- Rapport från försök inom examensarbete
Laborationsrapport från försöket där $K(x)$ och $\tau(x)$ fastställdes.
- Extraction of time constants from graph
Redovisar metoden med vilken tidskonstanterna med tillhörande termisk resistans hittades i grafen i databladet.
- Analys av system utan fläkt
Separat rapport av laborationen som innehåller resultat från tester utan fläkt. Användes inte i utvecklingen av modellen men kan vara bra att ha om metoden ska vidareutvecklas.
- Grafer från laboration
Alla grafer över temperatur över tid från laborationen.
- Datablad för IGBT-modul

Rapport från försök inom examensarbetet

On-line temperature estimation in power modules

Josefin Lund (@ CG Drives & Automation, lab-assistent Tom Jönsson)

9 juni 2014

Innehåll

1 Syfte	2
2 Genomförda experiment	2
3 Material	2
4 Teori	2
4.1 Relation mellan spänningen över NTC-termistor och temperaturen i densamma	2
5 Resultat	3
5.1 Tabell över tiden det tog för NTC-termistorn att nå 60 °C (<i>TTR60</i>) genom att driva 60 A genom IGBT n eller diod n, samt spänningen över komponenterna under driften. Notera skillnaden i spänning över IGBT och diod. Denna leder till skillnader i effektutveckling.	3
5.2 Tabell över steady-state-temperatur (SST) och tiden det tog att nå 63 % av detta värde (<i>TTR0.63SST</i>). 24,8 grader C är noll-nivå.	4
5.3 Tabell över värdena för 3 komponenter när strömmen varierar mellan 20, 40 och 60 A.	4
5.4 Avstånd mellan varje komponent och NTC-termistorn uppmätt med linjal.	4
5.5 Uppskattad temperatur i komponenten efter lång tids drift med 60 A	4
5.6 Interpolationspolynom från mätpunkter	5
6 Diskussion och tolkning av resultat	6
6.1 Uppskattning av temperaturen under aktiv komponent	6
6.2 Värmens spridning i basplattan. Storleken på temperaturfallet beroende på avstånd mellan komponent och NTC-termistor, $(K(x))$	7
6.3 Värmens spridning i basplattan, tidsaspekten, $\tau(x)$	8
6.4 Utan fläkt	8

1 Syfte

Experimentens syfte är att fastställa samband mellan effektutveckling i varje komponent i IGBT-modulen och NTC-termistorns reaktion.

Mer specifikt önskas tidskonstanter och termiska resistanser för systemet som inkluderar IGBT-modul (komponenter, baseplate och NTC), kylare och fläkt.

IGBT-modulen som användes i försöken är från Fuji och har modellnamnet 6MBI150VX-120-50.

2 Genomförda experiment

Mellan varje körning tilläts systemet kylas ned till 24,8 °C.

1. Uppvärmning av systemet genom att driva en 60 A ström genom varje komponent till dess att NTC-termistorn visar 60°C. Denna begränsning i temperatur valdes för att ingen komponent skulle skadas. Fläkten av.
2. Uppvärmning av systemet till sin steady-state-temperatur med fläkt på.
3. Värm upp systemet genom att driva en ström på 20 respektive 40 A genom tre av komponenterna till dess att de nått sin steady-state-temperatur.
4. Mätning av avstånd mellan varje komponent och NTC-termistorn.
5. Behandling av uppmätta data i Matlab.

3 Material

- IGBT-modul 6MBI150VX-120-50
- Fläkt och kylfläns
- 2 strömgeneratorer med möjlighet att generera 40 respektive 20 A
- PicoScope (datainsamlingssystem)
- 9 V-batteri till IGBT-gates
- 2 resistorer 1 k och 3.9 k för spänningsdelningskrets vid NTC-termistorn.

4 Teori

4.1 Relation mellan spänningen över NTC-termistor och temperaturen i densamma

Temperaturen i NTC-termistorn som funktion av dess resistans beskrivs som följer:

$$T = \frac{B}{\ln(R/R_\infty)},$$

där

$R_\infty = R_0 e^{\frac{-B}{T_0}}$, R_0 är lika med resistansen i NTC-termistorn vid temperaturen T_0 , vilka kan hittas i databladet tillsammans med B .

NTC-termistorn sattes i serie med två resistorer, R1 och R2. R_{NTC} fås genom att mäta spänningen över NTC-termistorn (V_{NTC} och sätta in denna i $R_{NTC} = \frac{V_{NTC}(R1+R2)}{V_1(1-\frac{V_{NTC}}{V_1})}$).

Efter hyfsning av detta uttryck fås ett uttryck för temperaturen som funktion av V_{NTC} :

$$T[^\circ C] = \frac{B}{\ln\left(\frac{V_{NTC}(R1+R2)}{V_1(1-\frac{V_{NTC}}{V_1})}/R_\infty\right)} - 273.15.$$

Från databladet fås att $B = 3375$ och $R_0 = 5000\Omega$ vid $T_0 = 25^\circ C$. $R_1 = 1k1\Omega$ och $R_2 = 3k9\Omega$.

5 Resultat

All uppsamlad data finns i en bilaga till rapporten till vilken denna rapport är bilaga. Här följer tolkningen av dessa.

5.1 Tabell över tiden det tog för NTC-termistorn att nå 60 °C (TTR60) genom att driva 60 A genom IGBT n eller diod n, samt spänningen över komponenterna under driften. Notera skillnaden i spänning över IGBT och diod. Denna leder till skillnader i effektutveckling.

IGBT n	TTR60 [°C]	V_{25deg} [V]	V_{60deg} [V]	I [A]	P range [W]
1	1740	1.66	1.74	59	97.9-102.7
2	1640	1.57	1.71	58.5	91.8-102.4
3	1320	1.62	1.71	58.8	95.3-100.5
4	1740	1.71	1.77	58.5	100.0-103.5
5	1470	1.68	1.75	59.3	99.6-103.8
6	1260	1.71	1.79	59.3	101.4-106.1
Diode n	TTR60 [°C]	V_{25deg} [V]	V_{60deg} [V]	I [A]	P range [W]
1	2050	1.41	1.41	58.7	82.8
2	1740	1.51	1.51	58.6	88.5
3	1470	1.42	1.42	58.6	83.2
4	2040	1.51	1.51	59.1	89.2
5	1740	1.51	1.51	59.1	89.2
6	1360	1.39	1.39	59.0	82.0

5.2 Tabell över steady-state-temperatur (SST) och tiden det tog att nå 63 % av detta värde ($TTR0.63SST$). 24,8 grader C är noll-nivå.

IGBT n	SST [°C]	TTR0.63SS [s]	$V_{24.8deg}$ [V]	V_{ssT} [V]	I [A]	P range [W]
1	27.7	127	1.74	1.76	57.5	100.0-101.2
2	28.8	87	1.70	1.70	1.70	97.8
3	32.3	46	1.68	1.72	57.5	96.6-98.9
4	27.0	126	1.75	1.76	57.0	99.6-100.1
5	29.5	66	1.70	1.71	56.7	96.4-97.0
6	32.2	47	1.74	1.75	56.6	98.5-99.1
Diode n	SST [°C]	TTR0.63SS [s]	$V_{24.8deg}$ [V]	V_{ssT} [V]	I [A]	P range [W]
1	27.4	136	1.40	1.49	58.3	81.6
2	29.0	81	1.48	1.48	58.3	86.3
3	32.0	26	1.41	1.41	58.4	82.3
4	27.0	114	1.54	1.48	57.0	87.8-84.4
5	30.0	82	1.45	1.45	58.8	85.3
6	34.0	30	1.44	1.44	58.5	84.2

5.3 Tabell över värdena för 3 komponenter när strömmen varierar mellan 20, 40 och 60 A.

Diode n	SST@ \approx 20 [°C]	SST@ \approx @40 A [°C]	SST@ \approx 60 A [°C]
1	25.0	26.0	27.4
2	25.5	27.0	29.0
3	26.5	29.2	32.0

5.4 Avstånd mellan varje komponent och NTC-termistorn uppmätt med linjal.

n	Diode distance [cm]	IGBT distance [cm]
1	8.5	8.1
2	4.7	5.3
3	2.1	2.6
4	6.8	7.3
5	3.6	4.3
6	1.3	2.5

Vidare är arean på IGBT-transistorerna $1,34 \text{ cm}^2$ och $0,80 \text{ cm}^2$ på dioderna. Detta innebär att IGBT-transistorerna har en större kontaktyta mot basplattan och därmed också mot kylaren.

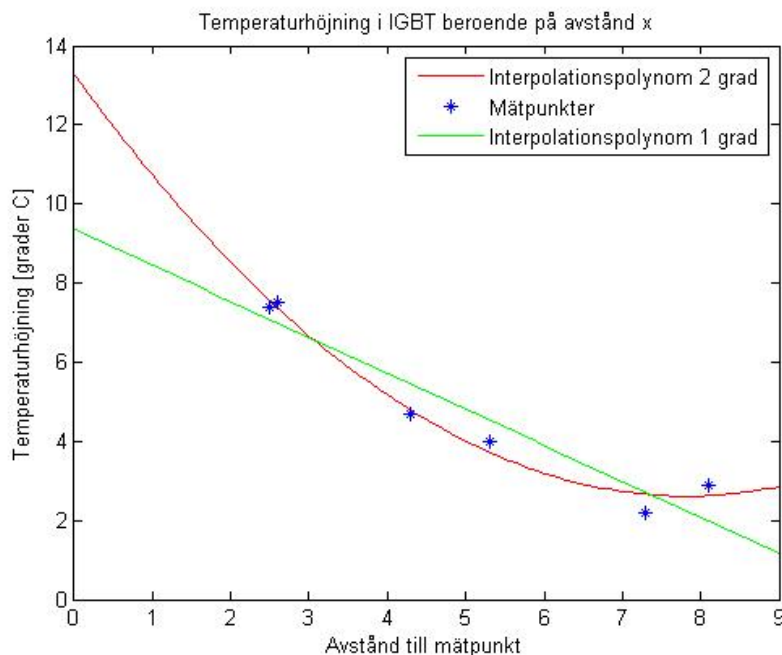
5.5 Uppskattad temperatur i komponenten efter lång tids drift med 60 A

Temperaturen under komponenten är okänd. Vad som däremot är känt är temperaturen som uppmäts vid NTC-termistorn efter lång tids drift med 60 A på 6 olika avstånd per komponentsort.

Genom att approximera en kurva genom dessa mätpunkter och extrapolera denna till 0 cm fås en uppskattning av temperaturen 0 cm från komponenten, det vill säga under komponenten.

Polynomen gjordes som både första- och andragsvariant. Dessa, tillsammans med mätpunkterna, visas för IGBT i figurerna 1 och 2.

Temperaturerna inuti komponenten kommer vara temperaturen rakt under komponenten plus en temperaturhöjning som beror på hur lång tid strömmen drivits samt hur stor effektutvecklingen är. Detta fås ur databladets graf över termisk resistans som funktion av pulsbredd tillsammans med information om strömmen genom och spänningen över komponenten.



Figur 1: Uppskattad temperatur i IGBTn efter lång tids drift med 60 A

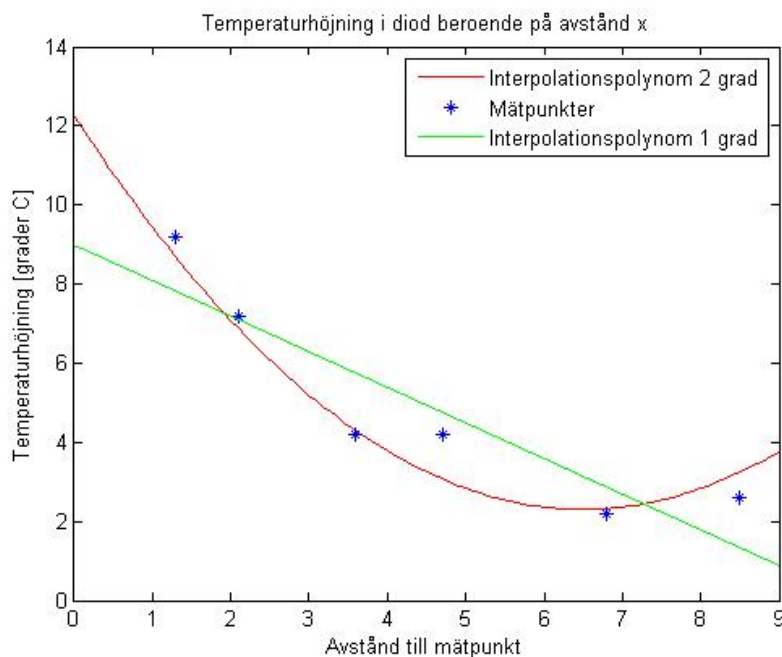
5.6 Interpolationspolynom från mätpunkter

För att kunna använda resultaten från laborationen gjordes approximationer av kurvorna genom mätpunkterna i matlab med kommandona polyfit och polyval. Den ena funktionen $\tau(x)$ (se figur 3) visar vilken tid det tar för värdet vid NTC-termistorn att bli stabilt (63 % av sitt steady state-värde).

Den andra, $K(x)$, (se figurerna 4 och 5) som är separat för IGBTer och dioder pga olika effektutveckling och kontaktarea med kylsystemet, visar hur stor del av temperaturhöjningen under en komponent på avståndet x som hamnar vid NTC-termistorn.

Betydelsen av $K(x)$ blir tydligare i sammanhanget mellan temperaturen vid NTC-termistorn och temperaturen i komponenten x cm bort:

$T_{NTC} - T_{ambient} = K(x)(T_{component} - T_{ambient})$. Se även illustrationen i figur 7.



Figur 2: Uppskattad temperatur i IGBTn efter lång tids drift med 60 A

6 Diskussion och tolkning av resultat

6.1 Uppskattning av temperaturen under aktiv komponent

Av de två kurvor som ges i figurerna 1 och 2 bedöms andragskurvan överensstämma bäst med sanningen. Detta eftersom värmen i basplattan sprids runt hela komponenten och hittar fler vägar ut genom kylarsystemet. Se illustration i figur 6.

Detta kommer att användas i modellen för att uppskatta termisk resistans för kylsystemet med fläkten på. Det kommer emellertid uttryckas i K och inte i R_{th} för enkelhets skull.

För att få en bättre uppfattning om förhållandet mellan temperaturen under komponenten och den på olika avstånd från denna hade en värmekamera kunnat användas. Exakta temperaturer i junction och baseplate hade inte kunnat ses men väl förhållandet mellan temperaturen på olika ställen på modulen.

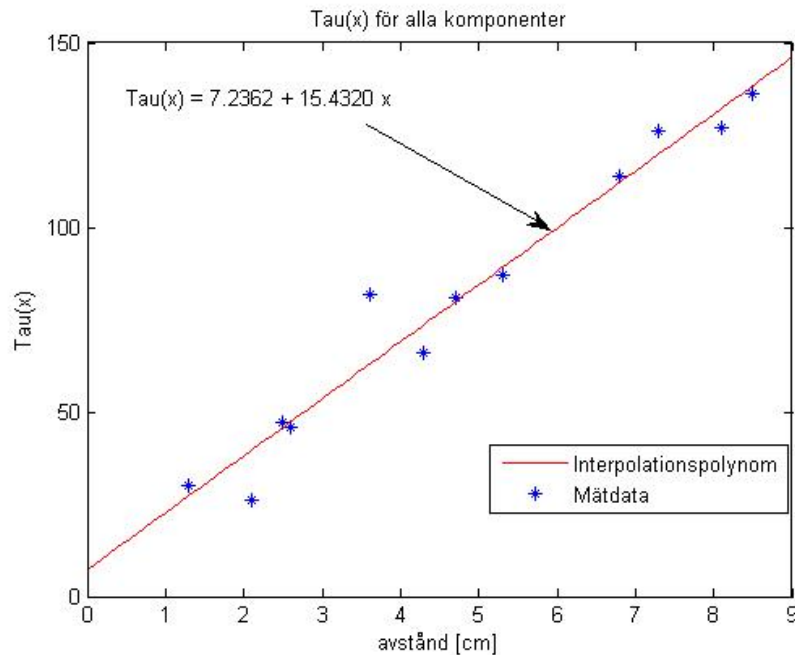
Detta hade gett en bättre uppfattning om vilken approximation som hade varit lämpligast av temperaturen omedelbart under komponenten.

