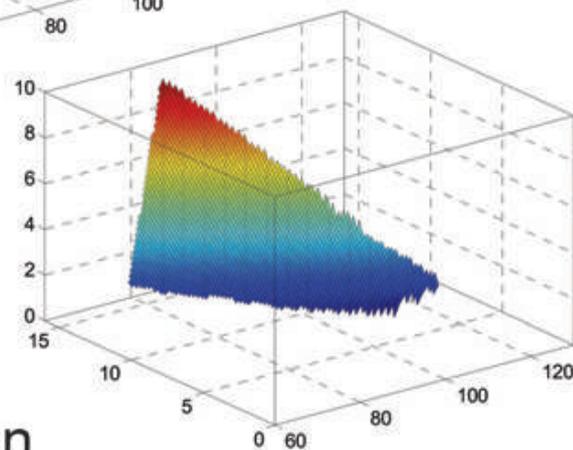
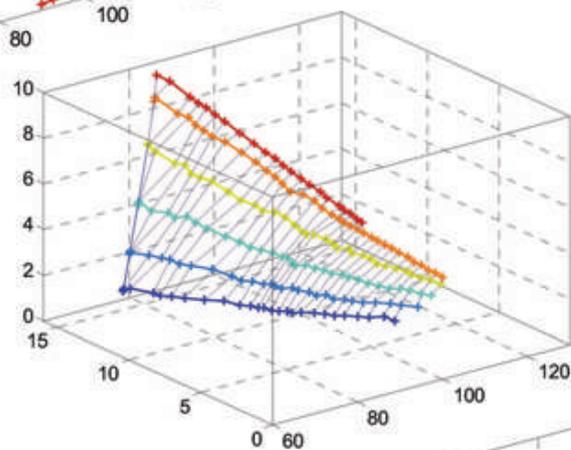
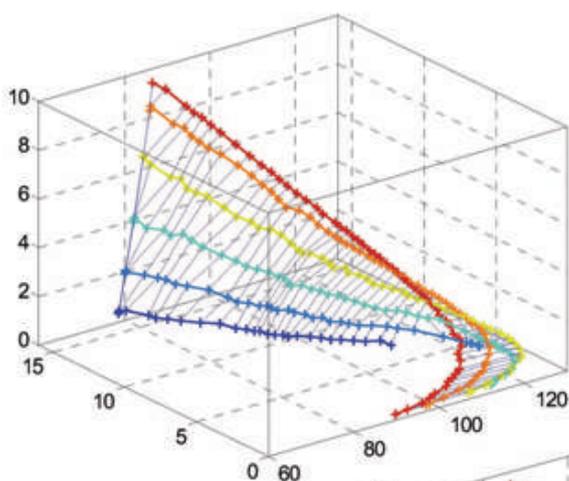


# Ein digitales elektronisches Vorschaltgerät für Leuchtstofflampen mit neuen Steuer- und Regelfunktionen



# **Ein digitales elektronisches Vorschaltgerät für Leuchtstofflampen mit neuen Steuer- und Regelfunktionen**

Zur Erlangung des akademischen Grades eines  
DOKTOR-INGENIEURS  
von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik  
der Universität Fridericiana Karlsruhe  
genehmigte

DISSERTATION

von  
**Antje Dau**  
aus Hannover

Tag der mündlichen Prüfung:	12.07.2007
Hauptreferent:	Prof. Dr.-Ing. W. Heering
Korreferent:	Prof. Dr.-Ing. M. Braun

Karlsruhe 2007

### **Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek**

Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über <http://dnb.ddb.de> abrufbar.

1. Aufl. - Göttingen : Cuvillier, 2008

Zugl.: Karlsruhe, Univ., Diss., 2007

978-3-86727-553-8

© CUVILLIER VERLAG, Göttingen 2008

Nonnenstieg 8, 37075 Göttingen

Telefon: 0551-54724-0

Telefax: 0551-54724-21

[www.cuvillier.de](http://www.cuvillier.de)

Alle Rechte vorbehalten. Ohne ausdrückliche Genehmigung des Verlages ist es nicht gestattet, das Buch oder Teile daraus auf fotomechanischem Weg (Fotokopie, Mikrokopie) zu vervielfältigen.

1. Auflage, 2008

Gedruckt auf säurefreiem Papier

978-3-86727-553-8

---

## **Danksagung**

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit am lichttechnischen Institut der Universität Karlsruhe. Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Heering, der mir die Zeit am LTI ermöglichte. Während dieser Zeit unterstützte er mich mit seinen fachlichen Kenntnissen und zahlreichen Anregungen.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Michael Braun danke ich für die freundliche Übernahme des Korreferates und die wertvollen Korrekturvorschläge.

