
Thermische Modellierung einer GaN-Halbbrücke mit nichtlinearer Regler- und Beobachterstruktur

DIPLOMARBEIT

Ausgeführt zum Zwecke der Erlangung des akademischen Grades eines
Diplom-Ingenieurs (Dipl.-Ing.)

unter der Leitung von

Ao.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Johann Ertl
Dipl.-Ing. Franz Maislinger

eingereicht an der

Technischen Universität Wien
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe

von

Roland Schüller
Matrikelnummer 1026557
Hauptstraße 15B6
3754 Irnfritz
Österreich

Wien, 19. April 2017

Vorwort

Die Vorliegende Arbeit mit dem Thema **thermische Modellierung einer GaN-Halbbrücke mit nichtlinearer Regler- und Beobachterstruktur** entstand am Institut für Energiesysteme und elektrische Antriebe an der Technischen Universität Wien.

Mein herzlicher Dank gilt meinem Betreuer Dipl.-Ing Franz Maislinger für die umfangreiche und kompetente Unterstützung meiner Arbeit. Ebenso gilt mein Dank allen Angehörigen des Institutes für die freundliche und angenehme Arbeitsatmosphäre.

Des Weiteren bedanke ich mich bei Ao.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Johann Ertl für die Zuteilung des von mir gewünschten Diplomarbeitsthemas.

Mein besonderer Dank gebührt meinen Eltern sowie meiner Freundin, die mich während dem Studium voll und ganz unterstützt haben und mir somit einen erfolgreichen Abschluss des Studiums ermöglicht haben.

Wien, 19. April 2017

Abstract

The presented diploma thesis is focussed on the thermal modelling of a GaN bridge leg using a non-linear controller and observer structure for determination and control of the transistor junction temperature.

The thesis starts with a description of the characteristics and basic properties of GaN transistors. Subsequently a test set-up is developed based on a USB-connected PC-AD-interface which allows the determination of multiple surface temperatures of the bridge leg sensed by NTC thermistors. The main part of the thesis is the mathematical modelling of the cooling system as well as the calculation of the losses generated by the GaN transistors of the bridge leg. For this purpose, the cooling system is formulated as a concentrated parametric heat transfer problem. The Cauer-type thermal equivalent circuit diagrams consider the static and dynamic behaviour of the cooling system, based on the thermal losses as input variables and the van supply voltage representing the control quantity. To control the transistor's junction temperature in case of load and working point variations, a non-linear controller and observer structure with trajectory planning is developed.

The simulation and measurement results demonstrate that the developed model in connection with the proposed controller and observer structure achieves a stable and well-damped determination of the junction temperature, even in case the identified system parameters are known merely with uncertainties as being typical for practical converter systems.

Kurzzusammenfassung

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit der thermischen Modellierung einer GaN-Halbbrücke mit nichtlinearer Regler- und Beobachterstruktur zu Ermittlung und Regelung der Sperrschichttemperatur.

Zu Beginn wird der gesamte Versuchsaufbau und die Eigenschaften sowie Charakteristiken von GaN-Transistoren erläutert. Für eine Verifizierung der entwickelten mathematischen Modelle wird eine NTC-Thermistorschaltung zur Bestimmung der Oberflächentemperaturen entworfen. Das Hauptaugenmerk dieser Arbeit liegt in der mathematischen Modellierung des Kühlsystems sowie der Generierung der thermischen Verluste in den GaN-Transistoren der Halbbrücke. Dafür wird das Kühlsystem mit einem konzentrierten parametrischen Wärmeübertragungsproblem formuliert. Die thermischen Ersatzschaltbilder nach Cauer betrachten das statische sowie dynamische Verhalten des Kühlsystems, mit der Lüfterspannung als Stellgröße und die thermischen Verluste als Eingänge. Zur Regelung der Sperrschichttemperatur bei einem Last- oder Arbeitspunktwechsel wird eine nichtlineare Regler- und Beobachterstruktur mit Trajektorienplanung erstellt.

Die Simulations- und Messergebnisse zeigen, dass die Entworfene Regler- und Beobachterstruktur mit Trajektorienplanung auch bei ungenügender Bekanntheit der identifizierten Parametern eine stabile Vorgabe der Sperrschichttemperatur ermöglicht.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Versuchsaufbau	3
2.1	USB-Datenerfassungsmodul	4
2.2	Halbleiter-Halbbrücke mit Ausgangsfilter	5
2.2.1	Halbleiterstruktur der Transistoren	6
2.2.2	Ansteuerung der GaN-Transistoren	7
3	NTC-Thermistorschaltung	12
3.1	Schaltungsaufbau und Dimensionierung	13
3.1.1	Galvanisch nicht getrennter Messkanal	13
3.1.2	Galvanisch getrennter Messkanal	15
3.1.3	Steuerung der Lüfterspannung	18
3.2	Kalibrierung und Messcharakteristik	20
3.2.1	Messcharakteristik der galvanisch nicht getrennten Messkanäle	21
3.2.2	Messcharakteristik der galvanisch getrennten Messkanäle	22
4	Mathematische Modellierung	24
4.1	Thermisches Modell mit einem GaN-Transistor	26
4.1.1	Statisches thermisches Modell	28
4.1.2	Vollständiges dynamisches thermisches Modell	28
4.1.3	Reduziertes dynamisches thermisches Modell	30
4.2	Thermisches Modell mit zwei GaN-Transistoren	32
4.2.1	Statisches thermisches Modell	33
4.2.2	Dynamisches thermisches Modell	34
4.3	Thermische Verluste eines GaN-Transistors	35
5	Parameteridentifikation	38
5.1	Thermische Widerstände	38
5.2	Wärmestrom der Störung	39
5.3	Thermischen Kapazitäten	40
5.4	Lüfterfaktor	42
5.5	Durchlasswiderstand des GaN-Transistors	43
5.6	Schaltverluste	43
5.7	Wärmestrom durch Platine	45
6	Regler- und Beobachterstruktur	49
6.1	Reglerstruktur	49
6.2	Beobachterstruktur	53

7 Simulations- und Messergebnisse	58
7.1 Lastwechsel	61
7.2 Arbeitspunktwechsel	63
7.3 Parameterschwankungen	63
7.4 Simulation mit Solid Works	64
8 Zusammenfassung und Ausblick	67
A Quellcode	70
B Schaltplan für Halbbrücke mit Ausgangsfilter	74
C Gesamter Schaltungsaufbau	75

Abbildungsverzeichnis

2.1	Versuchsaufbau bestehend aus dem USB-Datenerfassungsmodul (1), NTC-Thermistorschaltung (2), Halbbrücke (3), Ausgangsfilter (4) und spannungsgesteuertem Lüfter (5).	3
2.2	Mensch-Computer-Interaktion einer laufenden Messung.	4
2.3	Halbbrücke mit Ausgangsfilter.	5
2.4	Spannungsverlauf von U_{DSu} und Stromverlauf I_{LF} durch Filterspule L_F in einer Periode.	6
2.5	Schematischer Aufbau eines GaN-Transistors [6].	7
2.6	Elektrische ESB eines GaN-Transistors mit Gatetreiber [6].	8
2.7	Drain-Stromkennlinien von einem GaN-Transistor in Abhängigkeit der Drain-Source und Gate-Source Spannung [6].	9
2.8	Halbbrücke mit Stützkondensator C_{St} zur Verminderung der parasitären Induktivität.	10
3.1	Elektrischer Aufbau eines nicht galvanisch getrennten Messkanals.	14
3.2	Elektrischer Aufbau eines galvanisch getrennten Messkanals.	15
3.3	Signalverlauf der Referenzspannung U_{Ref} und der Ausgangsspannung U_{OUT} des NE555 Bausteins.	16
3.4	Schaltungsaufbau zur Generierung der Referenzspannung U_{Ref}	16
3.5	Berechnete temperaturabhängige Eigenerwärmung ϑ_{eig} der Thermistoren.	18
3.6	Schaltungsaufbau zur Generierung der Referenzspannung $U_{A,var}$ mit dem Spannungsregler L200.	20
3.7	Kalibrierte und berechneter Spannungsverläufe in Abhängigkeit der Temperatur von den galvanisch nicht getrennten Messkanälen.	21
3.8	Berechnete Sensitivität der Ausgangsspannung (3.4) von den galvanisch nicht getrennten Messkanälen.	22
3.9	Kalibrierte Spannungsverläufe in Abhängigkeit der Temperatur von den galvanisch getrennten Messkanälen.	23
4.1	Thermisches Modell des Kühlsystems für die GaN-Transistoren der Halbbrücke.	24
4.2	Thermisches Modell mit der Lüfterspannungsabhängigen Wärmestromdichte $\dot{q}_K(U_L)$	26
4.3	Exaktes und vereinfachtes thermisches Ersatzschaltbild eines GaN-Transistors unter Verwendung des Cauer-Modells.	27
4.4	Statisches thermisches Ersatzschaltbild mit einem GaN-Transistor.	28
4.5	Vollständiges dynamisches thermisches Ersatzschaltbild mit einem GaN-Transistor.	29

4.6	Reduziertes dynamisches thermisches Ersatzschaltbild mit einem GaN-Transistor.	30
4.7	Sprungantwort der Sperrschicht- und Kühlkörpertemperaturen des vollständigen und reduzierten Systems.	32
4.8	Statisches thermisches Ersatzschaltbild mit zwei GaN-Transistoren.	33
4.9	Dynamisches thermisches Ersatzschaltbild mit zwei GaN-Transistoren.	34
5.1	Aufbringung der NTC-Thermistoren mit thermischen Kleber (blau) am Versuchsaufbau.	39
5.2	Seitenansicht des thermischen Modells mit dem Wärmestrom \dot{Q}_{St}	40
5.3	Gemessene Sprungantworten der Aluminiumblock- und der Kühlkörpertemperatur bei einem sprungförmigen aufgeschalteten Ausgangsstroms.	40
5.4	Lüfterspannungsabhängiger thermischer Kühlkörperwiderstand $\mathcal{R}_K(U_L)$	43
5.5	Durchlasswiderstand des GaN-Transistors in Abhängigkeit der Sperrschichttemperatur.	44
5.6	Durchlasswiderstand des GaN-Transistors in Abhängigkeit des Stroms.	44
5.7	Erweitertes statisches thermisches Ersatzschaltbild mit einem GaN-Transistor.	46
6.1	Blockschaltbild der exakten Eingangs-Zustandslinearisierung mit Reglerstruktur und Trajektorienplanung.	49
6.2	Blockschaltbild der exakten Eingangs-Zustandslinearisierung mit Regler- und Beobachterstruktur sowie Trajektorienplanung.	53
7.1	Simulationsaufbau des vollständigen und reduzierten thermischen Modells mit einem GaN-Transistor in MATLAB/SIMULINK.	58
7.2	Am Versuchsaufbau gemessene und simulierte Temperaturverläufe des Kühlkörpers und Aluminiumblockes.	59
7.3	Simulationsaufbau des vollständigen und reduzierten thermischen Modells mit zwei GaN Transistoren, Zustandsregler, Beobachter und Trajektorienplanung in MATLAB/SIMULINK.	60
7.4	Temperaturverlauf der Sperrschicht des unteren Transistors bei Lastwechsel ohne aktiven Zustandsregler.	61
7.5	Temperaturverlauf der Sperrschicht des unteren Transistors bei Lastwechsel mit aktivem Zustandsregler und die dazugehörige Lüfterspannung.	62
7.6	Temperaturverlauf der Sperrschicht des unteren Transistors bei Lastwechsel und Arbeitspunktwechsel, sowie die dazugehörige Lüfterspannung.	63
7.7	Temperaturverlauf der echten und geschätzten Aluminiumblocktemperatur mit Anfangsfehler.	64
7.8	Thermische Simulation mit Solid Works bei konstantem Strom durch den unteren GaN-Transistor.	65
7.9	Thermische Simulation der Oberflächentemperaturen des Versuchsaufbaus mit Solid Works, wobei beide GaN-Transistoren Verluste generieren.	66
B.1	Schaltplan für Halbbrücke mit Ausgangsfilter und Gatetreiber.	74

C.1	Seite 1 vom gesamten Schaltplan für NTC Thermistor Schaltung und Ansteuerungselektronik des Lüfters.	75
C.2	Seite 2 vom gesamten Schaltplan für NTC Thermistor Schaltung und Ansteuerungselektronik des Lüfters.	76

Tabellenverzeichnis

2.1	Eigenschaften üblicher Halbleitermaterialien [7].	8
3.1	Parameterliste für den verwendeten NTC-Thermistor.	13
3.2	Parameterliste für die entworfene NTC-Thermistorschaltung.	19
3.3	Parameterliste für die Ansteuerungselektronik des Lüfters.	20
4.1	Thermische Parameter für das vollständige Ersatzschaltbild des GaN-Transistors.	27
5.1	Messkanalzuordnung der aufgeklebten NTC-Thermistoren.	38
5.2	Werkstoffparameterliste.	46
5.3	Modell- und Datenblattparameter.	47
5.4	Experimentell bestimmte Parameter.	48
6.1	Regler- und Beobachterparameter.	57

1 Einleitung

In der Leistungselektronik sind gesteuerte Halbbrücken wegen ihren breit gefächerten Anwendungsgebieten allgegenwärtig, etwa als DC-DC Wandler oder einphasige bzw. dreiphasige Wechselrichter. Das leistungsführende Bauelement ist immer ein Transistor bestehend aus einem Halbleiterchip. Um einen Transistor möglichst nahe an der maximalen Leistungsgrenze bzw. maximalen oder gewünschten Sperrschichttemperatur betreiben zu können, ist ein exaktes Modell des aktiven Kühlsystems sowie eine nichtlineare Regler- und Beobachterstruktur notwendig. Damit kann die Leistungsdichte der Halbbrücke erhöht werden, da keine Überdimensionierung des Kühlkörpers notwendig ist. Ziel dieser Arbeit ist die Erstellung eines dynamischen thermischen on-line Modells mit dem die Sperrschichttemperatur eines Leistungstransistors möglichst genau bestimmt werden kann, unter Verwendung eines Temperaturmesswertes aus der unmittelbaren Umgebung des Transistors, da die Sperrschichttemperatur selbst nicht direkt gemessen werden kann.

Zu Beginn dieser Arbeit wird der Versuchsaufbau, bestehend aus einem USB-Datenerfassungsmodul, NTC-Thermistorschaltung, der Halbleiter-Halbbrücke mit Ausgangsfilter und einem spannungsgesteuerten Lüfter beschrieben. Dabei werden die Strom- und Spannungsverläufe der Halbbrücke sowie die Dimensionierung des Ausgangsfilters angegeben. Anschließend erfolgt eine Gegenüberstellung von drei modernen Halbleitermaterialien in der Leistungselektronik und die Ansteuerungsweise sowie Layoutentwurf für GaN-Transistoren um die maximale Performance zu gewährleisten. Für die Verifizierung des im Anschluss entworfenen mathematischen Modells wird eine Messschaltung zur Bestimmung der Oberflächentemperaturen am Versuchsaufbau mit NTC-Thermistoren entworfen. Diese besteht aus sechs galvanisch nicht getrennten und zwei galvanisch getrennten Messkanälen, um auch Temperaturen an Oberflächen mit elektrischem Potential messen zu können. Weiters befindet sich die Ansteuerelektronik für den Lüfter auf der NTC-Thermistorschaltung. Im Anschluss erfolgt die mathematische Modellierung des Kühlsystems mithilfe von konzentrierten parametrischen Bauelementen und Randbedingungen. Dabei werden statische sowie dynamische Ersatzschaltbilder und die dazugehörigen mathematischen Gleichungen angegeben, welche als Eingangsgröße die thermischen Verluste, bestehend aus Schalt- und Leitverlusten besitzen. Für die Parameteridentifikation werden Temperaturmessungen mit den am Versuchsaufbau befestigten NTC-Thermistoren durchgeführt, um näherungsweise berechnete Parameter exakter zu bestimmen. Dabei handelt es sich um thermische Widerstände, etwaige Störungen welche als Wärmestrom am Kühlkörper wirken, thermische Kapazitäten, Lüfterfaktor, Schaltverluste sowie temperatur- bzw. stromabhängigen Durchlasswiderstand. Bei den thermischen Kapazitäten ist keine algebraische Lösung möglich und somit wird ein unbeschränktes statisches Optimierungsproblem angegeben. Nachfolgend wird die Korrektheit der angenommenen Ersatzschaltbilder überprüft. Für die Regelung der Sperrschichttemperatur wird an dem nichtlinearen System eine Eingangszustandslinearisierung mit Polvorgabe des Fehlersystems vorgenommen. Dafür benötigt

der Zustandsregler eine hinreichend oft stetig differenzierbare Soll-Trajektorie. Sofern nicht alle Zustände messtechnisch erfasst werden können, erfolgt die Erweiterung um einen Beobachter. Am Ende dieser Arbeit erfolgen Simulationen mit MATLAB/SIMULINK, dabei werden Lastwechsel am Ausgang der Halbbrücke, Arbeitspunktwechsel der Sperrschichttemperatur, Parameterschwankungen und Anfangswertfehler simuliert. Abschließend sind Simulationen mit dem 3D CAD Programm Solid Works angegeben.

In der Literatur gibt es verschiedene Ansätze zur thermischen Modellierung eines Transistors, es besteht die Möglichkeit ein statisches thermisches Ersatzschaltbild mit thermischen Konduktanzen zu erstellen [1]. Jedoch ist für die Untersuchung von dynamischen Vorgängen ein dynamisches thermisches Ersatzschaltbild notwendig. In Verwendung sind hauptsächlich das Cauer- und Foster-Modell. In [2] wird ein Foster-Modell und eine Finite-Elemente Simulation an einem IGBT Modul mit Kühlsystem angewendet, wobei zwei parallele Ersatzschaltbilder nach Foster für die Body-Diode und den IGBT erstellt werden. In dieser Arbeit wird ein GaN-Transistor betrachtet, welcher keine Body-Diode im herkömmlichen Sinne benötigt um einen Stromfluss in beide Richtungen zu ermöglichen. Im Gegensatz zum Foster-Modell spiegelt das Cauer-Modell mit den thermischen Parametern den realen physikalischen Aufbau des Kühlsystems wider. Für eine nicht konzentrierte parametrische Berechnung der Temperaturverteilung im Kühlsystem, bestehend aus einer Isolierschicht (Gap Pad), einem Aluminiumblock und dem Kühlkörper selbst, können Finite-Elemente Programme verwendet werden, welche aufgrund der hohen Komplexität aber keine Echtzeitfähigkeit bieten und für eine aktive Regelung der Sperrschichttemperatur daher ungeeignet sind.

2 Versuchsaufbau

Dieses Kapitel behandelt den Versuchsaufbau, welcher in Abbildung 2.1 dargestellt ist. Für die Aufzeichnung der Messdaten ist das USB-Datenerfassungsmodul (1) per USB-Kabel mit dem PC verbunden. Das 10-polige Flachbandkabel verbindet die entworfene NTC-Thermistorschaltung (2) (siehe Kapitel 3) mit dem USB-Datenerfassungsmodul. Die sechs NTCs sind mit thermischem Kleber an dem Kühlsystem der Halbbrücke (3) angebracht und mit verdrehten Kupferlackdrähten mit der NTC-Thermistorschaltung verbunden. Der größere Elektrolyt-Kondensator und weitere in der Abbildung nicht sichtbare SMD Kondensatoren sowie die Spule mit Pulverkern-Material bilden das Ausgangsfilter (4) der Halbbrücke. Der spannungsgesteuerte Lüfter (5) erzeugt eine erzwungene Konvektion am Kühlkörper und somit ein nichtlineares System. Weiters werden in diesem Kapitel auch neuste Wide-Bandgap Halbleitermaterialien angeführt und ebenso charakteristische Eigenschaften sowie die Ansteuerung von modernen Galliumnitrid Transistoren erläutert.

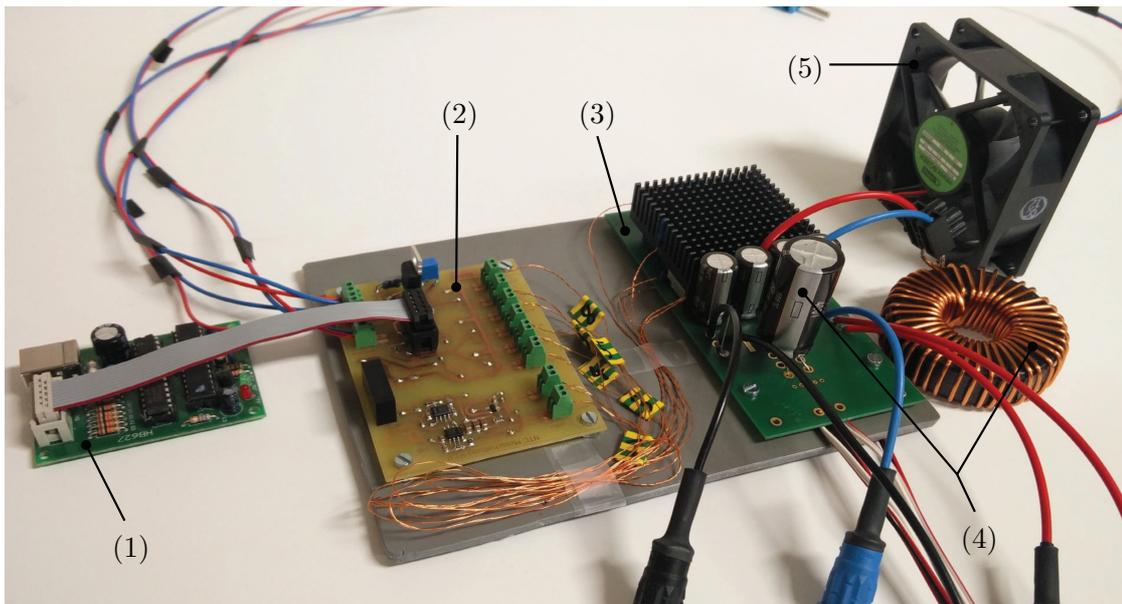
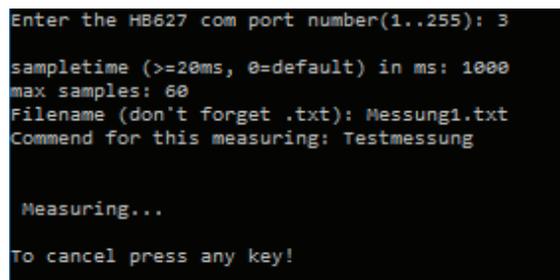


Abbildung 2.1: Versuchsaufbau bestehend aus dem USB-Datenerfassungsmodul (1), NTC-Thermistorschaltung (2), Halbbrücke (3), Ausgangsfilter (4) und spannungsgesteuertem Lüfter (5).

2.1 USB-Datenerfassungsmodul

Das USB-Datenerfassungsmodul HB627 von H-TRONIC dient als Schnittstelle zwischen PC und den zu messenden Spannungen [3]. Das Modul kann bis zu acht analoge Signale in einem Spannungsbereich von 0..4095mV erfassen. Dabei werden die einzelnen Spannungspegel mithilfe eines 12-bit AD Wandlers und eines Übertragungsbausteines in ein digitales serielles Signal umgewandelt, welches aus drei Bytes besteht. Die ersten beiden Bytes beinhalten das High- und Low-Byte der Messung, das dritte Byte enthält die Prüfsumme. Die acht analogen Eingänge besitzen eine Messtoleranz von $\pm 2\text{mV}$ und einen Eingangswiderstand von $10\text{M}\Omega$. Die Messgeschwindigkeit beträgt ca. 400 Messungen pro Sekunde. Bei kurzgeschlossenem Eingang gibt das Modul die maximale Spannung am jeweiligen Ausgang aus. In den vom Hersteller mitgelieferten Header-, Library- und Dynamik-Link Library-Dateien sind Befehle zum Starten der Messungen sowie zur Übertragung am PC vordefiniert. Mithilfe der Programmiersprache C kann daraus eine Ablaufsteuerung zum Aufzeichnen einer Messung implementiert werden. Der zugehörige C-Quellcode befindet sich im Anhang A. Die Mensch-Computer-Interaktion einer laufenden Messung zeigt Abbildung 2.2.



```
Enter the HB627 com port number(1..255): 3
sampletime (>=20ms, 0=default) in ms: 1000
max samples: 60
Filename (don't forget .txt): Messung1.txt
Comment for this measuring: Testmessung

Measuring...

To cancel press any key!
```

Abbildung 2.2: Mensch-Computer-Interaktion einer laufenden Messung.

Zum Starten der Messung wird zuerst die Eingabe des USB-Ports am PC, an dem das USB-Datenerfassungsmodul angeschlossen ist benötigt, in diesem Fall der USB-Port 3. Anschließend erfolgt die Eingabe der Abtastzeit in Millisekunden. Bei einer Abtastzeit von unter 20ms wird kein korrekter Zeitstempel den Messwerten zugeordnet. Mit der Angabe der maximalen Abtastungen wird die Dauer der Messung festgelegt, in diesem Beispiel wird eine Messdauer von 60s generiert. In die Textdatei mit frei wählbaren Namen werden die Spannungspegel aller acht Messkanäle mit Zeitstempel gespeichert. Ebenso muss ein Kommentar bei jeder Messung angegeben werden, welcher ebenfalls in der Textdatei gespeichert wird. Eine laufende Messung wird automatisch nach Erreichen der maximalen Abtastungen bzw. durch drücken einer beliebigen Taste beendet bzw. abgebrochen. Es sei erwähnt, dass bei länger dauernden Messungen mit hoher Abtastzeit eine beträchtliche Menge an Daten angesammelt werden, welche einige hunderte Megabyte groß sind. Bevor die Messwerte in ein Textdokument gespeichert werden, lagern diese im Arbeitsspeicher. Sobald die Messung beendet bzw. abgebrochen wird, gelangen die einzelnen Messwerte in die Textdatei. Der benötigte Arbeitsspeicher zur Lagerung der Daten wächst dynamisch während der laufenden Messung.

2.2 Halbleiter-Halbbrücke mit Ausgangsfilter

Abbildung 2.3 zeigt den prinzipiellen Aufbau einer Halbbrücke mit LC-Ausgangsfilter. Der Zwischenkreiskondensator C_{ZK} dient als Spannungspuffer für die Gleichspannung U_{ZK} und liefert im Betriebsfall die pulsformigen Eingangsströme der Brücke. Die beiden Transistoren T_O und T_U , mit den Anschlussbezeichnungen Drain (D), Gate (G) und Source (S) befinden sich zwischen der Zwischenkreisspannung U_{ZK} und Masse. Das Tastverhältnis $\nu = [0, 1]$, gemeinsam mit der Periodendauer T_{PWM} gibt den jeweiligen leitenden Zustand der beiden Transistoren an, eine Verriegelungszeit wird dabei nicht berücksichtigt.

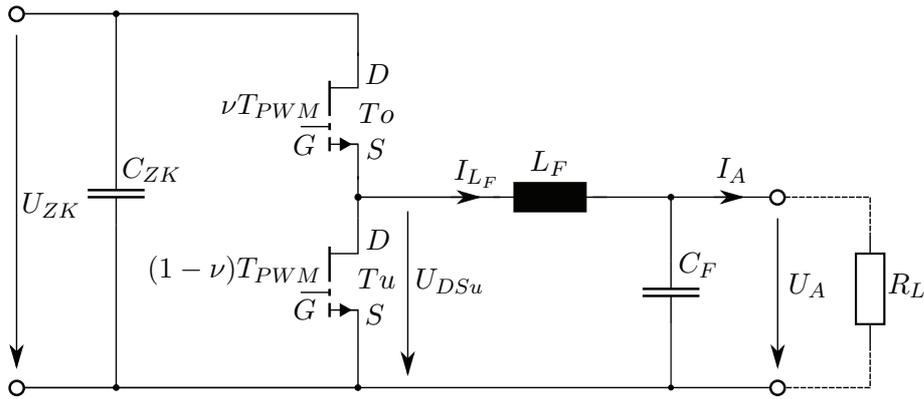


Abbildung 2.3: Halbbrücke mit Ausgangsfilter.

Der Spannungsverlauf U_{DSu} am Transistor T_U und der Stromverlauf I_{L_F} sind in Abbildung 2.4 dargestellt. In einer Periode mit der Dauer T_{PWM} leitet der Transistor T_O die Zeit νT_{PWM} und der Transistor T_U die Zeit $(1 - \nu)T_{PWM}$. Der ideal entstehende Stromverlauf I_{L_F} , welcher als Überlagerung des Mittelwertstroms \bar{I}_{L_F} und dem Stromrippel $I_{L_F,rip}$ durch die Filterspule L_F beschrieben werden kann, berechnet sich zu

$$\bar{I}_{L_F} = \frac{\nu U_{ZK}}{R_L} \quad (2.1)$$

sowie

$$I_{L_F,rip} = \frac{(1 - \nu) U_{ZK} \nu T_{PWM}}{L_F}, \quad (2.2)$$

wobei R_L den Lastwiderstand an den Ausgangsklemmen beschreibt. Unter Annahme einer idealen Glättung aufgrund des Filterkondensators C_F ergibt sich die Ausgangsspannung zu

$$U_A = \nu U_{ZK}. \quad (2.3)$$

Der maximale Stromrippel von I_{L_F} in Abhängigkeit des Tastverhältnisses ν kann aus (2.2) ermittelt werden und tritt bei einem Wert von $\nu = 0.5$ auf. Für die Auslegung der

Filterspule muss ein Kompromiss zwischen dem Bauvolumen, der auftretenden Verluste und des maximal zulässigen Stromrippels gefunden werden [4]. Betrachtet man erneut (2.2) so ergibt sich für einen maximal zulässigen Stromrippel von 5A, einer Schaltfrequenz von 100kHz und einer Zwischenkreisspannung von 400V ein minimaler Wert der Filterinduktivität von $200\mu\text{H}$. Unter der Voraussetzung einer einlagigen Wicklung zur Vermeidung von Proximityeffekten [5] kann durch die Auswahl eines geeigneten Kernmaterials und eines entsprechenden Bauvolumens die Windungszahl der Drossel so festgelegt werden, dass sich die Summe der auftretenden Eisen- und Kupfer-Verluste der auszulegenden Drossel auf ein Minimum reduzieren. Des Weiteren muss die Nebenbedingung eingehalten werden, dass das Kernmaterial auch bei dreifachem Nennstrom nicht in die Sättigung gerät, um einen Betrieb mit geforderten möglichen Überlasten zu gewährleisten. Für den verwendeten Versuchsaufbau wird ein OD571 Sendust-Kern mit einem Durchmesser von 57.15mm und einer Windungszahl von 39 (Drahtdurchmesser 1.9mm) ausgewählt. Die gewickelte Drossel erfüllt die oben gestellten Anforderungen bezüglich einlagiger Wicklung, Überstromfestigkeit zur Vermeidung von Sättigungseffekten, maximaler Stromrippel bei möglichst geringen Verlusten, um hohe Wirkungsgrade des Konverters zu erreichen.

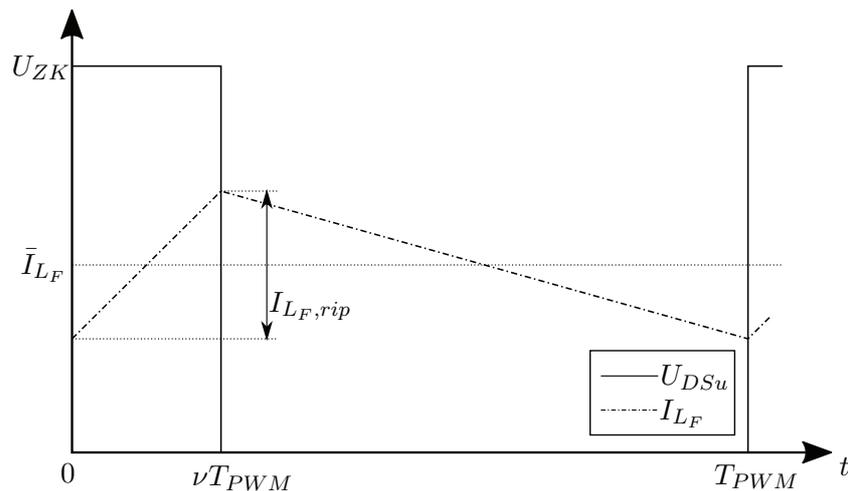


Abbildung 2.4: Spannungsverlauf von U_{DSu} und Stromverlauf I_{LF} durch Filterspule L_F in einer Periode.

2.2.1 Halbleiterstruktur der Transistoren

Die beiden Schalter einer Halbbrücke basieren in der heutigen Zeit üblicherweise auf Siliziummaterial. In den letzten Jahren ist dieser Werkstoff in der Leistungselektronik an seine physikalischen Grenzen gelangt. Deshalb wird die Forschung von neuen Halbleitern basierend auf Siliziumcarbid (SiC) und Galliumnitrid (GaN) stark voran getrieben. SiC ist ein Verbindungshalbleiter mit Kohlenstoff (C), bei dem der Elektronenfluss wie bei üblichen Leistungstransistoren vertikal (durch den Halbleiter) erfolgt. Im Gegensatz dazu fließt der Elektronenfluss im GaN-Transistor horizontal in einem zwei-dimensionalen „Elektronengaskanal“, geformt von einer Aluminium Galliumnitrid (AlGaN) und GaN-

Struktur [6]. Diese heteroepitaxiale Struktur bietet eine sehr hohe Ladungsträgerdichte mit hoher Beweglichkeit. Im Herstellungsprozess wird auf einem Si-Substrat eine Schicht GaN sowie eine weitere Schicht aus AlGaN aufgebracht. Der schematische Aufbau der Halbleiterstruktur mit dem zwei-dimensionalen Elektronengaskanal ist in Abbildung 2.5 grau dargestellt.