Här bör också nämnas att de två komponentsorterna har olika spänningsfall över sig vid 60 A samt olika area.

De olika spänningsfallen leder till en skillnad i effektutveckling. Den över IGBT:erna var ungefär 1,7 V och den över dioderna 1,5 V. Å andra sidan gör den mindre arean hos dioden att kontaktytan mot kylsystemet är mindre.

Detta leder till sämre värmeöverföring och högre termisk resistans.

På grund av dessa faktorer bedömdes det vara bättre att räkna ut tempera-



Figur 3: Tidskonstanten för värmespridningen till NTC-termistorn beroende på avståndet mellan denna och den aktiva komponenten

turen i IGBTer och dioder separat.

6.2 Värmens spridning i basplattan. Storleken på temperaturfallet beroende på avstånd mellan komponent och NTC-termistor, ($K(x)$)

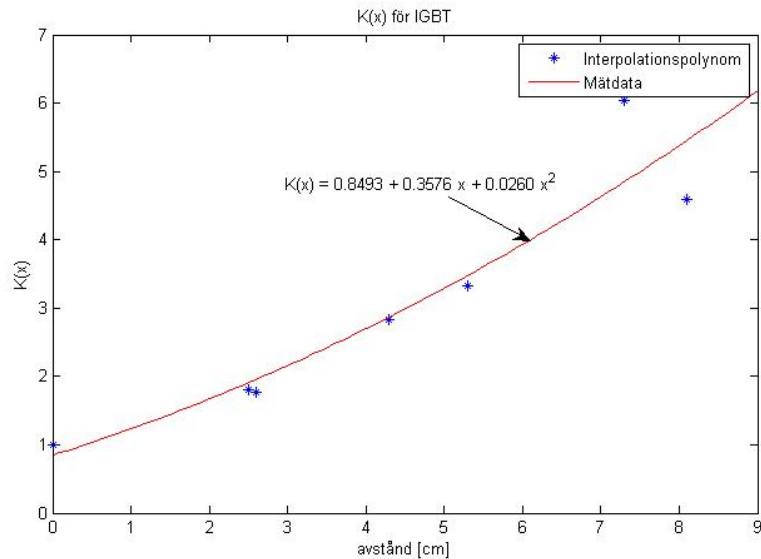
$K(x)$ är den del av temperaturhöjningen i IGBTn eller dioden som efter lång tid har spridits till NTC-termistorn, nämligen dess stabila tillstånd. x är avståndet mellan komponenten och NTC-termistorn. För IGBTer och dioder är K :

$$K(x)_{IGBT} = 0.8493 + 0.3576x + 0.0260x^2.$$

$$K(x)_{Diode} = 0.7374 + 0.5290x - 0.0014x^2.$$

Notera att K måste vara lika med eller större än 1 eftersom temperaturen alltid är högst 0 cm från komponenten. På grund av att alla avstånd mellan komponenter är större än 1 cm kommer det inte vara något problem att K i dessa funktioner ibland är mindre än 1.

Anledningen till att värmespridningen valdes att uttryckas i $K(x)$ istället för $R_{th}(x)$ (termisk resistans som funktion av avstånd) var att K är enklare. I fallet med $R_{th}(x)$ hade ett nät av parallellkopplade Foster/RC-kretsar i tre dimensioner behövts räknas med och vinsten i exakthet hade troligen inte blivit så stor.



Figur 4: Tidskonstanten för värmespridningen till NTC-termistorn beroende på avståndet mellan denna och den aktiva komponenten

6.3 Värmens spridning i basplattan, tidsaspekten, $\tau(x)$

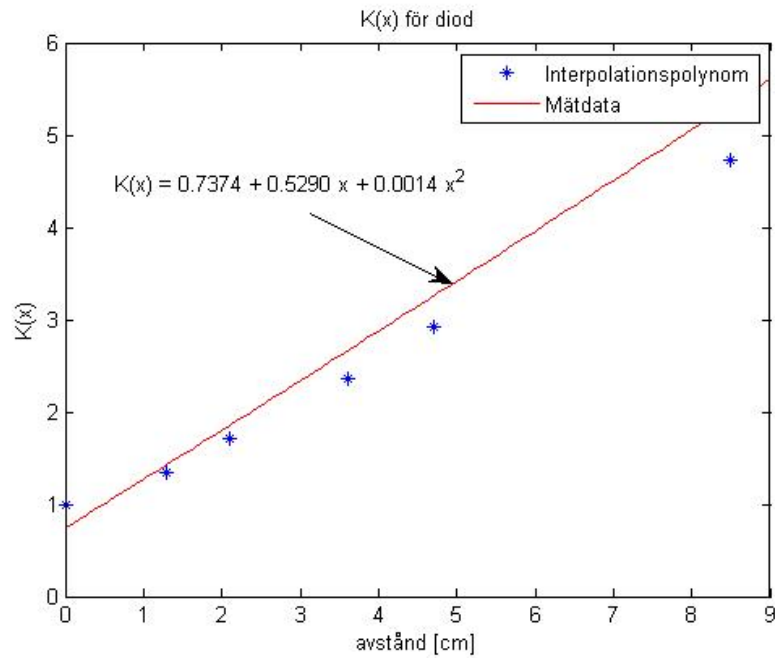
Det uppmätta τ inkluderar både tiden det tar för området direkt under (en strimla av heatsinken) att nå sitt stabila tillstånd samt tiden det tar för området mellan komponenten: $\tau_{total}(x) = \tau_{heatsink} + \tau_{baseplate}/cm * x = 7.2362 + 15.4320x$.

Det har noterats att τ för komponenterna med mer kylarmaterial kring sig (dvs längre bort från någon kant) har ett större τ . Detta beror på att den större mängden kylmaterial i närheten av komponenten kan lagra mer energi. Därför tar det längre tid att fylla materialet. Bör även innebära bättre värmeledningsförmåga och lägre R_{th} i detta fall. I approximationen tas emellertid ingen hänsyn till detta men det går att se i figur 3 ungefär hur många sekunder man bör lägga till för att modellen ska bli mer verklighetstrogen.

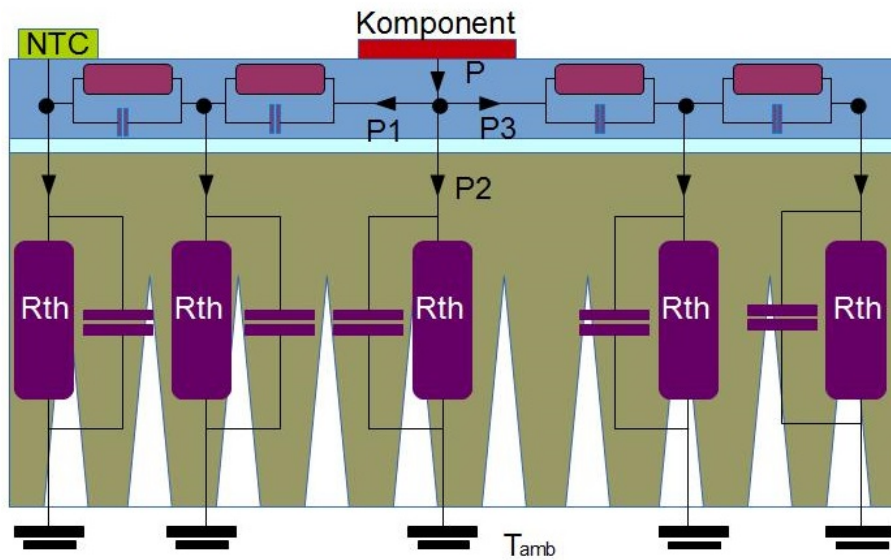
$$\tau_{total}(x) = \tau_{heatsink} + \tau_{baseplate}/cm * x = 7.2362 + 15.4320x.$$

6.4 Utan fläkt

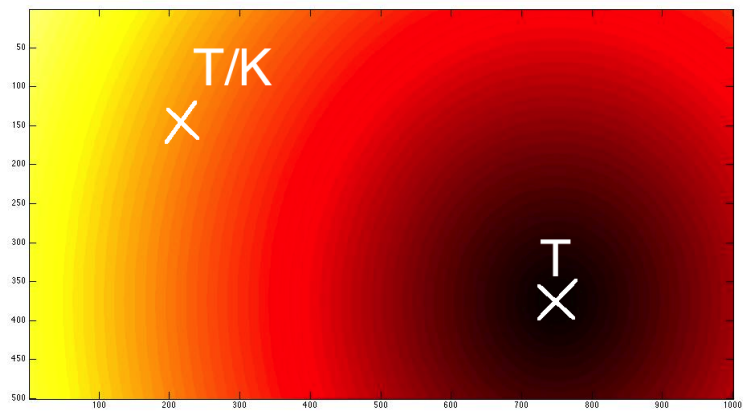
Görs i separat rapport, *Analys av system utan fläkt*.



Figur 5: Tidskonstanten för värmespridningen till NTC-termistorn beroende på avståndet mellan denna och den aktiva komponenten



Figur 6: Illustration av hur effekten färdas genom kylarsystemet (förenklat)



Figur 7: Värmspridning i basplattan

Extraction of time constants from graph

Josefin Lund (@ CG Drives & Automation)

January 21, 2014

1 Problem

A graph over R_{th} as a function of pulse with for the diodes and the IGBTs is given in the data sheet of the IGBT module 6MBI150VX-120-50 from Fuji, see figure 1. The problem is to find the two time constants of the thermal RC-links between the junction and the case in each component.

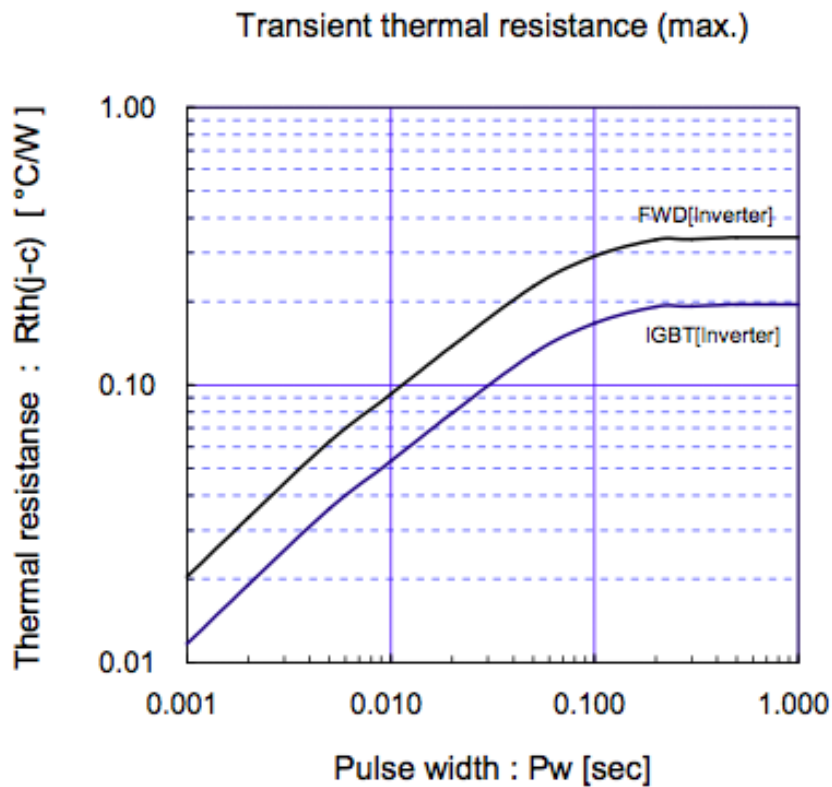


Figure 1: Thermal resistance as a function of pulse width.

2 Solution

The graph from the data sheet was copied and pasted into an Excel sheet. A log-log graph was placed in front of the image of the graph. The graph was traced to get a large enough number of data points. See figure 2.

A program was then written in MATLAB. The aim of the program was to find a function to fit the data points on the form $A(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}) + B(1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}})$ and try different τ s.

To get A and B, the program uses that the function reaches a steady state value after a while and that the integral of the guessed function should be the same as the one for the traced function from the data sheet, thus solving the equation system:

$$R_{th}(last) = A(1 - e^{-\frac{t(last)}{\tau_1}}) + B(1 - e^{-\frac{t(last)}{\tau_2}})$$

$$Integral(Rth) = \int_{t_0}^{t_{end}} A(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}) + B(1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}}) dt$$

After determining A and B, a new vector Z of what R_{th} for would be if this was the right function is calculated and compared to the measured R_{th} . This is done by taking the euclidean norm of $\log(Z) - \log(Rth)$, which is a measure of how big the difference is between the two vectors. The taus that give the smallest euclidean norm are considered to be the time sought after time constants.

The Euclidean norm between two vectors v and w of length n is: $\|x\| = \sqrt{(v_0 - w_0)^2 + (v_1 - w_1)^2 + \dots + (v_{n-1} - w_{n-1})^2}$.

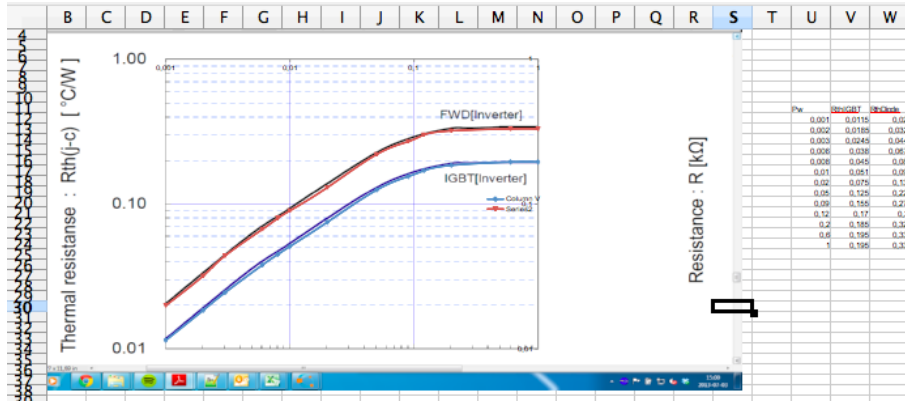


Figure 2: Work in Excel

3 Results

For the IGBT: $R_{th}(t) = 0.0312(1 - e^{-\frac{t}{0.0031}}) + 0.1638(1 - e^{-\frac{t}{0.0752}})$.

For the diode: $R_{th}(t) = 0.047(1 - e^{-\frac{t}{0.0027}}) + 0.2828(1 - e^{-\frac{t}{0.0630}})$.

Plotted resulting functions together with data points (interpolated) are shown in figures 3 and 4.