Ebenfalls bedanke ich mich bei meinen Kollegen, Studienarbeitern und wissenschaftlichen Hilfskräften, Stephan Olbrich, Dominique Daub, Sebastian Bartlakowski, Stefan Lechner, Andreas Ruiss, Hans-Peter Daub, Ingo Gabriel, Robert Sängler, Stefan Pieke, Peter Schwarz, Karsten Klingner und Jörg Schröter für ihre Hilfsbereitschaft, anregenden Diskussionen und der freundlichen Atmosphäre.

Der größte Dank gehört meiner Familie. Meinem Ehemann Norbert und meinen Kindern Lara und Linus, die sehr viel Geduld erwiesen und oft auf meine Anwesenheit zu Hause verzichten mussten. Meinen Eltern, die mein Studium ermöglichten und mich in den vergangenen Jahren unterstützt haben.



# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1	Thematische Einführung . . . . .	1
1.2	Stand der Technik . . . . .	1
1.3	Zielsetzung . . . . .	2
<b>2</b>	<b>Grundlagen</b>	<b>5</b>
2.1	Fundamentalprozesse der Lichterzeugung . . . . .	5
2.1.1	Lichterzeugung mit Leuchtstofflampen . . . . .	5
2.1.2	Merkmale der Zündung . . . . .	6
2.2	Eigenschaften der T5-Lampen . . . . .	7
2.2.1	T5-Lampengruppen . . . . .	9
2.3	Standard-EVG für T5-Lampen . . . . .	10
2.3.1	Schaltungsprinzip . . . . .	10
2.3.2	Fremdgesteuerte Halbbrücke . . . . .	12
2.3.3	Vorheizung der Wendeln . . . . .	14
2.3.4	Cut Off- Schaltungsprinzip . . . . .	16
2.3.5	Zündung . . . . .	17
2.4	Digitale Schnittstelle der EVG . . . . .	18
2.5	Digitale Lampentyperkennung . . . . .	19
<b>3</b>	<b>Grundlegende Funktionen eines digitalen EVG</b>	<b>21</b>
3.1	Überblick eines hochintegrierten digitalen EVG . . . . .	22
3.2	Kontrollierter Lampenstart . . . . .	23
3.2.1	Implementierung . . . . .	25
3.3	Lampendimmung . . . . .	26
3.3.1	Implementierung . . . . .	28
3.3.2	Stabilitätskriterien eines stabilen Dimmverhaltens . . . . .	29
3.4	Schutzfunktionen . . . . .	30
3.4.1	Gleichrichtereffekt . . . . .	31
3.4.2	End of life Abschaltung . . . . .	31

3.4.3	Leerlauf . . . . .	33
3.4.4	Maximale Zündspannung . . . . .	33
<b>4</b>	<b>Digitale Messwerterfassung</b>	<b>37</b>
4.1	Äquidistante Messwerterfassung . . . . .	37
4.1.1	Implementierung . . . . .	38
4.1.2	Grenzen seitens der Prozessorarchitektur . . . . .	40
4.1.3	Messunsicherheiten . . . . .	41
4.2	Analytische Berechnung der Messunsicherheiten . . . . .	43
4.2.1	Herleitung . . . . .	43
4.2.2	Einfluss des Abtast- und Halteglieds . . . . .	45
4.2.3	Ermittlung des Normierungsfaktors . . . . .	48
4.3	Abtastbedingte Messabweichungen . . . . .	49
4.3.1	Relative Messabweichung $F_{rel}$ . . . . .	50
4.3.2	Reduzierung der Einlesedauer $s$ . . . . .	51
4.3.3	Messunsicherheit durch die Signalform . . . . .	53
4.4	Prozessor bedingte Messunsicherheiten . . . . .	54
4.4.1	Messunsicherheit durch einen Jitter im Abtastpunkt . . . . .	55
4.4.2	Modulofehler bei der Abtastpunktsetzung . . . . .	58
4.5	Gesamte Messunsicherheit der äquidistanten Messwerterfassung . . . . .	60
4.6	Vereinfachte Messwertbestimmung . . . . .	62
4.6.1	Implementierung . . . . .	64
4.6.2	Messunsicherheiten . . . . .	65
4.7	Zusammenfassung . . . . .	68
<b>5</b>	<b>Grundlagen zu den Lampenwendeln</b>	<b>69</b>
5.1	Wendelstruktur . . . . .	69
5.1.1	Thermische Emission . . . . .	70
5.2	Emittermaterial . . . . .	70
5.3	Lebensdauer . . . . .	71
5.3.1	Anforderungen an die Wendel . . . . .	72
5.4	Zündung einer kalten Wendel . . . . .	72
5.4.1	Kathodenfall . . . . .	72
5.4.2	Reduzierung der thermischen Emission . . . . .	73
5.4.3	Auswirkung auf die Lebensdauer . . . . .	73
5.5	Vorheizung der Wendeln vor der Zündung . . . . .	74
5.6	Optimale Lebensdauer . . . . .	74