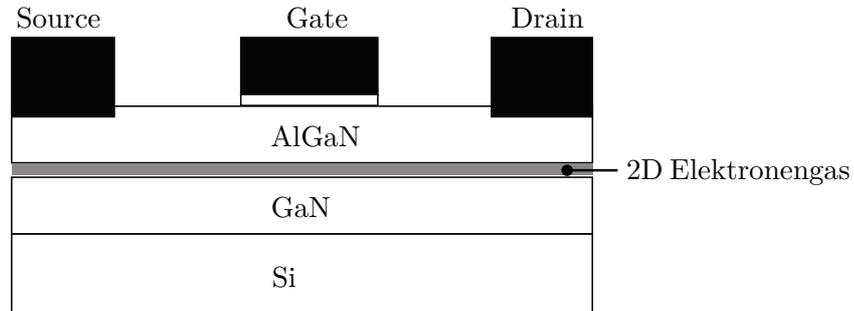


Abbildung 2.5: Schematischer Aufbau eines GaN-Transistors [6].

Die Interessen der Leistungselektronik sind die Verringerung von Leit- und Schaltverlusten, Erhöhung der Schaltfrequenz sowie die daraus resultierende Minimierung der Bauteilgrößen der passiven Filterelementen bei höheren Spannungsbereichen. GaN bietet im Gegensatz zu Si eine zehnmal größere Durchbruchfeldstärke und eine dreimal größere Bandlücke. Die Tabelle 2.1 listet charakteristische Eigenschaften der beschriebenen Halbleitermaterialien auf. Die thermische Leitfähigkeit von GaN ist nahezu identisch mit der von Si. Die wesentlich bessere thermischen Leitfähigkeit des GaN-Transistors ist auf den relativ flachen Aufbau von Abbildung 2.5 zurückzuführen, da der Elektronenfluss horizontal in dem zwei-dimensionalen Elektronengaskanal fließt und somit die Wärme besser abgeführt werden kann. GaN-Transistoren weisen somit einen geringeren thermischen Widerstand als Si-Transistoren auf. Aufgrund der wesentlich höheren Durchbruchfeldstärke gegenüber Si können GaN-Bauelemente mit einer dünneren Driftschicht hergestellt werden, dies senkt den Leitwiderstand und somit die Leitverluste. Der Bandabstand von Halbleitern gibt die Stärke der chemischen Verbindung der Atome im Kristall an. Dies bedeutet, dass bei GaN-Transistoren aufgrund ihrer größeren Bandlücke kleinere Leckströme auftreten und dadurch sind sie für den Einsatz bei höheren Temperaturen geeignet. Die vom GaN-Transistor benötigte Zeit (Schaltzeit) um vom leitenden in den sperrenden Betrieb zu gelangen, ist aufgrund der um ein Vielfaches kleineren Ein- und Ausgangskapazitäten, ebenfalls geringer als bei Si-Transistoren. Die sich so ergebende kürzere Schaltzeit führt zu weniger Schaltverlusten in den Halbleiterbauteilen. Diese positiven Eigenschaften wecken das Interesse zur Anwendung von Galliumnitrid-Bauelementen in der Leistungselektronik.

2.2.2 Ansteuerung der GaN-Transistoren

Für die Erzeugung der gewünschten Ausgangsspannung müssen die Transistoren T_O und T_U zeitkritisch korrekt leitend und sperrend betrieben werden. Dafür sind sogenannte

Eigenschaften	Si	4H-SiC	GaN	Einheit
Kristallstruktur	diamant	hexagonal	hexagonal	
Bandlücke	1.12	3.26	3.5	eV
Elektronenbeweglichkeit	1400	900	1250	cm ² /(Vs)
Löcherbeweglichkeit	600	100	200	cm ² /(Vs)
Durchbruchfeldstärke	0.3	3	3	MV/cm
Thermische Leitfähigkeit	1.5	4.9	1.3	W/(cmK)
Sättigungsdriftgeschwindigkeit	1	2.7	2.7	10 ⁷ cm/s
Relative dielektrische Zahl	11.8	9.7	9.5	1

Tabelle 2.1: Eigenschaften üblicher Halbleitermaterialien [7].

Gatetreiber im Einsatz, welche ein Steuersignal (meist ein PWM Signal) in ein laut Datenblatt benötigtes Gate spannungs-Signal umwandeln. In Abbildung 2.6 ist das elektrische ESB eines GaN-Transistors mit den parasitären Kapazitäten C_{GD} (Millerkapazität), C_{GS} und C_{DS} sowie dem internen Gatewiderstand $R_{G,int}$ mit den drei Anschlüssen Drain, Gate und Source dargestellt, welches zu einem herkömmlichen Si-Transistor keinen prinzipiellen Unterschied zeigt. Die beiden externen Gatewiderstände $R_{Gon,ext}$ und $R_{Goff,ext}$ in Serie

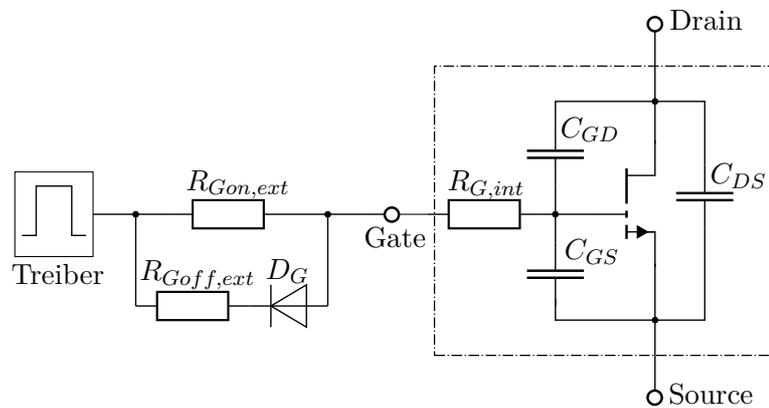


Abbildung 2.6: Elektrische ESB eines GaN-Transistors mit Gatetreiber [6].

mit der Diode D_G verbinden den Gatetreiber mit dem Gate. Im stationären Betrieb benötigt der Transistor keinen Gatestrom. Für einen Zustandswechsel von nicht leitend in leitend bzw. leitend in nicht leitend, müssen die parasitären Kapazitäten C_{GD} und C_{GS} geladen bzw. entladen werden. Die Ladezeit wird über den Widerstand $R_{Gon,ext}$ beschränkt. Im Gegensatz zu $R_{Gon,ext}$ ist der $R_{Goff,ext}$ üblicherweise wesentlich kleiner

und für den Entladevorgang der beiden Kapazitäten C_{GD} und C_{GS} wird der Strompfad durch die Diode D_G und den Widerstand $R_{Goff,ext}$ aktiv. Dies bewirkt eine wesentlich schnellere Entladezeit und somit ein schnelleres Ausschalten des Transistors. Im Vergleich zu Si-Transistoren benötigen GaN-Transistoren aufgrund der geringeren parasitären Kapazitäten viel weniger Ladung für einen Zustandswechsel und dies führt zu geringeren Verlusten in der Ansteuerungsseite bzw. ermöglicht ein schnelleres Schalten des Bauteils. Ein Hauptaugenmerk des Gatetreibers liegt in der Bereitstellung von hohen Stromspitzen, damit die Lade- bzw. Entladezeit verringert wird und der Transistor schnell den Betriebszustand ändert. Der GaN-Transistor hat anders als der Si-Transistor keine parasitäre Body-Diode, benötigt trotzdem keine externe anti-parallele Diode um Stromfluss in Gegenrichtung zu ermöglichen, da der Transistor aufgrund seiner Kennlinie (Abbildung 2.7) in Rückwärtsrichtung selbsttätig leitend wird. Der Durchlasswiderstand ist somit nahezu stromrichtungsunabhängig, jedoch abhängig von der Steuerspannung U_{GS} . Dies minimiert

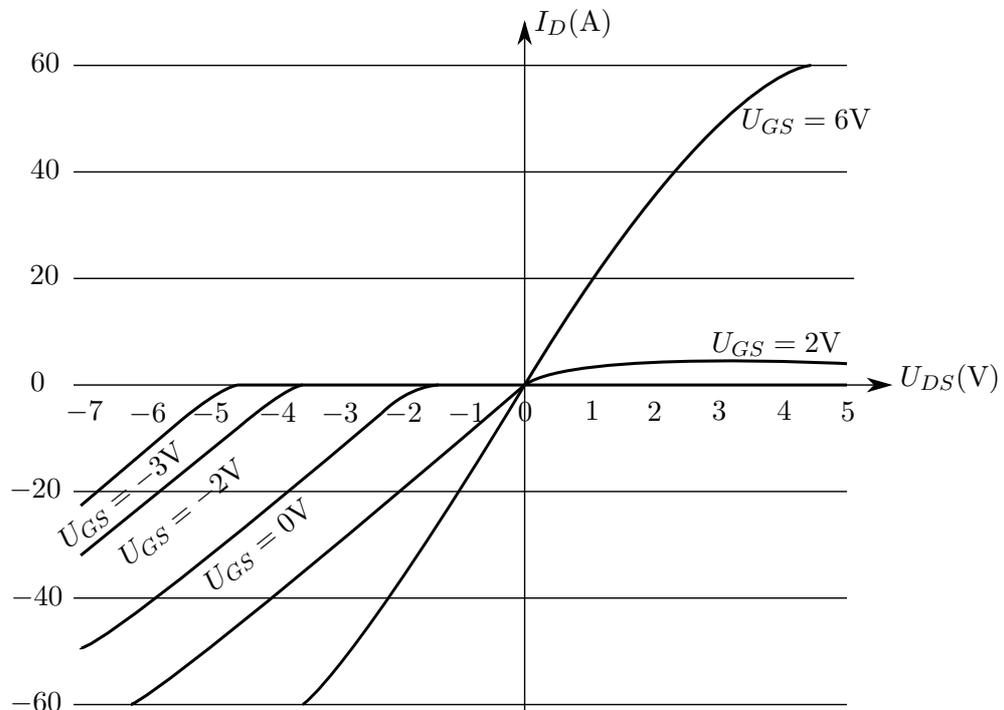


Abbildung 2.7: Drain-Stromkennlinien von einem GaN-Transistor in Abhängigkeit der Drain-Source und Gate-Source Spannung [6].

die Leitverluste im Transistor, da eine parasitäre Body-Diode eines herkömmlichen Transistors bzw. eine externe anti-parallele Freilauf-Diode meist schlechter leitfähig sind. Diese Dioden erhöhen zudem die parasitäre Kapazität C_{DS} erheblich und verschlechtern damit die Schaltverluste.

Ein optimiertes Platinen-Layout für die Ansteuerung und die Verschaltung der beiden GaN-Transistoren ist essentiell für die Performance bezüglich des Überschwingerhaltens der Ausgangsspannung der Halbbrücke. Weiters muss die Versorgung des Gatetreibersbausteins möglichst stabil sein und darf keine Störungen beinhalten. Die Verwendung

eines Spannungsreglers der sich möglichst nahe am Gatetreiberbaustein befindet ist daher vorteilhaft. Um ein gutes Schalten des Transistors zu gewährleisten, ist ein glatter Verlauf ohne Überschwingen der Spannung U_{GS} notwendig. Dafür muss der Gatetreiberbaustein möglichst nahe am Gate des Transistors platziert werden um die aufgespannte Fläche und somit die wirkende parasitäre Induktivität zwischen Gatetreiber und Gate zu minimieren. Diese parasitäre Induktivität verhindert schnelle Lade- und Entladezeiten der Kapazitäten C_{GD} sowie C_{GS} und dies führt ebenfalls zu unerwünschten Oszillationen der Gatespannung. Auch bildet diese parasitäre Induktivität mit den parasitären Kapazitäten des Transistors einen Schwingkreis und generiert ein Überschwingen der Spannung U_{DS} . Damit das Schaltverhalten der Halbbrückenausgangsspannung möglichst wenig Überschwingen zeigt, werden zusätzlich zum Zwischenkreiskondensator parallele Stützkondensatoren C_{St} zwischen Drain von T_O und Source von T_U möglichst nahe an den Transistoren platziert. Abbildung 2.8 zeigt die Auswirkung auf die zu minimierende Fläche. Unter Einhaltung dieser Kriterien beim Platinenentwurf kann im Vergleich zu den meisten modernen SiC-Transistoren eine bis zu viermal kürzere Einschaltzeit sowie eine bis zu zweimal kürzere Ausschaltzeit erzielt werden [6]. Die resultierenden enormen du/dt -Werte bewirken induzierte Ströme, welche

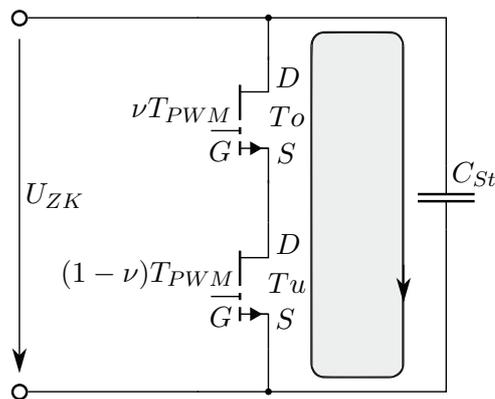


Abbildung 2.8: Halbbrücke mit Stützkondensator C_{St} zur Verminderung der parasitären Induktivität.

das PWM Signal oder die Versorgung des Gatetreiberbausteins stören können. Isolierte Spannungswandler sowie spezielle, extrem du/dt -feste isolierte Ansteuerbausteine schaffen Abhilfe. Im Versuchsaufbau wird der Gatetreiberbaustein SI82394AD der Firma Silicon Laboratories verwendet [8], welcher eine sehr hohe Common-Mode Transient Immunity (CMTI) von $100\text{kV}/\mu\text{s}$ besitzt. Der Gatetreiberbaustein benötigt zwei Spannungsversorgungen zur Generierung der beiden Gate-Spannungen, welche jeweils mit einem DC-DC Wandler MCA05D05D von Multicomp [9] und dem nachgeschalteten Spannungsregler AZ1117CR von Diodes Incorporated [10] erzeugt werden. Alternativ könnte auch eine Bootstrap-Schaltung anstelle eines zweiten DC-DC Wandlers eingesetzt werden [5], um einen noch kompakteren Versuchsaufbau zu erzielen. Allerdings weist diese Schaltung den Nachteil auf, dass der Bootstrap-Kondensator stets nur eine beschränkte Energie speichert. Für eine ordnungsgemäße Funktionsweise muss deshalb sichergestellt sein, dass sich der Ladevorgang periodisch wiederholt, es ist also mit dieser Bootstrap-Versorgung

des High-Side-Treibers kein dauerhaftes Einschalten des oberen Brückentransistors möglich (d. h. maximales Tastverhältnis typischerweise 95%). Der Schaltplan für die Halbbrücke mit Ausgangsfilter und Gatetreiber ist im Anhang B ersichtlich.

Durch geeignete PWM Ansteuerung der Halbbrücke kann an deren Ausgang nach Filtrierung eine gewünschte Gleichspannung U_A oder auch eine Wechselspannungskomponente generiert werden. Somit sind die Hauptanwendungsgebiete eines GaN-Halbbrückenzeiges in der Leistungselektronik Wechselrichter und Gleichspannungswandler mit einer Effizienz von über 95% wobei die genannten Entwurfskriterien bezüglich der Halbbrücke und des Gatetreibers berücksichtigt werden müssen.

3 NTC-Thermistorschaltung

Für die Erstellung eines exakten mathematischen Modells des Versuchsaufbaus, ist die Parameteridentifikation unumgänglich. Die notwendige Bestimmung und Auswertung der in Abbildung 2.1 dargestellten und gemessenen Oberflächentemperaturen ist ein Teil dieser Arbeit. Die dafür entworfene NTC-Thermistorschaltung bildet acht Temperaturbereiche von ca. 25°C bis 110°C auf acht 0..4095mV Spannungsbereiche ab. Die acht NTC-Thermistoren sind mit verdrehten Kupferlackdrähten an den Klemmen der Messkanäle angeschraubt. Die entsprechenden Ausgangsspannungen werden an einen 10-poligen Stecker geführt. Zwei dieser Messkanäle sind galvanisch getrennt und können somit auf ein beliebiges Spannungspotential gesetzt werden, um erforderlichenfalls Temperaturen an Oberflächen mit elektrischem Potential zu messen. Diese zwei galvanisch getrennten Messkanäle weichen von den herkömmlichen anderen sechs Messkanälen bezüglich ihrer Messcharakteristika ab. Der in Kapitel 3.1 gezeigte Schaltungsaufbau sowie die Dimensionierung gliedert sich in zwei Teilgebiete. Im ersten Abschnitt wird der galvanisch nicht getrennte Messkanal erläutert, anschließend folgt der galvanisch getrennte Messkanal. Die Ansteuerungselektronik für den Lüfter ist ebenfalls auf dieser Platine im Kapitel 3.1.3 ausgeführt. Des Weiteren erfolgt die Kalibrierung und die Erläuterung der Messcharakteristika in Kapitel 3.2. Es sei angemerkt, dass für sämtliche folgende Berechnungen die Temperatur in °C verwendet wird. Die berechneten Parameter sowie benötigte Konstanten sind in der Tabelle 3.1, 3.2 und 3.3 aufgelistet. Der gesamte Schaltungsaufbau für die NTC-Thermistorschaltung sowie die Ansteuerungselektronik für die variable Lüfterspannung sind im Anhang C ersichtlich.

Die verwendeten SMD NTC-Multilayer-Thermistoren von Panasonic mit der exakten Bezeichnung ERTJ0EG103HA [11] werden mit der temperaturabhängigen Formel

$$R_{NTC}(\vartheta) = R_{NTC,0} e^{B(\vartheta) \left(\frac{1}{\vartheta} - \frac{1}{\vartheta_0} \right)}, \quad (3.1)$$

mit dem Widerstand $R_{NTC,0}$ bei der Temperatur ϑ_0 und dem temperaturabhängigen Thermistorfaktor $B(\vartheta)$ beschrieben, welcher über

$$B(\vartheta) = \frac{\ln(R_1) - \ln(R_2)}{\frac{1}{\vartheta_1} - \frac{1}{\vartheta_2}}, \quad (3.2)$$

mit den Widerstandswerten R_1 und R_2 bei den beiden Temperaturen ϑ_1 und ϑ_2 definiert ist. Die Gleichung (3.1) welche für weitere Berechnungen lediglich von der Temperatur ϑ abhängen soll wird durch Einsetzen von (3.2) um die Variablen R_1 , R_2 , ϑ_1 und ϑ_2 erweitert. Abhilfe schafft die Approximation im Temperaturbereich von 25°C bis 125° mit einem Polynom dritter Ordnung für den temperaturabhängigen Thermistorfaktor $B(\vartheta)$ mit

$$B(\vartheta) = a_0 + a_1\vartheta + a_2\vartheta^2 + a_3\vartheta^3. \quad (3.3)$$

Durch Gleichsetzen von (3.2) und (3.3) bei vier unterschiedlichen Temperaturen und zur Hilfenahme des Datenblattes für die Ermittlung der Widerstandswerte bei den vier unterschiedlichen Temperaturen, lassen sich die Konstanten a_i mit $i = 0..3$ eindeutig bestimmen. Es sei angemerkt, dass der Widerstandswert von $R_{NTC}(\vartheta)$ mit dem approximierten Thermistorfaktor $B(\vartheta)$ nur im Temperaturbereich von 25°C bis 125°C gültig ist.

Beschreibung	Symbol	Wert	Einheit
NTC Thermistor Widerstand bei ϑ_0	$R_{NTC,0}$	10	k Ω
Standardtemperatur	ϑ_0	25	°C
NTC Konstante	a_0	6.136	°C
NTC Konstante	a_1	7.725×10^{-1}	1
NTC Konstante	a_2	-2.618×10^{-4}	1/°C
NTC Konstante	a_3	-2.512×10^{-6}	1/°C ²

Tabelle 3.1: Parameterliste für den verwendeten NTC-Thermistor.

3.1 Schaltungsaufbau und Dimensionierung

Der Schaltungsaufbau der NTC-Messschaltung wird großteils in SMD Technik durchgeführt, lediglich der DC-DC Wandler, Anschlussklemmen und die Ansteuerungselektronik für den Lüfter sind bedrahtet ausgeführt. Die galvanisch getrennten Messkanäle werden mit der Ausgangsspannung U_{Ai} sowie NTC_i mit $i = 1..2$ beschrieben. Die Indizes $i = 3..8$ stehen für die galvanisch nicht getrennten Messkanäle. Im Folgenden werden beide Messvarianten erläutert.

3.1.1 Galvanisch nicht getrennter Messkanal

Der prinzipielle elektrische Aufbau eines galvanisch nicht getrennten Messkanals ist in Abbildung 3.1 dargestellt. Der parallele Widerstand R_2 zu dem nichtlinearen temperaturabhängigen Widerstand R_{NTC} dient zur näherungsweisen Linearisierung der Ausgangsspannung U_A . Bei steigender Temperatur sinkt der Widerstandswert des NTC-Thermistors und führt somit mehr Strom als R_2 . Dies hat eine Eigenerwärmung von R_{NTC} zur Folge, welche der Widerstand R_1 begrenzt. Der relativ lange verdrehte Kupferlackdraht an dem der NTC-Thermistor angebracht ist, erweist sich als sehr anfällig zur Einkoppelung von Störungen. Der Kondensator C_1 beseitigt etwaige Störungen, die dadurch verringerte Messdynamik ist hier nicht von Nachteil, da sich Temperaturen im Allgemeinen nicht zu rasch ändern. Der Operationsverstärker $IC1$ dient als Spannungspuffer um den Spannungsteiler

von R_1 und R_2 , welcher über die Spannung U_V versorgt wird nicht zu belasten. Die Zener-Diode D_1 verhindert das Überschreiten der maximalen Ausgangsspannung von 4095mV, um eine Zerstörung des Datenerfassungsmodul zu unterbinden. Die temperaturabhängige

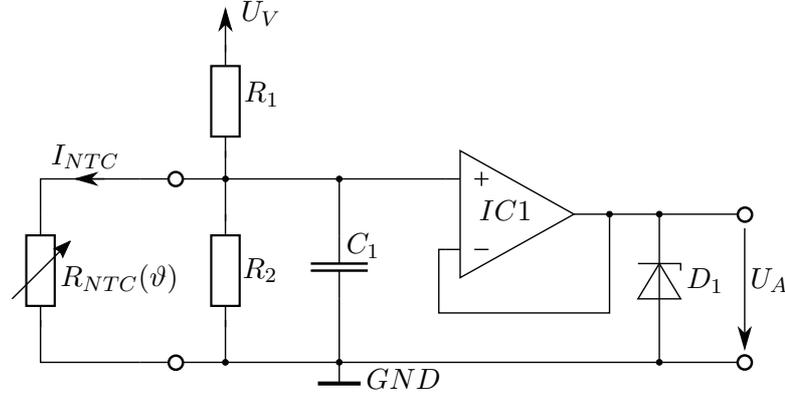


Abbildung 3.1: Elektrischer Aufbau eines nicht galvanisch getrennten Messkanals.

Ausgangsspannung U_A berechnet sich im Temperaturbereich von 20°C bis 125°C, unter Annahme eines idealen Operationsverstärkers $IC1$ sowie einer nicht leitenden Zener-Diode D_1 über

$$U_A(\vartheta) = U_V \frac{R_2 R_{NTC,0} e^{B(\vartheta) \left(\frac{1}{\vartheta} - \frac{1}{\vartheta_0} \right)}}{R_1 R_2 + R_1 R_{NTC,0} e^{B(\vartheta) \left(\frac{1}{\vartheta} - \frac{1}{\vartheta_0} \right)} + R_2 R_{NTC,0} e^{B(\vartheta) \left(\frac{1}{\vartheta} - \frac{1}{\vartheta_0} \right)}} \quad (3.4)$$

mit $B(\vartheta)$ aus (3.3). Bei steigender Temperatur sinkt der Widerstandswert von R_{NTC} und somit die Ausgangsspannung U_A . Die Sensitivität berechnet sich über die erste Ableitung von (3.4) mit (3.3) nach der Temperatur zu

$$\frac{dU_A(\vartheta)}{d\vartheta} = - \frac{(3a_3\vartheta^4 - 2a_3\vartheta_0\vartheta^3 + 2a_2\vartheta^3 - a_2\vartheta_0\vartheta^2 + a_1\vartheta^2 + a_0\vartheta_0)}{\vartheta_0\vartheta^2 \left(R_{NTC,0} (R_1 + R_2) e^{-\frac{(a_0 + a_1\vartheta + a_2\vartheta^2 + a_3\vartheta^3)(\vartheta - \vartheta_0)}{\vartheta_0\vartheta}} + R_1 R_2 \right)^2} \cdot \frac{U_V R_1 R_2 R_{NTC,0} e^{-\frac{(a_0 + a_1\vartheta + a_2\vartheta^2 + a_3\vartheta^3)(\vartheta - \vartheta_0)}{\vartheta_0\vartheta}}}{U_V R_1 R_2 R_{NTC,0} e^{-\frac{(a_0 + a_1\vartheta + a_2\vartheta^2 + a_3\vartheta^3)(\vartheta - \vartheta_0)}{\vartheta_0\vartheta}}} \quad (3.5)$$

Der temperaturabhängige Strom I_{NTC} durch den Thermistor ergibt sich zu

$$I_{NTC}(\vartheta) = U_V \frac{R_2}{R_1 R_2 + R_1 R_{NTC,0} e^{B(\vartheta) \left(\frac{1}{\vartheta} - \frac{1}{\vartheta_0} \right)} + R_2 R_{NTC,0} e^{B(\vartheta) \left(\frac{1}{\vartheta} - \frac{1}{\vartheta_0} \right)}} \quad (3.6)$$

3.1.2 Galvanisch getrennter Messkanal

Den elektrischen Aufbau eines galvanisch getrennten Messkanals zeigt Abbildung 3.2. Die Widerstände R_1 , R_2 und R_{NTC} sowie der Kondensator C_1 beruhen auf denselben Überlegungen wie oben. Für eine galvanische Trennung ist jedoch eine isolierte Versorgungsspannung U_{ISO} mit der Masse GND_{ISO} notwendig, welche mit einem DC-DC Wandler und einem Spannungsregler erzeugt wird. Der Komparator $IC2$ generiert aus der Spannung U_{NTC} und U_{Ref} ein PWM Signal, wobei die Dauer der Pulse des PWM Signals die Amplitude der Spannung U_{NTC} repräsentieren. Dafür muss das periodische Signal U_{Ref} wesentlich dynamischer sein als U_{NTC} . Der Optokoppler $IC3$ trennt das vom Komparator erzeugte PWM Signal galvanisch vom nachfolgenden Filter. Das Filter, bestehend aus dem Widerstand R_4 sowie dem Kondensator C_2 mit der Grenzfrequenz von rund

$$f_g \approx \frac{1}{2\pi R_4 C_2}, \quad (3.7)$$

glättet das galvanisch getrennte PWM Signal zu einer Gleichspannung wodurch aber die Dynamik der Temperaturmessung negativ beeinflusst wird. Für eine konstante Ausgangsspannung des galvanisch getrennten Messkanals muss das Filter, welches das PWM Signal vom Optokoppler glättet sehr träge sein. Dadurch ist jedoch eine dynamische Temperaturmessung nicht möglich. Ein Kompromiss besteht darin, dass das Filter relativ dynamisch ausgelegt wird um mögliche schnelle Temperaturänderungen zu registrieren, jedoch bleibt dem zufolge ein Spannungsrippel am Ausgang, welcher erst im Folgenden nach weiteren Überlegungen angegeben werden kann. Der Widerstand R_5 entlädt den Kondensator C_2 während der Optokoppler nicht leitet und die Zener-Diode D_1 verhindert eine Überspannung am Ausgang. Für die Generierung der Referenzspannung U_{Ref} wie in

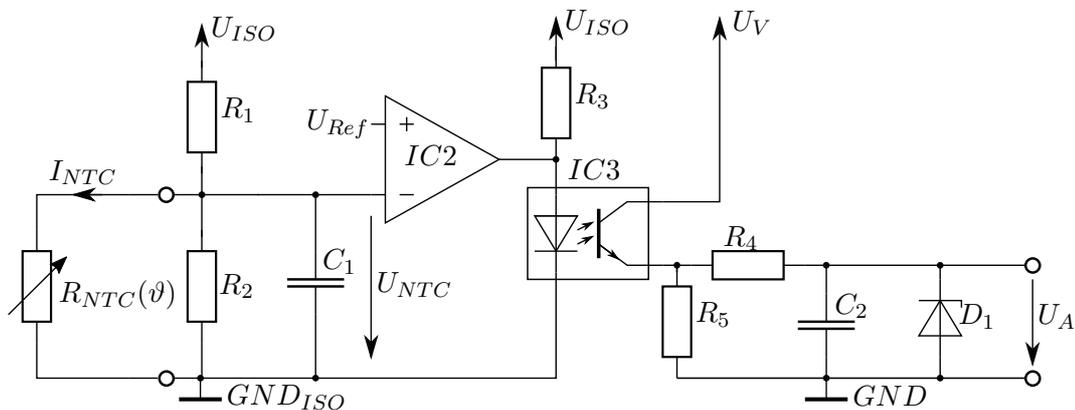


Abbildung 3.2: Elektrischer Aufbau eines galvanisch getrennten Messkanals.

Abbildung 3.3 dargestellt, wird der Baustein NE555 von der Firma Texas Instruments [12] und ein folgender Komparator mit anschließendem Transistor und RC-Glied verwendet. Den dazugehörigen Schaltungsaufbau zeigt Abbildung 3.4. Der NE555 wird als Rechteckgenerator verwendet, der Signalverlauf ist ebenfalls in Abbildung 3.3 gezeigt. Die

Impulspause T_1 sowie die Impulsdauer $T_2 = T_{Ref} - T_1$ berechnen sich zu

$$T_1 = k_{NE555} R_7 C_4, \quad (3.8)$$

$$T_2 = k_{NE555} (R_6 + R_7) C_3, \quad (3.9)$$

mit den Widerständen R_6 und R_7 sowie mit den Kondensatoren C_3 und C_4 . Die Periodendauer T_{Ref} folgt aus

$$T_{Ref} = T_1 + T_2. \quad (3.10)$$

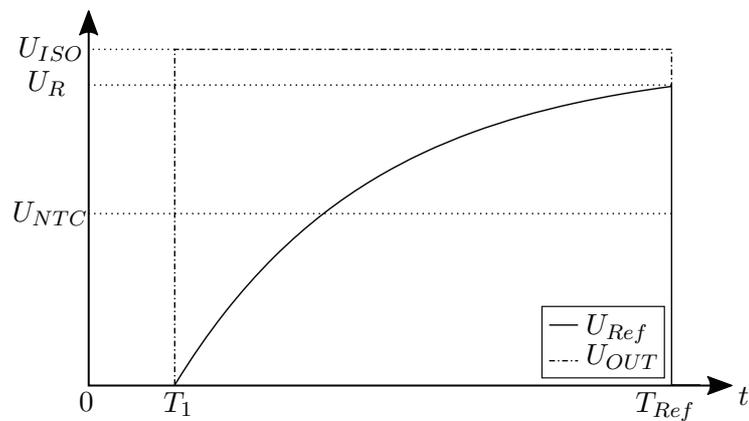


Abbildung 3.3: Signalverlauf der Referenzspannung U_{Ref} und der Ausgangsspannung U_{OUT} des NE555 Bausteins.

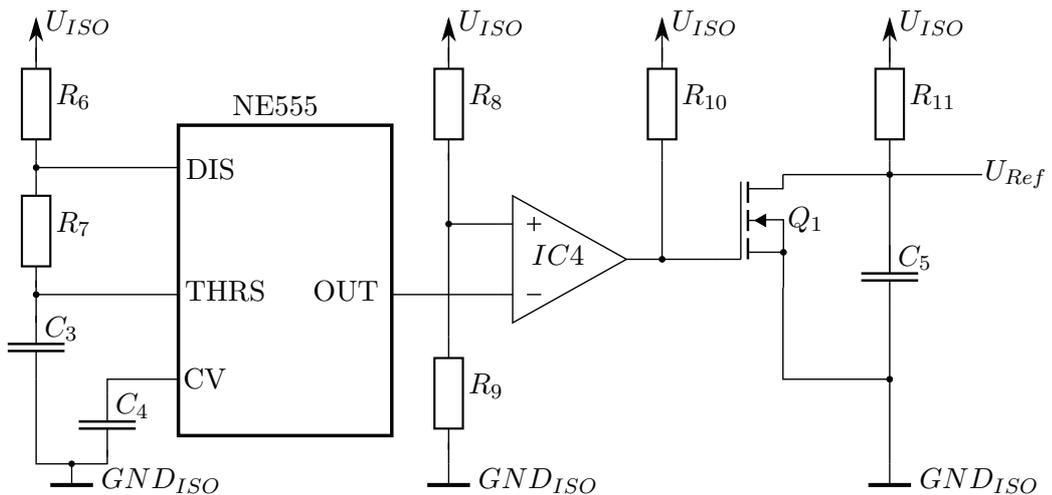


Abbildung 3.4: Schaltungsaufbau zur Generierung der Referenzspannung U_{Ref} .