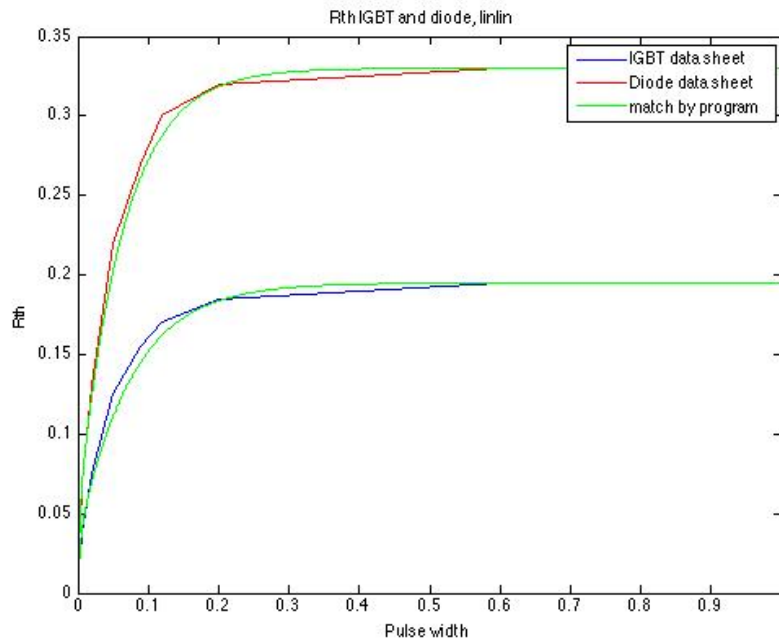


Figure 3: Plot of resulting function

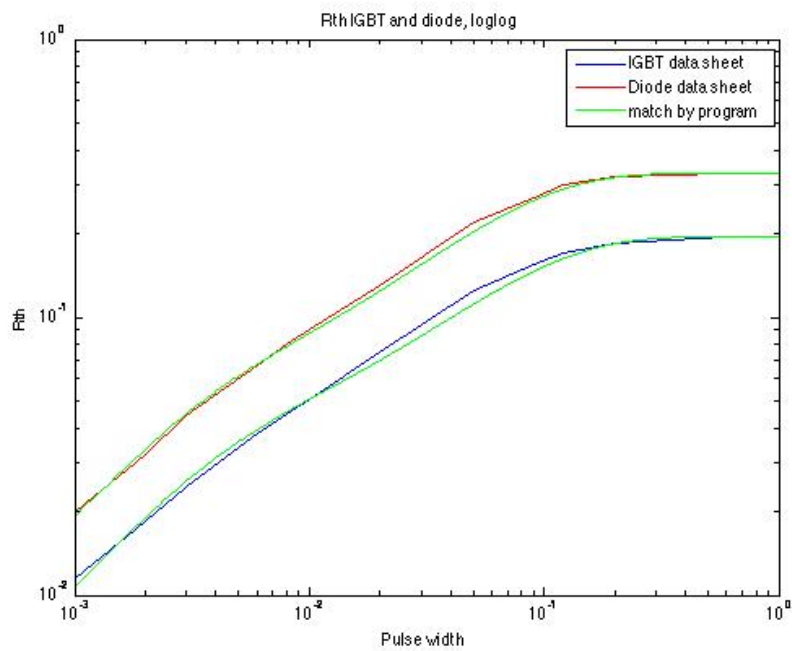


Figure 4: Plot of resulting function

4 Matlab code: DetermineTausOfComps.m

```

1 Pw = [0.001 0.002 0.003 0.006 0.008 0.01 0.02 0.05 0.09 0.12 0.2 ...
        0.6 1];
2 RthIGBT = [0.0115 0.0185 0.0245 0.038 0.045 0.051 0.075 0.125 ...
            0.155 0.17 0.185 0.195 0.195];
3 RthDiode = [0.02 0.032 0.044 0.067 0.08 0.09 0.13 0.22 0.27 0.3 ...
            0.32 0.33 0.33];
4
5
6
7 %Integrals of RthIGBT and RthDiode
8 K_IGBT = 0;
9 K_Diode = 0;
10
11
12 for n=2:length(Pw)
13     h = Pw(n)-Pw(n-1);
14     A_IGBT = (h/2)*(RthIGBT(n)+RthIGBT(n-1));
15     A_Diode = (h/2)*(RthDiode(n)+RthDiode(n-1));
16     K_IGBT = K_IGBT + A_IGBT;
17     K_Diode = K_Diode + A_Diode;
18 end
19
20
21 %Calculate tau1 and tau2 of the IGBT
22 bestCaseEuclidean = 1000; %set to something high not to risk ...
    this being the best case
23 bestA = 0;
24 bestB = 1;
25 bestTau1 = 1000;
26 bestTau2 = 1000;
27 sym A;
28 sym B;
29
30 for f1 = 20:40
31     tau1 = 0.0001*f1;
32     for f2 = 650:850
33         tau2 = f2*0.0001;
34         B = (K_IGBT - (( RthIGBT(length(RthIGBT)) / ...
            (1-exp(-Pw(length(Pw))/tau1)) * (Pw(length(Pw)) + ...
            tau1*exp(-Pw(length(Pw))/tau1) - Pw(1) - ...
            tau1*exp(-Pw(1)/tau1) ) ) / (Pw(length(Pw)) + ...
            tau2*exp(-Pw(length(Pw))/tau2) - Pw(1) ...
            -tau2*exp(-Pw(1)/tau2) - ...
            ((1-exp(-Pw(length(Pw))/tau2)) * (Pw(length(Pw)) + ...
            tau1*exp(-Pw(length(Pw))/tau1) - Pw(1) ...
            -tau1*exp(-Pw(1)/tau1))/(1-exp(-Pw(length(Pw))/tau1))) ...
            ;
35         A = ...
            (RthIGBT(length(RthIGBT))-B*(1-exp(-Pw(length(Pw))/tau2)))/(1-exp(-Pw(length(Pw))/tau1));
36         Z = [];
37         for q = 1:length(Pw)
38             Z = [Z (A*(1-exp(-Pw(q)/tau1)) + ...
                B*(1-exp(-Pw(q)/tau2)))]];
39         end
40         eu = norm(log(Z)-log(RthIGBT));
41         if (eu<bestCaseEuclidean)
42             bestA = A;
43             bestB = B;

```

```

44         bestTau1 = tau1;
45         bestTau2 = tau2;
46         bestCaseEuclidean = eu;
47     end
48
49     end
50 end
51 bestCaseEuclidean
52 bestA
53 bestB
54 bestTau1
55 bestTau2
56
57 AS = bestA;
58 BS = bestB;
59 Tau1 = bestTau1;
60 Tau2 = bestTau2;
61 f = @(x) AS*(1-exp(-x/Tau1)) + BS*(1-exp(-x/Tau2));
62 X = linspace(0.001, 1, 10000);
63
64
65 figure(1)
66 hold off
67 h11= plot(Pw, RthIGBT);
68 hold on
69 h12=plot(Pw, RthDiode, 'r');
70 h13 = plot(X, f(X), 'g');
71
72 figure(2)
73 hold off
74 h21= loglog(Pw, RthIGBT);
75 hold on
76 h22 = loglog(Pw, RthDiode, 'r');
77 h23 = loglog(X, f(X), 'g');
78
79
80 %Calculate tau1 and tau2 of the Diode
81 bestCaseEuclidean2 = 1000;
82 bestA2 = 0;
83 bestB2 = 1;
84 bestTau12 = 1000;
85 bestTau22 = 1000;
86 sym A2;
87 sym B2;
88
89 for f1 = 20:40
90     tau1 = 0.0001*f1;
91     for f2 = 54:74
92         tau2 = f2*0.001;
93         B = (K_Diode - (( RthDiode(length(RthDiode)) / ...
(1-exp(-Pw(length(Pw))/tau1)) * (Pw(length(Pw)) + ...
tau1*exp(-Pw(length(Pw))/tau1) - Pw(1) - ...
tau1*exp(-Pw(1)/tau1) ) ) / (Pw(length(Pw)) + ...
tau2*exp(-Pw(length(Pw))/tau2) - Pw(1) ...
-tau2*exp(-Pw(1)/tau2) - ...
((1-exp(-Pw(length(Pw))/tau2)) * (Pw(length(Pw)) + ...
tau1*exp(-Pw(length(Pw))/tau1) - Pw(1) ...
-tau1*exp(-Pw(1)/tau1))/(1-exp(-Pw(length(Pw))/tau1))) ...
;
94         A = ...
(RthDiode(length(RthDiode))-B*(1-exp(-Pw(length(Pw))/tau2)))/(1-exp(-Pw(length(Pw)
95         Z = [];

```

```

96     for q = 1:length(Pw)
97         Z= [Z (A*(1-exp(-Pw(q)/tau1)) + ...
98             B*(1-exp(-Pw(q)/tau2)))]];
99     end
100    eu = norm(log(Z)-log(RthDiode));
101    if (eu<bestCaseEuclidean2)
102        bestA2 = A;
103        bestB2 = B;
104        bestTau12 = tau1;
105        bestTau22 = tau2;
106        bestCaseEuclidean2 = eu;
107    end
108    end
109    end
110
111
112    AS2 = bestA2
113    BS2 = bestB2
114    Tau12 = bestTau12
115    Tau22 = bestTau22
116    g = @(x) AS2*(1-exp(-x/Tau12)) + BS2*(1-exp(-x/Tau22));
117
118    figure(1)
119    hold on
120    plot(X, g(X), 'g');
121
122    title('Rth IGBT and diode, linlin');
123    ylabel('Rth');
124    xlabel('Pulse width');
125    legend([h11 h12 h13], 'IGBT data sheet', 'Diode data sheet', ...
126           'match by program');
127
128    figure(2)
129    hold on
130    loglog(X, g(X), 'g');
131    title('Rth IGBT and diode, loglog');
132    ylabel('Rth');
133    xlabel('Pulse width');
134    legend([h21 h22 h23], 'IGBT data sheet', 'Diode data sheet', ...
135           'match by program');

```

Analys av system utan fläkt

Josefin Lund

6 februari 2014

Om denna rapport

Eftersom inget stabilt tillstånd nåddes i fallet utan fläkt skrevs ett program för att hitta en sannolik storlek på R_{th} och τ . Denna testades på transistorerna.

Uppskattningen av τ gav rimliga resultat där komponenterna närmre NTC-termistorn har kortare τ än de längre bort. Temperaturerna i det stabila tillståndet är däremot ganska varierande. Möjligen är mätningarna av de komponenterna närmre NTCn mer sanningsenliga eftersom en större del av grafen syns (derivatan i slutet av grafen är närmre noll i dessa mätningar än i de andra).

Resultatsammanställning Ordnad efter avstånd till NTC för bättre överblick.

IGBT n	τ	temperatur vid NTC	avstånd [cm]
6	886	71	2,5
3	847	69	2,6
5	1146	73	4,3
2	2100	90	5,3
4	2377	93	7,3
1	2127	66	8,1

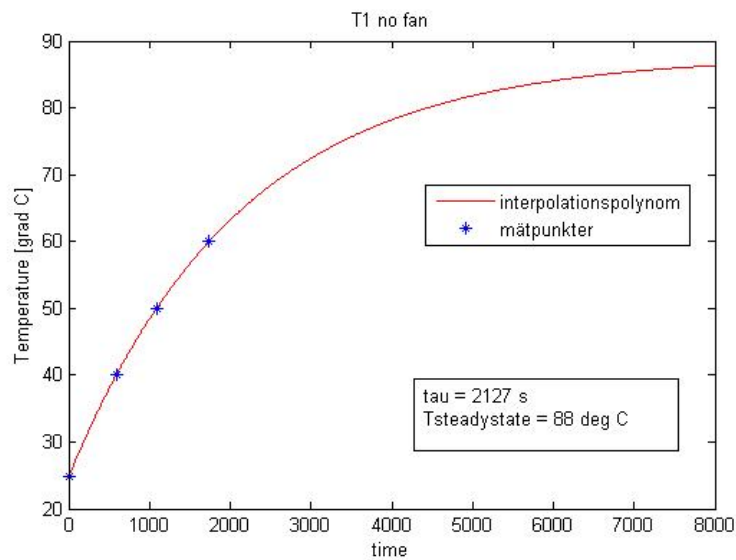
```
1 Cth = 78;
2 %Insert 3 points here (ambient temperature as zero level):
3
4 Temp = ([24.8 40 50 60]-24.8);
5 Time = [0 331 740 1262];
6 P = 100;
7
8 T = @(tau, Tss, t) Tss*(1-exp(-t/tau));
9 time = linspace(0, 10000, 1000);
10 bestDistance = 10000;
11 bestTau = 0;
12 bestRth = 0;
13
14 for n = 500:3000
15     Tau = n;
16     for Tss = 10:200
17
18         point1 = T(Tau, Tss, Time(1)) - Temp(1);
19         point2 = T(Tau, Tss, Time(2)) - Temp(2);
20         point3 = T(Tau, Tss, Time(3)) - Temp(3);
21         point4 = T(Tau, Tss, Time(4)) - Temp(4);
22         distance = sqrt(point1*point1 + point2*point2 + ...
                point3*point3 + point4*point4);
```



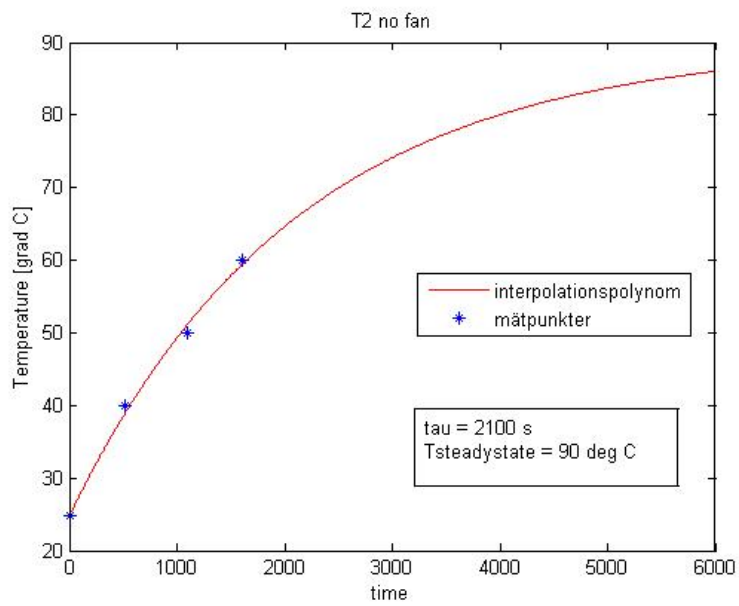
```

23
24     if distance < bestDistance
25         bestDistance = distance;
26         bestTau = Tau;
27         bestRth = Tss;
28     end
29 end
30 end
31 hold off
32 h1 = plot(time, T(bestTau, bestRth, time)+24.8, 'r');
33 hold on
34 h2 = plot(Time, Temp+24.8, '*');
35 title('T6 no fan')
36 ylabel('Temperature [grad C]');
37 xlabel('time')
38 legend([h1,h2], 'interpolationspolynom', 'maetpunkter' );

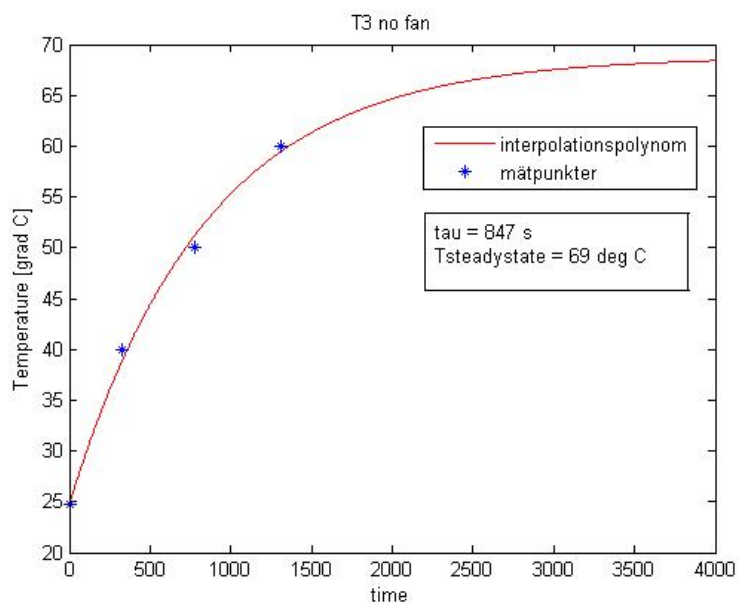
```