<b>6</b>	<b>Digitale Wendelwiderstandserkennung</b>	<b>77</b>
6.1	Einleitung . . . . .	77
6.2	Untersuchungen der Wendeln . . . . .	78
6.2.1	Kaltwiderstand . . . . .	79
6.2.2	Heizenergie . . . . .	80
6.2.3	Zündspannung . . . . .	82
6.2.4	Glimmentladung . . . . .	83
6.2.5	Auswertung der Messergebnisse . . . . .	84
6.3	Digitale Erfassung des Wendelheizstroms . . . . .	86
6.3.1	Mathematische Nachbildung des Wendelwiderstands- verlaufs . . . . .	88
6.3.2	Implementierung der digitalen Wendelwiderstands- erfassung . . . . .	89
6.4	Optimale Vorheizanpassung . . . . .	91
6.4.1	Einstellung verschiedener Vorheizzeiten . . . . .	93
6.4.2	Zündverhalten bei optimierter Vorheizung . . . . .	94
6.5	Widerstandsverhalten von Wolfram . . . . .	95
6.6	Bildauswertung der Vorheizung und Zündung . . . . .	96
6.6.1	Beobachtung unterschiedlich vorgeheizter Wendeln	97
6.6.2	Beobachtung der Brennfleckbildung . . . . .	98
6.7	Implementierung . . . . .	100
6.8	Zusammenfassung . . . . .	102
 <b>7</b>	 <b>Digitale Lampenerkennung</b>	 <b>105</b>
7.1	Einleitung . . . . .	105
7.2	Untersuchung der verschiedenen T5-Lampentypen . . . . .	106
7.2.1	Erkennungsmerkmale der verschiedenen Lampentypen	110
7.2.2	Auswertung und Konzept zur Lampenerkennung . .	111
7.3	Implementierung . . . . .	117
7.4	Zusammenfassung . . . . .	119
 <b>8</b>	 <b>Digitale Lichtstromregelung</b>	 <b>123</b>
8.1	Versuchsaufbau . . . . .	123
8.2	Temperaturabhängigkeiten der Lampenbetriebsparameter .	125
8.2.1	Relativer Lichtstrom . . . . .	125
8.2.2	Lampenwiderstand . . . . .	126
8.2.3	Lampenspannung . . . . .	127
8.3	Lichtstromschätzung . . . . .	128

8.3.1	Kennfeld-Interpolation . . . . .	129
8.4	Implementierung . . . . .	132
8.5	Arbeitsweise des Reglers . . . . .	134
8.6	Zusammenfassung . . . . .	135
<b>9</b>	<b>Prozessoranforderungsprofil</b>	<b>137</b>
9.1	Konzept eines fortgeschrittenen digitalen EVG . . . . .	137
9.2	Zusammenspiel der Hard- und Softwarekomponenten . . .	139
9.3	Notwendige Vereinfachungen . . . . .	142
9.3.1	Minimierung der ADC-Hardware . . . . .	142
9.3.2	Verzicht auf Gleitkommazahlberechnung . . . . .	143
9.3.3	Zeitoptimierte Berechnung des Abtastabstands . . .	143
9.3.4	Zeitoptimierte Setzung der Abtastpunkte . . . . .	143
9.4	Resultierendes Profil des Mikrocontrollers . . . . .	144
9.4.1	PWM-Timer . . . . .	146
9.4.2	Pulse-Timer . . . . .	147
9.4.3	Slow-Timer . . . . .	148
9.4.4	Systemtakt-Modul . . . . .	148
9.4.5	Fault-Protection . . . . .	148
9.4.6	A/D-Wandler . . . . .	150
<b>10</b>	<b>Ausblick</b>	<b>153</b>
<b>11</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>157</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>161</b>