Der Komparator $IC4$ invertiert die Ausgangsspannung U_{OUT} des NE555, dabei beschreiben die Widerstände R_8 und R_9 die Schaltschwelle. Mithilfe des Pull-Up Widerstandes R_{10} steuert der Komparator den Transistor Q_1 . Im Zeitintervall $[0, T_1]$ leitet der Transistor und entlädt schlagartig den Kondensator C_5 mit der Zeitkonstanten

$$\tau_{ent} = R_{Qon}C_5 \quad (3.11)$$

und zwingt die Spannung U_{Ref} auf GND_{ISO} . Anschließend sperrt der Transistor im Zeitintervall $[T_1, T_{Ref}]$ und der Kondensator wird über den Widerstand R_{11} mit der Zeitkonstanten

$$\tau_{lade} = R_{11}C_5 \quad (3.12)$$

geladen, somit ergibt sich der Spannungsverlauf

$$U_{Ref} = U_{ISO} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{lade}}} \right) . \quad (3.13)$$

Der in Abbildung 3.3 dargestellte Spannungspegel U_R berechnet sich zu

$$U_R = U_{ISO} \left(1 - e^{-\frac{T_2}{\tau_{lade}}} \right) \quad (3.14)$$

und bezeichnet den maximal zu erreichenden Referenzspannungswert. Bei steigender Temperatur sinkt der Spannungswert U_{NTC} und der nicht invertierende Komparator $IC2$ schaltet bei $U_{Ref} = U_{NTC}$ im Zeitintervall $[T_1, T_{Ref}]$ früher. Somit stellt sich ein PWM Signal mit längerer Impulsdauer ein, welches über den Optokoppler $IC3$ übertragen wird. Das anschließende Filter generiert bei längerer Impulsdauer eine größere Ausgangsspannung U_A . Im Gegensatz zum galvanisch nicht getrennten Messkanal ergibt hier nun eine folgende Messcharakteristik in der Form, dass bei steigender Temperatur die Ausgangsspannung ebenfalls steigt. Der bleibende maximale Spannungsrippel am Ausgang des galvanisch getrennten Messkanals berechnet sich zu

$$U_{Arip} = \frac{I_{C_2} T_{Ref}}{C_2} \frac{1}{2} , \quad (3.15)$$

mit dem Strom im Kondensator C_2 nach

$$I_{C_2} = \frac{\frac{U_V}{2}}{R_4 // R_5} \frac{R_5}{R_4 + R_5} , \quad (3.16)$$

welcher sich über den Stromteiler zwischen R_4 und R_5 mit der halben Versorgungsspannung ausdrücken lässt. Dabei ergibt sich der Spannungswert für U_{ref} nach

$$U_{Ref} \left(\frac{T_{Ref}}{2} - T_1 \right) = U_{ISO} \left(1 - e^{-\frac{T_{Ref} - T_1}{\tau_{lade}}} \right) = U_{NTC} . \quad (3.17)$$

Damit die gemessenen Temperaturen mit den realen Oberflächentemperaturen übereinstimmen muss die Eigenerwärmung der Thermistoren berücksichtigt werden. Aufgrund

des temperaturabhängigen Stroms I_{NTC} laut (3.6) ist die Eigenerwärmung ϑ_{eig} ebenfalls temperaturabhängig, welche sich zu

$$\vartheta_{eig}(\vartheta) = P_{V,NTC}(\vartheta)\mathcal{R}_{NTC}(\vartheta) , \quad (3.18)$$

mit der Verlustleistung im Thermistor

$$P_{V,NTC}(\vartheta) = I_{NTC}(\vartheta)^2 R_{NTC}(\vartheta) , \quad (3.19)$$

und dem thermischen Widerstand \mathcal{R}_{NTC} des NTCs ergibt. Die Eigenerwärmung in Abhängigkeit von der Temperatur zeigt Abbildung 3.5. Bei ca. $\vartheta = 75^\circ\text{C}$ erreicht die Eigenerwärmung ein Maximum von 1.05°C .

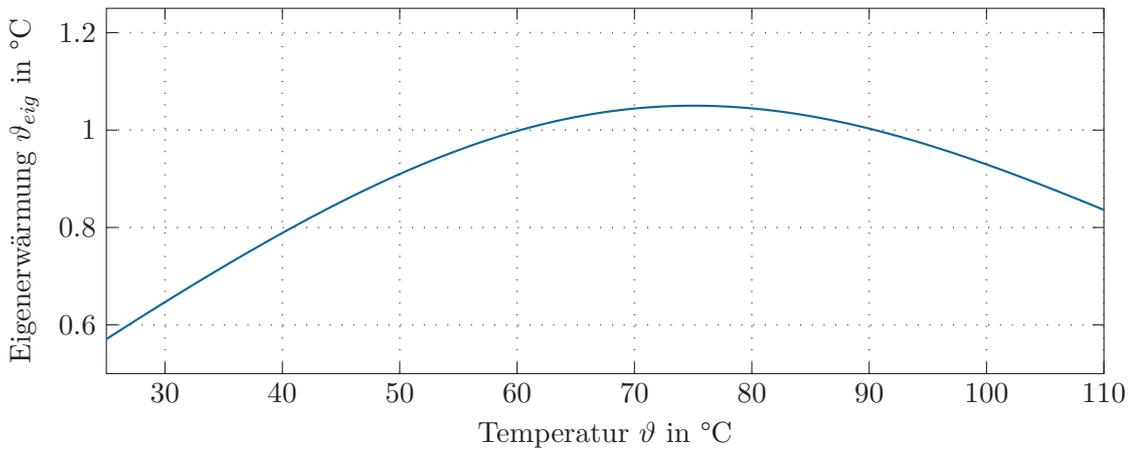


Abbildung 3.5: Berechnete temperaturabhängige Eigenerwärmung ϑ_{eig} der Thermistoren.

3.1.3 Steuerung der Lüfterspannung

Für einen kompakten Versuchsaufbau befindet sich die Ansteuerelektronik des Lüfters ebenfalls auf der selben Platine wie die NTC-Thermistorschaltung. Mithilfe einer variablen Gleichspannung kann die Drehzahl des Lüfters, welcher mit Gleichspannung betrieben wird, in einem Bereich beliebig vorgegeben werden. Zur Generierung der variablen Ausgangsspannung $U_{A,var}$ wird der Spannungsregler L200 von der Firma STMicroelectronics [13] verwendet. Dieser erzeugt bei einer konstanten Versorgungsspannung U_{L200} mithilfe eines Potentiometers die gewünschte Ausgangsspannung. Der schematische Aufbau ist in Abbildung 3.6 dargestellt. Die beiden Kondensatoren C_5 und C_6 dienen als Stützkondensatoren für die Ein- und Ausgangsspannung. Der Baustein L200 besitzt ebenfalls eine Strombegrenzung für den Ausgang OUT, welche über

$$I_{OUT} = \frac{V_{SC}}{R_{12}} \quad (3.20)$$

beschrieben werden kann. Die variable Ausgangsspannung berechnet sich zu

$$U_{A,var} = V_{ref} \left(1 + \frac{R_{13}}{R_{14}} \right) , \quad (3.21)$$

Beschreibung	Symbol	Wert	Einheit
Spannungsversorgung	U_V	5	V
Widerstand	R_1	2.4	k Ω
Widerstand	R_2	10	k Ω
Widerstand	R_4	1	k Ω
Kondensator	C_2	43	μ F
Grenzfrequenz	f_g	3.7	Hz
NE555 Konstante	k_{NE555}	0.693	1
Widerstand	R_6	12	k Ω
Widerstand	R_7	560	Ω
Kondensator	C_3	100	nF
Kondensator	C_4	100	nF
Impulspause	T_1	38.8	μ s
Impulsdauer	T_2	870.4	μ s
Periodendauer	T_{Ref}	909.2	μ s
On Widerstand von Q_1	R_{Qon}	10	Ω
Kondensator	C_5	100	nF
Zeitkonstante	τ_{ent}	1	μ s
Widerstand	R_{11}	6.8	k Ω
Zeitkonstante	τ_{lade}	680	μ s
isolierte Spannungsversorgung	U_{ISO}	5	V
Spannung	U_R	3.61	V
Widerstand	R_5	270	Ω
max. Spannungsrippel	$U_{A,rip}$	26.4	mV
Spannung	$U_{Ref} \left(\frac{T_{Ref}}{2} - T_1 \right)$	2.29	V
thermischer NTC Widerstand	\mathcal{R}_{NTC}	500	$^{\circ}$ C/W

Tabelle 3.2: Parameterliste für die entworfene NTC-Thermistorschaltung.

mit dem Potentiometer R_{13} und dem Widerstand R_{14} . Die Werte für V_{SC} , V_{ref} , R_{12} , R_{13} und R_{14} sind in Tabelle 3.3 angegeben.

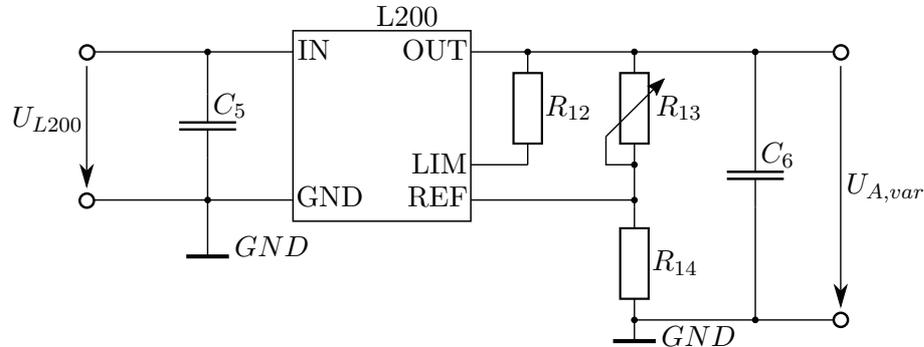


Abbildung 3.6: Schaltungsaufbau zur Generierung der Referenzspannung $U_{A,var}$ mit dem Spannungsregler L200.

Beschreibung	Symbol	Wert	Einheit
Spannungsversorgung	U_{L200}	15	V
variable Ausgangsspannung	$U_{A,var}$	3.5..14.3	V
Spannungskonstante	V_{SC}	0.45	V
Widerstand	R_{12}	0.5	Ω
Strombegrenzung von L200	I_{OUT}	0.9	A
Spannungskonstante	V_{ref}	2.77	V
Potentiometer	R_{13}	10	k Ω
Widerstand	R_{14}	2.2	k Ω

Tabelle 3.3: Parameterliste für die Ansteuerungselektronik des Lüfters.

3.2 Kalibrierung und Messcharakteristik

Für eine aussagekräftige Temperaturmessung werden alle acht Messkanäle gleichzeitig mit einem Thermoelement in Kombination mit einem Fluke Temperaturmessgerät kalibriert. Bei der Kalibrierungsmessung sind alle acht NTC-Thermistoren und das Thermoelement mit Isolierband auf einer mit Papier isolierten Aluminiumplatte angebracht. Um ein Ablösen der NTC-Thermistoren sowie des Thermoelementes von der Aluminiumplatte zu verhindern wird die Montage mit Gewichten beschwert. Für die Aufnahme der Aus-

gangsspannungen über die Temperatur, wird die Montage auf eine temperaturregulierbare Heizplatte gelegt. Im Temperaturbereich von 25°C bis 110°C wird in ca. 5°C Intervallen eine Messung von allen acht Messkanälen mit dem USB-Datenerfassungsmodul durchgeführt, als Kommentar wird die Temperatur der Referenzmessung mit dem Thermoelement angegeben. Zur Unterdrückung von Messfehlern, werden bei konstanter Temperatur mehrere Spannungswerte pro Messung aufgenommen. Aus dieser Ansammlung an Messwerten wird für jeden Messkanal pro Messung der Mittelwert gebildet. Vor allem bei den galvanisch getrennten Messkanälen ist dies notwendig um dem Spannungsrippel am Ausgang entgegen zu wirken. Mithilfe dieser Messpunkte im Temperaturbereich von 25°C bis 110°C ergeben sich durch Interpolation acht kalibrierte temperaturabhängige Spannungsverläufe. Im Folgenden wird die Messcharakteristik aller Kanäle dargestellt, welche die temperaturabhängige Ausgangsspannung und die Sensitivität beinhaltet.

3.2.1 Messcharakteristik der galvanisch nicht getrennten Messkanäle

Abbildung 3.7 zeigt die kalibrierten Ausgangsspannungen U_{Ai} mit $i = 3..8$ der galvanisch nicht getrennten Messkanäle. Im Weiteren ist die berechnete Ausgangsspannung $U_{A,ber}$ laut (3.4) dargestellt. Im Bereich von 20°C bis ca. 90°C weichen die kalibrierten Spannungsverläufe nahezu nicht von dem berechneten Verlauf ab. Der Knick im Spannungsverlauf

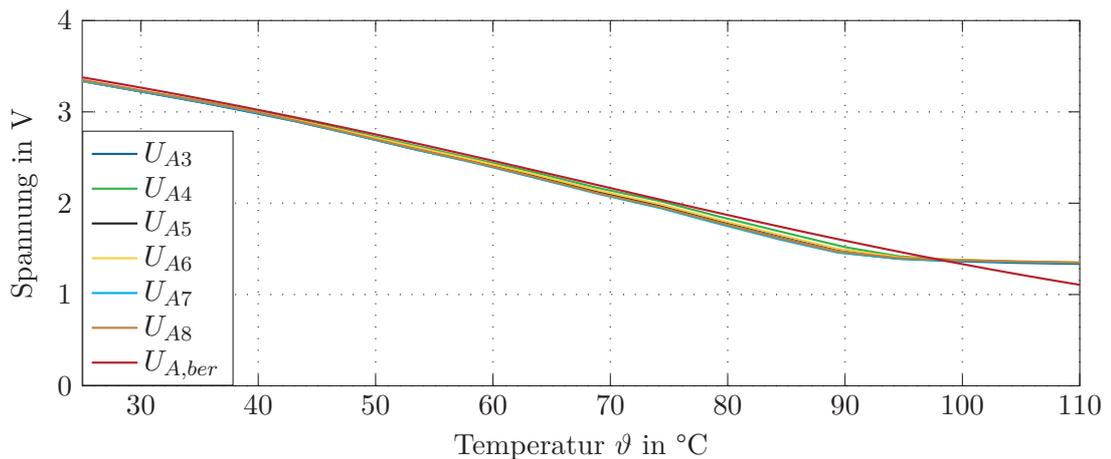


Abbildung 3.7: Kalibrierte und berechnete Spannungsverläufe in Abhängigkeit der Temperatur von den galvanisch nicht getrennten Messkanälen.

bei ca. 90°C ist auf die unipolare Spannungsversorgung der Operationsverstärker ($IC1$) zurück zu führen, da die minimale Ausgangsspannung rund 1.3V beträgt. Dies hat zur Folge, dass ab ca. 95°C keine sinnvolle Temperaturmessung mehr möglich ist, was jedoch keine Einschränkung für den beabsichtigten Einsatz darstellt.

Weiters von Interesse ist der Temperaturbereich in dem die Temperaturmessung am sensitivsten ist. Aus Abbildung 3.8, welche die erste Ableitung von (3.4) zeigt, ist ersichtlich, dass bei 67.75°C die maximale Sensitivität erreicht wird. D. h. bei einer Temperaturänderung von 1°C ändert sich die Ausgangsspannung des galvanisch nicht getrennten Messkanals um rund 30mV. Auch bei wesentlich geringeren bzw. höheren Temperaturen

ist eine korrekte Temperaturmessung möglich. Da z. B. bei 30°C die Sensitivität -23mV beträgt und die Messtoleranz des USB Datenerfassungsmodul bei $\pm 2\text{mV}$ liegt.

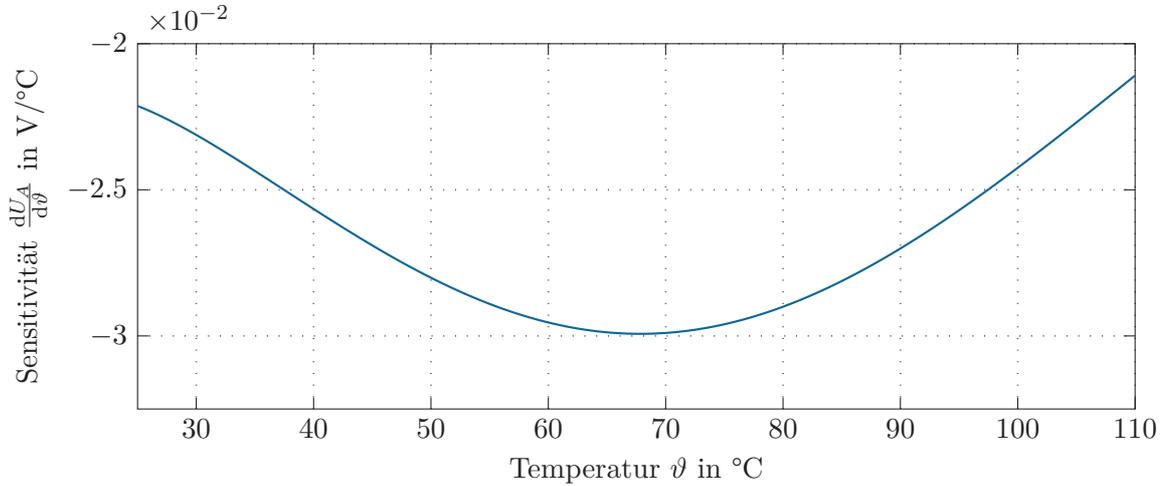


Abbildung 3.8: Berechnete Sensitivität der Ausgangsspannung (3.4) von den galvanisch nicht getrennten Messkanälen.

3.2.2 Messcharakteristik der galvanisch getrennten Messkanäle

Die kalibrierten Verläufe der Ausgangsspannungen U_{Ai} mit $i = 1..2$ für die galvanisch getrennten Messkanäle zeigt Abbildung 3.9. Beide Verläufe sind exakt ident und somit ist nur ein Verlauf der Ausgangsspannung ersichtlich. Im Gegensatz zu den galvanisch nicht getrennten Messkanälen steigt die Spannung bei steigender Temperatur. Aufgrund der galvanischen Trennung mittels Optokoppler ist kein berechneter Verlauf der Ausgangsspannung sowie von der Sensitivität gegeben. Jedoch ist ersichtlich, dass im Temperaturbereich von 25°C bis 110°C immer eine ausreichende positive Steigung vorhanden ist für eine aussagekräftige Temperaturmessung. Der maximal auftretende Spannungsrippel an den Ausgängen der galvanisch getrennten Messkanäle ergibt sich aus Abbildung 3.7 und (3.17) bei einer Temperatur von 63.5°C.

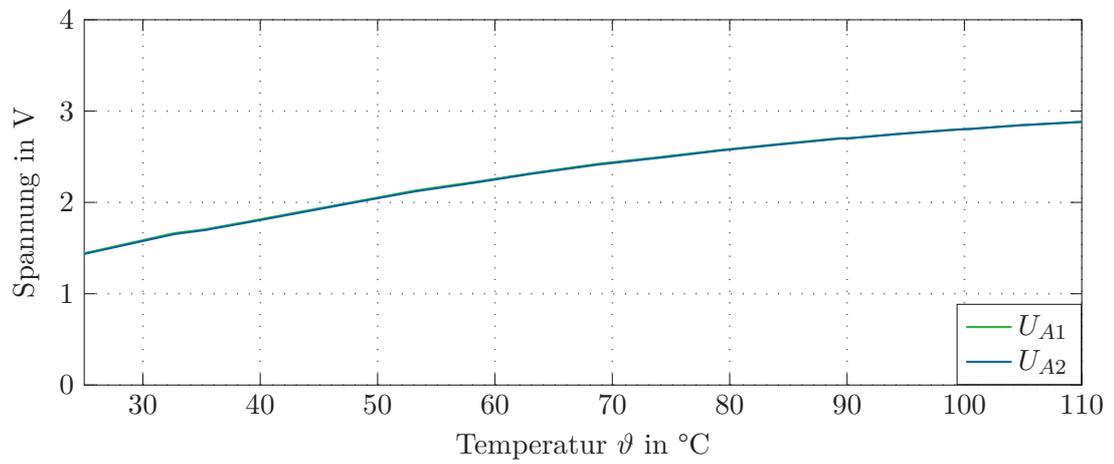


Abbildung 3.9: Kalibrierte Spannungsverläufe in Abhängigkeit der Temperatur von den galvanisch getrennten Messkanälen.

4 Mathematische Modellierung

Das mathematische Modell bildet die Basis für die Entwicklung einer Reglerstruktur mit Beobachter. Dieses Kapitel gliedert sich in drei Abschnitte. Die ersten beiden Abschnitte widmen sich der Erstellung des mathematischen Modells mit nur einem sowie mit zwei GaN-Transistoren. Anschließend folgt die Ermittlung der thermischen Verluste in den GaN-Transistoren der Halbbrücke. Abbildung 4.1 zeigt das thermische Modell des Kühlsystems für die beiden GaN-Transistoren, welche auf der Platinenoberseite angebracht sind. Das Gap Pad dient als elektrische Isolierung zwischen den GaN-Transistoren und dem Aluminiumblock. Der Kühlkörper ist mit einem thermischen Kleber auf dem Aluminiumblock montiert, auf welchem der spannungsgesteuerte Lüfter eine erzwungene Konvektion bewirkt. Für die folgenden mathematischen Modelle wird angenommen, dass die abzuführende thermische Leistung der GaN-Transistoren ausschließlich durch Wärmeleitung über das Kühlsystem und nicht über die Platine, also in positiver z -Richtung abgegeben wird, da die Wärmeleitfähigkeiten vom Gap Pad, Aluminiumblock und vom Kühlkörper wesentlich höher sind als die von der Platine und von Luft. Weiters besitzt der GaN-Transistor wesentlich bessere thermische Eigenschaften in z -Richtung [14]. Aus der

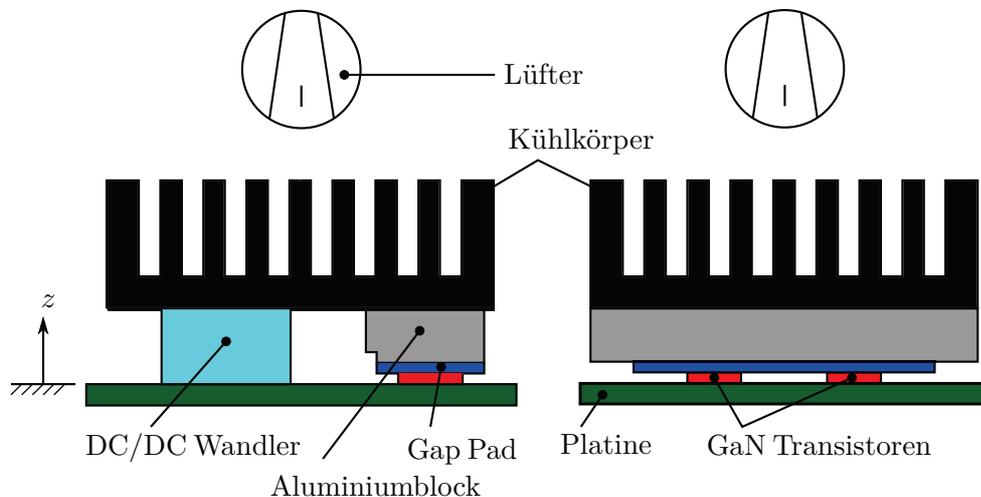


Abbildung 4.1: Thermisches Modell des Kühlsystems für die GaN-Transistoren der Halbbrücke.

Literatur [15] geht hervor, dass für ein Kühlsystem nach Abbildung 4.1 die folgenden thermischen Ersatzschaltbilder basierend auf dem Cauer-Modell herangezogen werden können. Dabei wird das verteilt parametrische Wärmeübertragungsproblem in ein konzentriert parametrisches Problem formuliert. Das Cauer-Modell spiegelt den realen physikalischen

Aufbau des Kühlsystems bestehend aus den thermischen Widerständen \mathcal{R} , den thermischen Kapazitäten \mathcal{C} sowie mit den Randbedingungen erster (Dirichletsche Randbedingung) und zweiter (Neumansche Randbedingung) Art wider. Bei Bekanntheit der Materialparameter erlauben die Knoten einen Zugriff auf die inneren Temperaturen im Modell. Alternativ zum Cauer-Modell existiert das Forster-Modell, bestehend aus einer Serie aus Parallelschaltungen von thermischen Widerständen und thermischen Kapazitäten. Der Vorteil des Cauer-Modells ist jedoch der direkte physikalische Bezug zur Anordnung der thermischen Bauelemente. Alle erforderlichen Werkstoff- und Modellparameter sind in Tabelle 4.1, 5.2 und 5.3 angegeben. Der hochgestellte Index b bzw. d beschreibt ob es sich um einen berechneten Parameter bzw. einen Parameter vom Datenblatt handelt. Näherungsweise lässt sich der thermische Widerstand bei einem konzentrierten parametrischen Problem über

$$\mathcal{R}^b = \frac{\Delta\vartheta}{\dot{Q}} = \frac{l}{\lambda A} , \quad (4.1)$$

mit der Länge l in Richtung des Wärmestroms \dot{Q} , der Wärmeleitfähigkeit λ , der Fläche A normal zum Wärmestrom und der Temperaturdifferenz $\Delta\vartheta$ beschreiben. Dabei gilt die Annahme, dass der Werkstoff in dem konzentrierten Bauelement homogen und linear ist und der gesamte Wärmestrom normal auf der Fläche ein- bzw. auf der gegenüberliegenden Fläche wieder austritt. Dies führt zu einem Problem bei einem Wärmeübergang zwischen zwei Materialien mit unterschiedlichen Flächen, welches hier nicht behandelt wird. Die thermische Kapazität bei einem konzentrierten parametrischen Problem kann näherungsweise durch

$$\mathcal{C}^b = c_{th}V , \quad (4.2)$$

mit dem Volumen V und der spezifischen Wärmekapazität c_{th} berechnet werden. Dafür wird vorausgesetzt, dass das Volumen eine gleichmäßige Temperatur besitzt. Wie in Abbildung 4.2 dargestellt, erzeugt der spannungsgesteuerte Lüfter auf der Oberfläche des Kühlkörpers eine erzwungene Konvektion, welche eine Wärmestromdichte normal auf die Kühlkörperoberfläche laut

$$\dot{q}_K(U_L) = \alpha(U_L) (\vartheta_K - \vartheta_U) , \quad (4.3)$$

mit dem von der Lüfterspannung U_L abhängigen Wärmeübergangskoeffizient $\alpha(U_L)$, der Kühlkörperoberflächentemperatur ϑ_K und der Umgebungstemperatur ϑ_U erzeugt. Hierbei wird angenommen, dass die vorbeiziehende Luft an der Oberfläche genau der Temperatur des Kühlkörpers entspricht und somit die Haftbedingung erfüllt ist [16]. Unter der Voraussetzung, dass der gesamte in den Transistoren generierte Wärmestrom \dot{Q}_V gleichmäßig über die Oberfläche $A_{K,O}$ des Kühlkörpers abgegeben wird, entsteht der Zusammenhang für die Wärmestromdichte

$$\dot{q}_K = \frac{\dot{Q}_V}{A_{K,O}} . \quad (4.4)$$

Durch Gleichsetzen von (4.3) und (4.4) folgt die Gleichung

$$\frac{1}{\alpha(U_L)A_{K,O}} = \frac{(\vartheta_K - \vartheta_U)}{\dot{Q}_V} = \mathcal{R}_K(U_L) , \quad (4.5)$$

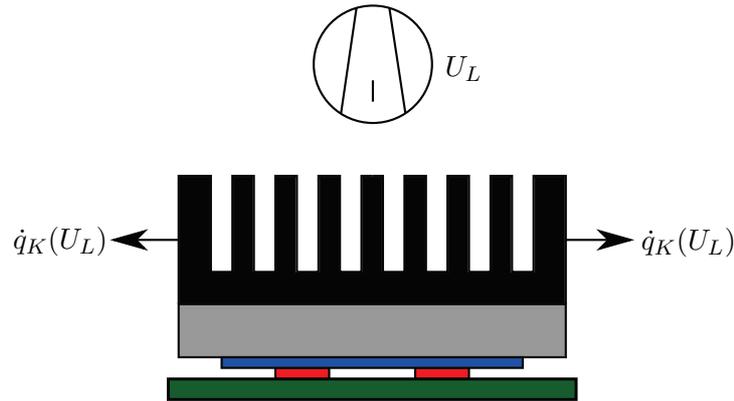


Abbildung 4.2: Thermisches Modell mit der Lüfterspannungsabhängigen Wärmestromdichte $\dot{q}_K(U_L)$.

welche laut (4.1) dem thermischen Kühlkörperwiderstand $\mathcal{R}_K(U_L)$ entspricht. Ohne Einschränkung der Allgemeinheit wird angenommen, dass sich der Lüfterspannungsabhängige thermische Widerstand des Kühlkörpers über

$$\mathcal{R}_K(U_L) = \begin{cases} \mathcal{R}_K(0) & \text{für } U_L = 0 \\ \frac{k_L}{U_L} & \text{für } U_{L-} \leq U_L \leq U_{L+} \end{cases}, \quad (4.6)$$

mit dem thermischen Kühlkörperwiderstand $R_{th,K}(0)$ bei ausgeschaltetem Lüfter, der Konstanten k_L und der minimalen sowie maximalen Lüfterspannung U_{L-} sowie U_{L+} beschreiben lässt. Ein entsprechender Verlauf von $\mathcal{R}_K(U_L)$ kann aus einem Datenblatt (z. B. [17]) für Kühlkörper mit Lüfter entnommen werden, wobei nicht die direkte Abhängigkeit von der Lüfterspannung, sondern die Abhängigkeit von der Geschwindigkeit der vorbeiziehenden Luft angegeben wird.

Abbildung 4.3 zeigt das vom Hersteller angegebene vollständige und reduzierte thermische Ersatzschaltbild für einen GaN-Transistor [18]. Dabei bezeichnen die thermischen Parameter \mathcal{R}_1 und \mathcal{C}_1 die GaN-Schicht, \mathcal{R}_2 und \mathcal{C}_2 die Si-Schicht, \mathcal{R}_3 und \mathcal{C}_3 die Montage sowie \mathcal{R}_4 und \mathcal{C}_4 die kupfernen Anschlüsse, welche Tabelle 4.1 beinhaltet. Im Folgenden wird lediglich das reduzierte Ersatzschaltbild mit dem thermischen Widerstand \mathcal{R}_{JC} und der thermischen Kapazität \mathcal{C}_{JC} verwendet.

4.1 Thermisches Modell mit einem GaN-Transistor

In diesem Teilabschnitt wird das thermische Modell mit nur einem aktiven GaN-Transistor untersucht. D. h. nur einer der beiden Transistoren der Halbbrücke führt Strom und generiert thermische Verluste welche über das Kühlsystem abgeführt werden müssen. Der generierte Wärmestrom \dot{Q}_V gilt dabei als bekannter Eingang, weiters wird ein unbekannter Wärmestrom \dot{Q}_{St} , welcher ebenfalls auf den Kühlkörper wirkt, als Störung mit einbezogen. Als Ursache für die auftretende Störung können hier beispielsweise die

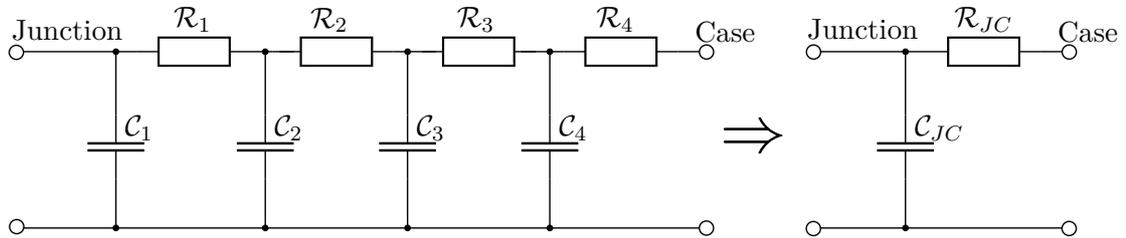


Abbildung 4.3: Exaktes und vereinfachtes thermisches Ersatzschaltbild eines GaN-Transistors unter Verwendung des Cauer-Modells.