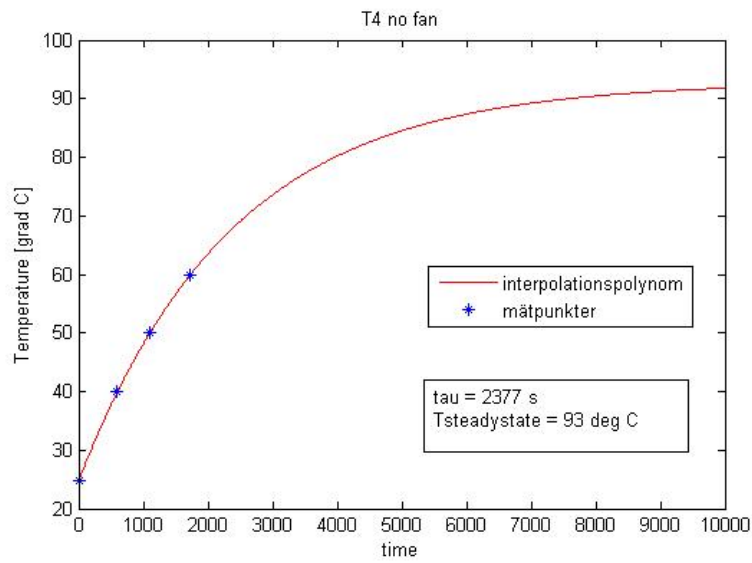
Figur 1: IGBT 1 (upp, vänster enligt kretsschema)



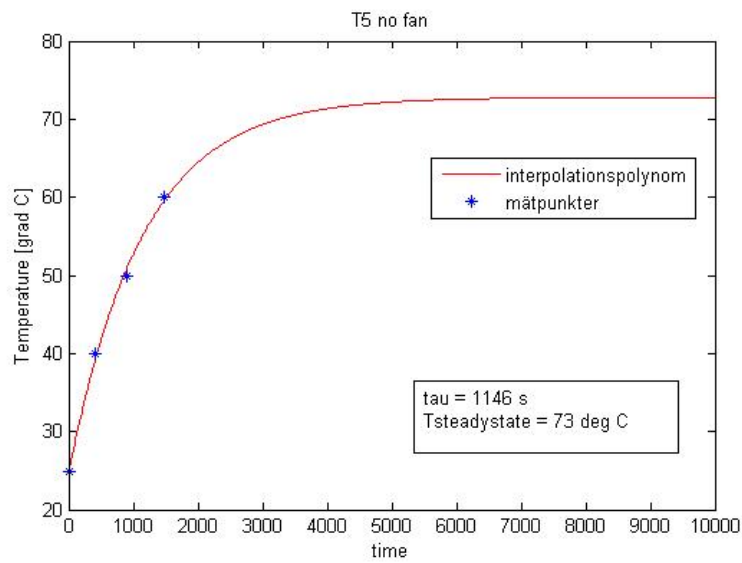
Figur 2: IGBT 2 (upp, mitten)



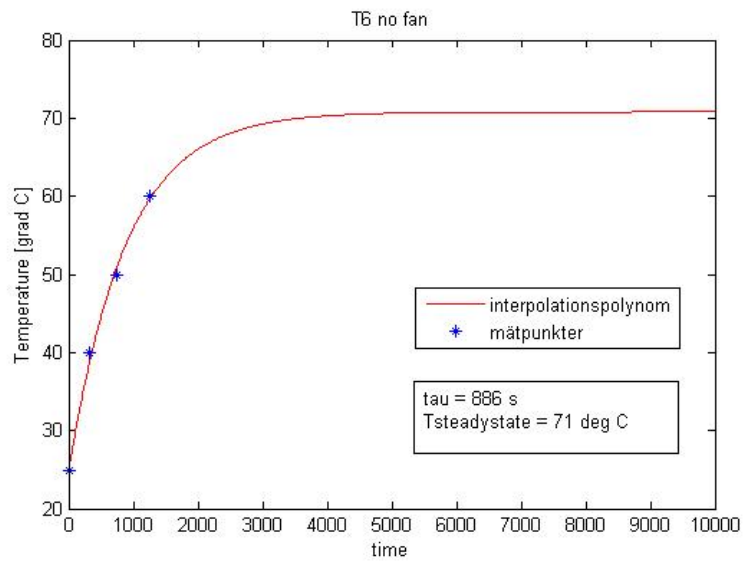
Figur 3: IGBT 3 (upp, höger)



Figur 4: IGBT 4



Figur 5: IGBT 5

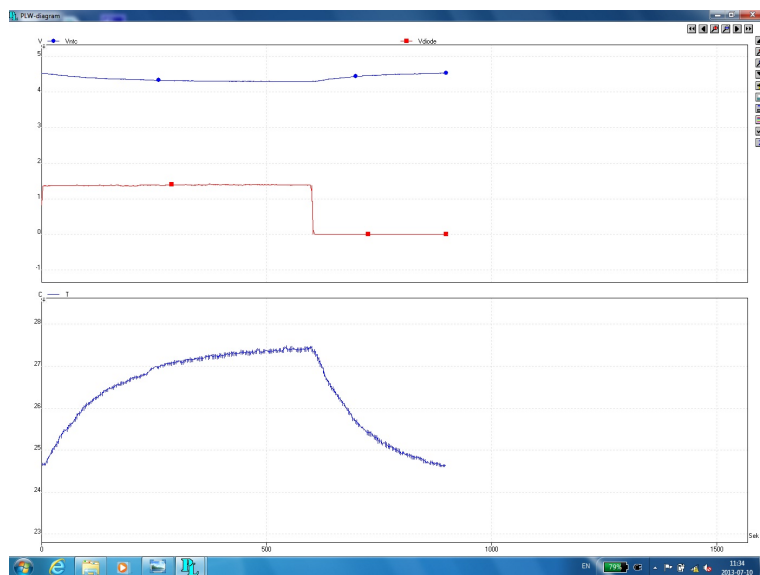


Figur 6: IGBT 6

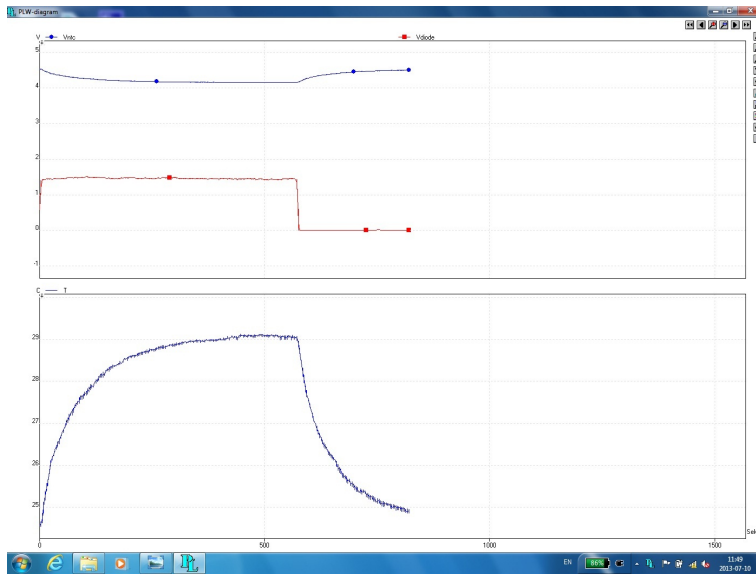
Grafer från laboration

16 januari 2014

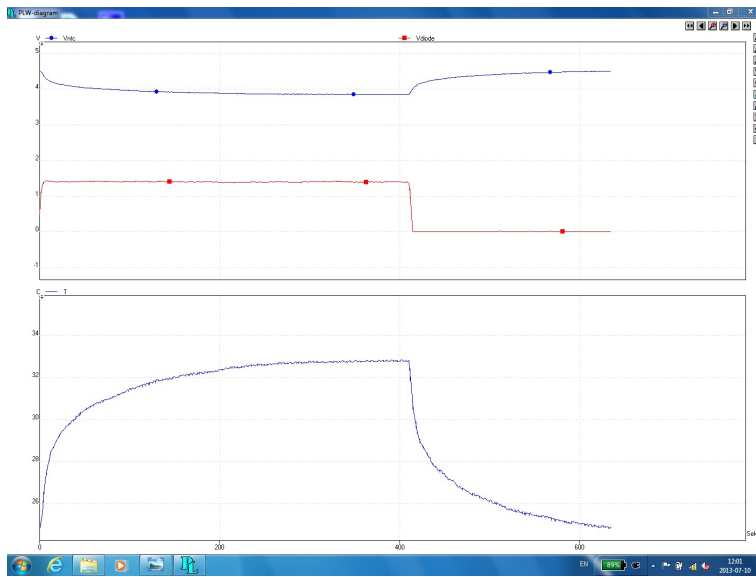
1 Med fläkt



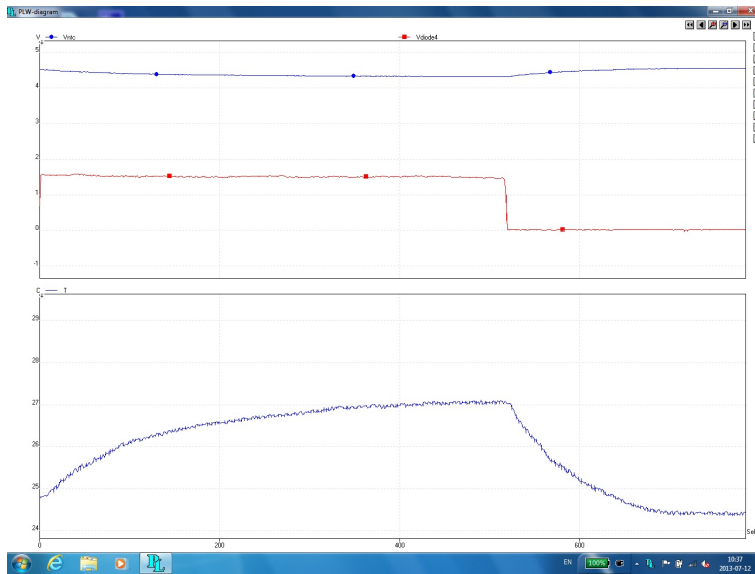
Figur 1: Blockschema



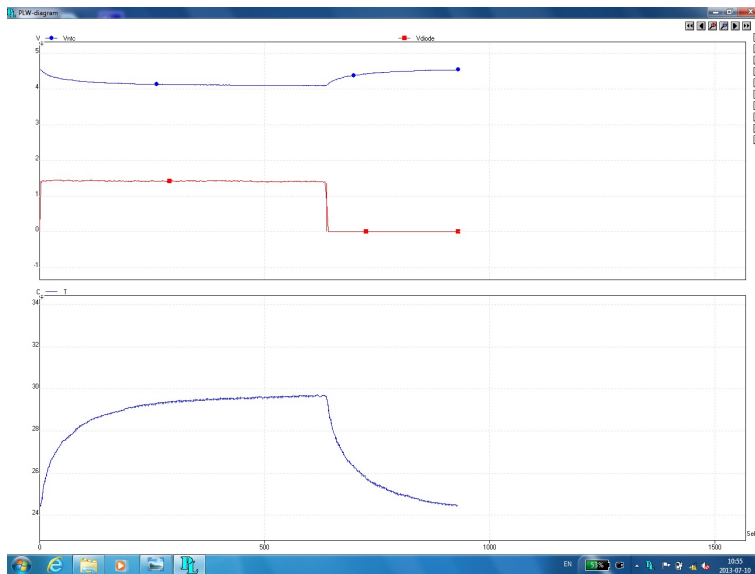
Figur 2: Blockschema



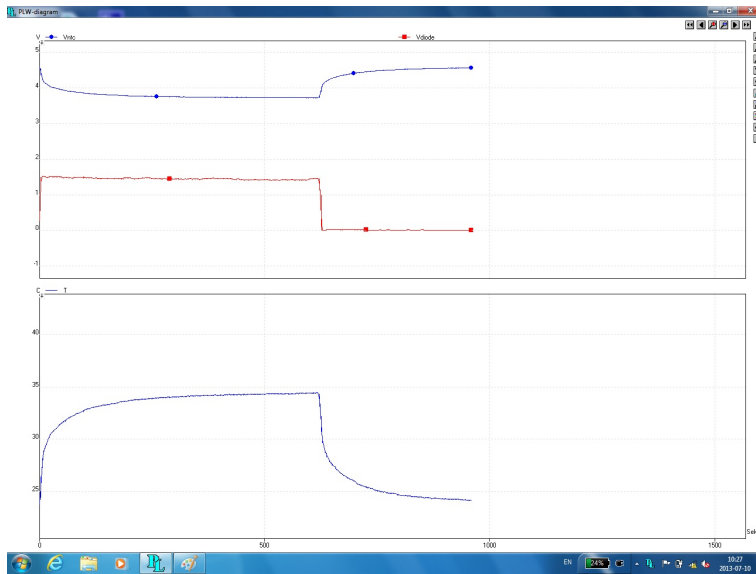
Figur 3: Blockschema



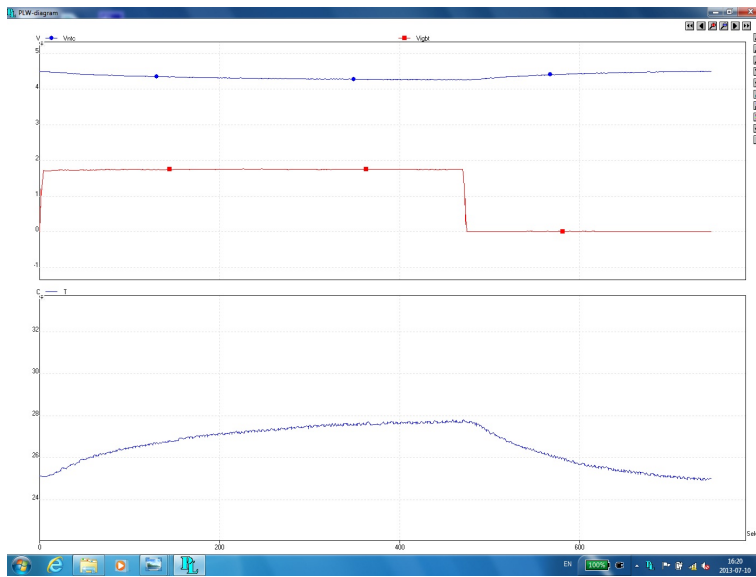
Figur 4: Blockschema



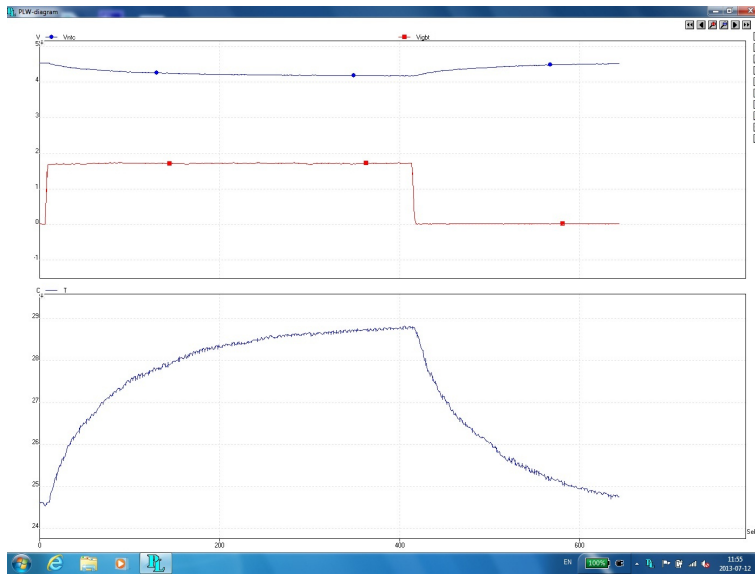
Figur 5: Blockschema



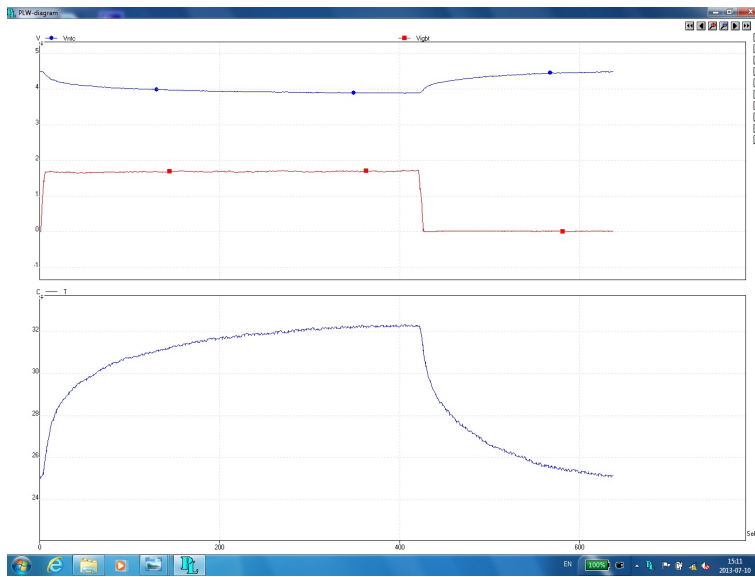
Figur 6: Blockschema



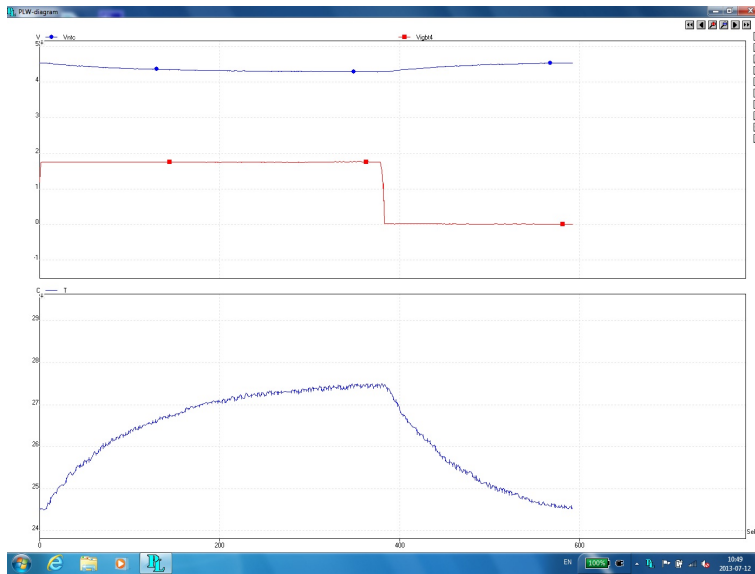
Figur 7: Blockschema



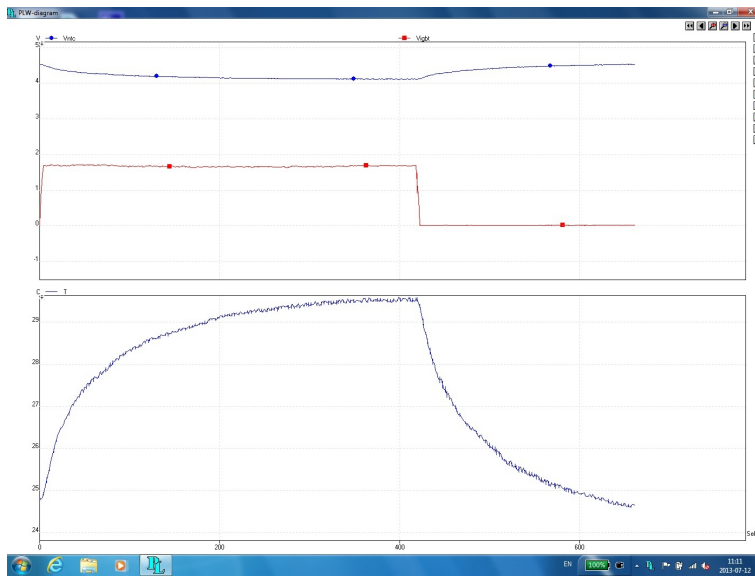
Figur 8: Blockschema



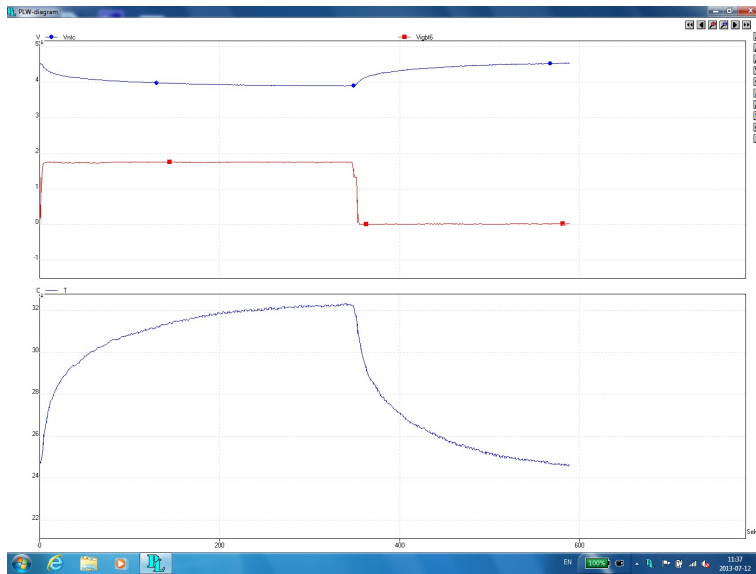
Figur 9: Blockschema



Figur 10: Blockschema

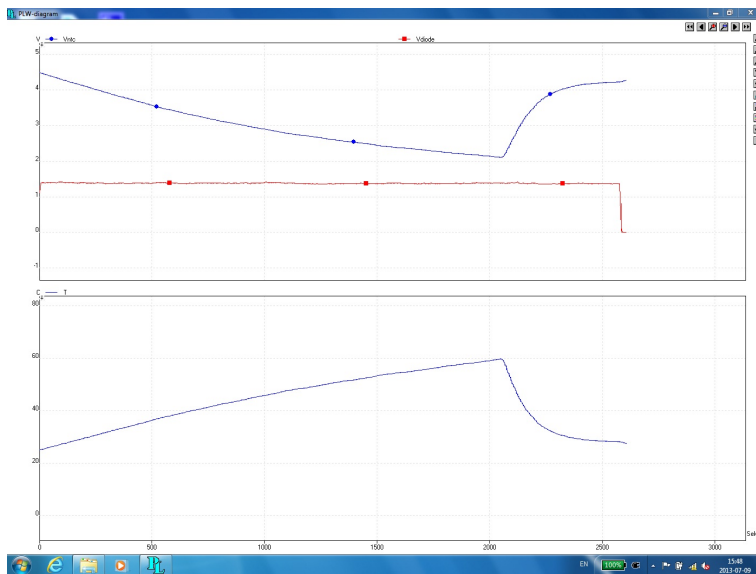


Figur 11: Blockschema

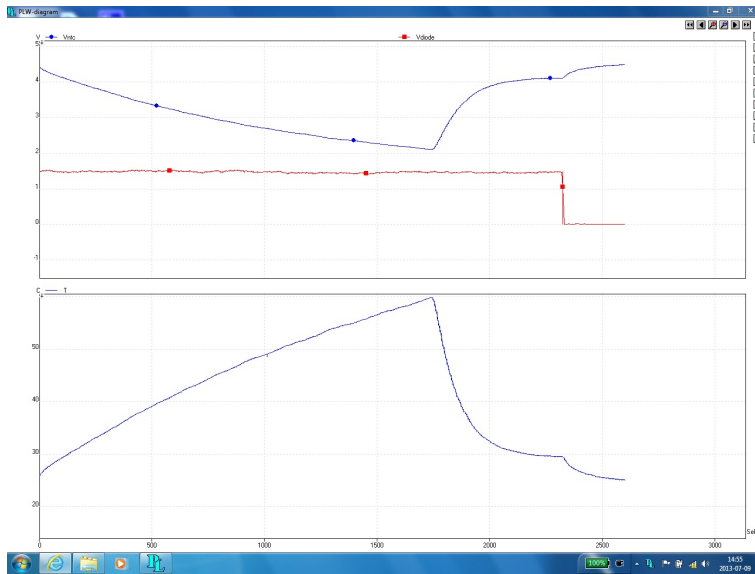


Figur 12: Blockschema

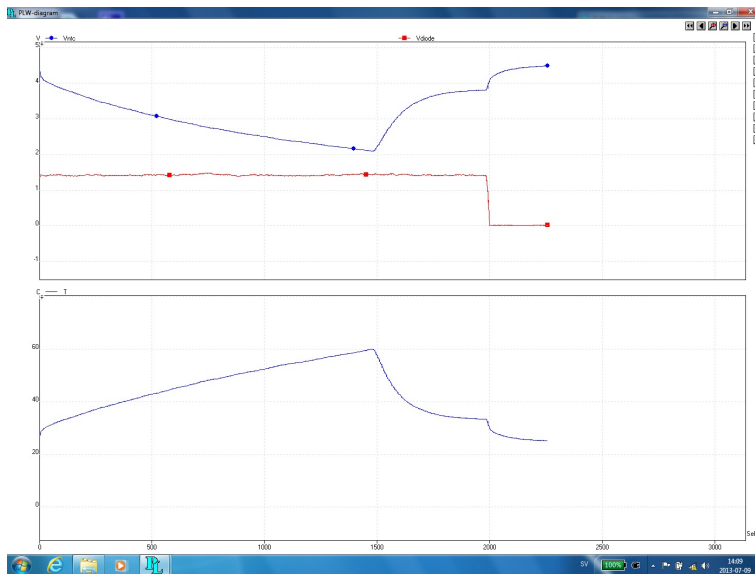
2 Utan fläkt



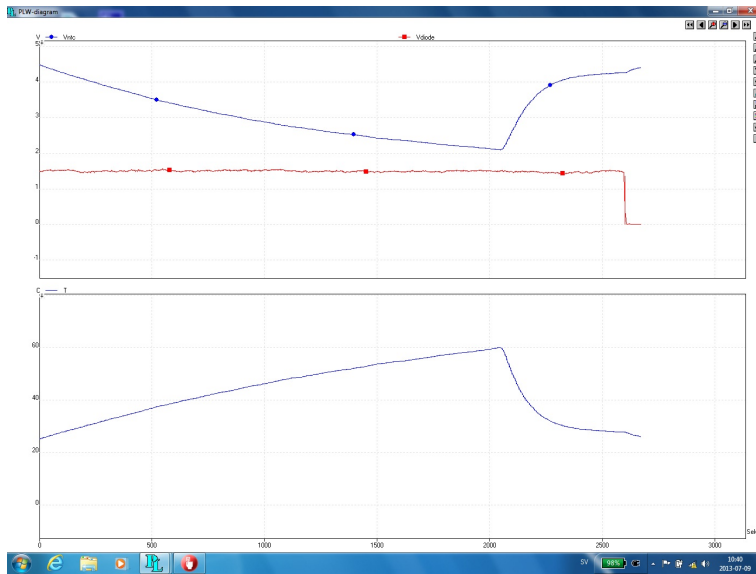
Figur 13: Blockschema



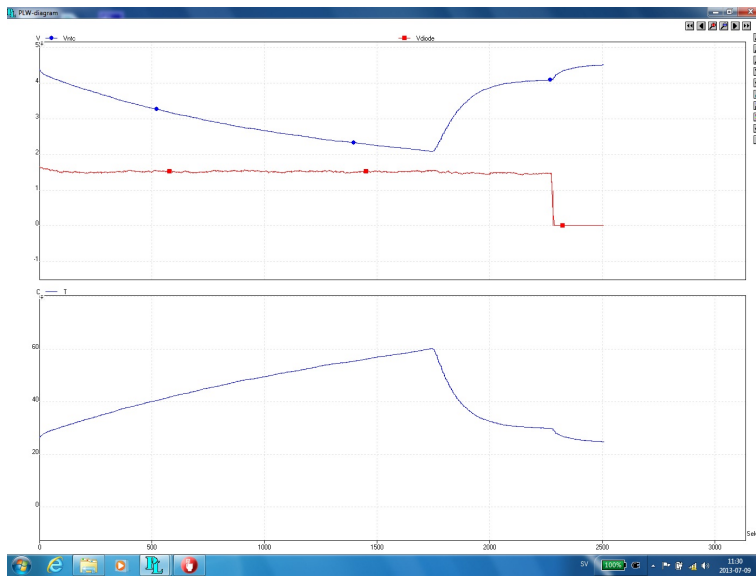
Figur 14: Blockschema



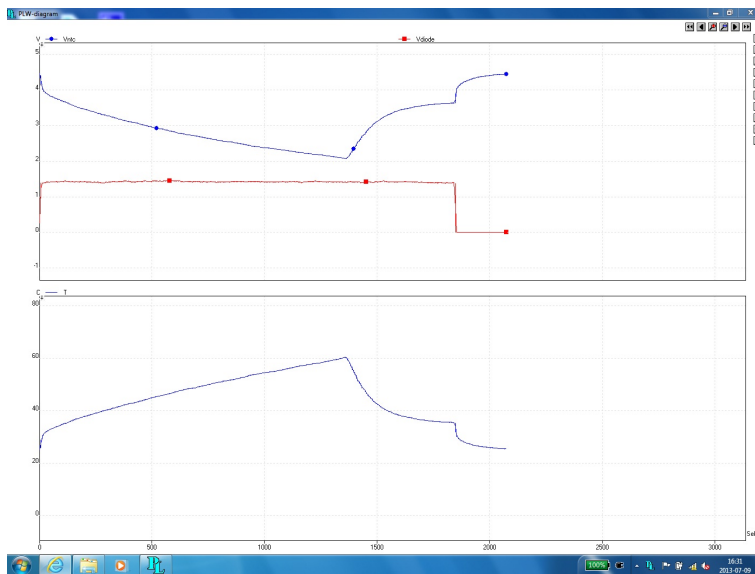
Figur 15: Blockschema



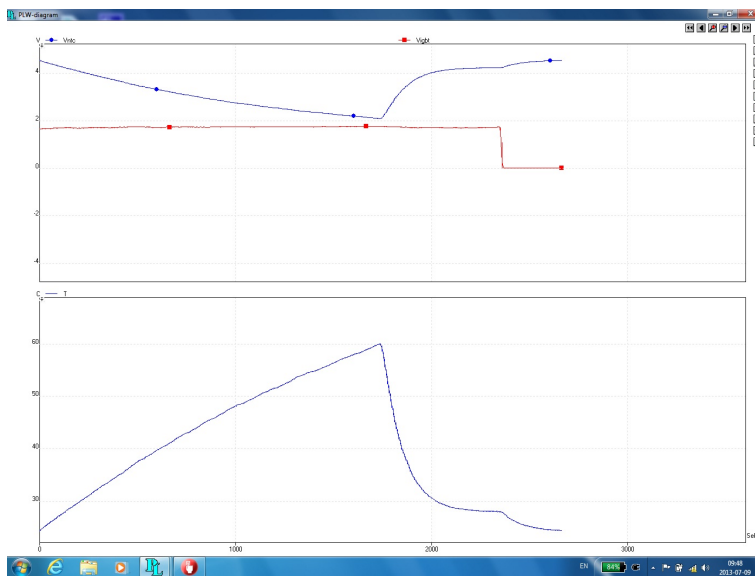
Figur 16: Blockschema



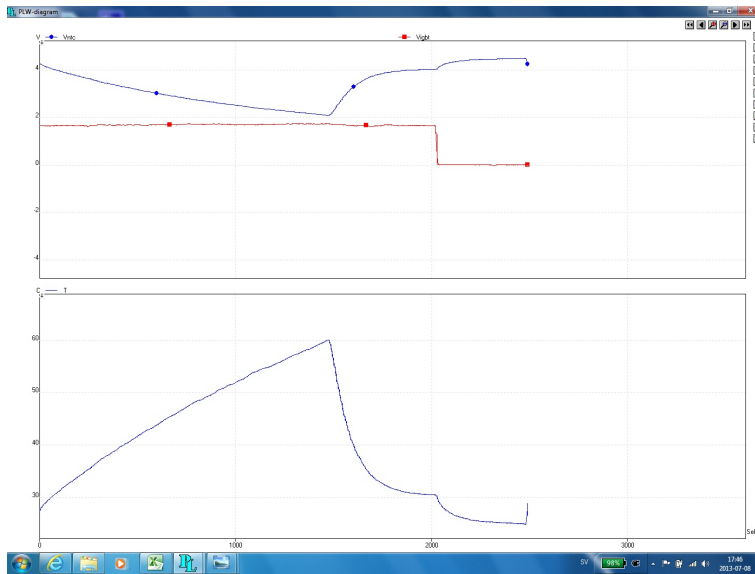
Figur 17: Blockschema



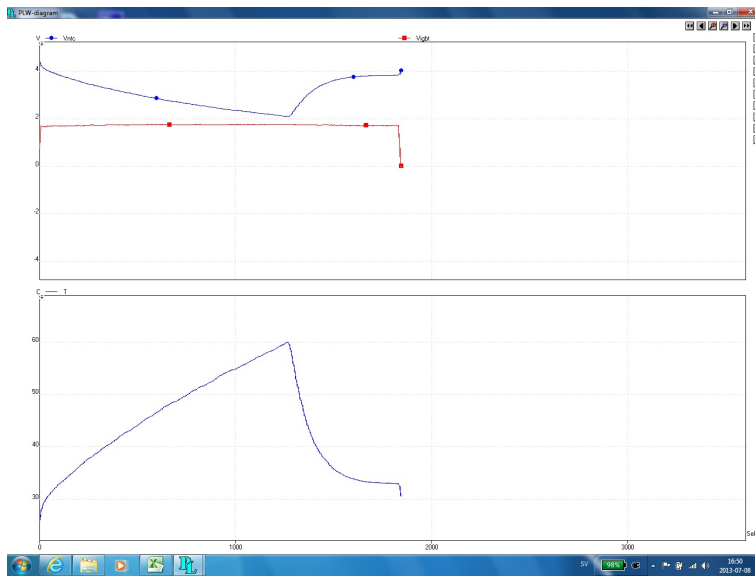
Figur 18: Blockschema



Figur 19: Blockschema



Figur 20: Blockschema



Figur 21: Blockschema

6MBI150VX-120-50

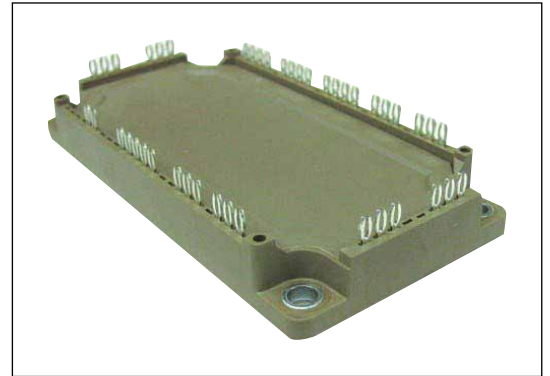
IGBT MODULE (V series) 1200V / 150A / 6 in one package

■ Features

- Compact Package
- P.C.Board Mount
- Low $V_{CE(sat)}$

■ Applications

- Inverter for Motor Drive
- AC and DC Servo Drive Amplifier
- Uninterruptible Power Supply
- Industrial machines, such as welding machines



■ Maximum Ratings and Characteristics

● Absolute Maximum Ratings (at $T_c=25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Items		Symbols	Conditions		Maximum ratings	Units	
Inverter	Collector-Emitter voltage	V_{CES}			1200	V	
	Gate-Emitter voltage	V_{GES}			± 20	V	
	Collector current	I_c	Continuous	$T_c=80^\circ\text{C}$		150	A
		I_{cp}	1ms	$T_c=80^\circ\text{C}$		300	
		$-I_c$				150	
		$-I_c$ pulse	1ms			300	
Collector power dissipation	P_c	1 device		770	W		
Junction temperature	T_j			175	°C		
Operating junction temperature (under switching conditions)	T_{jop}			150			
Case temperature	T_c			125			
Storage temperature	T_{stg}			-40 to +125			
Isolation voltage	between terminal and copper base (*1) between thermistor and others (*2)	V_{iso}	AC : 1min.		2500	VAC	
Screw torque	Mounting (*3)	-	M5		3.5	N m	

Note *1: All terminals should be connected together during the test.

Note *2: Two thermistor terminals should be connected together, other terminals should be connected together and shorted to base plate during the test.