Beschreibung	Symbol	Wert	Einheit
therm. Kapazität der GaN-Schicht	C_1	4.25×10^{-5}	J/K
therm. Widerstand der GaN-Schicht	\mathcal{R}_1	0.011	K/W
therm. Kapazität der Si-Schicht	C_2	2.96×10^{-3}	J/K
therm. Widerstand der Si-Schicht	\mathcal{R}_2	0.231	K/W
therm. Kapazität der Montage	C_3	6.65×10^{-4}	J/K
therm. Widerstand der Montage	\mathcal{R}_3	0.237	K/W
therm. Kapazität der Kupferanschlüsse	C_4	1.01×10^{-3}	J/K
therm. Widerstand der Kupferanschlüsse	\mathcal{R}_4	0.021	K/W

Tabelle 4.1: Thermische Parameter für das vollständige Ersatzschaltbild des GaN-Transistors.

beiden DC-DC Wandler zur Generierung der potentialgetrennten Versorgungsspannungen des Gatetreibers auf der Leistungsseite verstanden werden, welche direkt am Kühlkörper aufliegen und somit eine zusätzliche Erwärmung bewirken. Die Sperrschichttemperatur (Junctiontemperatur) ϑ_J des aktiven GaN-Transistors repräsentiert den Ausgang des Systems. Die Lüfterspannung U_L soll im Weiteren als Stellgröße dienen. Im Folgenden wird ein statisches, anschließend ein vollständiges dynamisches und ein reduziertes dynamisches Ersatzschaltbild nach Cauer vorgestellt.

4.1.1 Statisches thermisches Modell

Mit dem statischen thermischen Modell werden die Temperaturen des Kühlsystems nach unendlich langer Zeit ermittelt. Das dafür benötigte Ersatzschaltbild nach Cauer zeigt Abbildung 4.4. Die bekannten generierten thermischen Verluste des GaN-Transistors beschreiben eine Randbedingung zweiter Art mit dem Wärmestrom \dot{Q}_V . Eine weitere Randbedingung zweiter Art ist der Wärmestrom \dot{Q}_{St} , welcher etwaige Störungen am Kühlkörper beschreibt. Mit der Umgebungstemperatur ϑ_U ist eine Randbedingung erster Art gegeben. Die Sperrschichttemperatur ϑ_J , Gap Pad-Temperatur ϑ_{GP} , Aluminiumblocktem-

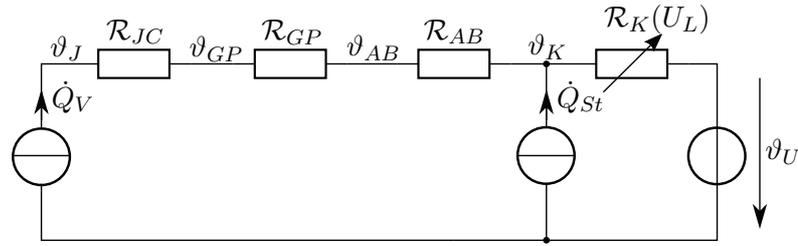


Abbildung 4.4: Statisches thermisches Ersatzschaltbild mit einem GaN-Transistor.

peratur ϑ_{AB} und Kühlkörpertemperatur ϑ_K werden mit Hilfe des Superpositionsprinzips über folgende Gleichungen

$$\vartheta_J = \dot{Q}_V [\mathcal{R}_{JC} + \mathcal{R}_{GP} + \mathcal{R}_{AB} + \mathcal{R}_K(U_L)] + \vartheta_U + \dot{Q}_{St} \mathcal{R}_K(U_L) \quad (4.7a)$$

$$\vartheta_{GP} = \dot{Q}_V [\mathcal{R}_{GP} + \mathcal{R}_{AB} + \mathcal{R}_K(U_L)] + \vartheta_U + \dot{Q}_{St} \mathcal{R}_K(U_L) \quad (4.7b)$$

$$\vartheta_{AB} = \dot{Q}_V [\mathcal{R}_{AB} + \mathcal{R}_K(U_L)] + \vartheta_U + \dot{Q}_{St} \mathcal{R}_K(U_L) \quad (4.7c)$$

$$\vartheta_K = \dot{Q}_V \mathcal{R}_K(U_L) + \vartheta_U + \dot{Q}_{St} \mathcal{R}_K(U_L) , \quad (4.7d)$$

mit den konstanten thermischen Widerständen von Junction-Case \mathcal{R}_{JC} , Gap Pad \mathcal{R}_{GP} und Aluminiumblock \mathcal{R}_{AB} sowie mit dem im allgemeinen nichtlinearen Lüfterspannungsabhängigen thermischen Kühlkörperwiderstand $\mathcal{R}_K(U_L)$ beschrieben.

4.1.2 Vollständiges dynamisches thermisches Modell

Ebenfalls von Interesse sind die zeitlichen Verläufe der Modelltemperaturen bei einem zeitlich veränderlichen Wärmestrom \dot{Q}_V . Dafür wird das statische thermische Ersatzschaltbild

laut Abbildung 4.4 um die thermischen Kapazitäten Junction-Case C_{JC} , Gap Pad C_{GP} , Aluminiumblock C_{AB} und Kühlkörper C_K erweitert. Abbildung 4.5 zeigt das ergänzte Ersatzschaltbild, was im Folgenden dem vollständigen thermischen Modell mit einem GaN-Transistor entspricht. Mit den folgenden Knotengleichungen K1 bis K4

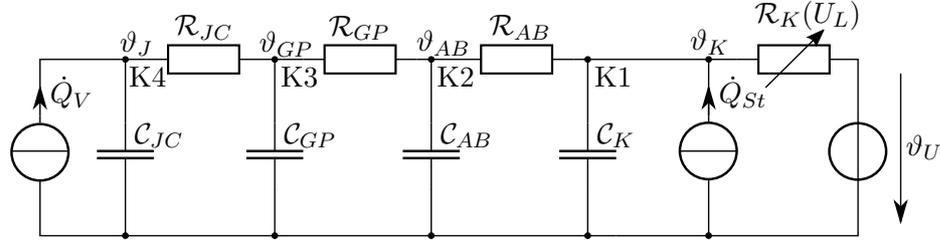


Abbildung 4.5: Vollständiges dynamisches thermisches Ersatzschaltbild mit einem GaN-Transistor.

$$\text{K1: } \frac{\vartheta_{AB} - \vartheta_K}{\mathcal{R}_{AB}} + \dot{Q}_{St} = C_K \frac{d\vartheta_K}{dt} + \frac{\vartheta_K - \vartheta_U}{\mathcal{R}_K(U_L)} \quad (4.8a)$$

$$\text{K2: } \frac{\vartheta_{GP} - \vartheta_{AB}}{\mathcal{R}_{GP}} = C_{AB} \frac{d\vartheta_{AB}}{dt} + \frac{\vartheta_{AB} - \vartheta_K}{\mathcal{R}_{AB}} \quad (4.8b)$$

$$\text{K3: } \frac{\vartheta_J - \vartheta_{GP}}{\mathcal{R}_{JC}} = C_{GP} \frac{d\vartheta_{GP}}{dt} + \frac{\vartheta_{GP} - \vartheta_{AB}}{\mathcal{R}_{GP}} \quad (4.8c)$$

$$\text{K4: } \dot{Q}_V = C_{JC} \frac{d\vartheta_J}{dt} + \frac{\vartheta_J - \vartheta_{GP}}{\mathcal{R}_{JC}} \quad (4.8d)$$

lässt sich das vollständige nichtlineare mathematische System in der Form

$$\dot{\boldsymbol{\vartheta}} = \mathbf{f}(\boldsymbol{\vartheta}, U_L), \quad \boldsymbol{\vartheta}(0) = \boldsymbol{\vartheta}_0 \quad (4.9a)$$

$$y = h(\boldsymbol{\vartheta}) \quad (4.9b)$$

mit den vier Zuständen

$$\boldsymbol{\vartheta} = \begin{bmatrix} \vartheta_K \\ \vartheta_{AB} \\ \vartheta_{GP} \\ \vartheta_J \end{bmatrix}, \quad (4.10)$$

deren totalen zeitlichen Ableitungen

$$\dot{\boldsymbol{\vartheta}} = \begin{bmatrix} \frac{d\vartheta_K}{dt} \\ \frac{d\vartheta_{AB}}{dt} \\ \frac{d\vartheta_{GP}}{dt} \\ \frac{d\vartheta_J}{dt} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

sowie mit den Anfangsbedingungen $\vartheta(0) = \vartheta_0$ und die dazugehörigen Differentialgleichungen $\mathbf{f}(\vartheta, U_L) = [f_1, f_2, f_3, f_4]^T$ mit

$$f_1 = \frac{1}{\mathcal{R}_K(U_L)\mathcal{R}_{AB}\mathcal{C}_K} \left(\dot{Q}_{St}\mathcal{R}_{AB}\mathcal{R}_K(U_L) + \mathcal{R}_{AB}\vartheta_U - \mathcal{R}_{AB}\vartheta_K \right. \\ \left. + \mathcal{R}_K(U_L)\vartheta_{AB} - \mathcal{R}_K(U_L)\vartheta_K \right) \quad (4.12a)$$

$$f_2 = -\frac{1}{\mathcal{R}_{AB}\mathcal{R}_{GP}\mathcal{C}_{AB}} (\mathcal{R}_{AB}\vartheta_{AB} - \mathcal{R}_{AB}\vartheta_{GP} + \mathcal{R}_{GP}\vartheta_{AB} - \mathcal{R}_{GP}\vartheta_K) \quad (4.12b)$$

$$f_3 = -\frac{1}{\mathcal{R}_{GP}\mathcal{R}_{JC}\mathcal{C}_{GP}} (\mathcal{R}_{GP}\vartheta_{GP} - \mathcal{R}_{GP}\vartheta_J - \mathcal{R}_{JC}\vartheta_{AB} + \mathcal{R}_{JC}\vartheta_{GP}) \quad (4.12c)$$

$$f_4 = \frac{1}{\mathcal{R}_{JC}\mathcal{C}_{JC}} (\dot{Q}_V\mathcal{R}_{JC} + \vartheta_{GP} - \vartheta_J) \quad (4.12d)$$

angeben. Die Ausgangsgleichung ergibt sich aufgrund des Interesses an der Sperrschichttemperatur des Transistors zu

$$y = h(\vartheta) = \vartheta_J. \quad (4.13)$$

4.1.3 Reduziertes dynamisches thermisches Modell

Das vollständige dynamische thermische Modell ist mit vier Zuständen entsprechend komplex, welches im Weiteren zu einer komplexen Regler- und Beobachterstruktur führt. Für die Implementierung in ein echtzeitfähiges System ist ein reduziertes System vorteilhaft. Die thermischen Kapazitäten \mathcal{C}_{JC} und \mathcal{C}_{GP} sind im Gegensatz zu \mathcal{C}_{AB} und \mathcal{C}_K relativ gering und können näherungsweise vernachlässigt werden. Somit reduziert sich das thermische Modell wie in Abbildung 4.6 dargestellt auf ein nichtlineares mathematisches System mit nur zwei Zuständen. Mit den folgenden Knotengleichungen K1 und K2

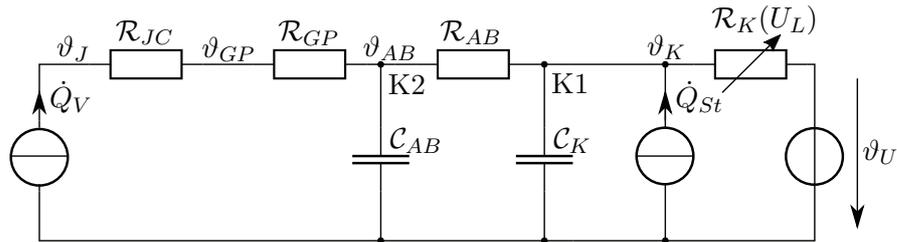


Abbildung 4.6: Reduziertes dynamisches thermisches Ersatzschaltbild mit einem GaN-Transistor.

$$\text{K1: } \frac{\vartheta_{AB} - \vartheta_K}{\mathcal{R}_{AB}} + \dot{Q}_{St} = \mathcal{C}_K \frac{d\vartheta_K}{dt} + \frac{\vartheta_K - \vartheta_U}{\mathcal{R}_K(U_L)} \quad (4.14a)$$

$$\text{K2: } \dot{Q}_V = \mathcal{C}_{AB} \frac{d\vartheta_{AB}}{dt} + \frac{\vartheta_{AB} - \vartheta_K}{\mathcal{R}_{AB}} \quad (4.14b)$$

lässt sich das reduzierte nichtlineare mathematische System in der Form

$$\dot{\boldsymbol{\vartheta}} = \mathbf{f}(\boldsymbol{\vartheta}, U_L) , \quad \boldsymbol{\vartheta}(0) = \boldsymbol{\vartheta}_0 \quad (4.15a)$$

$$y = h(\boldsymbol{\vartheta}) \quad (4.15b)$$

mit den beiden Zuständen

$$\boldsymbol{\vartheta} = \begin{bmatrix} \vartheta_K \\ \vartheta_{AB} \end{bmatrix} , \quad (4.16)$$

deren totalen zeitlichen Ableitungen

$$\dot{\boldsymbol{\vartheta}} = \begin{bmatrix} \frac{d\vartheta_K}{dt} \\ \frac{d\vartheta_{AB}}{dt} \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

sowie mit den Anfangsbedingungen $\boldsymbol{\vartheta}(0) = \boldsymbol{\vartheta}_0$ und die dazugehörigen Differentialgleichungen $\mathbf{f}(\boldsymbol{\vartheta}, U_L) = [f_1, f_2]^T$ mit

$$f_1 = \frac{1}{\mathcal{R}_K(U_L)\mathcal{R}_{AB}\mathcal{C}_K} \left(\dot{Q}_{St}\mathcal{R}_{AB}\mathcal{R}_K(U_L) + \mathcal{R}_{AB}\vartheta_U - \mathcal{R}_{AB}\vartheta_K \right. \\ \left. + \mathcal{R}_K(U_L)\vartheta_{AB} - \mathcal{R}_K(U_L)\vartheta_K \right) \quad (4.18a)$$

$$f_2 = -\frac{1}{\mathcal{R}_{AB}\mathcal{C}_{AB}} \left(\dot{Q}_V\mathcal{R}_{AB} - \vartheta_{AB} + \vartheta_K \right) \quad (4.18b)$$

angeben. Die Ausgangsgleichung für die Sperrschichttemperatur ergibt sich gemäß Abbildung 4.6 zu

$$y = h(\boldsymbol{\vartheta}) = \dot{Q}_V(\mathcal{R}_{JC} + \mathcal{R}_{GP}) + \vartheta_{AB} . \quad (4.19)$$

Zur Verifizierung ob die angewandte Reduktion des mathematischen Modells von vier auf zwei Zuständen legitim ist, zeigt die Sprungantwort der Sperrschichttemperaturen in Abbildung 4.7. Dabei wird bei einer konstanten Umgebungstemperatur von $\vartheta_U = 25^\circ\text{C}$ und dem Wärmestrom $\dot{Q}_{St} = 0$ zum Zeitpunkt $t = 100\text{s}$ und bei ausgeschaltetem Lüfter am Eingang ein sprungförmiger Wärmestrom $\dot{Q}_V = 6.2\text{W}$ angelegt, dies entspricht einem elektrischen Strom durch den GaN-Transistor von ca. 9A. Zum Zeitpunkt des Sprunges steigen die Sperrschichttemperaturen schlagartig auf rund 58°C an, in dieser Zeit werden die relativ geringen thermischen Kapazitäten \mathcal{C}_{JC} und \mathcal{C}_{GP} des vollständigen Systems geladen. Dies geschieht so rasch, dass nahezu kein Unterschied in den beiden Temperaturverläufen auftritt. Die thermischen Kapazitäten dienen auch als Puffer bei einem Wärmestrom mit hoher Frequenz und verringern somit hohe Temperaturspitzen in der Sperrschicht. Infolgedessen betrachtet das reduzierte Modell den schlechtesten Fall, da die Temperaturspitzen in der Sperrschicht höher ausfallen. Weiters ist in Abbildung 4.7

ersichtlich, dass die Dynamik des Kühlsystems nach Abbildung 4.1 sehr träge ist, der Endwert wird erst in rund 700s erreicht. Ebenso folgt daraus, dass an die Dynamik der Messkanäle in Kapitel 3 nicht zu hohe Anforderungen gestellt werden müssen, da aus physikalischen Gründen die Temperatur direkt an der Sperrschicht nicht messbar ist und der extrem rasche Temperaturanstieg bei $t=100s$ nicht messbar ist. In der Abbildung 4.7 sind ebenfalls die zeitlichen Verläufe der Kühlkörpertemperaturen ϑ_K und $\vartheta_{K,red}$ dargestellt, welche gleichermaßen ident sind. Mit den entworfenen Messkanälen kann die Dynamik der Kühlkörpertemperatur ausreichend genau aufgenommen werden.

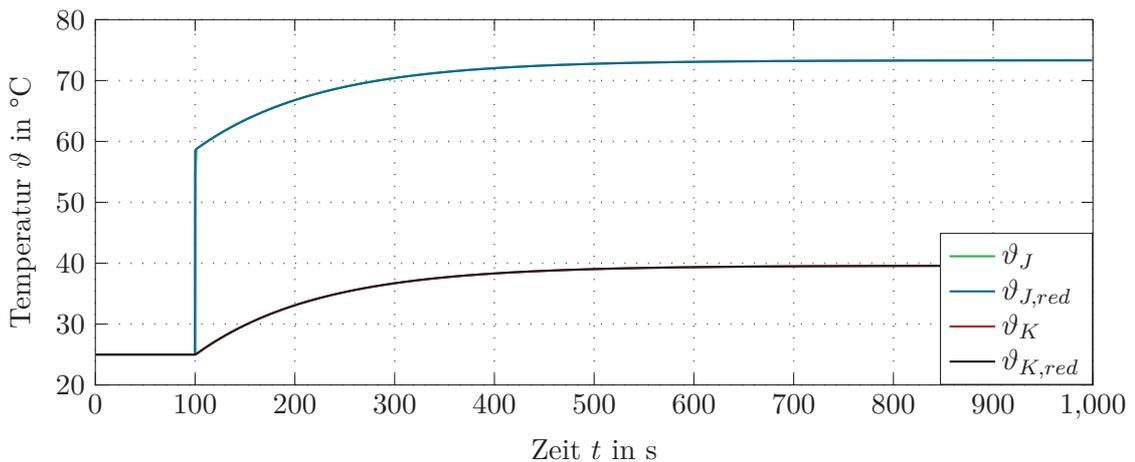


Abbildung 4.7: Sprungantwort der Sperrschicht- und Kühlkörpertemperaturen des vollständigen und reduzierten Systems.

4.2 Thermisches Modell mit zwei GaN-Transistoren

In diesem Teilabschnitt wird für die gesamte Halbbrücke ein thermisches Modell angegeben. D. h. beide GaN-Transistoren generieren Verluste, welche über das Kühlsystem abgeführt werden müssen. Die beiden generierten Wärmeströme \dot{Q}_{Vo} und \dot{Q}_{Vu} entsprechen den thermischen Verlusten des oberen Transistors T_O und des unteren Transistors T_U , welche als bekannte Eingänge in das Modell einfließen. Weiteres bleibt der Wärmestrom \dot{Q}_{St} als unbekannte Störung und die Lüfterspannung U_L als Stellgröße. Das thermische Modell besitzt somit nur eine Stellgröße und zwei Ausgänge bestehend aus den Sperrschichttemperaturen ϑ_{Jo} und ϑ_{Ju} . Dies führt zu dem Problem, dass im Allgemeinen immer nur eine Sperrschichttemperatur aktiv geregelt werden kann. Bei Verwendung der Halbbrücke als Wechselrichter gilt die Annahme, dass die beiden Transistoren symmetrisch belastet werden und somit per Definition die Sperrschichttemperatur des unteren Transistors als Ausgang gewählt wird. Ein weiteres Anwendungsgebiet der Halbbrücke ist der Tiefsetzsteller, bei dem die Transistoren unterschiedlich, je nach dem Tastverhältnis ν belastet werden. Für folgende Betrachtungen wird angenommen, dass $\nu \leq 0.5$ ist und somit der untere Transistor immer stärker bzw. gleich belastet wird. Im Folgenden wird ein statisches und anschließend ein dynamisches Modell nach Cauer angegeben.

4.2.1 Statisches thermisches Modell

Das statische thermische Modell nach Cauere in Abbildung 4.8 dient zur Ermittlung der Modelltemperaturen nach unendlich langer Zeit. Die bekannten Wärmeströme \dot{Q}_{V_o} und \dot{Q}_{V_u} beschreiben Randbedingungen zweiter Art, welche jeweils beliebig gewählt werden können. Eine weitere Randbedingung zweiter Art ist der unbekannte Wärmestrom \dot{Q}_{St} , welcher am Kühlkörper wirkt. Die Umgebungstemperatur ϑ_U gibt eine Randbedingung erster Art an. Aufgrund des symmetrischen Aufbaus sind die thermischen Widerstände mit $\mathcal{R}_{JC} = \mathcal{R}_{JC_o} = \mathcal{R}_{JC_u}$ und $\mathcal{R}_{GP} = \mathcal{R}_{GP_o} = \mathcal{R}_{GP_u}$ gegeben. Die Modelltemperaturen

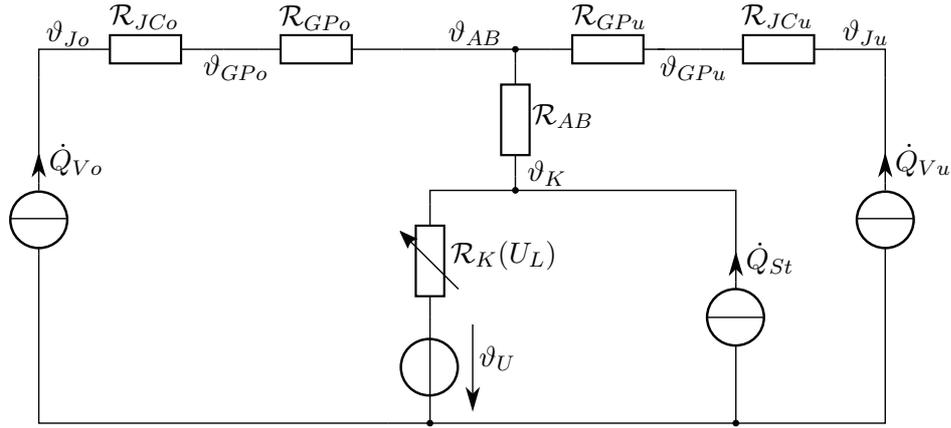


Abbildung 4.8: Statisches thermisches Ersatzschaltbild mit zwei GaN-Transistoren.

lassen sich mit dem Superpositionsprinzip zu

$$\begin{aligned} \vartheta_{J_o} = & \dot{Q}_{V_o} [\mathcal{R}_{JC_o} + \mathcal{R}_{GP_o} + \mathcal{R}_{AB} + \mathcal{R}_K(U_L)] \\ & + \dot{Q}_{V_u} [\mathcal{R}_{AB} + \mathcal{R}_K(U_L)] + \vartheta_U + \dot{Q}_{St} \mathcal{R}_K(U_L) \end{aligned} \quad (4.20a)$$

$$\begin{aligned} \vartheta_{J_u} = & \dot{Q}_{V_o} [\mathcal{R}_{AB} + \mathcal{R}_K(U_L)] \\ & + \dot{Q}_{V_u} [\mathcal{R}_{JC_u} + \mathcal{R}_{GP_u} + \mathcal{R}_{AB} + \mathcal{R}_K(U_L)] + \vartheta_U + \dot{Q}_{St} \mathcal{R}_K(U_L) \end{aligned} \quad (4.20b)$$

$$\begin{aligned} \vartheta_{GP_o} = & \dot{Q}_{V_o} [\mathcal{R}_{GP_o} + \mathcal{R}_{AB} + \mathcal{R}_K(U_L)] \\ & + \dot{Q}_{V_u} [\mathcal{R}_{AB} + \mathcal{R}_K(U_L)] + \vartheta_U + \dot{Q}_{St} \mathcal{R}_K(U_L) \end{aligned} \quad (4.20c)$$

$$\begin{aligned} \vartheta_{GP_u} = & \dot{Q}_{V_o} [\mathcal{R}_{AB} + \mathcal{R}_K(U_L)] + \dot{Q}_{V_u} [\mathcal{R}_{GP_u} + \mathcal{R}_{AB} + \mathcal{R}_K(U_L)] \\ & + \vartheta_U + \dot{Q}_{St} \mathcal{R}_K(U_L) \end{aligned} \quad (4.20d)$$

$$\begin{aligned} \vartheta_{AB} = & \dot{Q}_{V_o} [\mathcal{R}_{AB} + \mathcal{R}_K(U_L)] + \dot{Q}_{V_u} [\mathcal{R}_{AB} + \mathcal{R}_K(U_L)] \\ & + \vartheta_U + \dot{Q}_{St} \mathcal{R}_K(U_L) \end{aligned} \quad (4.20e)$$

$$\vartheta_K = \dot{Q}_{V_o} \mathcal{R}_K(U_L) + \dot{Q}_{V_u} \mathcal{R}_K(U_L) + \vartheta_U + \dot{Q}_{St} \mathcal{R}_K(U_L) , \quad (4.20f)$$

anschreiben.

4.2.2 Dynamisches thermisches Modell

Für die Untersuchung der zeitlichen Temperaturverläufe wird das statische Ersatzschaltbild mit zwei GaN-Transistoren nach Abbildung 4.8 lediglich um die zwei thermischen Kapazitäten C_{AB} und C_K erweitert. Aus Abbildung 4.7 geht hervor, dass die thermischen Kapazitäten der beiden Sperrschichten sowie der Gap Pads vernachlässigt werden können, ohne wesentlicher Veränderung der Dynamik. Bei der Betrachtung des vollständigen Modells mit allen thermischen Kapazitäten sind sechs Zustände für das nichtlineare System notwendig. Mit dem Ersatzschaltbild nach Abbildung 4.9 kann der Rechenaufwand wesentlich minimiert werden. Mit den folgenden Knotengleichungen K1 und K2

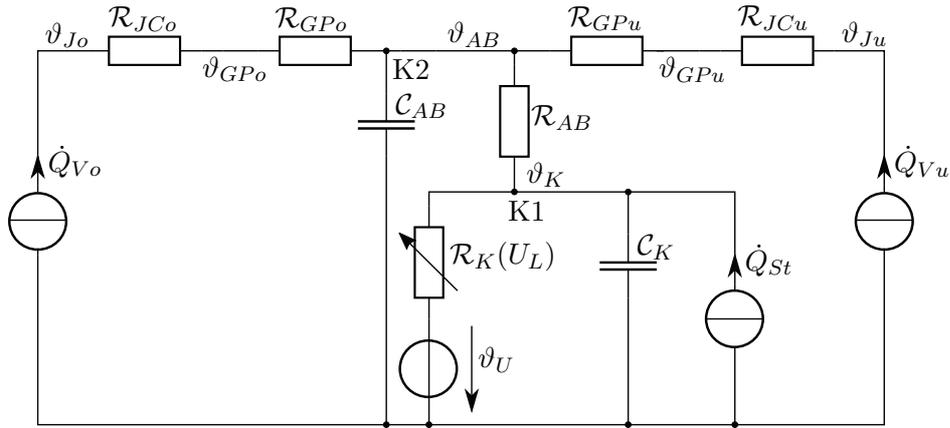


Abbildung 4.9: Dynamisches thermisches Ersatzschaltbild mit zwei GaN-Transistoren.

$$\text{K1: } \frac{\vartheta_{AB} - \vartheta_K}{\mathcal{R}_{AB}} + \dot{Q}_{St} = C_K \frac{d\vartheta_K}{dt} + \frac{\vartheta_K - \vartheta_U}{\mathcal{R}_K(U_L)} \quad (4.21a)$$

$$\text{K2: } \dot{Q}_{Vo} + \dot{Q}_{Vu} = C_{AB} \frac{d\vartheta_{AB}}{dt} + \frac{\vartheta_{AB} - \vartheta_K}{\mathcal{R}_{AB}} \quad (4.21b)$$

lässt sich das nichtlineare mathematische System in der Form

$$\dot{\boldsymbol{\vartheta}} = \mathbf{f}(\boldsymbol{\vartheta}, U_L), \quad \boldsymbol{\vartheta}(0) = \boldsymbol{\vartheta}_0 \quad (4.22a)$$

$$y = h(\boldsymbol{\vartheta}) \quad (4.22b)$$

mit den beiden Zuständen

$$\boldsymbol{\vartheta} = \begin{bmatrix} \vartheta_K \\ \vartheta_{AB} \end{bmatrix}, \quad (4.23)$$

deren totalen zeitlichen Ableitungen

$$\dot{\boldsymbol{\vartheta}} = \begin{bmatrix} \frac{d\vartheta_K}{dt} \\ \frac{d\vartheta_{AB}}{dt} \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

sowie mit den Anfangsbedingungen $\vartheta(0) = \vartheta_0$ und die dazugehörigen Differentialgleichungen $\mathbf{f}(\vartheta, U_L) = [f_1, f_2]^T$ mit

$$f_1 = \frac{1}{\mathcal{R}_K(U_L)\mathcal{R}_{AB}\mathcal{C}_K} \left(\dot{Q}_{St}\mathcal{R}_{AB}\mathcal{R}_K(U_L) + \mathcal{R}_{AB}\vartheta_U - \mathcal{R}_{AB}\vartheta_K + \mathcal{R}_K(U_L)\vartheta_{AB} - \mathcal{R}_K(U_L)\vartheta_K \right) \quad (4.25a)$$

$$f_2 = -\frac{1}{\mathcal{R}_{AB}\mathcal{C}_{AB}} \left(\dot{Q}_{Vo}\mathcal{R}_{AB} + \dot{Q}_{Vu}\mathcal{R}_{AB} - \vartheta_{AB} + \vartheta_K \right) \quad (4.25b)$$

angeben. Die Ausgangsgleichung für die Sperrschichttemperatur des unteren Transistors ergibt sich zu

$$y = h(\vartheta) = \dot{Q}_{Vu}(\mathcal{R}_{JCu} + \mathcal{R}_{Gpu}) + \vartheta_{AB} . \quad (4.26)$$

4.3 Thermische Verluste eines GaN-Transistors

Um die mathematischen Modelle in diesem Kapitel zu vervollständigen ist es notwendig die Wärmeströme \dot{Q}_V , \dot{Q}_{Vo} und \dot{Q}_{Vu} aus den physikalischen Größen der Halbbrücke mit dem Ausgangsfilter aus Abbildung 2.3 zu beschreiben. Grundsätzlich setzen sich die thermischen Verluste in einem Transistor aus Schalt- und Leitverlusten zusammen, welche den abzuführenden Wärmestrom repräsentieren. Der elektrische Strom I_{LF} durch die beiden GaN-Transistoren generiert Leitverluste in den Durchlasswiderständen, welche über

$$P_{leit,o} = I_{LFo,eff}^2 R_{DSo,on}(\vartheta_{Jo}) \quad (4.27a)$$

$$P_{leit,u} = I_{LFu,eff}^2 R_{DSu,on}(\vartheta_{Ju}) , \quad (4.27b)$$

mit dem Effektivwert des Stroms $I_{LFo,eff}$ sowie $I_{LFu,eff}$ durch den Transistor T_O sowie T_U nach

$$I_{LFo,eff} = \sqrt{\frac{1}{T_{PWM}} \int_0^{T_{PWM}} I_{LF}^2(t) dt} \quad (4.28a)$$

$$I_{LFu,eff} = \sqrt{\frac{1}{T_{PWM}} \int_{\nu T_{PWM}}^{T_{PWM}} I_{LF}^2(t) dt} . \quad (4.28b)$$

beschrieben werden. Bei der Implementierung des mathematischen Modells mit zwei GaN-Transistoren wird der Effektivwert des Stromverlaufs I_{LF} laut Abbildung 2.4 im

oberen Transistor bzw. im unteren Transistor zu

$$\begin{aligned} I_{L_{Fo,eff}} &= \sqrt{\frac{1}{T_{PWM}} \int_0^{\nu T_{PWM}} (k_o t + d)^2 dt} \\ &= \sqrt{\frac{k_o^2}{3} T_{PWM}^2 \nu^3 + k_o d T_{PWM} \nu^2 + d^2 \nu} \end{aligned} \quad (4.29a)$$

$$\begin{aligned} I_{L_{Fu,eff}} &= \sqrt{\frac{1}{T_{PWM}} \int_0^{(1-\nu)T_{PWM}} (k_u t + d)^2 dt} \\ &= \sqrt{\frac{k_u^2}{3} T_{PWM}^2 (1-\nu)^3 + k_u d T_{PWM} (1-\nu)^2 + d^2 (1-\nu)}, \end{aligned} \quad (4.29b)$$

mit den beiden Steigungen k_o sowie k_u und dem Offset d nach

$$k_o = \frac{I_{L_{F,rip}}}{\nu T_{PWM}} \quad (4.30a)$$

$$k_u = \frac{I_{L_{F,rip}}}{(1-\nu)T_{PWM}} \quad (4.30b)$$

$$d = \bar{I}_{L_F} - \frac{I_{L_{F,rip}}}{2} \quad (4.30c)$$

bestimmt. Für das mathematische Modell mit nur einem GaN-Transistor wird der Wärmestrom \dot{Q}_V lediglich über die Leitverluste laut

$$\dot{Q}_V = I_A^2 R_{DS,on}(\vartheta_J), \quad (4.31)$$

mit dem Ausgangsstrom I_A und dem temperaturabhängigen Widerstand $R_{DS,on}(\vartheta_J)$ bestimmt.