Note *3: Recommendable value : 2.5-3.5 Nm (M5)

● Electrical characteristics (at Tj= 25°C unless otherwise specified)

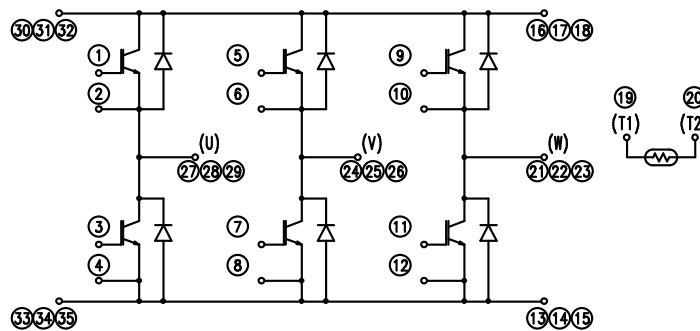
Items	Symbols	Conditions	Characteristics			Units	
			min.	typ.	max.		
Zero gate voltage collector current	I_{CES}	$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 1200V$	-	-	1.0	mA	
Gate-Emitter leakage current	I_{GES}	$V_{GE} = 0V, V_{GE} = \pm 20V$	-	-	200	nA	
Gate-Emitter threshold voltage	$V_{GE(th)}$	$V_{CE} = 20V, I_C = 150mA$	6.0	6.5	7.0	V	
Collector-Emitter saturation voltage	$V_{CE(sat)}$ (terminal)	$V_{GE} = 15V$ $I_C = 150A$	Tj=25°C	-	2.50	2.95	V
			Tj=125°C	-	2.80	-	
			Tj=150°C	-	2.85	-	
	$V_{CE(sat)}$ (chip)	$V_{GE} = 15V$ $I_C = 150A$	Tj=25°C	-	1.75	2.20	
			Tj=125°C	-	2.05	-	
			Tj=150°C	-	2.10	-	
Input capacitance	C_{ies}	$V_{CE} = 10V, V_{GE} = 0V, f = 1MHz$	-	13.7	-	nF	
Turn-on time	t_{on}	$V_{CC} = 600V$ $I_C = 150A$ $V_{GE} = +15 / -15V$ $R_G = 1.1\Omega$	-	0.39	1.20	μs	
	t_r		-	0.09	0.60		
	$t_r(i)$		-	0.03	-		
Turn-off time	t_{off}	$R_G = 1.1\Omega$	-	0.53	1.00	μs	
	t_f		-	0.06	0.30		
Forward on voltage	V_F (terminal)	$I_F = 150A$	Tj=25°C	-	2.45	2.90	V
			Tj=125°C	-	2.60	-	
			Tj=150°C	-	2.55	-	
	V_F (chip)	$I_F = 150A$	Tj=25°C	-	1.70	2.15	
			Tj=125°C	-	1.85	-	
			Tj=150°C	-	1.80	-	
Reverse recovery time	t_{rr}	$I_F = \pm 20$	-	-	0.1	μs	
Resistance	R	T = 25°C	-	5000	-	Ω	
		T = 100°C	465	495	520		
B value	B	T = 25 / 50°C	3305	3375	3450	K	

● Thermal resistance characteristics

Items	Symbols	Conditions	Characteristics			Units
			min.	typ.	max.	
Thermal resistance (1device)	Rth(j-c)	Inverter IGBT	-	-	0.195	°C/W
		Inverter FWD	-	-	0.34	
Contact thermal resistance (1device) (*4)	Rth(c-f)	with Thermal Compound	-	0.05	-	

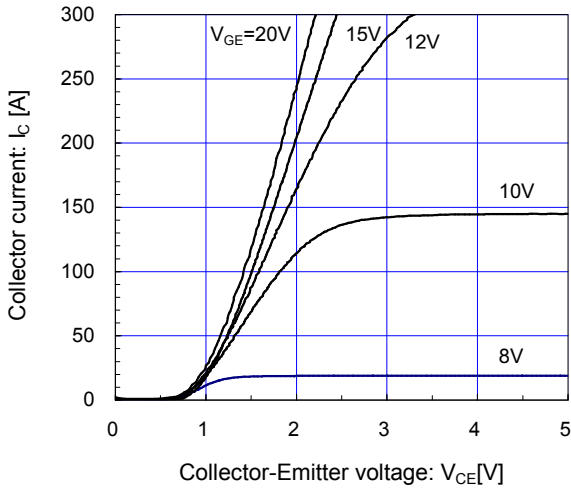
Note *4: This is the value which is defined mounting on the additional cooling fin with thermal compound.

■ Equivalent Circuit Schematic

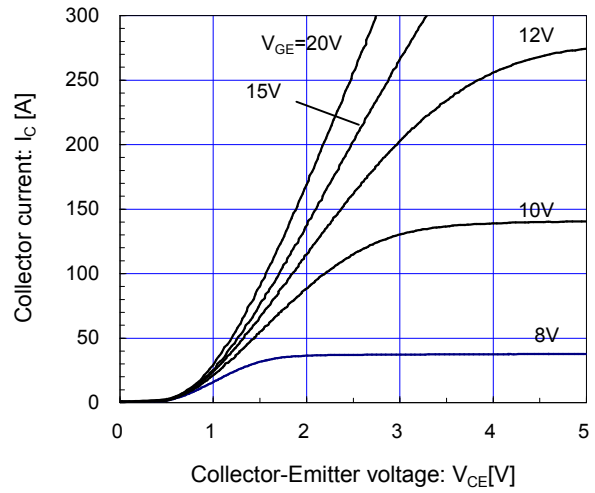


■ Characteristics (Representative)

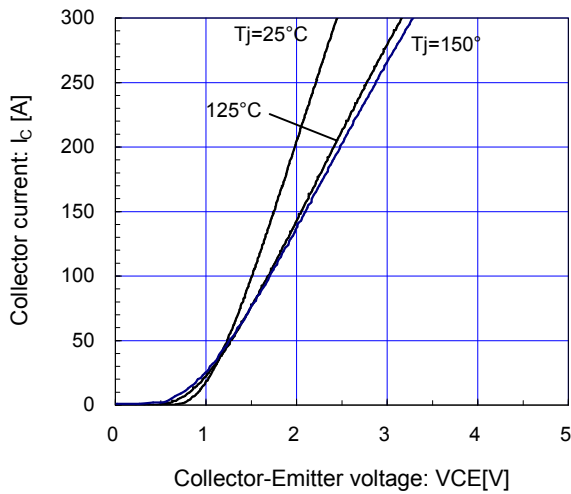
[Inverter]
 Collector current vs. Collector-Emmitter voltage (typ.)
 $T_j = 25^\circ\text{C}$ / chip



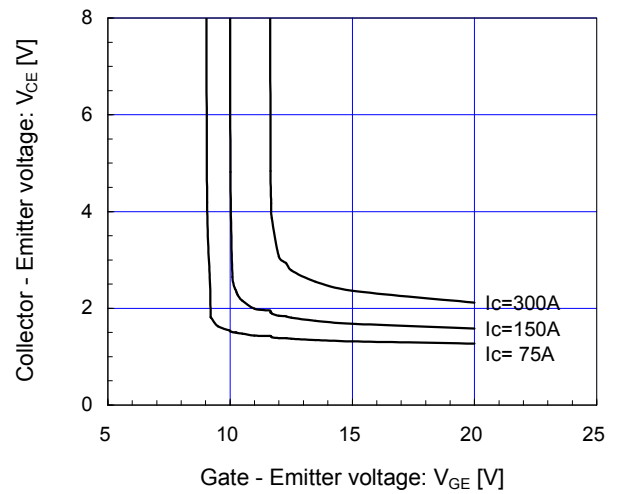
[Inverter]
 Collector current vs. Collector-Emmitter voltage (typ.)
 $T_j = 150^\circ\text{C}$ / chip



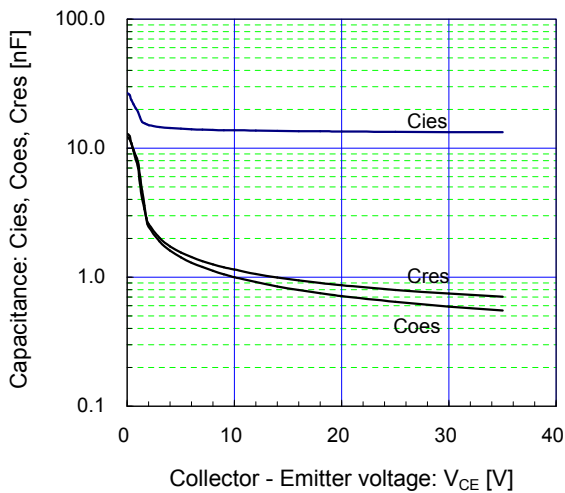
[Inverter]
 Collector current vs. Collector-Emmitter voltage (typ.)
 $V_{GE} = 15\text{V}$ / chip



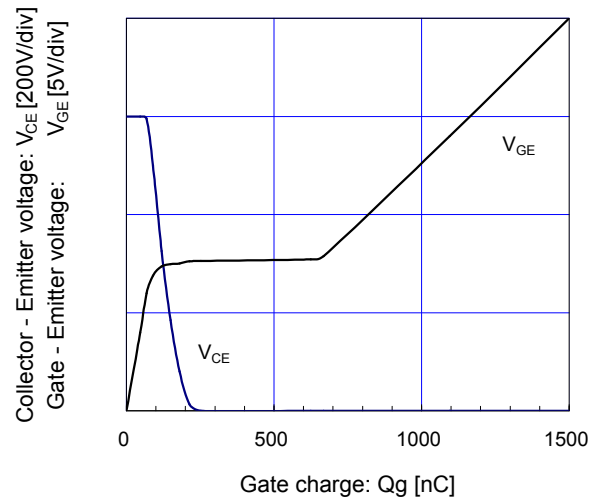
[Inverter]
 Collector-Emmitter voltage vs. Gate-Emmitter voltage (typ.)
 $T_j = 25^\circ\text{C}$ / chip



[Inverter]
 Capacitance vs. Collector-Emmitter voltage (typ.)
 $V_{GE} = 0\text{V}$, $f = 1\text{MHz}$, $T_j = 25^\circ\text{C}$

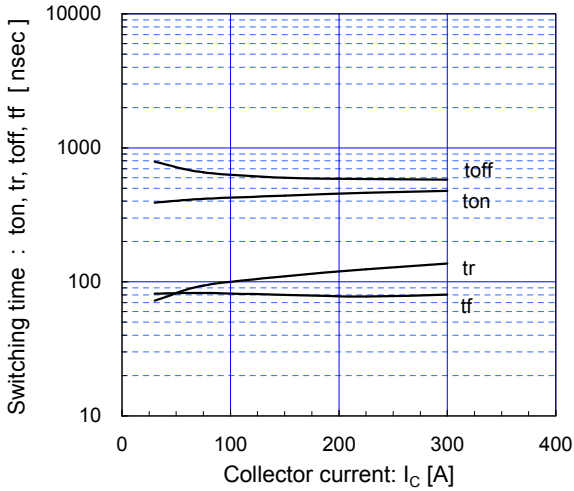


[Inverter]
 Dynamic gate charge (typ.)
 $V_{CC} = 600\text{V}$, $I_C = 150\text{A}$, $T_j = 25^\circ\text{C}$



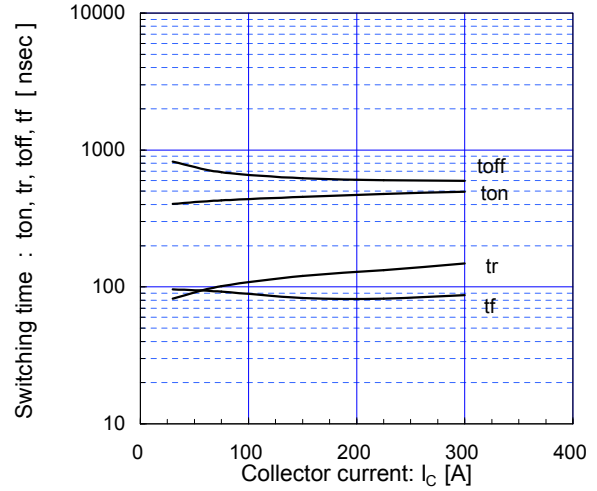
[Inverter]

Switching time vs. Collector current (typ.)
 $V_{cc}=600V, V_{GE}=\pm 15V, R_g=1.1\Omega, T_j=125^\circ C$



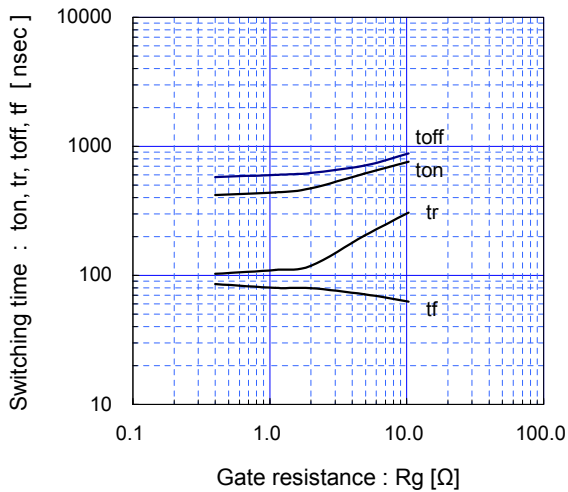
[Inverter]

Switching time vs. Collector current (typ.)
 $V_{cc}=600V, V_{GE}=\pm 15V, R_g=1.1\Omega, T_j=150^\circ C$



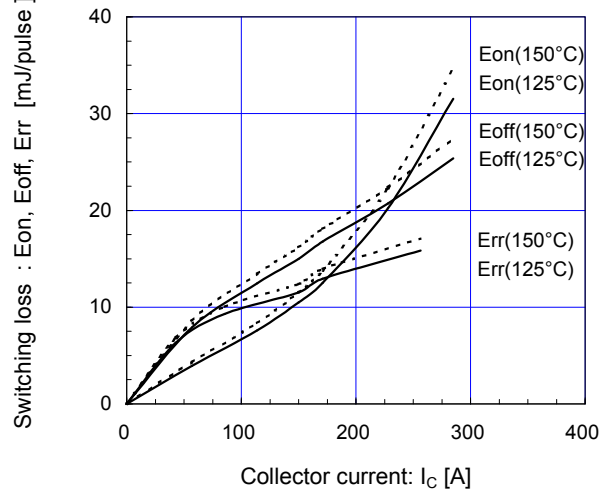
[Inverter]

Switching time vs. gate resistance (typ.)
 $V_{cc}=600V, I_c=150A, V_{GE}=\pm 15V, T_j=125^\circ C$



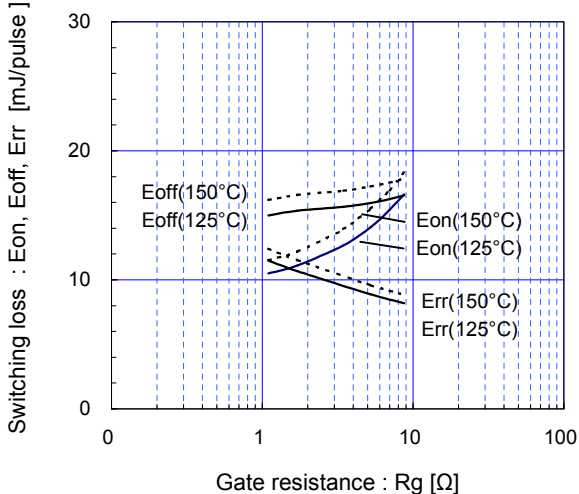
[Inverter]

Switching loss vs. Collector current (typ.)
 $V_{cc}=600V, V_{GE}=\pm 15V, R_g=1.1\Omega$



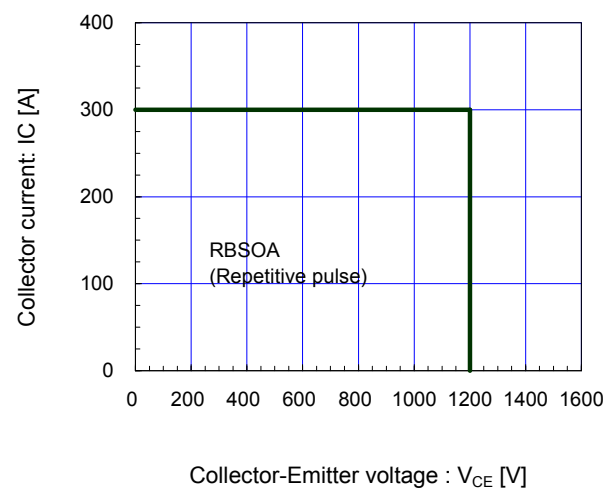
[Inverter]

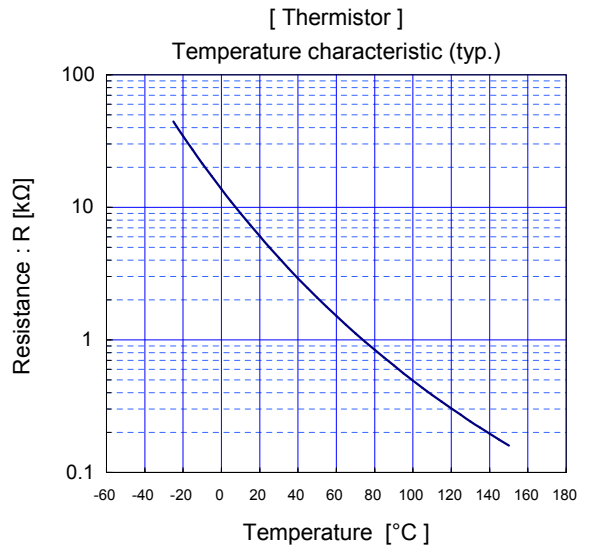
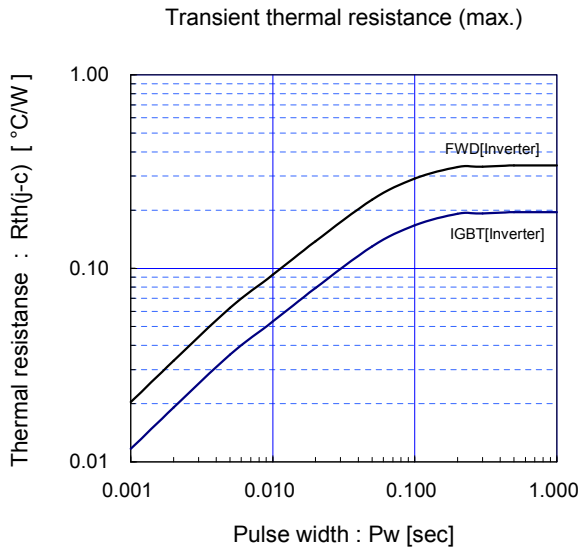
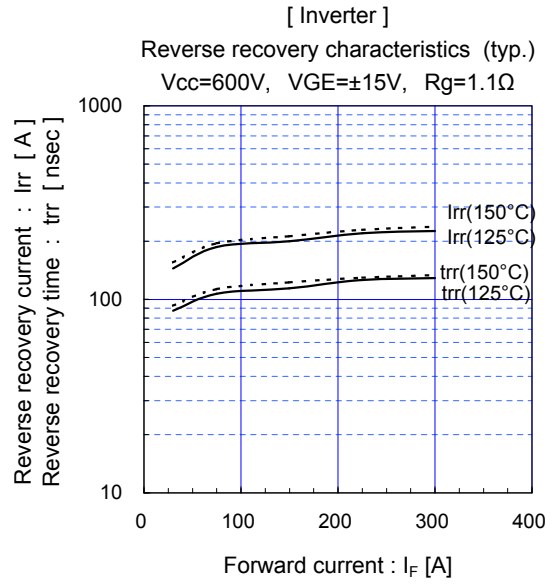
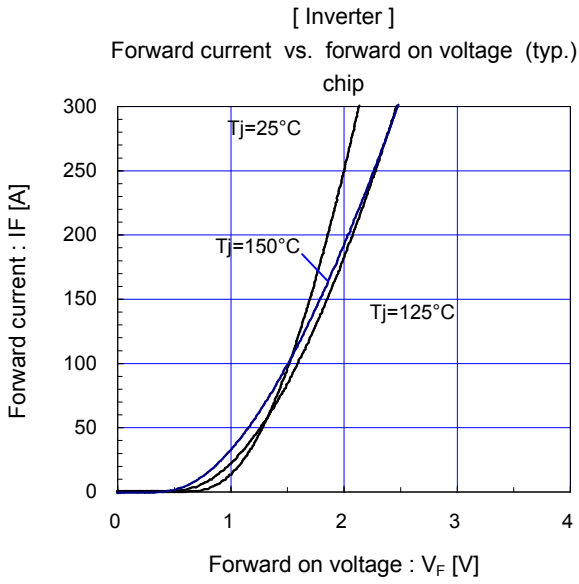
Switching loss vs. gate resistance (typ.)
 $V_{cc}=600V, I_c=150A, V_{GE}=\pm 15V$



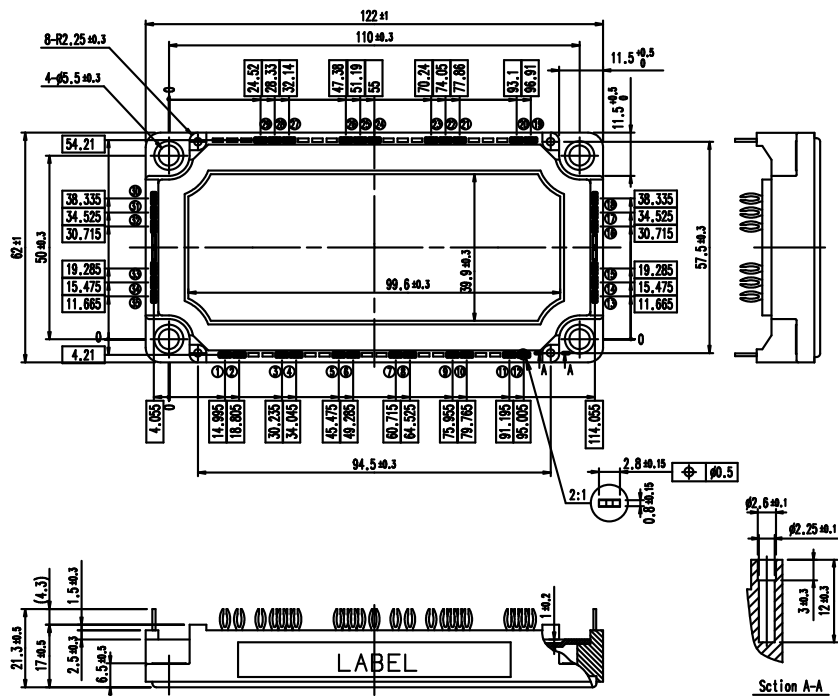
[Inverter]

Reverse bias safe operating area (max.)
 $+V_{GE}=15V, -V_{GE} \leq 15V, R_g \geq 1.1\Omega, T_j \leq 125^\circ C$