Die entstehenden Schaltverluste, welche bei einem Zustandswechsel von leitend in nicht leitend bzw. umgekehrt auftreten, können für die Halbbrücke laut

$$P_{sch}(\bar{I}_{L_F}) = (k_{sch1} \bar{I}_{L_F} + k_{sch2}) f_{PWM} \quad (4.32)$$

mit den beiden Konstanten k_{sch1} und k_{sch2} , der Schaltfrequenz f_{PWM} in kHz und mit dem Mittelwertstrom \bar{I}_{L_F} approximiert werden. Die Berechnung der beiden Konstanten erfolgt aus einer Verlustleistungsbestimmung durch Messung der abgeführten und zugeführten Leistungen der Halbbrücke gemäß dem in [19] angegebenen Verfahren. Dabei wird angenommen, dass die Ein- und Ausschaltenergien ident sind und sich somit für beide Transistoren die selben Schaltverluste ergeben. Die getroffene Annahme ist laut neuen Datenblättern des GaN-Transistors [20] nicht korrekt jedoch für eine grobe Abschätzung zulässig. Der für (4.32) benötigte Mittelwertstrom berechnet sich laut Abbildung 2.3 zu

$$\bar{I}_{L_F} = \frac{\nu U_{ZK}}{R_L + R_{Sp} + R_{DS,on}(\vartheta_J)} \quad (4.33)$$

mit dem Lastwiderstand R_L , dem Spulenwiderstand R_{Sp} sowie dem Durchlasswiderstand $R_{DS,on}(\vartheta_J)$. Im mathematischen Modell mit zwei GaN-Transistoren werden die Schaltverluste wie folgt implementiert

$$2P_{sch,o}(\bar{I}_{LF}) = 2P_{sch,u}(\bar{I}_{LF}) = \begin{cases} P_{sch}\left(\frac{I_{LF,rip}}{2}\right) & \text{für } \bar{I}_{LF} \leq \frac{I_{LF,rip}}{2} \\ P_{sch}(\bar{I}_{LF}) & \text{für } \bar{I}_{LF} > \frac{I_{LF,rip}}{2} \end{cases}, \quad (4.34)$$

mit dem Stromrippel nach (2.2). Die gesamten generierten Wärmeströme in den beiden Transistoren berechnen sich zu

$$\dot{Q}_{Vo} = P_{leit,o} + P_{sch,o} \quad (4.35a)$$

$$\dot{Q}_{Vu} = P_{leit,u} + P_{sch,u} . \quad (4.35b)$$

5 Parameteridentifikation

Für die Erstellung eines exakten mathematischen Modells werden in diesem Kapitel einige Parameter experimentell bestimmt, da diese nur mit ungenügender Genauigkeit in Kapitel 4 berechnet werden. Im ersten Teilabschnitt werden die beiden thermischen Widerstände \mathcal{R}_K und \mathcal{R}_{AB} ermittelt, anschließend folgt eine Abschätzung des Wärmestroms \dot{Q}_{St} , welcher eine konstante Störung kennzeichnet sowie eine Bestimmung der thermischen Kapazitäten \mathcal{C}_K und \mathcal{C}_{AB} . Für eine funktionierende Regelung der Sperrschichttemperatur ist die Bekanntheit des Lüfterfaktors k_L notwendig, da dieser den Zusammenhang des Kühlsystems mit der Lüfterspannung beschreibt. Weiters wird der temperaturabhängige Durchlasswiderstand R_{DSon} des GaN-Transistors und dessen Schaltverluste approximiert. Abschließend folgt eine Abschätzung der abgeführten Wärme über die Printplatte. Für die Ermittlung der Temperaturen werden die NTC-Thermistoren laut Tabelle 5.1 durch Aufbringen von thermischen Kleber, wie in Abbildung 5.1 dargestellt, an dem Versuchsaufbau befestigt. Die identifizierten Parameter werden in Tabelle 5.4 angeführt.

Messkanal	Montage am Versuchsaufbau
NTC 1	Source des unteren Transistors
NTC 2	Platinenunterseite (unter NTC 1)
NTC 3	Aluminiumblock
NTC 4	Reserve
NTC 5	Kühlrippe
NTC 6	Reserve
NTC 7	Kühlkörperunterseite
NTC 8	Umgebungstemperatur

Tabelle 5.1: Messkanalzuordnung der aufgeklebten NTC-Thermistoren.

5.1 Thermische Widerstände

Zur Identifikation der thermischen Widerstände wird das statische thermische Ersatzschaltbild mit einem GaN-Transistor nach Abbildung 4.4 und bei ausgeschaltetem Lüfter herangezogen. Dabei wird die Halbbrücke mit einem konstanten Ausgangsstrom von

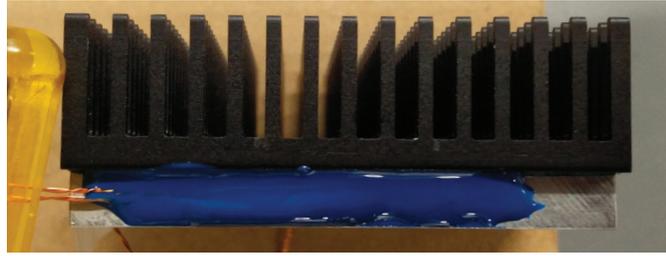


Abbildung 5.1: Aufbringung der NTC-Thermistoren mit thermischen Kleber (blau) am Versuchsaufbau.

$I_A = -9\text{A}$ beaufschlagt, welcher über den unteren GaN-Transistor fließt und eine Spannung von $U_{DSu} = 0.668\text{V}$ erzeugt. Somit berechnet sich der abzuführende Wärmestrom zu $\dot{Q}_V = |I_A|U_{DSu} = 6.192\text{W}$. Unter der Voraussetzung, dass $\dot{Q}_V \gg \dot{Q}_{St}$ gültig ist, berechnen sich die beiden thermischen Widerstände \mathcal{R}_K und \mathcal{R}_{AB} mit (4.1) zu

$$\mathcal{R}_K(0) = \frac{\vartheta_K - \vartheta_U}{\dot{Q}_V} = \frac{64.86^\circ\text{C} - 24.08^\circ\text{C}}{6.192\text{W}} = 6.59 \frac{\text{K}}{\text{W}} \quad (5.1a)$$

$$\mathcal{R}_{AB} = \frac{\vartheta_{AB} - \vartheta_K}{\dot{Q}_V} = \frac{68.50^\circ\text{C} - 64.86^\circ\text{C}}{6.192\text{W}} = 0.59 \frac{\text{K}}{\text{W}} . \quad (5.1b)$$

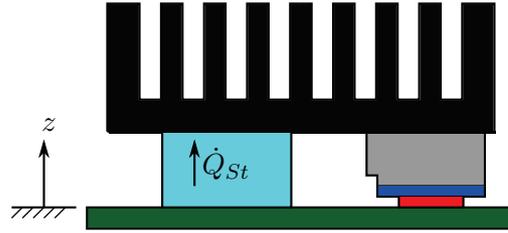
Die Messung der Temperaturen am Versuchsaufbau erfolgt erst beim Erreichen der stationären Endwerte (ca. nach 30 Minuten).

5.2 Wärmestrom der Störung

Abbildung 5.2 zeigt die Anordnung für das thermische Modell nach Abbildung 4.1 mit den DC-DC Wandlern (cyan), wobei hier nur einer der beiden ersichtlich ist. Der Wärmestrom \dot{Q}_{St} , welcher die Summe der beiden DC-DC Wandler beschreibt ist notwendig zur Berechnung der thermischen Kapazitäten. Dafür werden die Temperaturen am Versuchsaufbau bei aktiver Gatetreiberversorgung gemessen. Die beiden unter dem Kühlkörper montierten DC-DC Wandler erhöhen die Temperaturen am Versuchsaufbau und bei Bekanntheit des Kühlkörperwiderstandes sowie der entstehenden Temperaturdifferenz zwischen der Kühlkörpertemperatur und Umgebungstemperatur berechnet sich der Wärmestrom zu

$$\dot{Q}_{St} = \frac{\Delta\vartheta}{\mathcal{R}_K} = \frac{2.77^\circ\text{C}}{6.59\text{K/W}} = 0.42\text{W} , \quad (5.2)$$

welcher vom Kühlkörper abgegeben werden muss. Eine Abschätzung der generierten thermischen Verluste aus dem Datenblatt des DC-DC Wandlers [9] ergibt einen Wärmestrom von rund 0.35W , welcher eine gute Näherung des berechneten Wertes darstellt. Die getroffene Annahme aus Kapitel 5.1 mit $\dot{Q}_V \gg \dot{Q}_{St}$ ist somit vertretbar und die folgende Berechnungen sind aussagekräftig.

Abbildung 5.2: Seitenansicht des thermischen Modells mit dem Wärmestrom \dot{Q}_{St} .

5.3 Thermischen Kapazitäten

Für die Bestimmung der thermischen Kapazitäten wird das reduzierte dynamische thermische Ersatzschaltbild mit einem GaN-Transistor laut Abbildung 4.6 ohne Lüfter betrachtet. Dazu wird ein sprungförmiger Ausgangsstrom von $I_A = -8.95\text{A}$ aufgeschaltet, Abbildung 5.3 zeigt die gemessenen Temperaturverläufe vom Aluminiumblock und Kühlkörper. Um aus den Verläufen die thermischen Kapazitäten zu bestimmen, werden die beiden

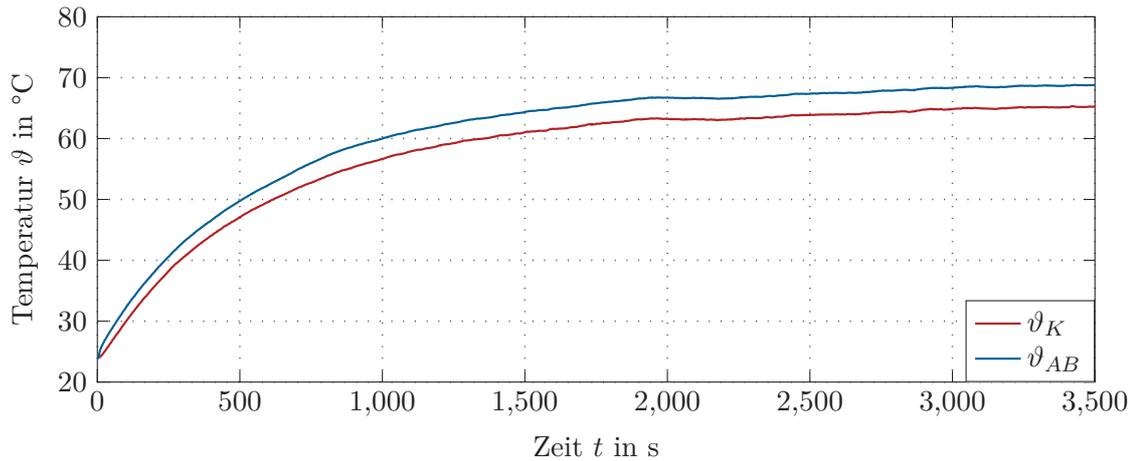


Abbildung 5.3: Gemessene Sprungantworten der Aluminiumblock- und der Kühlkörpertemperatur bei einem sprungförmigen aufgeschalteten Ausgangsstroms.

Knotengleichungen (4.14) wie folgt in den Laplace-Bereich transformiert

$$\text{K1: } \frac{\vartheta_{AB}(s) - \vartheta_K}{\mathcal{R}_{AB}} + \frac{\dot{Q}_{St}}{s} = C_K \vartheta_K(s)s + \frac{\vartheta_K(s) - \vartheta_U}{\mathcal{R}_K(0)} \quad (5.3a)$$

$$\text{K2: } \frac{\dot{Q}_V}{s} = C_{AB} \vartheta_{AB}(s)s + \frac{\vartheta_{AB}(s) - \vartheta_K(s)}{\mathcal{R}_{AB}} \quad (5.3b)$$

und nach den beiden Temperaturen ϑ_K und ϑ_{AB} zu

$$\vartheta_K(s) = \frac{\dot{Q}_V \mathcal{R}_K(0) + \dot{Q}_{St} (\mathcal{C}_{AB} \mathcal{R}_{AB} \mathcal{R}_K(0) s + \mathcal{R}_K(0)) + \vartheta_U (\mathcal{C}_{AB} \mathcal{R}_{AB} s^2 + s)}{s(s-s_1)(s-s_2)} \quad (5.4a)$$

$$\vartheta_{AB}(s) = \frac{\dot{Q}_V (\mathcal{C}_K \mathcal{R}_{AB} \mathcal{R}_K(0) s + \mathcal{R}_K(0) + \mathcal{R}_{AB}) + \dot{Q}_{St} \mathcal{R}_K(0) + \vartheta_U s}{s(s-s_1)(s-s_2)} \quad (5.4b)$$

mit den Nullstellen der beiden Nenner

$$s_1 = \frac{1}{2\mathcal{C}_K \mathcal{C}_{AB} \mathcal{R}_K(0) \mathcal{R}_{AB}} \left(-\mathcal{R}_K(0) (\mathcal{C}_K + \mathcal{C}_{AB}) - \mathcal{C}_{AB} \mathcal{R}_{AB} + \sqrt{(\mathcal{C}_K + \mathcal{C}_{AB})^2 \mathcal{R}_K(0)^2 - 2\mathcal{C}_{AB} \mathcal{R}_{AB} \mathcal{R}_K(0) (\mathcal{C}_K - \mathcal{C}_{AB}) + \mathcal{C}_{AB}^2 \mathcal{R}_{AB}^2} \right) \quad (5.5a)$$

$$s_2 = \frac{1}{2\mathcal{C}_K \mathcal{C}_{AB} \mathcal{R}_K(0) \mathcal{R}_{AB}} \left(-\mathcal{R}_K(0) (\mathcal{C}_K + \mathcal{C}_{AB}) - \mathcal{C}_{AB} \mathcal{R}_{AB} - \sqrt{(\mathcal{C}_K + \mathcal{C}_{AB})^2 \mathcal{R}_K(0)^2 - 2\mathcal{C}_{AB} \mathcal{R}_{AB} \mathcal{R}_K(0) (\mathcal{C}_K - \mathcal{C}_{AB}) + \mathcal{C}_{AB}^2 \mathcal{R}_{AB}^2} \right) \quad (5.5b)$$

gelöst. Dabei sei angenommen, dass die Störung ebenfalls sprungförmig aufgeschaltet wird. Mithilfe von Partialbruchzerlegungen in der Form

$$\frac{A}{s} + \frac{B}{s-s_1} + \frac{C}{s-s_2} \quad (5.6)$$

berechnet sich die Rücktransformation in den Zeit-Bereich zu

$$\vartheta_K(t) = (A_{K1} + A_{K2} + A_{K3}) + (B_{K1} + B_{K2} + B_{K3}) e^{(s_1 t)} + (C_{K1} + C_{K2} + C_{K3}) e^{(s_2 t)} \quad (5.7a)$$

$$\vartheta_{AB}(t) = (A_{AB1} + A_{AB2} + A_{AB3}) + (B_{AB1} + B_{AB2} + B_{AB3}) e^{(s_1 t)} + (C_{AB1} + C_{AB2} + C_{AB3}) e^{(s_2 t)} \quad (5.7b)$$

mit den Koeffizienten

$$A_{K1} = \frac{\dot{Q}_V \mathcal{R}_K(0)}{s_1 s_2} \quad A_{K2} = \frac{\dot{Q}_{St} \mathcal{R}_K(0)}{s_1 s_2} \quad A_{K3} = 0 \quad (5.8a)$$

$$B_{K1} = \frac{\dot{Q}_V \mathcal{R}_K(0)}{s_1 (s_1 - s_2)} \quad B_{K2} = \frac{\dot{Q}_{St} \mathcal{R}_K(0) (\mathcal{C}_{AB} \mathcal{R}_{AB} s_1 + 1)}{s_1 (s_1 - s_2)} \quad (5.8b)$$

$$B_{K3} = \frac{\vartheta_U (\mathcal{C}_{AB} \mathcal{R}_{AB} s_1 + 1)}{s_1 - s_2} \quad C_{K1} = -\frac{\dot{Q}_V \mathcal{R}_K(0)}{s_2 (s_1 - s_2)} \quad (5.8c)$$

$$C_{K2} = -\frac{\dot{Q}_{St} \mathcal{R}_K(0) (\mathcal{C}_{AB} \mathcal{R}_{AB} s_2 + 1)}{s_2 (s_1 - s_2)} \quad C_{K3} = -\frac{\vartheta_U (\mathcal{C}_{AB} \mathcal{R}_{AB} s_2 + 1)}{s_1 - s_2} \quad (5.8d)$$

sowie

$$A_{AB1} = \frac{\dot{Q}_V (\mathcal{R}_K(0) + \mathcal{R}_{AB})}{s_1 s_2} \quad A_{AB2} = \frac{\dot{Q}_{St} \mathcal{R}_K(0)}{s_1 s_2} \quad A_{AB3} = \frac{\vartheta_U}{s_1 s_2} \quad (5.9a)$$

$$B_{AB1} = \frac{\dot{Q}_V (\mathcal{C}_K \mathcal{R}_{AB} \mathcal{R}_K(0) s_1 + \mathcal{R}_{AB} + \mathcal{R}_K(0))}{s_1 (s_1 - s_2)} \quad B_{AB2} = \frac{\dot{Q}_{St} \mathcal{R}_K(0)}{s_1 (s_1 - s_2)} \quad (5.9b)$$

$$B_{AB3} = \frac{\vartheta_U}{s_1 (s_1 - s_2)} \quad C_{AB1} = -\frac{\dot{Q}_V (\mathcal{C}_K \mathcal{R}_{AB} \mathcal{R}_K(0) s_2 + \mathcal{R}_{AB} + \mathcal{R}_K(0))}{s_2 (s_1 - s_2)} \quad (5.9c)$$

$$C_{AB2} = -\frac{\dot{Q}_{St} \mathcal{R}_K(0)}{s_2 (s_1 - s_2)} \quad C_{AB3} = -\frac{\vartheta_U}{s_2 (s_1 - s_2)} . \quad (5.9d)$$

Eine algebraische Lösung im Zeitbereich von (5.7) nach den beiden thermischen Kapazitäten ist nicht möglich. Für die Bestimmung der optimalen Lösung von \mathcal{C}_K und \mathcal{C}_{AB} wird das beschränkte statische Optimierungsproblem mit der Kostenfunktion (welches den quadratischen Fehler beschreibt)

$$J(\mathcal{C}_K, \mathcal{C}_{AB}) = \sqrt{f_K(\mathcal{C}_K, \mathcal{C}_{AB})^2 + f_{AB}(\mathcal{C}_K, \mathcal{C}_{AB})^2} , \quad (5.10)$$

bestehend aus

$$f_K(\mathcal{C}_K, \mathcal{C}_{AB}) = \vartheta_{K,m} - \vartheta_K(\mathcal{C}_K, \mathcal{C}_{AB}) \quad (5.11a)$$

$$f_{AB}(\mathcal{C}_K, \mathcal{C}_{AB}) = \vartheta_{AB,m} - \vartheta_{AB}(\mathcal{C}_K, \mathcal{C}_{AB}) \quad (5.11b)$$

mit den gemessenen Temperaturverläufen aus Abbildung 5.3 am Kühlkörper $\vartheta_{K,m}$ und Aluminiumblock $\vartheta_{AB,m}$ sowie mit $\vartheta_K(\mathcal{C}_K, \mathcal{C}_{AB})$ und $\vartheta_{AB}(\mathcal{C}_K, \mathcal{C}_{AB})$ aus (5.7) formuliert. Somit erfolgt eine numerische Lösung im Zeitbereich, wobei sich ein Minimum von (5.10) bei $\mathcal{C}_K = 80.5\text{J/K}$ und $\mathcal{C}_{AB} = 17.4\text{J/K}$ ergibt.

5.4 Lüfterfaktor

Für die Ermittlung des Lüfterfaktors k_L von (4.6) wird das statische thermische Ersatzschaltbild mit einem GaN-Transistor nach Abbildung 4.4 betrachtet. Dabei wird der Versuchsaufbau mit einem konstanten Ausgangsstrom von $I_A = -8.97\text{A}$ gespeist sowie die Spannung U_{DSon} des unteren Transistors ermittelt und bei unterschiedlicher Lüfterspannung die Temperaturen am Versuchsaufbau gemessen. Unter der Annahme, dass die gesamten im unteren Transistor generierten thermischen Verluste über den Kühlkörper abgegeben werden, ergeben sich die in Abbildung 5.4 dargestellten Verläufe für den gemessenen und mit $k_L = 14.2^\circ\text{CV/W}$ approximierten lüfterspannungsabhängigen thermischen Kühlkörperwiderstand $\mathcal{R}_K(U_L)$. Es sei angemerkt, dass der mit $1/U_L$ approximierte Verlauf wie in (4.6) angenommen sehr gut durch die Messung verifiziert werden kann.

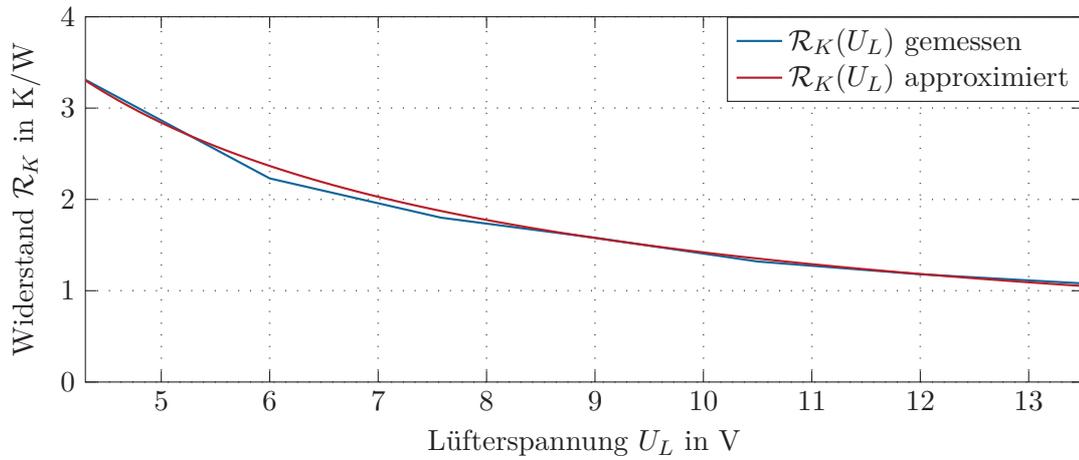


Abbildung 5.4: Lüfterspannungsabhängiger thermischer Kühlkörperwiderstand $\mathcal{R}_K(U_L)$.

5.5 Durchlasswiderstand des GaN-Transistors

Der Durchlasswiderstand R_{DSon} eines GaN-Transistors ist temperaturabhängig. Für die Ermittlung dieser Abhängigkeit wird das statische thermische Ersatzschaltbild mit einem GaN-Transistor betrachtet. Dabei werden bei unterschiedlichen Ausgangsströmen I_A die Spannung am unteren Transistor U_{DSu} sowie die Temperaturen am Versuchsaufbau gemessen und der temperaturabhängige Leitwiderstand mit

$$R_{DSon}(\vartheta_J) = \frac{U_{DSu}(\vartheta_J)}{I_A} \quad (5.12)$$

ermittelt. Mit den Gleichungen (4.7) wird die Sperrschichttemperatur berechnet. Abbildung 5.5 zeigt im stationären Betriebsfall den dazugehörigen Verlauf des Durchlasswiderstandes R_{DSon} in Abhängigkeit der Sperrschichttemperatur ϑ_J . Aufgrund der starken Linearität wird für höhere Sperrschichttemperaturen der Durchlasswiderstand linear extrapoliert. Für die Berechnung der Leitverluste am Durchlasswiderstand des GaN-Transistors, wird wie in Abbildung 5.6 dargestellt der stromabhängige Widerstand $R_{DSon}(I_D)$ verwendet. Aufgrund von Vernachlässigung der Dynamik des Transistors, stellt sich bei vorgegebenen Strom näherungsweise augenblicklich der Durchlasswiderstand ein.

5.6 Schaltverluste

Zur Bestimmung der Schaltverluste wird das statische thermische Ersatzschaltbild mit zwei GaN-Transistoren nach Abbildung 4.8 herangezogen, wobei der Lüfter mit einer konstanten Spannung betrieben wird und sich somit der lüfterspannungsabhängige thermische Kühlkörperwiderstand zu $\mathcal{R}_K(7.88\text{ V}) = 1.8\text{ K/W}$ einstellt. Die Halbbrücke wird dabei mit einem Tastverhältnis von $\nu = 0.5$ betrieben und mit einem Widerstand von $R_L = 33.33\Omega$ belastet, dementsprechend stellt sich ein konstanter Ausgangsstrom von $I_A = 6\text{ A}$ ein. Die

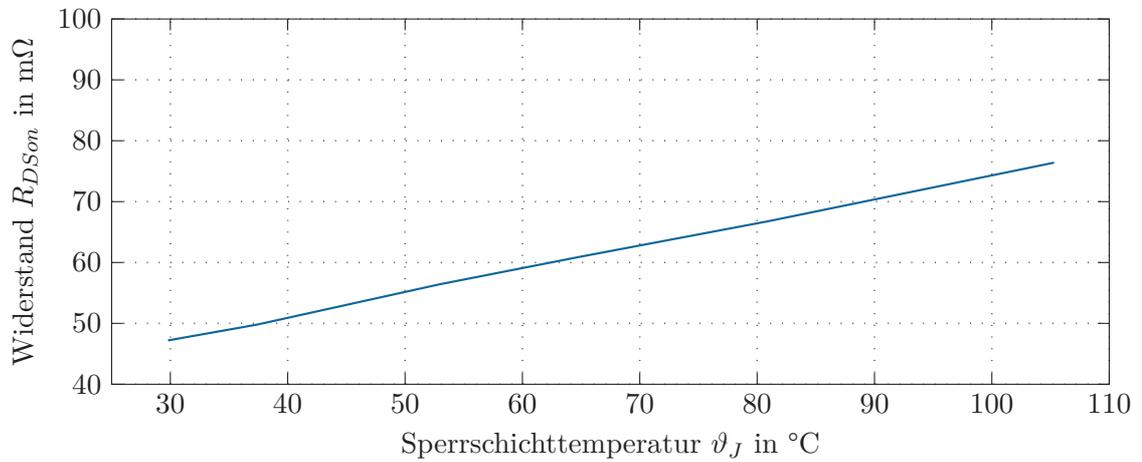


Abbildung 5.5: Durchlasswiderstand des GaN-Transistors in Abhängigkeit der Sperrschichttemperatur.

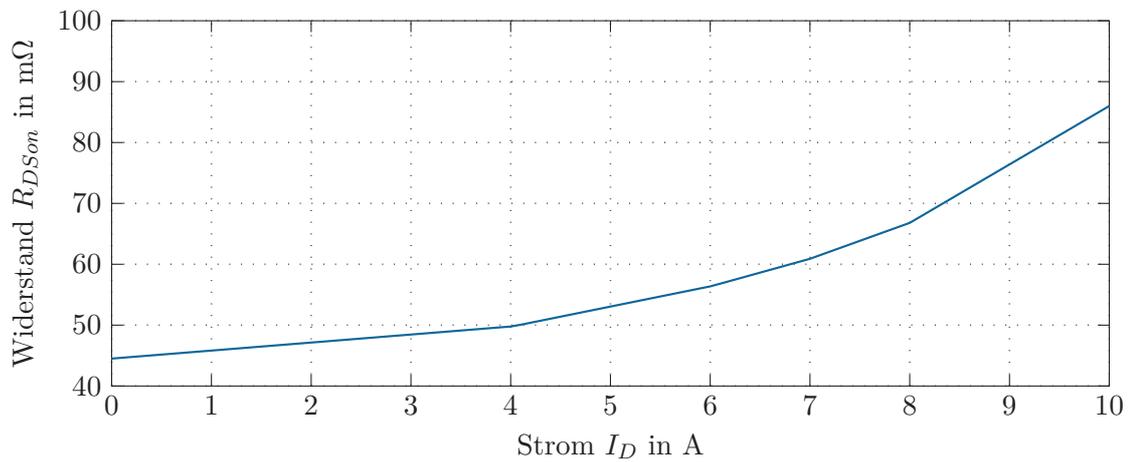


Abbildung 5.6: Durchlasswiderstand des GaN-Transistors in Abhängigkeit des Stroms.

gesamten über den Kühlkörper abzuführenden Verluste folgen zu

$$\dot{Q}_{Vo} + \dot{Q}_{Vu} = P_{ges} = \frac{\vartheta_K - \vartheta_U}{\mathcal{R}_K(7.88 \text{ V})} = P_{sch} + P_{leit,o} + P_{leit,u} , \quad (5.13)$$

wobei gilt, dass bei einem Tastverhältnis von $\nu = 0.5$ die Leitverluste in den Transistoren ident sind. Infolgedessen reduziert sich (5.13) zu

$$\dot{Q}_{Vo} + \dot{Q}_{Vu} = P_{ges} = \frac{\vartheta_K - \vartheta_U}{\mathcal{R}_K(7.88 \text{ V})} = P_{sch} + 2P_{leit} . \quad (5.14)$$

Die Leitverluste berechnen sich mit (4.28) und Abbildung 5.6 zu

$$P_{leit} = I_{L_{Fo,eff}}^2 R_{DSon}(I_D) = (4.27 \text{ A})^2 0.05 \Omega = 0.91 \text{ W} . \quad (5.15)$$

Durch Einsetzen von (5.15) in (5.14) berechnen sich die Schaltverluste der beiden GaN Transistoren nach

$$P_{sch} = \frac{\vartheta_K - \vartheta_U}{\mathcal{R}_K(7.88 \text{ V})} - 2P_{leit} = \frac{41.3^\circ\text{C} - 22.5^\circ\text{C}}{1.8 \text{ K/W}} - 1.82 \text{ W} = 8.62 \text{ W} . \quad (5.16)$$

Mit (4.32) berechnen sich die Schaltverluste zu 8.61W, welche sehr exakt mit den hier gemessenen Verlusten übereinstimmen. Für weitere Berechnung der Schaltverluste konnten leider keine weiteren Temperaturmessungen bei höheren Leistungen durchgeführt werden, da die NTC-Thermistorschaltung und das USB-Datenerfassungsmodul sehr stör anfällig auf den hochfrequenten Laststrom der Halbbrücke reagieren. Für weitere Betrachtungen werden daher die Schaltverluste laut (4.32) berechnet.

5.7 Wärmestrom durch Platine

Für alle getroffenen Ersatzschaltbilder und Berechnungen wurde angenommen, dass der gesamte Wärmestrom in z -Richtung abgeführt wird. Eine Erweiterung des statischen thermischen Ersatzschaltbildes mit einem GaN-Transistor laut Abbildung 4.4 zeigt Abbildung 5.7. Dabei wird in $-z$ -Richtung ein Wärmestrom von der Sperrschicht auf die kupfernen Anschlüsse des GaN-Transistors und weiters über die Platine abgeführt. Die Temperaturen ϑ_{Po} bzw. ϑ_{Pu} beschreiben die obere bzw. untere Oberflächentemperatur der Platine, welche messtechnisch erfasst werden können. ϑ_{Pu} ist ebenfalls eine Randbedingung erster Art. Der thermische Widerstand der Platine wird näherungsweise über

$$\mathcal{R}_P = \frac{d_P}{\lambda_{FR4} A_{GP}} = \frac{0.002 \text{ m}}{0.5 \text{ W/mK} \cdot 20.5 \text{ mm}^2} = 195 \frac{\text{K}}{\text{W}} , \quad (5.17)$$

mit der Platinendicke d_P , einer thermischen Leitfähigkeit λ_{FR4} und einer angenommenen Fläche von A_{GP} bestimmt. Es sei erwähnt, dass die Berechnung von \mathcal{R}_P nur einer groben Abschätzung entspricht. Der Wärmestrom durch \mathcal{R}_{JCz-} und \mathcal{R}_P berechnet sich mit den beiden gemessenen Temperaturen ϑ_{Po} und ϑ_{Pu} bei einem konstanten Ausgangsstrom von $I_A = -9\text{A}$ zu lediglich 20mW. Dies ist in Relation zu dem Wärmestrom $\dot{Q}_V = 6.2\text{W}$ zu vernachlässigen. Somit ist die Annahme, dass der gesamte Wärmestrom über das Kühlsystem nach Abbildung 4.1 abgeführt wird korrekt.

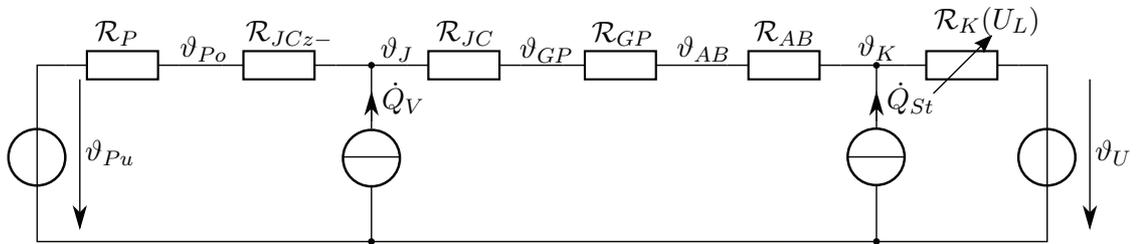


Abbildung 5.7: Erweitertes statisches thermisches Ersatzschaltbild mit einem GaN-Transistor.

Material	Wärmeleitfähigkeit λ	Dichte ρ	spez. Wärmekap. c
Aluminium	236 W/mK	2710 kg/m ³	896 J/kgK
Kupfer	380 W/mK	8940 kg/m ³	382 J/kgK
Silizium	150 W/mK	2336 kg/m ³	703 J/kgK
Gallium Nitrit	130 W/mK	6150 kg/m ³	490 J/kgK
Gap Pad [21]	5 W/mK	3600 kg/m ³	1000 J/kgK
Platine FR4	~ 0.5 W/mK	~ 2000 kg/m ³	~ 600 J/kgK
Luft	0.026 W/mK	~ 1.2 kg/m ³	1000 J/kgK

Tabelle 5.2: Werkstoffparameterliste.

Beschreibung	Symbol	Wert	Einheit
therm. Widerstand von Junction-Case	\mathcal{R}_{JC}^d	0.5	K/W
therm. Widerstand von Gap Pad	\mathcal{R}_{GP}^b	4.9	K/W
Dicke Gap Pad	l_{GP}	0.5	mm
Fläche Gap Pad	A_{GP}	20.5	mm ²
therm. Widerstand von Aluminiumblock	\mathcal{R}_{AB}^b	0.05	K/W
Dicke Aluminiumblock	l_{AB}	6	mm
Fläche Aluminiumblock	A_{AB}	500	mm ²
therm. Widerstand von Kühlkörper	$\mathcal{R}_K^b(0)$	2.36	K/W
Dicke Kühlkörper (ohne Rippen)	l_K	4	mm
Fläche Kühlkörper	A_K	2.5×10^3	mm ²
Oberfläche Kühlkörper	$A_{K,O}$	13.6×10^3	mm ²
therm. Kapazität von Junction-Case	\mathcal{C}_{JC}^d	4.6×10^{-3}	J/K
therm. Kapazität von Gap Pad	\mathcal{C}_{GP}^b	36.9×10^{-3}	J/K
Volumen Gap Pad	V_{GP}	10.24	mm ³
therm. Kapazität von Aluminiumblock	\mathcal{C}_{AB}^b	8.98	J/K
Volumen Aluminiumblock	V_{AB}	3.7×10^3	mm ³
therm. Kapazität von Kühlkörper	\mathcal{C}_K^b	43.25	J/K
Volumen Aluminiumblock	V_K	17.8×10^3	mm ³
Konstante für Schaltverluste	k_{sch1}	7.8×10^{-3}	Ws/A
Konstante für Schaltverluste	k_{sch2}	39.3×10^{-3}	Ws
Spulenwiderstand	R_{Sp}	30	mΩ
Spuleninduktivität	L_F	200	μF
Zwischenkreisspannung	U_{ZK}	400	V
Periodendauer	T_{PWM}	10	μs
Frequenz	f_{PWM}	100	kHz
minimale Lüfterspannung	U_{L-}	4.3	V
maximale Lüfterspannung	U_{L+}	13.5	V

Tabelle 5.3: Modell- und Datenblattparameter.

Beschreibung	Symbol	Wert	Einheit
therm. Widerstand von Kühlkörper	$\mathcal{R}_K(0)$	6.59	K/W
therm. Widerstand von Aluminiumblock	\mathcal{R}_{AB}	0.59	K/W
Wärmestrom der Störung	\dot{Q}_{St}	0.35	W
therm. Kapazität von Kühlkörper	\mathcal{C}_K	80.5	J/K
therm. Kapazität von Aluminiumblock	\mathcal{C}_{AB}	17.4	J/K
Lüfterfaktor	k_L	14.2	°CV/W

Tabelle 5.4: Experimentell bestimmte Parameter.

6 Regler- und Beobachterstruktur

Mit dem mathematischen nichtlinearen System aus Kapitel 4.2.2 können alle relevanten Temperaturen aus dem Modell mit zwei GaN-Transistoren beschrieben werden. Damit die Sperrschichttemperatur des unteren Transistors unabhängig vom durchfließenden Strom konstant gehalten werden oder einen vorgegebenen Temperaturverlauf folgen kann ist eine nichtlineare Reglerstruktur mit Trajektorienplanung notwendig, welche im ersten Abschnitt dieses Kapitels erläutert wird. Da im Allgemeinen nicht alle Zustände in einem System messbar sind, erfolgt anschließend eine Erweiterung der Reglerstruktur um einen Beobachter. Sämtliche Koeffizienten und Parameter werden in Tabelle 5.3 und Tabelle 6.1 angegeben.

6.1 Reglerstruktur

Abbildung 6.1 zeigt das Blockschaltbild der Reglerstruktur. Dabei soll der Ausgang des Systems ϑ_{Ju} einer hinreichend oft stetig differenzierbaren Solltrajektorie $\check{\vartheta}_{Ju}$ folgen. Dazu wird eine Eingangs-Zustandslinearisierung durchgeführt. Der Zustandsregler generiert aus den Zuständen ϑ und aus dem Ausgang der Trajektorienplanung $\check{\vartheta}_{Ju}$ die Lüfterspannung U_L , welche die erzwungene Konvektion auf der Kühlkörperoberfläche beeinflusst und somit den Kühlkörperwiderstand \mathcal{R}_K verändert um des Weiteren die vorgegebene Temperatur ϑ_{Ju} des unteren Transistors einstellt. Man beachte, dass die Lüfterspannung einer Stellgrößenbeschränkung unterliegt. Das nichtlineare System (4.22) mit dem spannungsabhängigen

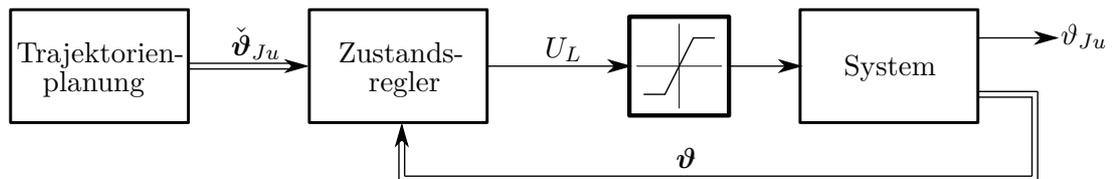


Abbildung 6.1: Blockschaltbild der exakten Eingangs-Zustandslinearisierung mit Reglerstruktur und Trajektorienplanung.

thermischen Kühlkörperwiderstand von

$$\mathcal{R}_K(U_L) = \frac{k_L}{U_L} \quad (6.1)$$

kann als nichtlineares System mit affinen Eingang (AI-System), flachem Ausgang und den Anfangsbedingungen in der Form

$$\dot{\boldsymbol{\vartheta}} = \mathbf{f}(\boldsymbol{\vartheta}) + \mathbf{g}(\boldsymbol{\vartheta}) U_L, \quad \boldsymbol{\vartheta}(0) = \boldsymbol{\vartheta}_0 \quad (6.2a)$$

$$y = h(\boldsymbol{\vartheta}) \quad (6.2b)$$

mit den beiden Zuständen

$$\boldsymbol{\vartheta} = \begin{bmatrix} \vartheta_K \\ \vartheta_{AB} \end{bmatrix}, \quad (6.3)$$

deren totalen zeitlichen Ableitungen

$$\dot{\boldsymbol{\vartheta}} = \begin{bmatrix} \frac{d\vartheta_K}{dt} \\ \frac{d\vartheta_{AB}}{dt} \end{bmatrix}, \quad (6.4)$$

den glatten Vektorfeldern

$$\mathbf{f}(\boldsymbol{\vartheta}) = \begin{bmatrix} \frac{\dot{Q}_{St}\mathcal{R}_{AB} + \vartheta_{AB} - \vartheta_K}{\mathcal{R}_{AB}\mathcal{C}_K} \\ \frac{(\dot{Q}_{Vo} + \dot{Q}_{Vu})\mathcal{R}_{AB} + \vartheta_K - \vartheta_{AB}}{\mathcal{R}_{AB}\mathcal{C}_{AB}} \end{bmatrix} \quad (6.5a)$$

$$\mathbf{g}(\boldsymbol{\vartheta}) = \begin{bmatrix} \frac{\vartheta_U - \vartheta_K}{k_L\mathcal{C}_K} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.5b)$$

und der glatten Funktion

$$y = h(\boldsymbol{\vartheta}) = \vartheta_{J_u} = \dot{Q}_{Vu}(\mathcal{R}_{JCu} + \mathcal{R}_{GPu}) + \vartheta_{AB} \quad (6.6)$$

angegeben werden. Das AI-System kann nun mit Hilfe der nichtlinearen Zustandstransformation auf Byrnes-Isidori Normalform [22]

$$\dot{z}_1 = z_2 \quad (6.7a)$$

$$\dot{z}_2 = L_{\mathbf{f}}^2 h(\boldsymbol{\Phi}^{-1}(z)) + L_{\mathbf{g}} L_{\mathbf{f}} h(\boldsymbol{\Phi}^{-1}(z)) U_L \quad (6.7b)$$

mit den neuen Zuständen

$$\mathbf{z} = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = \boldsymbol{\Phi}(\boldsymbol{\vartheta}) = \begin{bmatrix} h(\boldsymbol{\vartheta}) \\ L_{\mathbf{f}} h(\boldsymbol{\vartheta}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y \\ \dot{y} \end{bmatrix}, \quad (6.8)$$

transformiert werden. Dabei werden die Lie-Ableitungen wie folgt beschrieben,

$$L_{\mathbf{f}}h(\boldsymbol{\vartheta}) = \frac{\partial h}{\partial \boldsymbol{\vartheta}}(\mathbf{f}(\boldsymbol{\vartheta})) = \frac{(\dot{Q}_{Vo} + \dot{Q}_{Vu}) \mathcal{R}_{AB} + \vartheta_K - \vartheta_{AB}}{\mathcal{R}_{AB} \mathcal{C}_{AB}} \quad (6.9a)$$

$$L_{\mathbf{f}}^2 h(\boldsymbol{\vartheta}) = \frac{\partial L_{\mathbf{f}}h(\boldsymbol{\vartheta})}{\partial \boldsymbol{\vartheta}}(\mathbf{f}(\boldsymbol{\vartheta})) = \frac{\dot{Q}_{St} \mathcal{R}_{AB} + \vartheta_{AB} - \vartheta_K}{\mathcal{R}_{AB}^2 \mathcal{C}_{AB} \mathcal{C}_K} - \frac{(\dot{Q}_{Vo} + \dot{Q}_{Vu}) \mathcal{R}_{AB} + \vartheta_K - \vartheta_{AB}}{\mathcal{R}_{AB}^2 \mathcal{C}_{AB}^2} \quad (6.9b)$$

$$L_{\mathbf{g}}L_{\mathbf{f}}h(\boldsymbol{\vartheta}) = \frac{\partial L_{\mathbf{f}}h(\boldsymbol{\vartheta})}{\partial \boldsymbol{\vartheta}}(\mathbf{g}(\boldsymbol{\vartheta})) = \frac{\vartheta_U - \vartheta_K}{\mathcal{R}_{AB} \mathcal{C}_{AB} \mathcal{C}_K k_L}. \quad (6.9c)$$

Unter der Voraussetzung, dass der gesamte Zustand $\boldsymbol{\vartheta}$ messtechnisch erfasst werden kann, führt das Regelgesetz

$$U_L = \frac{1}{L_{\mathbf{g}}L_{\mathbf{f}}h(\boldsymbol{\vartheta})} \left(\ddot{\vartheta}_{Ju}^{(2)} - L_{\mathbf{f}}^2 h(\boldsymbol{\vartheta}) + b_1 \left(\ddot{\vartheta}_{Ju}^{(1)} - L_{\mathbf{f}}h(\boldsymbol{\vartheta}) \right) + b_0 \left(\ddot{\vartheta}_{Ju} - h(\boldsymbol{\vartheta}) \right) \right) \quad (6.10)$$

für geeignet gewählte Koeffizienten b_0 und b_1 zu einer exponentiell stabilen Fehlerdynamik. Bei der Implementierung des Reglers ist die Singularität bei $\vartheta_U = \vartheta_K$ zu beachten. Durch die Darstellung des Systems (6.2) - (6.6) in Byrnes-Isidori Normalform kann nun durch Einsetzen von (6.10) in (6.7) unter Verwendung von (6.8) und (6.9) die Dynamik des Trajektorienfehlers $z_{1e} = \vartheta_{Ju} - \ddot{\vartheta}_{Ju}$ mit

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_{1e} \\ \dot{z}_{2e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -b_0 & -b_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{1e} \\ z_{2e} \end{bmatrix} \quad (6.11)$$

beschrieben werden, wobei b_0 und b_1 die frei wählbaren Koeffizienten der Fehlerdynamikmatrix entsprechen. Für die Ermittlung der Koeffizienten b_0 und b_1 wird die Übertragungsfunktion von (6.11) mit

$$G_e(s) = \frac{1}{b_0 + b_1 s + s^2} \quad (6.12)$$

betrachtet. Ein System zweiter Ordnung kann ebenfalls durch

$$G(s) = \frac{1}{1 + 2\xi_R \tau_R s + \tau_R^2 s^2} \quad (6.13)$$

mit dem Dämpfungsgrad ξ_R und der Zeitkonstanten τ_R angegeben werden [23]. Zur Bestimmung der Koeffizienten b_0 und b_1 der Fehlerdynamikmatrix wird die Dynamik des Systems (4.22) herangezogen. Die Linearisierung um die Ruhelagen $\dot{Q}_{Vo,R}$, $\dot{Q}_{Vu,R}$, $U_{L,R}$, $\dot{Q}_{St} = 0$ und

$$\vartheta_{K,R} = \frac{k_L(\dot{Q}_{Vo,R} + \dot{Q}_{Vu,R}) + \vartheta_{U,R}}{U_{L,R}} \quad (6.14)$$

führt zu der Übertragungsfunktion der Form

$$G_{sys}(s) = \frac{\vartheta_{AB}(s)}{U_L(s)} = \frac{\dot{Q}_{V_{o,R}} + \dot{Q}_{V_{u,R}}}{U_{L,R} \mathcal{C}_{AB} \mathcal{C}_K \mathcal{R}_{AB}} - \frac{U_{L,R}}{\mathcal{C}_{AB} \mathcal{C}_K \mathcal{R}_{AB} k_L} + \frac{\mathcal{C}_{AB} \mathcal{R}_{AB} U_{L,R} + (\mathcal{C}_{AB} + \mathcal{C}_K) k_L}{\mathcal{C}_{AB} \mathcal{C}_K \mathcal{R}_{AB} k_L} s + s^2. \quad (6.15)$$

Gleichung (6.15) beschreibt zwar die Dynamik der Aluminiumblocktemperatur, diese ist jedoch äquivalent zu der Sperrschichttemperatur des unteren Transistors, da laut (6.6) nur ein linearer Term zwischen den beiden Temperaturen besteht. Die Koeffizienten b_0 und b_1 berechnen sich über einen Koeffizientenvergleich der Nenner von (6.12) und (6.15) zu

$$b_0 = \frac{U_{L,R}}{\mathcal{C}_{AB} \mathcal{C}_K \mathcal{R}_{AB} k_L} \quad (6.16a)$$

$$b_1 = \frac{\mathcal{C}_{AB} \mathcal{R}_{AB} U_{L,R} + (\mathcal{C}_{AB} + \mathcal{C}_K) k_L}{\mathcal{C}_{AB} \mathcal{C}_K \mathcal{R}_{AB} k_L}. \quad (6.16b)$$

Die Zeitkonstante τ_R und der Dämpfungsgrad ξ_R für (6.13) folgen somit zu

$$\tau_R = \sqrt{\frac{1}{b_0}} \quad (6.17a)$$

$$\xi_R = \frac{b_1}{2b_0\tau_R}. \quad (6.17b)$$

Bei zu geringer Dynamik des entworfenen Zustandsreglers, kann der Dämpfungsgrad ξ_R und die Zeitkonstante τ_R verringert werden um die Dynamik dem gewünschten Verhalten anzupassen. Es sei angemerkt, dass die Stellgrößenbeschränkung der Lüfterspannung eine nicht beliebig hohe Dynamik gewährt. Der hier entworfene Zustandsregler benötigt als Eingang eine hinreichend oft stetig differenzierbare Solltrajektorie $\check{\vartheta}_{Ju}$. Dafür wird für einen Arbeitspunktwechsel von $\vartheta_{Ju}(0)$ auf $\vartheta_{Ju}(T)$ im Zeitintervall $t = [0, T]$ das Polynom 5. Ordnung

$$\check{\vartheta}_{Ju}(t) = \vartheta_{Ju}(0) + (\vartheta_{Ju}(T) - \vartheta_{Ju}(0)) \left(\frac{\beta_1 t}{T} + \frac{\beta_2 t^2}{T^2} + \frac{\beta_3 t^3}{T^3} + \frac{\beta_4 t^4}{T^4} + \frac{\beta_5 t^5}{T^5} \right) \quad (6.18)$$

und deren erste sowie zweite zeitliche Ableitung

$$\frac{d\check{\vartheta}_{Ju}(t)}{dt} = (\vartheta_{Ju}(T) - \vartheta_{Ju}(0)) \left(\frac{\beta_1}{T} + \frac{2\beta_2 t}{T^2} + \frac{3\beta_3 t^2}{T^3} + \frac{4\beta_4 t^3}{T^4} + \frac{5\beta_5 t^4}{T^5} \right) \quad (6.19)$$

$$\frac{d^2\check{\vartheta}_{Ju}(t)}{dt^2} = (\vartheta_{Ju}(T) - \vartheta_{Ju}(0)) \left(\frac{2\beta_2}{T^2} + \frac{6\beta_3 t}{T^3} + \frac{12\beta_4 t^2}{T^4} + \frac{20\beta_5 t^3}{T^5} \right) \quad (6.20)$$

herangezogen. Mit den beiden Randwerten $\vartheta_{Ju}(0)$, $\vartheta_{Ju}(T)$ und (6.18) bis (6.20) lassen sich die Koeffizienten β_1 bis β_5 eindeutig bestimmen und werden in Tabelle 6.1 angeführt. Der in Abbildung 6.1 dargestellte Vektor $\check{\vartheta}_{Ju}$ ergibt sich zu

$$\check{\vartheta}_{Ju} = \begin{bmatrix} \check{\vartheta}_{Ju}(t) \\ \frac{d\check{\vartheta}_{Ju}(t)}{dt} \\ \frac{d^2\check{\vartheta}_{Ju}(t)}{dt^2} \end{bmatrix}. \quad (6.21)$$

6.2 Beobachterstruktur

Für einen Zustandsregler ist es notwendig alle Zustände zu kennen. In der Praxis stehen jedoch aus Kostengründen oder durch den mechanischen Aufbau nicht alle Zustände zur Verfügung. Für den Fall, dass überhaupt keine Messung vorliegt, existiert die Möglichkeit einer exakten Feedforwardlinearisierung mit Ausgangsstabilisierung. Dabei muss das mathematische Modell der Strecke exakt bekannt sein, ebenso dürfen keine Parameterschwankungen auftreten und keine Störungen auf das System wirken. Bei Bekanntheit einer oder mehrerer Messgrößen kann einer flachheitsbasierten Steuerung ein PI-Regler überlagert werden um der geplanten Trajektorie zu folgen. Eine wesentlich elegantere Methode welche im Folgenden erläutert wird ist eine exakte Eingangs-Zustandslinearisierung mit Regler- und Beobachterstruktur, dargestellt in Abbildung 6.2 [22]. Der Beobachterentwurf wird für den Fall erläutert, dass der Lüfter in Betrieb ist, analog lässt sich der Entwurf auch für das autonome System ($U_L = 0V$) anwenden. In der Implementierung kann der Lüfter je nach belieben ein- oder ausgeschaltet werden. Der Zustandsbeobachter

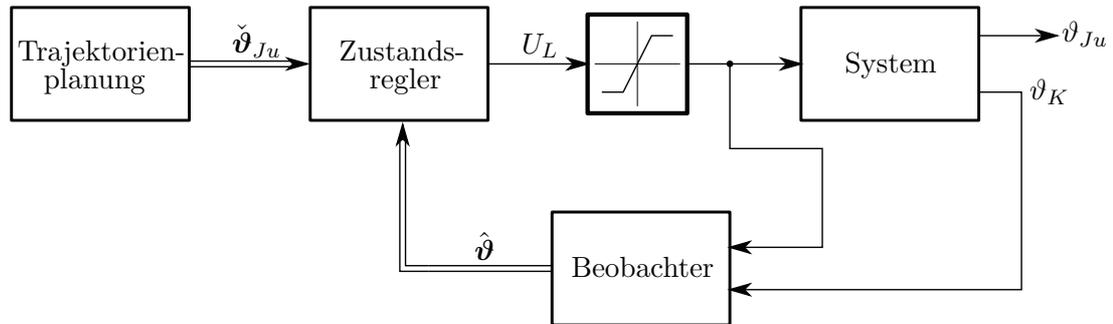


Abbildung 6.2: Blockschaltbild der exakten Eingangs-Zustandslinearisierung mit Regler- und Beobachterstruktur sowie Trajektorienplanung.

erhält lediglich die Kühlkörpertemperatur ϑ_K als den einzig messbaren Zustand und die beschränkte Lüfterspannung U_L . Daraus lässt sich das System in der Form

$$\dot{\vartheta} = \mathbf{f}(\vartheta) + \mathbf{g}(\vartheta) U_L, \quad \vartheta(0) = \vartheta_0 \quad (6.22a)$$

$$w = l(\vartheta) \quad (6.22b)$$

mit den beiden Zuständen

$$\boldsymbol{\vartheta} = \begin{bmatrix} \vartheta_K \\ \vartheta_{AB} \end{bmatrix}, \quad (6.23)$$

deren totalen zeitlichen Ableitungen

$$\dot{\boldsymbol{\vartheta}} = \begin{bmatrix} \frac{d\vartheta_K}{dt} \\ \frac{d\vartheta_{AB}}{dt} \end{bmatrix}, \quad (6.24)$$

den glatten Vektorfeldern

$$\mathbf{f}(\boldsymbol{\vartheta}) = \begin{bmatrix} \frac{\dot{Q}_{St}\mathcal{R}_{AB} + \vartheta_{AB} - \vartheta_K}{\mathcal{R}_{AB}\mathcal{C}_K} \\ \frac{(\dot{Q}_{V1} + \dot{Q}_{V2})\mathcal{R}_{AB} + \vartheta_K - \vartheta_{AB}}{\mathcal{R}_{AB}\mathcal{C}_{AB}} \end{bmatrix} \quad (6.25a)$$

$$\mathbf{g}(\boldsymbol{\vartheta}) = \begin{bmatrix} \frac{\vartheta_U - \vartheta_K}{k_L\mathcal{C}_K} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.25b)$$

und durch den messbaren Zustand

$$w = l(\boldsymbol{\vartheta}) = \vartheta_{J_K} \quad (6.26)$$

angeben. Das System des Zustandsbeobachters wird durch

$$\dot{\hat{\boldsymbol{\vartheta}}} = \mathbf{f}(\hat{\boldsymbol{\vartheta}}) + \mathbf{g}(\hat{\boldsymbol{\vartheta}})U_L - \hat{\mathbf{k}}(t)(w - \hat{w}), \quad \hat{\boldsymbol{\vartheta}}(0) = \hat{\boldsymbol{\vartheta}}_0 \quad (6.27a)$$

$$\hat{w} = l(\hat{\boldsymbol{\vartheta}}) \quad (6.27b)$$

mit den beiden geschätzten Zuständen

$$\hat{\boldsymbol{\vartheta}} = \begin{bmatrix} \hat{\vartheta}_K \\ \hat{\vartheta}_{AB} \end{bmatrix}, \quad (6.28)$$

deren totalen zeitlichen Ableitungen

$$\dot{\hat{\boldsymbol{\vartheta}}} = \begin{bmatrix} \frac{d\hat{\vartheta}_K}{dt} \\ \frac{d\hat{\vartheta}_{AB}}{dt} \end{bmatrix}, \quad (6.29)$$

den glatten Vektorfeldern

$$\mathbf{f}(\hat{\boldsymbol{\vartheta}}) = \begin{bmatrix} \frac{\dot{Q}_{St}\mathcal{R}_{AB} + \hat{\vartheta}_{AB} - \hat{\vartheta}_K}{\mathcal{R}_{AB}\mathcal{C}_K} \\ \frac{(\dot{Q}_{V1} + \dot{Q}_{V2})\mathcal{R}_{AB} + \hat{\vartheta}_K - \hat{\vartheta}_{AB}}{\mathcal{R}_{AB}\mathcal{C}_{AB}} \end{bmatrix} \quad (6.30a)$$

$$\mathbf{g}(\hat{\boldsymbol{\vartheta}}) = \begin{bmatrix} \frac{\vartheta_U - \hat{\vartheta}_K}{k_L\mathcal{C}_K} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.30b)$$

und mit der zeitvarianten Beobachterverstärkung $\hat{\mathbf{k}}(t)$ sowie der Gleichung

$$\hat{w} = l(\hat{\boldsymbol{\vartheta}}) = \hat{\vartheta}_{JK} \quad (6.31)$$

beschrieben. Der Zustandsregler gemäß (6.10) erhält wie in Abbildung 6.2 dargestellt die geschätzten Zustände, somit gilt

$$U_L = \hat{U}_L = \frac{1}{L_g L_f h(\hat{\boldsymbol{\vartheta}})} \left(\check{\vartheta}_{Ju}^{(2)} - L_f^2 h(\hat{\boldsymbol{\vartheta}}) + b_1 \left(\check{\vartheta}_{Ju}^{(1)} - L_f h(\hat{\boldsymbol{\vartheta}}) \right) + b_0 \left(\check{\vartheta}_{Ju} - h(\hat{\boldsymbol{\vartheta}}) \right) \right). \quad (6.32)$$

Aus (6.22) und (6.27) ergibt sich die Beobachterfehlerdynamik $\tilde{\boldsymbol{\vartheta}} = \boldsymbol{\vartheta} - \hat{\boldsymbol{\vartheta}}$ zu

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\boldsymbol{\vartheta}}} &= \mathbf{f}(\tilde{\boldsymbol{\vartheta}} + \hat{\boldsymbol{\vartheta}}) - \mathbf{f}(\hat{\boldsymbol{\vartheta}}) + \left(\mathbf{g}(\tilde{\boldsymbol{\vartheta}} + \hat{\boldsymbol{\vartheta}}) - \mathbf{g}(\hat{\boldsymbol{\vartheta}}) \right) U_L + \hat{\mathbf{k}}(t) \left(l(\tilde{\boldsymbol{\vartheta}} + \hat{\boldsymbol{\vartheta}}) - l(\hat{\boldsymbol{\vartheta}}) \right), \\ \tilde{\boldsymbol{\vartheta}}(0) &= \boldsymbol{\vartheta}_0 - \hat{\boldsymbol{\vartheta}}_0. \end{aligned} \quad (6.33)$$

Unter der Voraussetzung, dass der Zustand $\boldsymbol{\vartheta}$ und der geschätzte $\hat{\boldsymbol{\vartheta}}$ nahe genug an der Solltrajektorie $\check{\boldsymbol{\vartheta}} = \Phi^{-1}(\check{\vartheta}_{Ju})$ (siehe (6.8)) liegen, lässt sich das System (6.27) - (6.33) um $\tilde{\boldsymbol{\vartheta}} = \mathbf{0}$ und $\hat{\boldsymbol{\vartheta}} = \check{\boldsymbol{\vartheta}}$ linearisieren

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} \Delta \hat{\boldsymbol{\vartheta}} \\ \frac{d}{dt} \Delta \tilde{\boldsymbol{\vartheta}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11}(t) & -\hat{\mathbf{k}}(t)\mathbf{c}^T(t) \\ \mathbf{A}_{21}(t) & \mathbf{A}_{22}(t) + \hat{\mathbf{k}}(t)\mathbf{c}^T(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \hat{\boldsymbol{\vartheta}} \\ \Delta \tilde{\boldsymbol{\vartheta}} \end{bmatrix}, \quad (6.34)$$

mit

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_{11}(t) &= \frac{\partial}{\partial \hat{\boldsymbol{\vartheta}}} \left(\mathbf{f}(\hat{\boldsymbol{\vartheta}}) + \mathbf{g}(\hat{\boldsymbol{\vartheta}})U_L \right) \Big|_{\hat{\boldsymbol{\vartheta}}=\check{\boldsymbol{\vartheta}}} - \hat{\mathbf{k}}(t) \underbrace{\left(\frac{\partial}{\partial \hat{\boldsymbol{\vartheta}}} l(\tilde{\boldsymbol{\vartheta}} + \hat{\boldsymbol{\vartheta}}) - \frac{\partial}{\partial \hat{\boldsymbol{\vartheta}}} l(\hat{\boldsymbol{\vartheta}}) \right)}_{=0} \Big|_{\hat{\boldsymbol{\vartheta}}=\check{\boldsymbol{\vartheta}}, \tilde{\boldsymbol{\vartheta}}=\mathbf{0}} \\ &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{\mathcal{R}_{AB}\mathcal{C}_K} - \frac{\hat{U}_L}{k_L\mathcal{C}_K} & \frac{1}{\mathcal{R}_{AB}\mathcal{C}_K} \\ \frac{1}{\mathcal{R}_{AB}\mathcal{C}_{AB}} & -\frac{1}{\mathcal{R}_{AB}\mathcal{C}_K} \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (6.35)$$

$$\mathbf{c}^T(t) = \frac{\partial}{\partial \tilde{\boldsymbol{\vartheta}}} l(\tilde{\boldsymbol{\vartheta}} + \hat{\boldsymbol{\vartheta}}) \Big|_{\tilde{\boldsymbol{\vartheta}}=\mathbf{0}, \hat{\boldsymbol{\vartheta}}=\check{\boldsymbol{\vartheta}}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.36)$$

und

$$\begin{aligned}
\mathbf{A}_{21}(t) &= \underbrace{\frac{\partial}{\partial \hat{\boldsymbol{\vartheta}}} \left(\mathbf{f}(\tilde{\boldsymbol{\vartheta}} + \hat{\boldsymbol{\vartheta}}) - \mathbf{f}(\hat{\boldsymbol{\vartheta}}) \right)}_{=0} \Big|_{\hat{\boldsymbol{\vartheta}}=\check{\boldsymbol{\vartheta}}, \tilde{\boldsymbol{\vartheta}}=0} \\
&+ \underbrace{\left(\frac{\partial}{\partial \hat{\boldsymbol{\vartheta}}} \left(\mathbf{g}(\tilde{\boldsymbol{\vartheta}} + \hat{\boldsymbol{\vartheta}}) - \mathbf{g}(\hat{\boldsymbol{\vartheta}}) \right) \right)}_{=0} \hat{U}_L \Big|_{\hat{\boldsymbol{\vartheta}}=\check{\boldsymbol{\vartheta}}, \tilde{\boldsymbol{\vartheta}}=0} \\
&+ \underbrace{\left(\mathbf{g}(\tilde{\boldsymbol{\vartheta}} + \hat{\boldsymbol{\vartheta}}) - \mathbf{g}(\hat{\boldsymbol{\vartheta}}) \right)}_{=0} \frac{\partial}{\partial \hat{\boldsymbol{\vartheta}}} \hat{U}_L \Big|_{\hat{\boldsymbol{\vartheta}}=\check{\boldsymbol{\vartheta}}, \tilde{\boldsymbol{\vartheta}}=0} \\
&+ \hat{\mathbf{k}}(t) \underbrace{\frac{\partial}{\partial \hat{\boldsymbol{\vartheta}}} \left(l(\tilde{\boldsymbol{\vartheta}} + \hat{\boldsymbol{\vartheta}}) - l(\hat{\boldsymbol{\vartheta}}) \right)}_{=0} \Big|_{\hat{\boldsymbol{\vartheta}}=\check{\boldsymbol{\vartheta}}, \tilde{\boldsymbol{\vartheta}}=0} \\
&= \mathbf{0} ,
\end{aligned} \tag{6.37}$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{A}_{22}(t) &= \frac{\partial}{\partial \tilde{\boldsymbol{\vartheta}}} \left(\mathbf{f}(\tilde{\boldsymbol{\vartheta}} + \hat{\boldsymbol{\vartheta}}) + \mathbf{g}(\tilde{\boldsymbol{\vartheta}} + \hat{\boldsymbol{\vartheta}}) \hat{U}_L \right) \Big|_{\hat{\boldsymbol{\vartheta}}=\check{\boldsymbol{\vartheta}}, \tilde{\boldsymbol{\vartheta}}=0} \\
&= \begin{bmatrix} -\frac{1}{\mathcal{R}_{AB}\mathcal{C}_K} - \frac{\hat{U}_L}{k_L\mathcal{C}_K} & \frac{1}{\mathcal{R}_{AB}\mathcal{C}_K} \\ \frac{1}{\mathcal{R}_{AB}\mathcal{C}_{AB}} & -\frac{1}{\mathcal{R}_{AB}\mathcal{C}_K} \end{bmatrix} .
\end{aligned} \tag{6.38}$$

Aus (6.35) bis (6.38) geht hervor, dass der linearisierte geschlossene Kreis (6.34) eine Dreiecksstruktur besitzt. Mittels der Beobachterverstärkung $\hat{\mathbf{k}}(t)$ können für das Teilsystem

$$\frac{d}{dt} \Delta \tilde{\boldsymbol{\vartheta}} = \left(\mathbf{A}_{22}(t) + \hat{\mathbf{k}}(t) \mathbf{c}^T(t) \right) \Delta \tilde{\boldsymbol{\vartheta}} \tag{6.39}$$

mit Hilfe der Formel von Ackermann für lineare zeitvariante Systeme die Pole beliebig gewählt werden [22]. Die Beobachtbarkeitsmatrix

$$\mathcal{O} \left(\mathbf{c}^T(t), \mathbf{A}_{22}(t) \right) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{\mathcal{R}_{AB}\mathcal{C}_K} - \frac{\hat{U}_L}{k_L\mathcal{C}_K} & \frac{1}{\mathcal{R}_{AB}\mathcal{C}_K} \end{bmatrix} \tag{6.40}$$

besitzt für alle Zeiten $t \geq t_0$ einen vollen Rang und die zeitabhängige Beobachterverstärkung ergibt sich zu

$$\hat{\mathbf{k}}(t) = \begin{bmatrix} \frac{\left(-\mathcal{C}_K \mathcal{R}_{AB} k_L c_1 + \mathcal{R}_{AB} \hat{U}_L + k_L \right) \mathcal{C}_{AB} + k_L \mathcal{C}_K}{\mathcal{C}_{AB} k_L R_{th, AB} \mathcal{C}_{AB}} \\ \frac{-c_0 \mathcal{R}_{AB}^2 \mathcal{C}_{AB}^2 \mathcal{C}_K + \left(\mathcal{C}_K \mathcal{R}_{AB} c_1 - 1 \right) \mathcal{C}_{AB} - \mathcal{C}_K}{\mathcal{R}_{AB} \mathcal{C}_{AB}^2} \end{bmatrix} \tag{6.41}$$

mit den wählbaren Koeffizienten c_0 und c_1 , welche die Dynamik der zeitunabhängigen Fehlerdynamikmatrix von (6.39) zu

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_{22e} &= \left(\mathbf{A}_{22}(t) + \hat{\mathbf{k}}(t)\mathbf{c}^T(t) \right) \\ &= \begin{bmatrix} \frac{1 - \mathcal{R}_{AB}\mathcal{C}_{ABC_1}}{\mathcal{R}_{AB}\mathcal{C}_{AB}} & \frac{1}{\mathcal{C}_K\mathcal{R}_{AB}} \\ -\frac{\mathcal{C}_K(1 + \mathcal{C}_{AB}^2\mathcal{R}_{AB}^2c_0 - \mathcal{C}_{AB}\mathcal{R}_{ABC_1})}{\mathcal{R}_{AB}\mathcal{C}_{AB}^2} & -\frac{1}{\mathcal{R}_{AB}\mathcal{C}_{AB}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6.42)$$

beschreibt. Die Wahl der Dynamik basiert auf den selben Überlegungen wie in Abschnitt 6.1. Dabei wird angenommen, dass der Beobachterfehler die selbe Dynamik aufweist wie das Kühlsystem. Der Fehler klingt somit relativ träge ab.