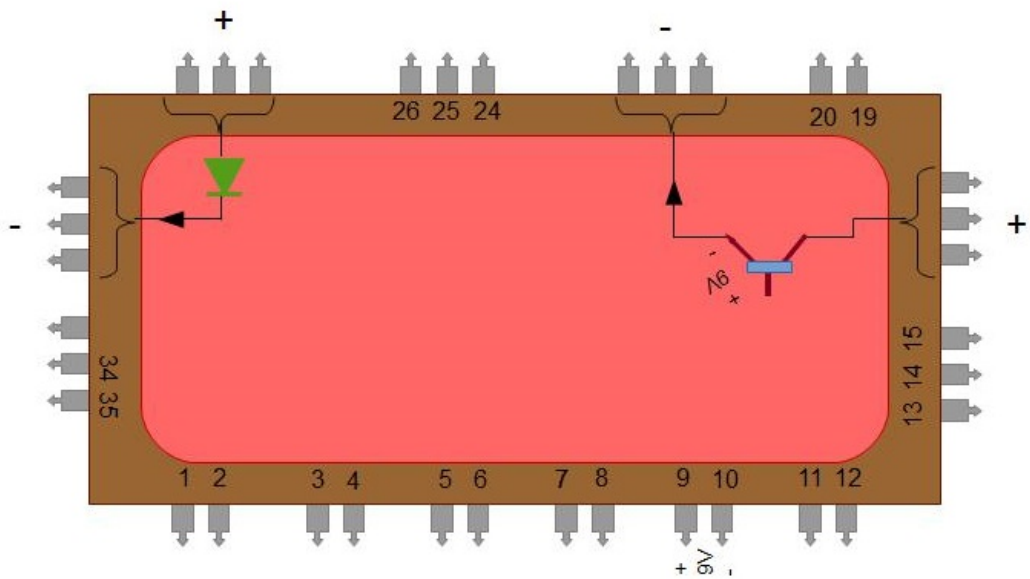


■ Outline Drawings, mm

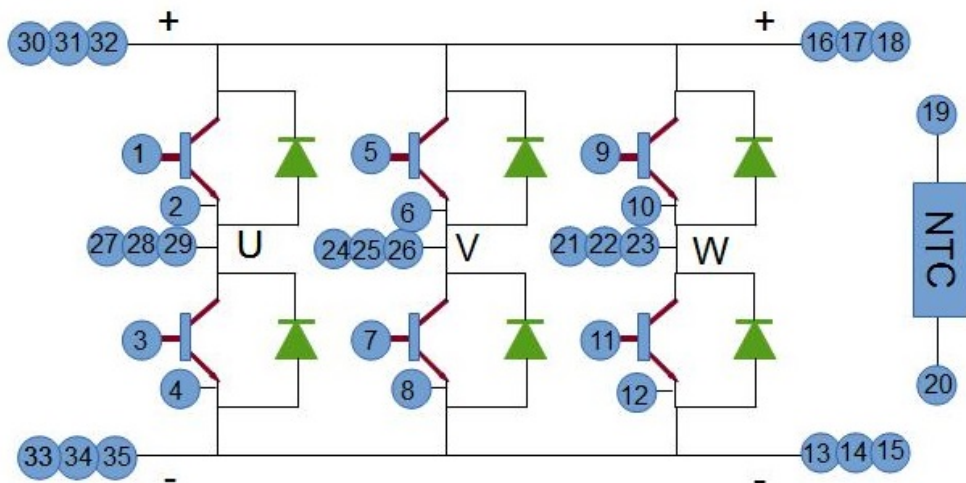


WARNING

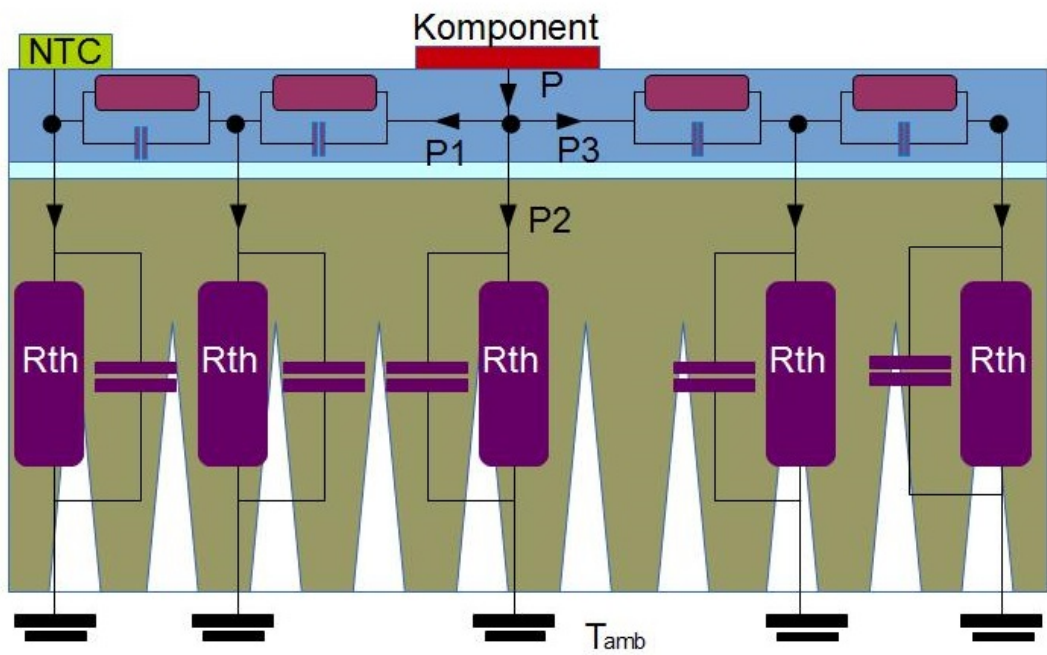
1. This Catalog contains the product specifications, characteristics, data, materials, and structures as of October 2008. The contents are subject to change without notice for specification changes or other reasons. When using a product listed in this Catalog, be sure to obtain the latest specifications.
2. All applications described in this Catalog exemplify the use of Fuji's products for your reference only. No right or license, either express or implied, under any patent, copyright, trade secret or other intellectual property right owned by Fuji Electric Device Technology Co., Ltd. is (or shall be deemed) granted. Fuji Electric Device Technology Co., Ltd. makes no representation or warranty, whether express or implied, relating to the infringement or alleged infringement of other's intellectual property rights which may arise from the use of the applications described herein.
3. Although Fuji Electric Device Technology Co., Ltd. is enhancing product quality and reliability, a small percentage of semiconductor products may become faulty. When using Fuji Electric semiconductor products in your equipment, you are requested to take adequate safety measures to prevent the equipment from causing a physical injury, fire, or other problem if any of the products become faulty. It is recommended to make your design fail-safe, flame retardant, and free of malfunction.
4. The products introduced in this Catalog are intended for use in the following electronic and electrical equipment which has normal reliability requirements.
 - Computers • OA equipment • Communications equipment (terminal devices) • Measurement equipment
 - Machine tools • Audiovisual equipment • Electrical home appliances • Personal equipment • Industrial robots etc.
5. If you need to use a product in this Catalog for equipment requiring higher reliability than normal, such as for the equipment listed below, it is imperative to contact Fuji Electric Device Technology Co., Ltd. to obtain prior approval. When using these products for such equipment, take adequate measures such as a backup system to prevent the equipment from malfunctioning even if a Fuji's product incorporated in the equipment becomes faulty.
 - Transportation equipment (mounted on cars and ships) • Trunk communications equipment
 - Traffic-signal control equipment • Gas leakage detectors with an auto-shut-off feature
 - Emergency equipment for responding to disasters and anti-burglary devices • Safety devices
 - Medical equipment
6. Do not use products in this Catalog for the equipment requiring strict reliability such as the following and equivalents to strategic equipment (without limitation).
 - Space equipment • Aeronautic equipment • Nuclear control equipment
 - Submarine repeater equipment
7. Copyright ©1996-2008 by Fuji Electric Device Technology Co., Ltd. All rights reserved.
No part of this Catalog may be reproduced in any form or by any means without the express permission of Fuji Electric Device Technology Co., Ltd.
8. If you have any question about any portion in this Catalog, ask Fuji Electric Device Technology Co., Ltd. or its sales agents before using the product.
Neither Fuji Electric Device Technology Co., Ltd. nor its agents shall be liable for any injury caused by any use of the products not in accordance with instructions set forth herein.



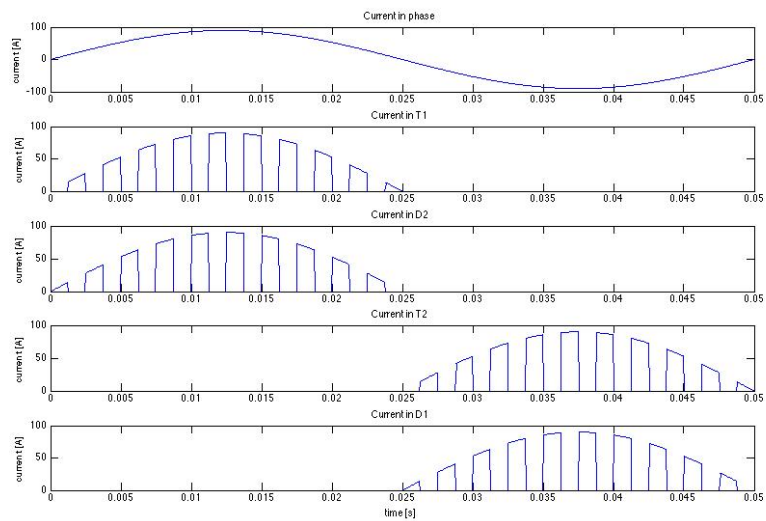
Figur 13: IGBT-modul. Till vänster demonstreras hur ström fås att gå genom dioden längst upp till vänster enligt kretsschemat. Till vänster demonstreras hur ström fås att gå genom IGBT-transistorn uppe till höger. Notera spänningen över port 9 och 10 (gate och emitter).



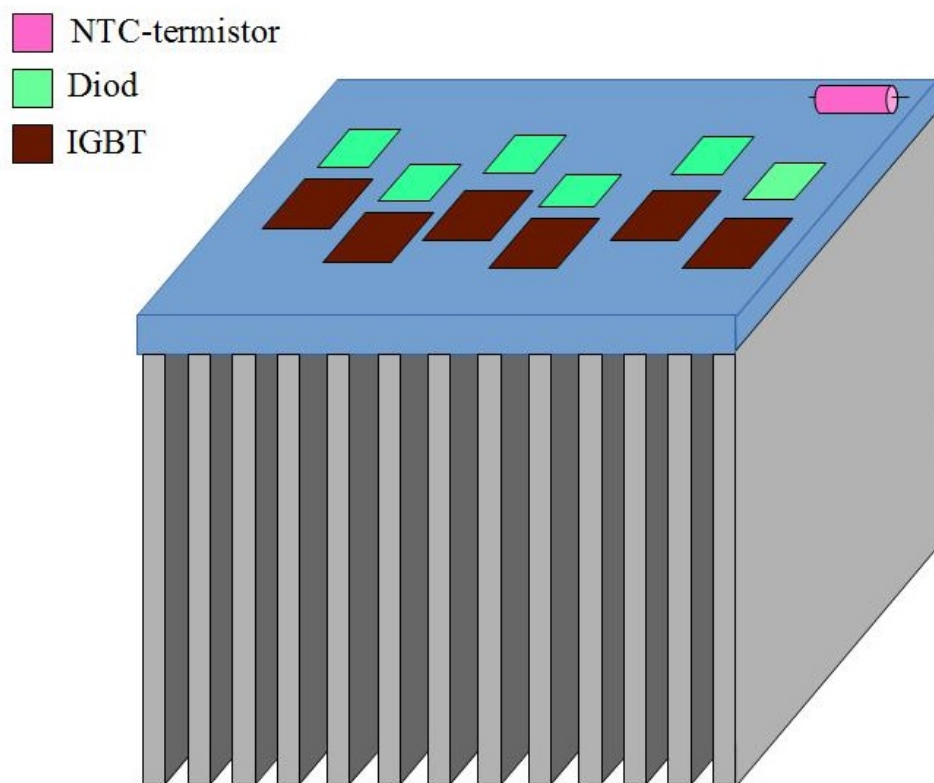
Figur 17: Kretsschema IGBT-modul



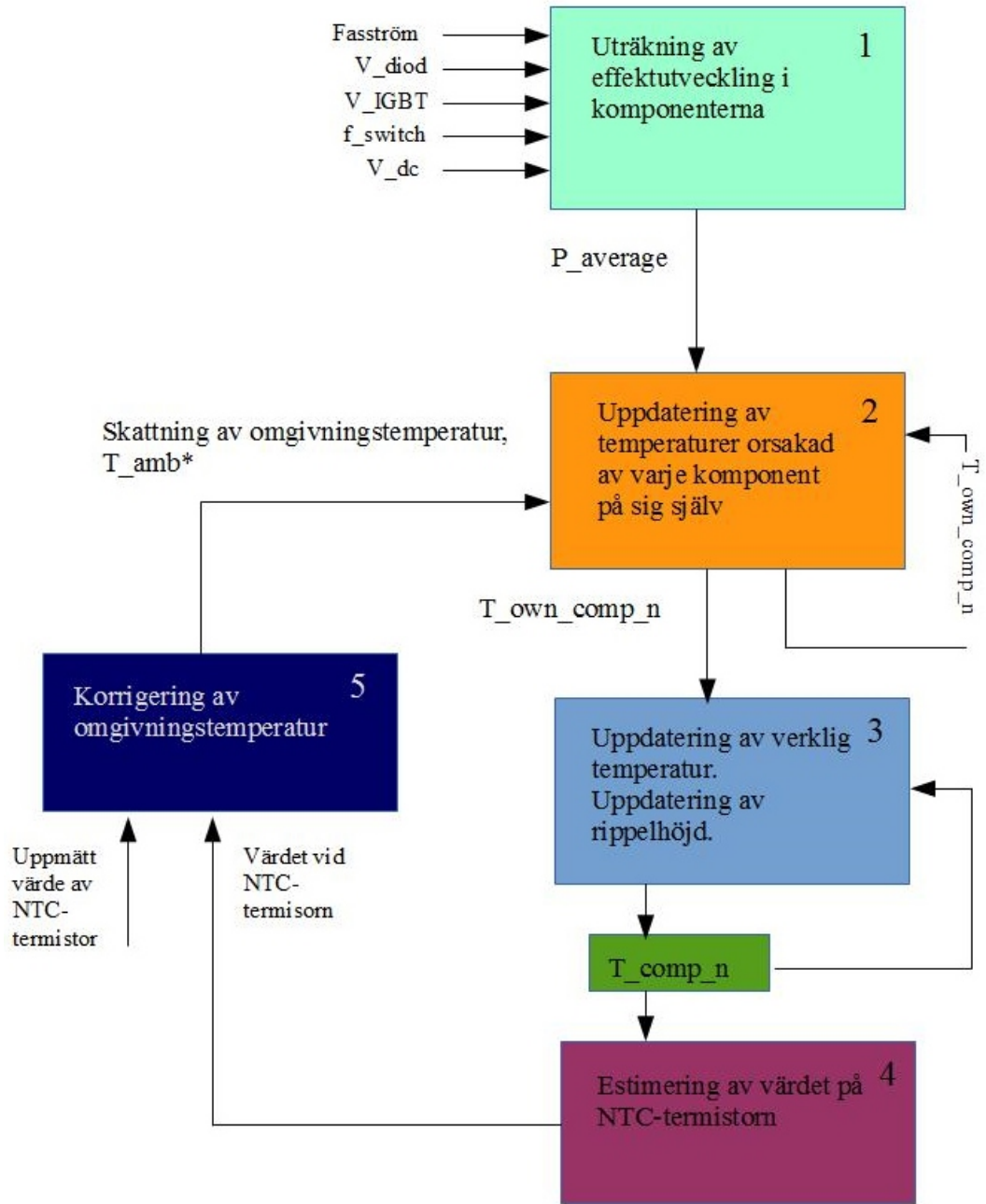
Figur 18: Illustration av värmens spridning från komponenten genom kylaren och ut i omgivningen med hjälp av Fosterkretsar



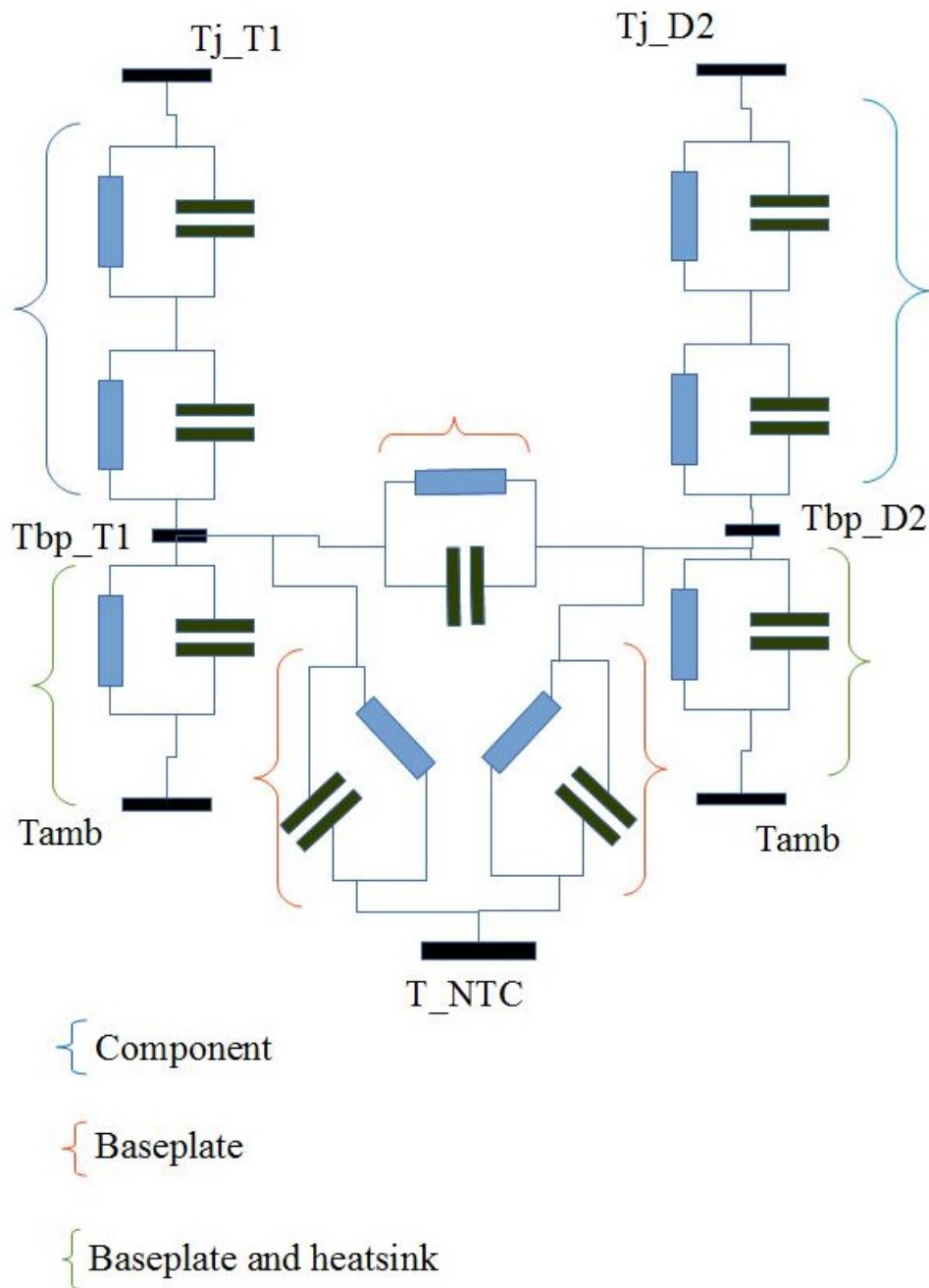
Figur 12: Allokering av en fasström till respektive komponent beroende på tecken



Figur 14: System, förenklat. Komponenterna sitter på basplattan som är monterad på en kylare. En fläkt blåser luft genom fenorna för att öka värmeöverföringen



Figur 15: Blockschemata över modellen för temperatur estimering i komponenterna



Figur 16: Fosterkrets över värmeöverföringen mellan två komponenter och NTC-termistorn. $T_j = T$ junction och $T_{amb} =$ omgivningstemperatur (ambient temperature), $T_b =$ temperatur i basplatta, $_T1$ avser IGBT1 och $_D2$ avser diod 2.