Beschreibung	Symbol	Wert	Einheit
Ruhelage Wärmestrom	$\dot{Q}_{Vo,R}$	6.2	W
Ruhelage Wärmestrom	$\dot{Q}_{Vu,R}$	6.2	W
Ruhelage Lüfterspannung	$U_{L,R}$	10	V
Regler Koeffizient	b_0	8.673×10^{-4}	1/s ²
Regler Koeffizient	b_1	1.289×10^{-1}	1/s
Regler Zeitkonstante	τ_R	33.956	s
Regler Dämpfungsgrad	ξ_R	2.19	1
Trajektorienplanungs Koeffizient	β_1	0	1
Trajektorienplanungs Koeffizient	β_2	0	1
Trajektorienplanungs Koeffizient	β_3	10	1
Trajektorienplanungs Koeffizient	β_4	-15	1
Trajektorienplanungs Koeffizient	β_5	6	1
Beobachter Koeffizient	c_0	8.673×10^{-4}	1/s ²
Beobachter Koeffizient	c_1	1.289×10^{-1}	1/s

Tabelle 6.1: Regler- und Beobachterparameter.

7 Simulations- und Messergebnisse

In diesem Kapitel werden anhand der mathematischen Modelle mit der Verlustgenerierung aus Kapitel 4 sowie der Zustandsregler, Beobachter und die Trajektorienplanung, welche in MATLAB/SIMULINK implementiert sind, einige Simulationen und Vergleiche mit Messergebnissen vorgenommen. Betrachtet werden Lastwechsel bezüglich des Ausgangsstroms der Halbbrücke, Arbeitspunktwechsel der Sperrschichttemperatur des unteren Transistors sowie Parameterschwankungen und Anfangswertfehler der Zustände. Sämtliche Simulationen werden ausschließlich an den reduzierten Systemen durchgeführt.

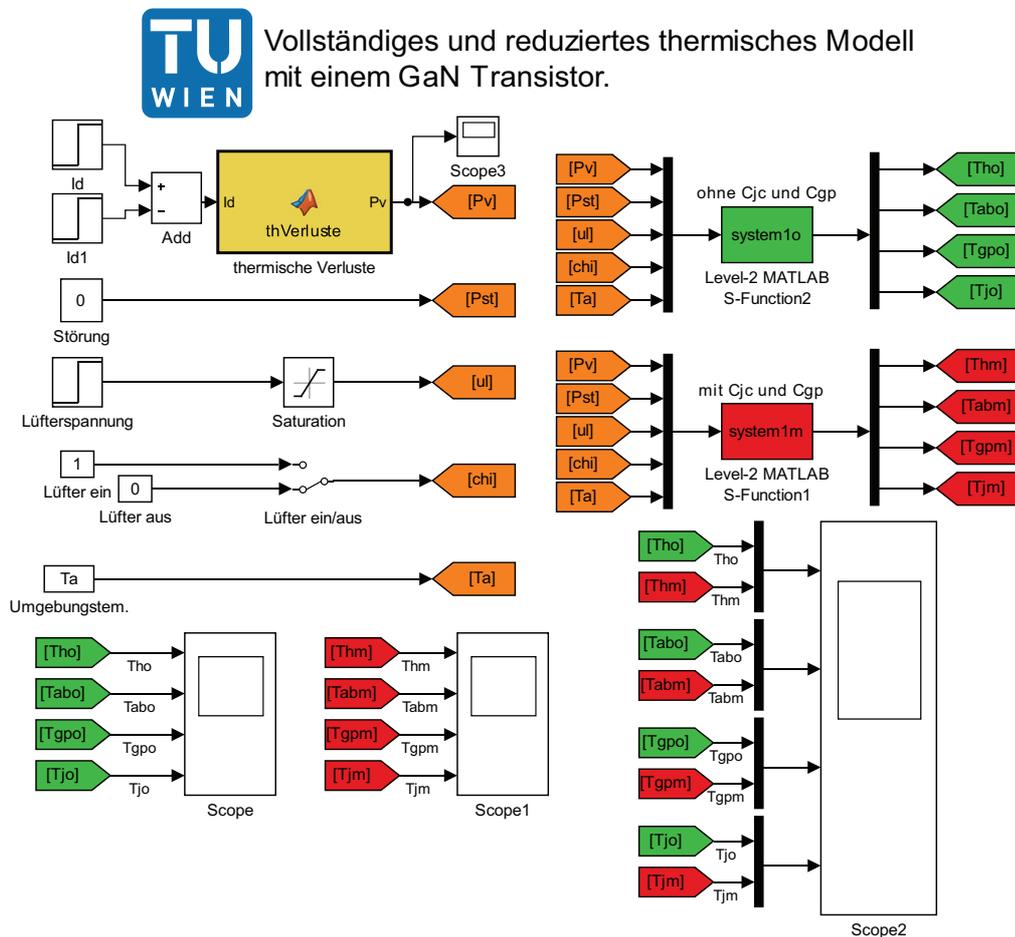


Abbildung 7.1: Simulationsaufbau des vollständigen und reduzierten thermischen Modells mit einem GaN-Transistor in MATLAB/SIMULINK.

Abschließend erfolgt ein Vergleich des statischen thermischen Modells mit einer Simulation

in dem 3D CAD Programm Solid Works. Abbildung 7.1 zeigt den Aufbau der Simulation für das vollständige (rot) und das reduzierte (grün) System mit einem GaN-Transistor, welche als Eingang die thermischen Verluste, thermische Störung, Lüfterspannung und die Umgebungstemperatur haben. Der Block „thermische Verluste“ (gelb) generiert über den Ausgangsstrom die entstehenden Leitverluste nach (4.27) am temperaturabhängigen Durchlasswiderstand des unteren Transistors. Die Schaltverluste werden in dieser Simulation nicht berücksichtigt. Als Randparameter werden der Wärmestrom \dot{Q}_{St} , die Umgebungstemperatur ϑ_U und die Lüfterspannung U_L , welche einer Stellgrößenbeschränkung unterliegt, vorgegeben. Die Lüfterspannung kann ebenfalls beliebig ein- bzw. ausgeschaltet werden.

Zur Ermittlung ob die in Kapitel 5 identifizierten Parameter den echten physikalischen Parametern entsprechen, wird am Versuchsaufbau und in der Simulation nach Abbildung 7.1 bei ausgeschaltetem Lüfter ein sprungförmiger Ausgangsstrom mit Lastwechsel, welcher lediglich durch den unteren Transistor fließt, vorgegeben. Zum Zeitpunkt $t=0s$ erfolgt ein Sprung des Ausgangsstroms von 0 auf 9A und weiters bei $t=3700s$ tritt ein Lastwechsel von 9A zu 6A auf, Abbildung 7.2 zeigt die dazugehörigen Temperaturverläufe des Kühlkörpers und Aluminiumblockes. Bei einem Laststrom von $I_A=9A$, welcher

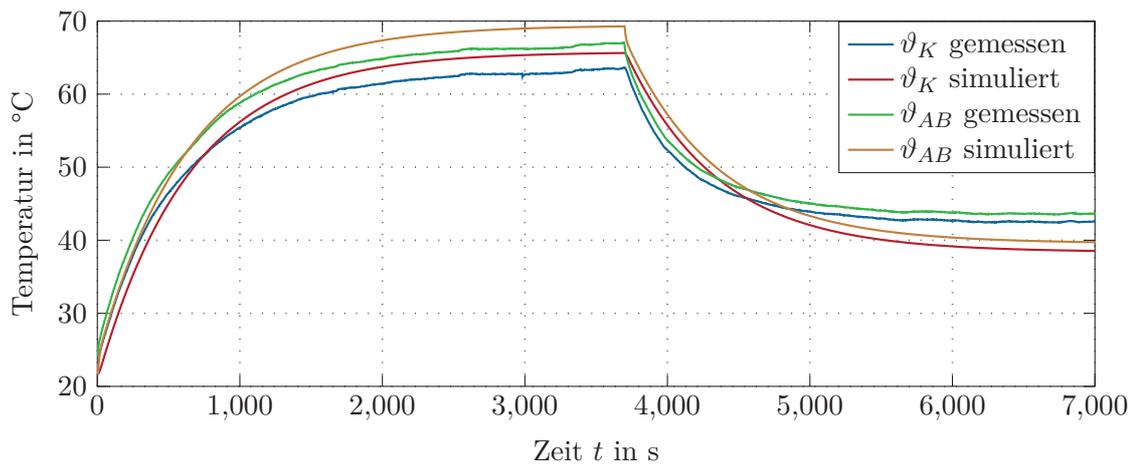


Abbildung 7.2: Am Versuchsaufbau gemessene und simulierte Temperaturverläufe des Kühlkörpers und Aluminiumblockes.

einen Wärmestrom \dot{Q}_V von rund 6.2W generiert treten bei den stationären Endwerten der simulierten und gemessenen Temperaturen geringe Abweichungen von ca. 2°C auf. Die auftretenden Abweichungen bei dem Erwärmungsvorgang kann auf die unzureichende exakte numerische Lösung der thermischen Kapazitäten in Kapitel 5.3 zurück geführt werden. Jedoch repräsentieren die identifizierten Kapazitäten die Dynamik des Versuchsaufbaus ausreichend genau. Die stationären Endwerte der Kühlkörper- und der Aluminiumblocktemperatur nach dem Lastwechsel auf 6A, welcher einen Wärmestrom \dot{Q}_V von 2W repräsentiert, weisen eine Abweichung von rund 5°C auf. Grund dafür ist, dass die Parameteridentifikation für einen Ausgangsstrom von 9A durchgeführt wurde und bei geringerem Ausgangsstrom die Bedingung $\dot{Q}_V = 2W \gg \dot{Q}_{St} = 0.35W$ nicht

mehr gültig ist. Für eine gute Übereinstimmung des echten physikalischen Systems mit dem thermischen Ersatzschaltbild ist eine Parameteridentifikation im vorgesehenen Arbeitsbereich bezüglich des Ausgangsstroms notwendig. Weiters sei angemerkt, dass bei dieser Messung der Laststrom konstant auf 9A bzw. 6A gehalten und bei Bedarf korrigiert wird. Dies hat zur Folge, dass keine exponentiellen Temperaturverläufe gegeben sind und somit eine Abweichung zwischen den simulierten und gemessenen Verläufen auftritt. Den Simulationsaufbau für die thermische Modellierung der gesamten Halbbrücke stellt die Abbildung 7.3 dar. Dabei repräsentiert der grüne Block das mathematische System (4.22), weiters ist ebenfalls das vollständige mathematische System mit den Sperrschicht- sowie Gap Pad-Kapazitäten in rot implementiert. Als Eingangsgrößen benötigen die Systeme, die

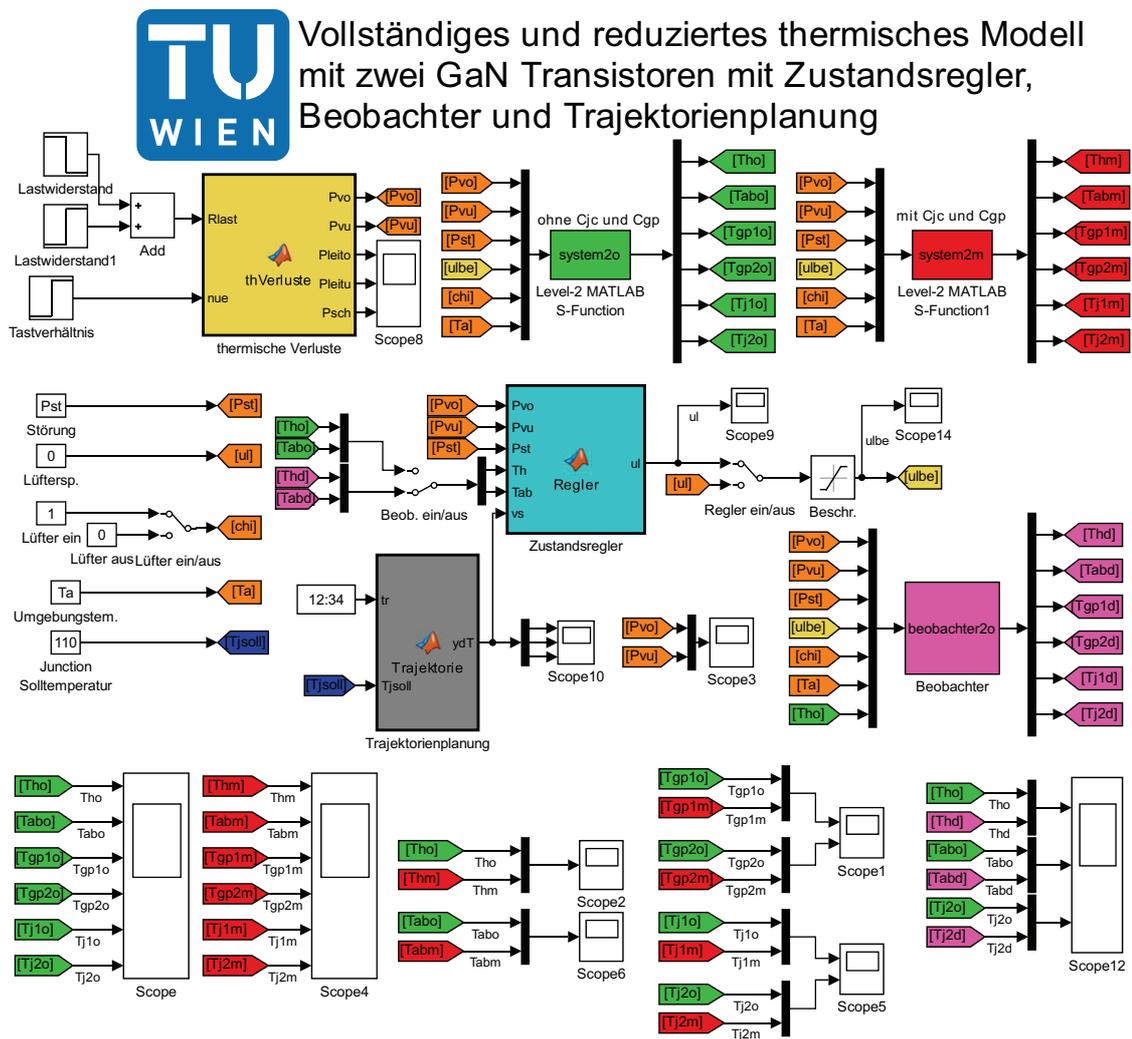


Abbildung 7.3: Simulationsaufbau des vollständigen und reduzierten thermischen Modells mit zwei GaN Transistoren, Zustandsregler, Beobachter und Trajektorienplanung in MATLAB/SIMULINK.

abzuführenden thermischen Verluste in beiden Transistoren, thermische Störung, Lüfterspannung und die Umgebungstemperatur. Der gelbe Block „thermische Verluste“ generiert mit dem Tastverhältnis und dem Lastwiderstand die gesamten thermischen Verluste im oberen sowie im unteren GaN-Transistor, welche sich aus den Leit- und Schaltverlusten laut (4.27) und (4.32) zusammensetzen. Für die Trajektorienplanung benötigt der graue Block die Systemzeit sowie die vorgegebene Sperrschicht-Soll-Temperatur des unteren Transistors, die somit erzeugte zweifach stetig differenzierbare Solltrajektorie wird dem Zustandsregler (cyan) übergeben. Außerdem benötigt der Regler als Eingangsgrößen die generierten thermischen Verluste in den beiden GaN-Transistoren, bei Bekanntheit die thermische Störung und die beiden Zustände. Die vom Zustandsregler erzeugte Lüfterspannung unterliegt einer Stellgrößenbeschränkung, da der Lüfter nicht bei beliebigen Spannungen betrieben werden kann. Des weiteren bewirkt eine negative Stellgröße keine Erwärmung des Versuchsaufbaues und muss somit ebenfalls unterbunden werden. Der Beobachter (magenta), entworfen für das grüne System, erhält wie die mathematischen Systeme dieselben Eingangsgrößen und zusätzlich noch die gemessene Kühlkörpertemperatur. Der Beobachter, Zustandsregler und der Lüfter können je nach Belieben ein- bzw. ausgeschaltet werden. Ein ausgeschalteter Lüfter bzw. Regler führt jedoch zu keinen sinnvollen Simulationsergebnissen. Weiters ist der Beobachter ebenfalls für ein autonomes System ($U_L = 0V$) implementiert.

7.1 Lastwechsel

In dieser Simulation werden die Modelltemperaturen bei einem sprungförmigen Lastwechsel vom Leerlauf auf 25Ω und weiters auf 33.33Ω betrachtet. Dabei beträgt das eingestellte Tastverhältnis 0.5 und der Lüfter wird bei einer minimalen Spannung von 4.3V betrieben. Die Umgebungstemperatur beträgt 25°C und der Zustandsregler sowie der Beobachter sind für den betrachteten Fall inaktiv. Abbildung 7.4 zeigt den dazugehörigen Temperaturver-

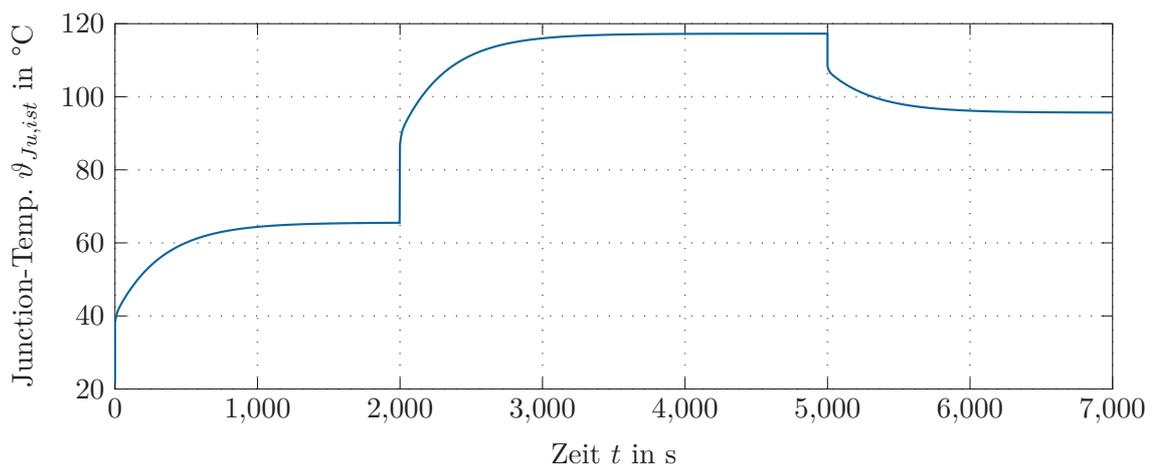


Abbildung 7.4: Temperaturverlauf der Sperrschicht des unteren Transistors bei Lastwechsel ohne aktiven Zustandsregler.

lauf der Sperrschicht des unteren GaN-Transistors, wobei für diesen Betriebsfall ($\nu = 0.5$) die beiden Sperrschichttemperaturen ident sind. Bis zum ersten Lastsprung auf 25Ω bei $t = 2000\text{s}$ erwärmt sich der untere Transistor auf 65°C , wegen des rippelförmigen Stroms durch den Filterkondensator sowie durch den Wärmestrom \dot{Q}_{St} des DC-DC Wandlers. Mit dem Lastwiderstand von 25Ω fließt ein Ausgangsstrom von 8A , welcher die Temperatur in den beiden Transistoren auf 117°C steigen lässt. Ab dem Zeitpunkt von $t = 5000\text{s}$ bewirkt der zweite Lastwechsel einen Stromfluss von 6A , welcher die Sperrschichttemperatur auf 96°C absenkt.

Bei aktivem Zustandsregler und einer vorgegebenen maximalen Sperrschichttemperatur des unteren GaN-Transistors von $\vartheta_{Ju,soll} = 110^\circ\text{C}$ ergibt sich der in Abbildung 7.5 dargestellte Temperaturverlauf und die dazugehörige beschränkte Lüfterspannung U_{Lb} . Bis zum ersten Lastwechsel bei $t = 2000\text{s}$ bleibt die Lüfterspannung auf dem minimalen Spannungswert von 4.3V , nach dem ersten Lastwechsel würde die Sperrschicht-Ist-Temperatur wie in Abbildung 7.4 auf 117°C steigen. Der aktive Zustandsregler generiert jedoch eine Lüfterspannung bevor die Sperrschicht-Ist-Temperatur $\vartheta_{Ju,ist}$ die Sperrschicht-Soll-Temperatur $\vartheta_{Ju,soll}$ überschreitet, anschließend erfolgt ein Einlaufen der beiden Temperaturen ohne Überschwingen. Nach dem zweiten Lastwechsel bei $t = 5000\text{s}$ sinkt die Lüfterspannung schlagartig auf die minimale Spannung, da keine Kühlung notwendig ist um die Sperrschicht-Soll-Temperatur zu halten, die Sperrschicht-Ist-Temperatur sinkt auf 96°C ab. Weiters ist ersichtlich, dass die Pole des Zustandsreglers sehr stabil und somit relativ träge sind, da bei der Lüfterspannung kein Überschwingen auftritt.

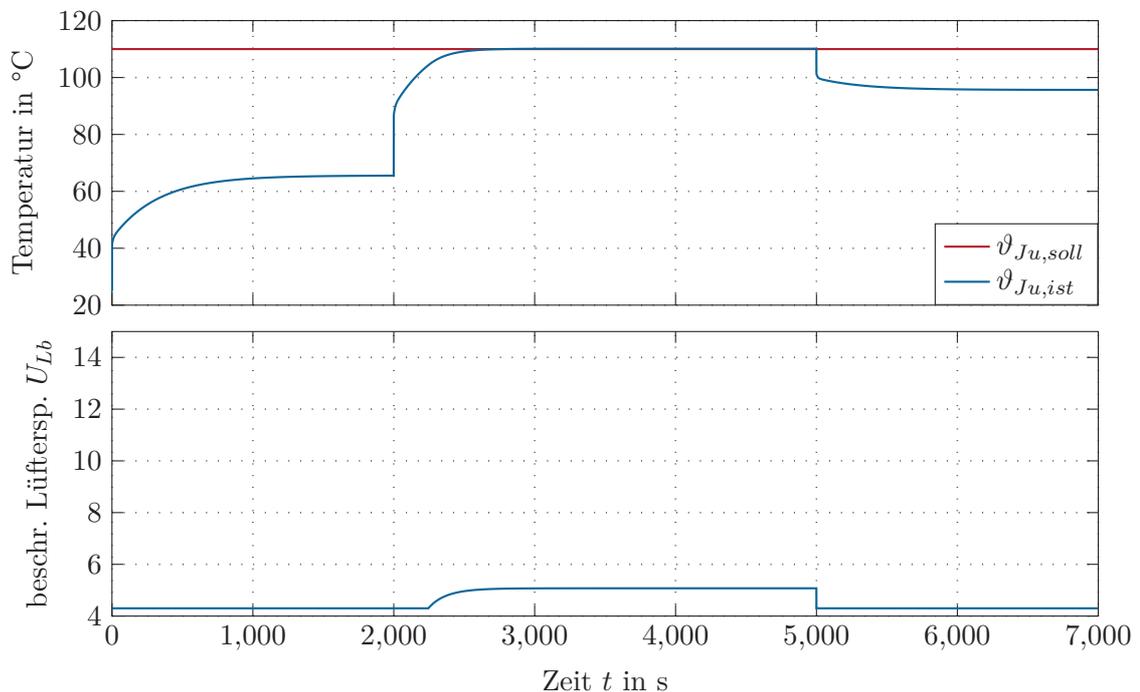


Abbildung 7.5: Temperaturverlauf der Sperrschicht des unteren Transistors bei Lastwechsel mit aktivem Zustandsregler und die dazugehörige Lüfterspannung.

7.2 Arbeitspunktwechsel

Mit der Trajektorienplanung und dem Zustandsregler ist ebenfalls ein Arbeitspunktwechsel bezüglich der Sperrschichttemperatur des unteren GaN-Transistors möglich. Für diese Simulation gelten die gleichen Einstellungen wie in Kapitel 7.1, jedoch entfällt der zweite Lastwechsel bei $t = 5000\text{s}$, stattdessen wird die Sperrschicht-Soll-Temperatur in einem Zeitintervall von 1000s von 110°C auf 90°C gesenkt. Aus Abbildung 7.6 ist ersichtlich, dass die Ist-Temperatur ideal der Soll-Temperatur folgt und die Lüfterspannung erreicht keine Stellgrößenbeschränkung. Das Zeitintervall in dem der Arbeitspunktwechsel stattfindet darf nicht zu kurz vorgegeben werden, da der Zustandsregler ansonsten mit einer zu großen Stellgröße reagiert und somit die Stellgrößenbegrenzung erreicht werden kann.

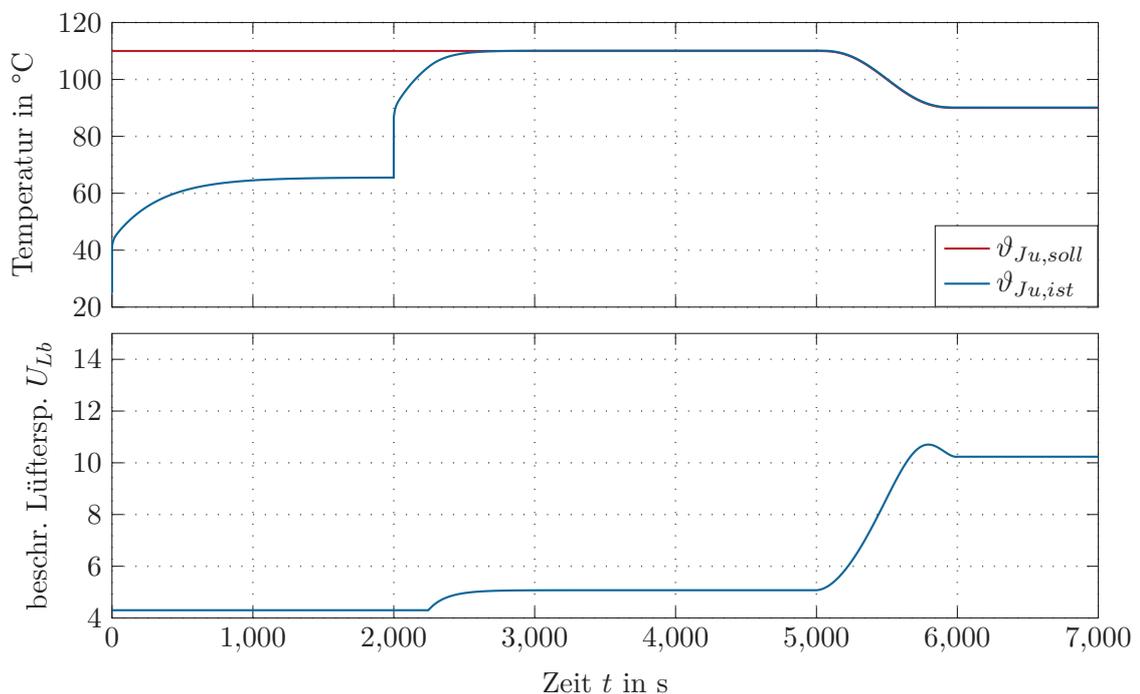


Abbildung 7.6: Temperaturverlauf der Sperrschicht des unteren Transistors bei Lastwechsel und Arbeitspunktwechsel, sowie die dazugehörige Lüfterspannung.

7.3 Parameterschwankungen

In der Praxis ist es nicht immer möglich die Parameter des Modells exakt zu bestimmen, bzw. unterliegt der reale Versuchsaufbau Alterungsprozessen wie z. B. Verdunstung, Verschleiß und Verwitterung, welche ebenfalls zu Parameterveränderungen führen. In den Simulationen wird ermittelt zu welcher Genauigkeit die Parameter bestimmt werden müssen, damit das System stabil und aussagekräftig bleibt. Hier werden ausschließlich Parameterschwankungen bezüglich der in Kapitel 5 identifizierten Modellparameter betrachtet, da die anderen Parameter von Datenblätter stammen und somit als korrekt angenommen

werden. Die Simulationen werden bei den selben Bedingungen wie in Kapitel 7.2 durchgeführt, um die Stabilität und Abweichungen bei einem Last- und Arbeitspunktwechsel zu ermitteln. Der thermische Widerstand \mathcal{R}_{AB} kann Schwankungen von $\pm 30\%$ unterliegen und das System bleibt stabil, lediglich bei einer Sperrschicht-Soll-Temperatur von $\vartheta_{Ju,soll} = 110^\circ\text{C}$ bleibt eine Temperaturabweichung von $+2.6^\circ\text{C}$ sowie -2.3°C . Ebenfalls ist das System stabil bei einer $\pm 30\%$ Abweichung des Lüfterfaktors k_L , der entstehende Temperaturfehler beträgt $\pm 9^\circ\text{C}$. Die thermischen Kapazitäten \mathcal{C}_K und \mathcal{C}_{AB} führen bei einer Schwankung von $\pm 30\%$ zu keinen Temperaturabweichungen in den stationären Betriebsfällen, doch treten beim Arbeitspunktwechsel geringe Abweichungen bezüglich der Sperrschicht-Soll- und Sperrschicht-Ist-Temperatur auf, das System bleibt stabil. Auch bei verschiedenen Kombinationen von Parameterschwankungen mit $\pm 30\%$ ist das System stabil. Grund dafür sind die sehr träge und somit robust gewählten Pole des Zustandsreglers und Beobachters. Falls die entstehenden Temperaturabweichungen am Modell zu groß sind, schafft ein Integralanteil in (6.10) Abhilfe. Eine unzureichende Bekanntheit der Anfangstemperatur des Aluminiumblockes kann ebenfalls zur Instabilität führen. Abbildung 7.7 zeigt, dass bei einer Abweichung von $+30^\circ\text{C}$ der Beobachtungsfehler abklingt und nach ca. 500s gilt, dass die geschätzte gleich der realen Aluminiumblocktemperatur entspricht. Der Beobachter generiert kein Überschwingen und die beiden Temperaturen laufen relativ träge überein.

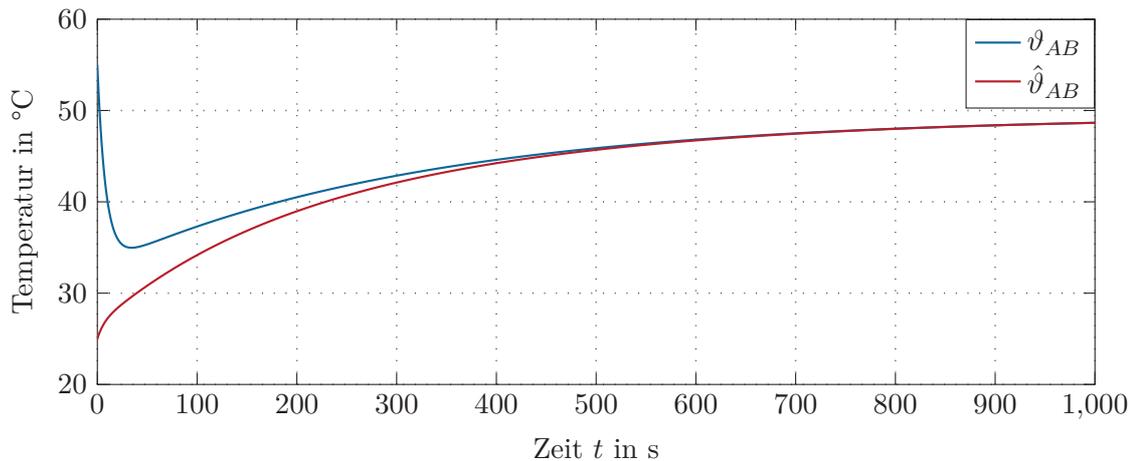


Abbildung 7.7: Temperaturverlauf der echten und geschätzten Aluminiumblocktemperatur mit Anfangsfehler.

7.4 Simulation mit Solid Works

Mit den in Kapitel 4 erstellten Modellen wird das reale Kühlsystem des Versuchsaufbaues in ein konzentriertes parametrisches Problem formuliert. Zur Ermittlung der Temperaturverteilung am Kühlsystem werden thermische Simulationen mit dem 3D CAD Programm Solid Works vorgenommen. Für die in Abbildung 7.8 dargestellte Temperaturverteilung im Kühlsystem wird angenommen, dass ein konstanter Ausgangsstrom von 9A durch den

unteren Transistor fließt und somit 6.2W thermische Verluste abgeführt werden müssen. Für die Simulation wird eine Konvektion am Kühlkörper mit einem Wärmeübergangskoeffizient von $6.5\text{W}/\text{m}^2\text{K}$ angenommen, weiters wird der Wärmestrom \dot{Q}_{St} der DC-DC Wandler berücksichtigt. Aus dem Schnitt durch den unteren GaN Transistor ergibt sich eine Sperrschichttemperatur von rund 100°C und eine Kühlkörpertemperatur von rund 73°C . Verglichen mit den berechneten Temperaturen aus dem statischen Modell mit den Gleichungen (4.7) weicht die Sperrschichttemperatur um -5°C und die Kühlkörpertemperatur um $+5^\circ\text{C}$ ab. Diese Abweichungen beruhen darauf, dass in Kapitel 4 das thermische Modell des Versuchsaufbaues mit konzentrierten Parametern angenähert wird. Es ist ersichtlich, dass der Kühlkörper eine nahezu konstante Temperatur besitzt und somit mit einer konzentrierten Temperatur beschrieben werden kann. Im Aluminiumblock und vor allem im Gap Pad ist keine konstante Temperatur zu verzeichnen und dadurch ist nur näherungsweise für die beiden Parameter eine konzentrierte Temperatur anzugeben. Weiters zeigt Abbildung 7.8, dass die Wärmeleitung nahezu ausschließlich über das Kühlsystem in z -Richtung erfolgt, da die Platine mit dem Material FR4 eine sehr schlechte Wärmeleitfähigkeit besitzt und der thermische Widerstand \mathcal{R}_{JCz} 30mal größer ist als \mathcal{R}_{JC} (siehe Abbildung 5.7). Für die Betrachtung der Temperaturverteilung am Versuchsaufbau ist die Simulation ausreichend genau. Abbildung 7.9 zeigt die Oberflächentemperatur am

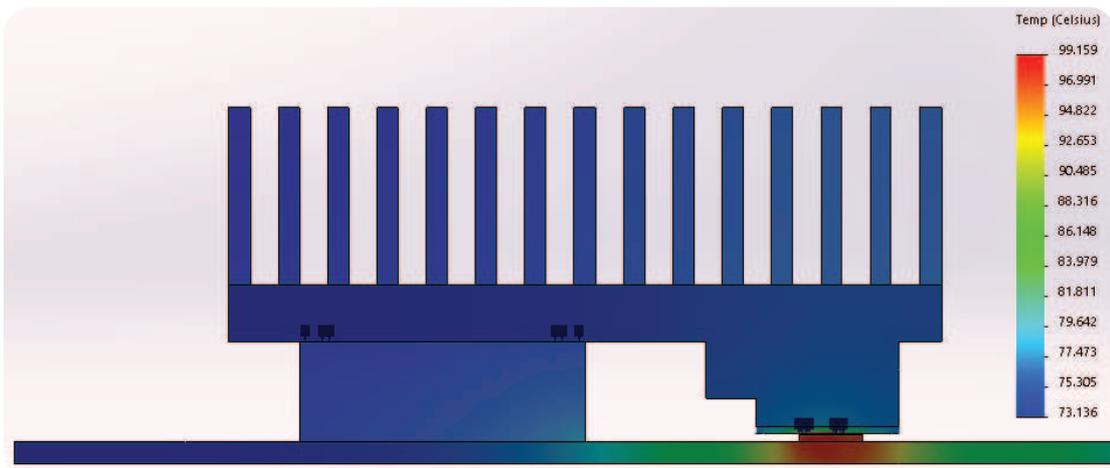


Abbildung 7.8: Thermische Simulation mit Solid Works bei konstantem Strom durch den unteren GaN-Transistor.

Versuchsaufbau, wobei beide Transistoren einen Wärmestrom von 6.9W abgeben und am Kühlkörper eine erzwungene Konvektion mit dem Wärmeübergangskoeffizient von $25\text{W}/\text{m}^2\text{K}$ wirkt. Dieser Betriebsfall entspricht einer Simulation mit Abbildung 7.3, mit einem Lastwiderstand von 25Ω , Tastverhältnis von 0.5 und einer Lüferspannung von 10V ohne aktiven Zustandsregler sowie Beobachter. Hierfür würde sich ein Wärmeübertragungskoeffizient nach (4.5) zu $52.8\text{W}/\text{m}^2\text{K}$ berechnen. Ebenfalls generieren die beiden DC-DC Wandler gemeinsam 0.35W Verluste, welche direkt an den Kühlkörper übertragen werden. Es zeigt sich, dass in Solid Works der anzugebende Wärmeübertragungskoeffizient für die erzwungene Konvektion am Kühlkörper stark von den berechneten Werten aus (4.5)

abweicht um ebenfalls eine ähnliche Sperrschicht und Kühlkörpertemperatur zu erreichen. Grund dafür ist, dass im Versuchsaufbau, wie in Abbildung 2.1 dargestellt, der Lüfter seitlich den Kühlkörper mit Luft beströmt und somit nur eine erzwungene Konvektion an zwei Seiten der Kühlrippen bewirkt. Dies entspricht näherungsweise der Hälfte der Oberfläche des Kühlkörpers und veranschaulicht die große Abweichung bezüglich des berechneten und in der Simulation verwendeten Wärmeübertragungskoeffizienten. Weiters verursacht der Lüfter ebenfalls eine erzwungen Konvektion an den DC-DC Wandlern, am Aluminiumblock und auf der Platine.

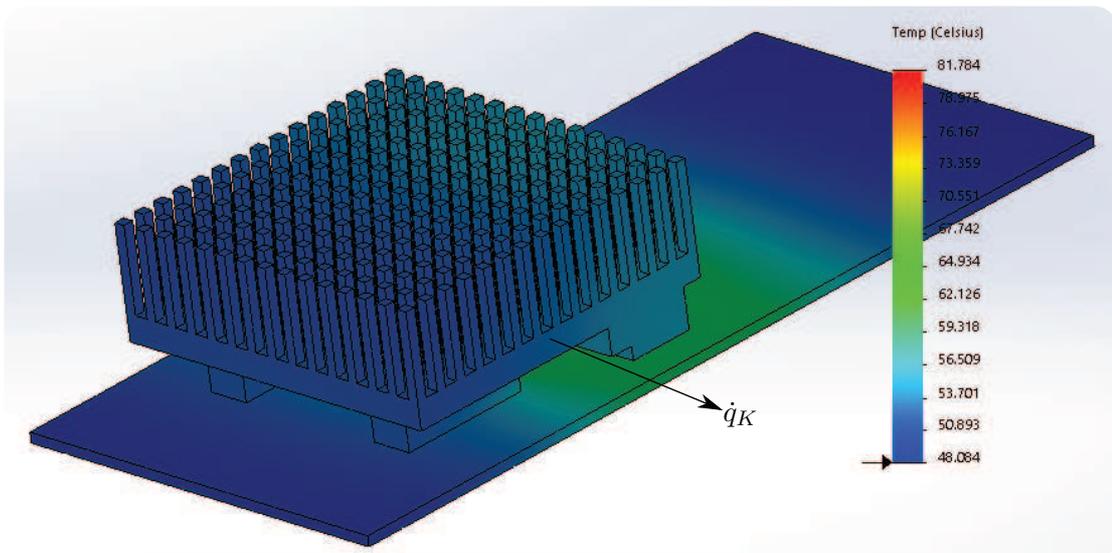


Abbildung 7.9: Thermische Simulation der Oberflächentemperaturen des Versuchsaufbaus mit Solid Works, wobei beide GaN-Transistoren Verluste generieren.

8 Zusammenfassung und Ausblick

Diese Arbeit beschäftigte sich mit der thermischen Modellierung einer GaN-Halbbrücke und Entwurf einer Regler- sowie Beobachterstruktur zur Ermittlung und Regelung der Sperrschichttemperatur eines Transistors. Weiters widmete sich die Arbeit mit der Erstellung einer NTC-Thermistorschaltung zur Ermittlung der Oberflächentemperaturen des Versuchsaufbaues und deren Übertragung an einen PC.

Der erste Teil dieser Arbeit befasste sich mit dem Versuchsaufbau, bestehend aus dem USB-Datenerfassungsmodul zur Übertragung der Ausgangsspannungen der NTC-Thermistorschaltung, zur Ermittlung der Oberflächentemperaturen. Weiters wurde die Halbleiter-Halbbrücke mit Ausgangsfilter und deren charakteristischen Eigenschaften bezüglich der auftretenden Strom- und Spannungsverläufe sowie die Dimensionierung der Filterspule angeführt. Anschließend erfolgte eine Gegenüberstellung von modernen Halbleitermaterialien in der Leistungselektronik und die Ansteuerungsweise sowie Layoutentwurf für GaN-Transistoren um eine maximale Performance zu gewährleisten.

Für die entworfene NTC-Thermistorschaltung wurden die Messcharakteristiken der einzelnen Thermistoren bestimmt sowie eine Kalibrierung durchgeführt. Zur Generierung der Ausgangsspannung von sechs galvanisch nicht getrennten Messkanälen, wurde eine näherungsweise Linearisierung der NTC-Thermistoren mit parallelen Widerständen sowie mit anschließendem Spannungspuffer verwendet. Zur Ermittlung von Oberflächentemperaturen mit elektrischem Potential, wurden zwei galvanisch getrennte Messkanäle entworfen. Die galvanische Trennung erfolgte mit einem Optokoppler. Dabei wurde mit einem Rechteckgenerator und Komparator ein PWM Signal generiert und mithilfe des Optokopplers übertragen und anschließend mit einem Filter zu einer Gleichspannung geglättet. Die Erzeugung einer variablen Lüfterspannung wurde ebenfalls auf der NTC-Thermistorschaltung mit einem Spannungsregler inklusive einer Strombegrenzung entworfen. Abschließend folgte die Kalibrierung und Erfassung der Messcharakteristiken.

Ein Hauptaugenmerk dieser Arbeit liegt in der mathematischen Modellierung des Kühlsystems sowie der Generierung der thermischen Verluste in den GaN-Transistoren der Halbbrücke. Für das Kühlsystem wurde ein konzentriertes parametrisches Wärmeübertragungsproblem mit einem thermischen Ersatzschaltbild nach Cauer formuliert. Für die Ermittlung der Temperaturen am Versuchsaufbau nach unendlich langer Zeit wurde ein statisches thermisches Ersatzschaltbild mit einem bzw. zwei Transistoren als Quellen für die Wärmeströme erstellt und die notwendigen Gleichungen angegeben. Damit die Temperaturverläufe bei einem Last- oder Arbeitspunktwechsel untersucht werden konnten, wurden die statischen zu dynamischen thermischen Ersatzschaltbildern erweitert und die Differentialgleichungen aufgestellt. Für die Minimierung der Systemkomplexität kam es zu einer Reduzierung auf lediglich zwei Zustände, welche die Temperaturen am Kühlkörper und am Aluminiumblock waren. Im Anschluss folgte die Berechnung und Implementierung der thermischen Verluste in einem GaN-Transistor.

Nach der Erstellung des mathematischen Modells erfolgte die Identifikation der unbekanntem bzw. nicht exakt berechenbaren Parameter. Dabei wurden die thermischen Widerstände des Kühlkörpers bei ausgeschaltetem Lüfter sowie des Aluminiumblocks, der Wärmestrom der Störung, der Lüfterfaktor, die Schaltverluste und der Durchlasswiderstand des GaN-Transistors experimentell bestimmt. Die numerische Bestimmung der thermischen Kapazitäten des Kühlkörpers sowie des Aluminiumblocks erfolgte mithilfe der Laplace-Transformation und einem Minimierungsproblem. Ebenso wurde der Wärmestrom durch die Platine ermittelt um die Annahme, dass die gesamten generierten thermischen Verluste über das Kühlsystem abgeführt werden zu bestätigen.

Des Weiteren wurde eine geeignete Regler- und Beobachterstruktur mit Trajektorienplanung entworfen. Für die Regelung der Sperrschichttemperatur des unteren Transistors wurde an dem nichtlinearen System eine Eingangs-Zustandslinearisierung mit Polvorgabe des Fehlersystems vorgenommen. Dabei folgte der Ausgang einer zweifach stetig differenzierbaren Soll-Trajektorie. Sofern nicht alle Zustände messtechnisch erfassbar sind erfolgte die Erweiterung des Regelungskonzepts um einen Beobachter, wobei als bekannte Messgröße die Temperatur des Kühlkörpers zur Verfügung stehen sollte. Mithilfe der Formel von Ackermann zur Polvorgabe für lineare zeitvariante Systeme erfolgte die Wahl der Koeffizienten für die Beobachterverstärkung.

Der letzte Teil dieser Arbeit beschäftigte sich mit der Simulation des identifizierten dynamischen Systems bzw. der entwickelten Regler- und Beobachterstruktur in MATLAB/SIMULINK. Dabei wurden verschiedene Szenarien betrachtet. Für das erste Szenario wurde das thermische Modell mit nur einem GaN-Transistor herangezogen und nur dessen Leitverluste berücksichtigt. Das zweite Szenario befasste sich mit Simulationen für die gesamte Halbbrücke und beinhaltet Leit- und Schaltverluste, die Trajektorienplanung sowie die Regler- und Beobachterstruktur, welche je nach Belieben als aktiv oder inaktiv gewählt werden konnten. Hierbei erfolgte eine Verifizierung der identifizierten Parameter mit dem realen Versuchsaufbau. Im Weiteren wurden Simulationen bezüglich Last- und Arbeitspunktwechsel, Parameterschwankungen sowie Anfangswertfehler durchgeführt. Aufgrund der sehr stabilen Pole des Zustandsreglers und Beobachters waren alle betrachteten Simulationen stabil. Abschließend zeigte eine thermische Simulation mit dem 3D CAD Programm Solid Works die Temperaturverteilung am realen Versuchsaufbau.

Diese Arbeit zeigt, dass eine relativ gute Regelung der Sperrschichttemperatur des unteren GaN-Transistors möglich ist. Bei ungenügender Bekanntheit der Parametern treten Temperaturabweichungen von wenigen Grad Celsius auf, diese Abweichungen könnten jedoch mit einem zusätzlichen Integralanteil eliminiert werden. Für ein dynamischeres Verhalten der Sperrschichttemperatur können die Pole des Zustandsreglers und Beobachters weniger dämpfend ausgelegt werden, dabei ist darauf zu achten, dass bei Parameterschwankungen und Anfangswertfehlern das System instabil werden kann, sowie die benötigte Stellgröße an die maximale Lüfterspannung stößt. Um das Anwendungsgebiet dieser Arbeit zu vergrößern ist eine Fallunterscheidung bezüglich der beiden Sperrschichttemperaturen bei unsymmetrischer Belastung der GaN-Transistoren notwendig, da hier lediglich die Temperatur des unteren Transistors geregelt wird. In der Praxis wird eine wie hier entworfene Regler- und Beobachterstruktur wegen des hohen Aufwandes vermutlich noch keine bzw. nur geringe direkte Anwendung finden. Mit den entworfenen Modellen kann bei Messung einer Temperatur am Versuchsaufbau und Bekanntheit des Ausgangs- oder

Zwischenkreisstroms aber auch eine ausreichend genaue Steuerung der Lüfterspannung vorgenommen werden. Ebenso kann eine Notabschaltung bei thermischer Überlast die Zerstörung der Halbleiter verhindern.

Ein Verbesserungsvorschlag um den Temperaturmessbereich der NTC-Thermistorschaltung über 95°C zu vergrößern, ist die Verwendung von Operationsverstärkern, welche nahe an den Grenzen der Versorgungsspannung operieren können. Weiters ist die Temperaturmessung nicht unabhängig von der Versorgungsspannung und gewährleistet keine gute Wiederholgenauigkeit, Abhilfe schafft ein Spannungsregler.

A Quellcode

Listing A.1: Quellcode in C.

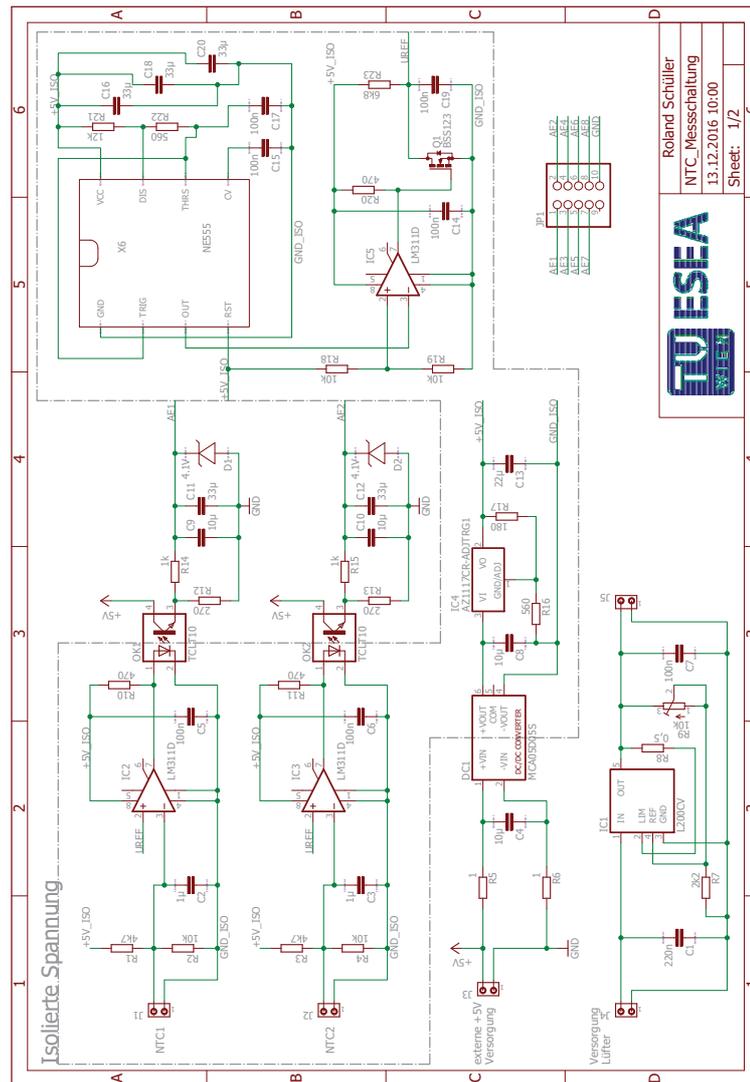
```
1 #include <windows.h>
2 #include <winuser.h>
3 #include <stdio.h>
4 #include <stdlib.h>
5 #include <conio.h>
6 #include "hb627.h"
7 #include <time.h>
8
9 #define TIMEOUT          5000 //ms
10 #define LENSAMPLE        1000 //max samples before order new memory
11 #define SAMPLEOUTPUT    10   //displays every x. sample
12                             //(0 means no output)
13
14 //structure with time stamp and measuring data
15 struct samples_s
16 {
17     unsigned long int  num;
18     double t;
19     short int U[8];
20 };
21
22 int main(void)
23 {
24     struct samples_s *sp=0, *spn=0;
25     char filename[100];
26     unsigned char Commend[100];
27     unsigned char Error;
28     double Ts = 0.0;
29     unsigned int Com_Port_Number;
30     unsigned long int meas_counter=0;
31     unsigned long int maxSamples;
32     unsigned long int lenSamples;
33     unsigned long int lenSamplesOld;
34     unsigned long int i, j;
35     short int Uh[8];
36     int h=1;
37     int x=0;
38     FILE *f;
39     time_t start_t, now_t;
40     BOOL Loop = TRUE;
41
42 //get port number, where the HB627 is connected
43 printf("Enter the HB627 com port number (1..255): ");
44 scanf("%d", &Com_Port_Number);
45
```

```
46 //open com port
47   if( !HB627_Open( Com_Port_Number, TIMEOUT ) )
48   {
49     printf("Can't open port!\n");
50     return 1;
51   }
52   printf("\n\r");
53
54 //get sampletime
55   printf("sampletime (>=20ms, 0=default) in ms:");
56   scanf("%lf", &Ts);
57   Ts = Ts/1000;
58
59 //get max samples
60   printf("max samples:");
61   scanf("%ld", &maxSamples);
62
63 //get samples before order new memory (realloc)
64   //printf("samples before order new memory: ");
65   //scanf("%ld", &lenSamples);
66   lenSamples = LENSAMPLE;
67   lenSamplesOld = lenSamples;
68
69 //get .txt filename
70   printf("Filename (don't forget .txt):");
71   scanf("%s", filename);
72
73 //open or create a .txt file
74   if ( ( f = fopen(filename, "a") ) == NULL )
75   {
76     printf("Can't open File %s!\n", filename);
77     exit(1);
78   }
79
80 //get and write commend in .txt file
81   printf("Commend for this measuring:");
82   scanf("%s", Commend);
83   printf("\n\n Measuring...\n\n");
84   printf("To cancel press any key!\n");
85
86   fprintf(f, "%s\n", Commend);
87   fprintf(f, "%s\n", "t NTC1 NTC2 NTC3 NTC4 NTC5 NTC6 NTC7 NTC8");
88
89 //order memory
90   if ((sp = calloc(lenSamples, sizeof(struct samples_s))) == 0)
91   {
92     printf("No memory available!");
93     fclose(f);
94     return 1;
95   }
96
97 //get the time of CPU
98   start_t = clock();
99   now_t = start_t;
100
```



```
156     {
157         printf("Error: %d;\n", Error);
158         Loop = FALSE;
159     }
160     now_t = clock();
161 }
162 //press any key to interrupt the loop
163 if( _kbhit() )
164     Loop = FALSE;
165 }
166
167 //write in the .txt
168 for (i=0; i < meas_counter; i++)
169 {
170     fprintf(f, "%.3f %4d %4d %4d %4d %4d %4d %4d\n", sp[i].t,
171         sp[i].U[0], sp[i].U[1], sp[i].U[2], sp[i].U[3],
172         sp[i].U[4], sp[i].U[5], sp[i].U[6], sp[i].U[7]);
173 }
174
175 HB627_Close();
176 fprintf(f, "%s\n", "-----");
177 fclose(f);
178 if(sp)
179 {
180     free(sp);
181     sp=0;
182 }
183 return 0;
184 }
```


C Gesamter Schaltungsaufbau



Roland Schüller
 NTC_Messschaltung
 13.12.2016 10:00
 Sheet: 1/2

Abbildung C.1: Seite 1 vom gesamten Schaltplan für NTC Thermistor Schaltung und Ansteuerungselektronik des Lüfters.

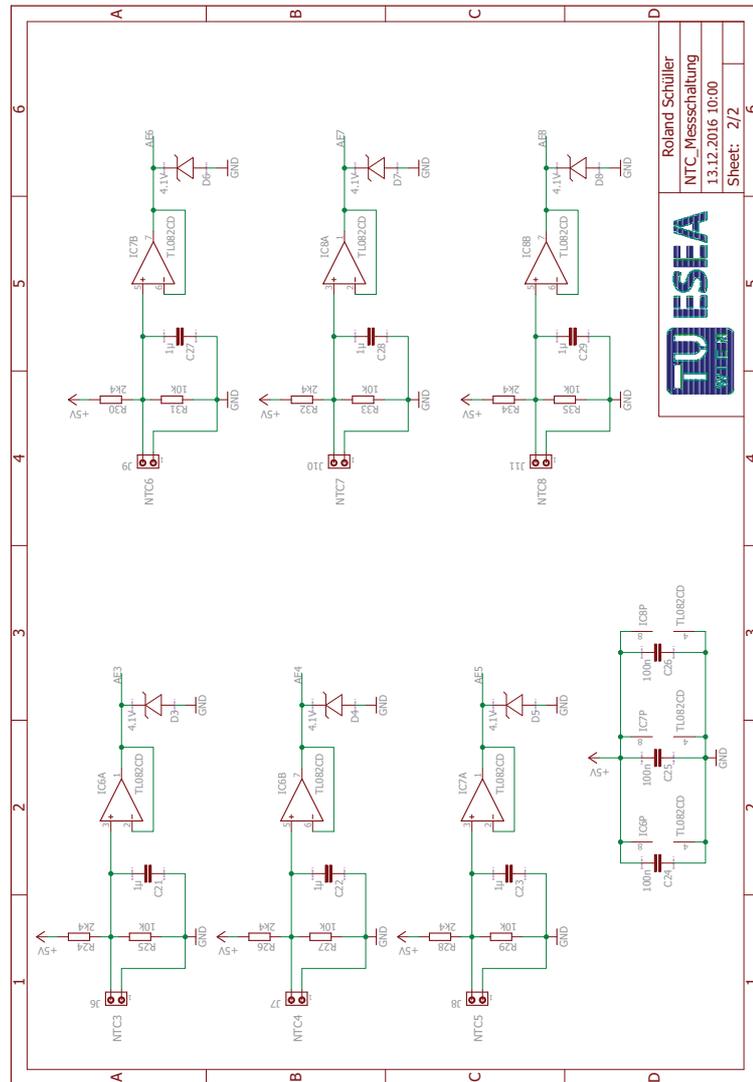


Abbildung C.2: Seite 2 vom gesamten Schaltungsplan für NTC Thermistor Schaltung und Ansteuerungselektronik des Lüfters.

Literatur

- [1] S. Khandelwal, J. Watts, E. Tamilmani und L. Wagner, „Scalable Thermal Resistance Model for single and multi-finger Silicon-on-Insulator MOSFETs“, in *IEEE Conference on Microelectronic Test Structures*, Amsterdam, 2011.
- [2] A. S. Bahman, K. Ma, P. Ghimire, F. Iannuzzo und F. Blaabjerg, „A 3-D-Lumped Thermal Network Model for Long-Term Load Profiles Analysis in High-Power IGBT Modules“, in *IEEE JOURNAL OF EMERGING AND SELECTED TOPICS IN POWER ELECTRONICS*, 2016.
- [3] *USB Datenerfassungsmodul HB627*, H-Tronic, 2017. Adresse: http://www.h-tronic.eu/product_info.php?info=p92_8-kanal-12-bit-usb-datenerfassungssystem.html.
- [4] D. O. Boillat, T. Friedli, J. Mühlethaler, J. W. Kolar und W. Hribernik, „Proceedings of the IEEE Power and Energy Conference at Illinois (PECI 2012), Illinois, USA, February 24-25, 2012.“, in *Analysis of the Design Space of Single-Stage and Two-Stage LC Output Filters of Switched-Mode AC Power Sources*, 2012.
- [5] F. Zach, *Leistungselektronik*, S. F. Wiesbaden, Hrsg. Springer Vieweg, 2015.
- [6] G. Systems, „GN001 Application Guide Design with GaN Enhancement mode HEMT“, GaN Systems Inc., Techn. Ber., 2016.
- [7] R. Semiconductor, „SiC Power Devices and Modules“, S. 41, 2014.
- [8] *Gatetreiberbaustein SI82394AD*, SILICON LABS, 2017. Adresse: <http://www.silabs.com/products/isolation/isolated-gate-drivers/si8239x-isolated-gate-drivers/device.si82394ad-is>.
- [9] *DC-DC Wandler MCA05D05D*, Multicomp, 2017. Adresse: <http://at.farnell.com/multicomp/mca05d05d/dc-dc-converter-1w-dual-o-p/dp/2079668>.
- [10] *Spannungsregler AZ1117CR*, Diodes Incorporated, 2017. Adresse: <https://www.diodes.com/products/power-management/low-dropout-regulators/single-ldos/part/AZ1117C>.
- [11] *NTC Thermistor ERTJ0EG103HA*, Panasonic, 2017. Adresse: <https://industrial.panasonic.com/ww/products/thermal-solutions/ntc-thermistor-chip-type/ntc-thermistor/ntc-thermistorchip-type/ERTJ0EG103HA>.
- [12] *NE555*, Texas Instruments, 2017. Adresse: <http://www.ti.com/product/NE555>.
- [13] *Spannungsregler L200*, STMicroelectronics, 2017. Adresse: http://www.st.com/content/st_com/en/products/power-management/linear-voltage-regulators/standard-positive-voltage-regulator/l200.html.

-
- [14] G. Systems, „PCB Thermal Design Guide for GaN Enhancement Mode Power Transistors“, GaN Systems Inc., Techn. Ber., 2015.
- [15] J. Specovius, *Grundkurs Leistungselektronik*, W. Vieweg+Teubner Verlag | Springer Fachmedien Wiesbaden GmbH, Hrsg. Vieweg+Teubner Verlag, 2010.
- [16] A. Kugi, *Modellbildung*. TU Wien, 2013.
- [17] *Kühlkörperwiderstand mit Lüfter*, Fischer Elektronik, 2017. Adresse: http://www.fischerelektronik.at/fileadmin/fischertemplates/download/Katalog/technischeerlaeuterungen_d.pdf.
- [18] G. Systems, „Modeling Thermal Behavior of GaNpx E-HEMTs Using RC Thermal SPICE Models“, GaN Systems Inc., Techn. Ber., 2017.
- [19] K. Gruber, „3-phasiger Umrichter auf SiC-Basis für Schaltfrequenzen bis zu 100 kHz“, Magisterarb., Technische Universität Wien, Wien, 2016.
- [20] *GaN Transistor GS66508T*, GaN Systems, 2017. Adresse: <http://www.gansystems.com/gs66508t.php>.
- [21] *Gap Pad 5000S35*, Bergquist, 2017. Adresse: http://www.bergquistcompany.com/thermal_materials/gap_pad/gap-pad-5000S35.htm.
- [22] A. Kugi, *Regelungssysteme 2*. TU Wien, 2015.
- [23] H. P. Geering, *Regelungstechnik: Mathematische Grundlagen, Entwurfsmethoden, Beispiele*, S.-V. B. Heidelberg, Hrsg. Springer-Verlag, 1994.

Eidesstattliche Erklärung

Hiermit erkläre ich, dass die vorliegende Arbeit gemäß dem Code of Conduct – Regeln zur Sicherung guter wissenschaftlicher Praxis (in der aktuellen Fassung des jeweiligen Mitteilungsblattes der TU Wien), insbesondere ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel, angefertigt wurde. Die aus anderen Quellen direkt oder indirekt übernommenen Daten und Konzepte sind unter Angabe der Quelle gekennzeichnet. Die Arbeit wurde bisher weder im In- noch im Ausland in gleicher oder in ähnlicher Form in anderen Prüfungsverfahren vorgelegt.

Wien, 19. April 2017

Roland Schüller