---

# 1 Einleitung

## 1.1 Thematische Einführung

Leuchtstofflampen werden seit über 60 Jahren zur Erzeugung von künstlichem Licht verwendet. Weltweit erzeugen Leuchtstofflampen heutzutage bis zu 70 Prozent des Kunstlichtbedarfs. Ihr Einsatzgebiet erstreckt sich über viele Bereiche wie Büros, Krankenhäuser, Industrie und Straßen. Kompakt- und Leuchtstofflampen müssen mit Vorschaltgeräten betrieben werden, da der Prozess der Gasentladung einen stabilisierten Lampenstrom benötigt. Das Vorschaltgerät ist für das Vorheizen der Lampenelektroden, die Bereitstellung einer ausreichenden Zündspannung sowie das Begrenzen des Lampenstroms verantwortlich. Anfangs wurden diese Grundfunktionen mit konventionellen Vorschaltgeräten (KVG) realisiert. Seit den frühen Siebzigern wurden die Vorteile der Schaltnetzteile auch in der Beleuchtungstechnik eingesetzt. Diese Entwicklung führte zum Betrieb von Entladungslampen mittels elektronisch betriebener Vorschaltgeräte (EVG). Diese Ausführung hat viele Vorteile, eine längere Lampenlebensdauer, die Erzeugung eines flackerfreien Lichts und eine größere Lichtausbeute des Systems. Die EVGs bestehen aus analogen Bauelementen und erzeugen mittels einer hochfrequenten Stromsteuerung ein angenehmes und gesundes Licht, das ein ermüdungsfreies und konzentriertes Arbeiten über einen längeren Zeitraum zulässt. Der Nachteil analoger EVG ist vor allem die notwendige Anpassung des Vorschaltgerätes an die zu betreibende Lampe.

## 1.2 Stand der Technik

In den vergangenen Jahren haben zwei Entwicklungen der Beleuchtungstechnik das heutige elektronische Vorschaltgerät geprägt. Zum einen macht der Einzug von neuen digitalen Gebäudemanagementsystemen für Entladungslampen (EIB-BUS, LON, DALI,...) die Weiterentwicklung dezentra-

ler Verbraucher wie elektronische Vorschaltgeräte erforderlich. Insbesondere verlangen die seriellen digitalen Protokolle den Einsatz von Mikroprozessoren und Mikrocontrollern. Zum zweiten ist eine weite Verbreitung von neuen, besseren und energieeffizienteren Lampensystemen wie T5-Lampen zu verzeichnen. Dies hat zur Folge, dass auch die Anzahl der verschiedenen EVG-Typen dementsprechend gewachsen ist. Um diese große Anzahl an EVG-Typen zu reduzieren, haben EVG-Hersteller eine neue Richtung eingeschlagen: Eine einheitliche EVG-Entwicklung für Lampen unterschiedlicher Leistungen bei optimalem Betrieb durch neue integrierte Schaltungen. Der Fortschritt in der Halbleitertechnologie unterstützt diese Entwicklung und löst die analoge Lampenansteuerung durch eine digitale Ansteuerung ab. Der Einsatz von digitalen Prozessoren eröffnet weitere neue Anwendungsbereiche in der Beleuchtungstechnik.

### 1.3 Zielsetzung

In dieser Arbeit wird ein hochintegriertes, digitales elektronisches Vorschaltgerät (EVG) für Leuchtstofflampen, eine neue Generation smarter EVG vorgestellt. Neue fortschrittliche digitale Funktionen zur Steuerung und Regelung eines EVGs für Entladungslampen werden untersucht und in nur einen Prozessor integriert. Das digitale EVG bietet viele Vorteile und eröffnet neue Anwendungsbereiche im Vergleich zu den herkömmlichen, analogen EVGs. Aufwendige externe Peripherie und die damit verbundenen Herstellungskosten können eingespart werden. Es besteht die Möglichkeit neue Funktionen zu integrieren, die analog nicht lösbar oder nur mit einem erheblichen Bauteilaufwand realisierbar sind. Die charakteristischen Merkmale des zukünftigen EVGs sind Bedienungs- und Wartungsfreundlichkeit, Flexibilität, Wirtschaftlichkeit, Kostenreduktion, Sicherheit und Komfort. Das **Kapitel 2** führt in die Lampencharakteristik der T5-Lampen sowie in die Entwicklungsrichtung der heutigen EVG. Hier werden die grundlegenden EVG-Funktionen und deren Realisierung erläutert sowie der Übergang zum digital gesteuerten EVG aufgezeigt. In dem anschließenden **Kapitel 3** wird das smarte, digitale EVG vorgestellt. Insbesondere werden die möglichen digitalen Funktionen zur Steuerung und Regelung eines EVGs für Entladungslampen und die daraus resultierenden Vorteile und neuen Anwendungsbereiche dargestellt. Die grundlegenden digitalen Funktionen wie Vorheizung, Zündung und Lampendim-

mung sowie die Überwachung von kritischen Betriebszuständen werden beschrieben. Da eine stabile und genaue Messwerterfassung die Grundvoraussetzung für einen stabilen Lampendimmbetrieb ist, werden in dem **Kapitel 4** zwei digitale Methoden der Lampenwirkleistungserfassung beschrieben. Insbesondere werden die auftretenden Messunsicherheiten, hervorgerufen durch die digitale Erfassung, numerisch behandelt.

Der Schwerpunkt dieser Arbeit liegt in der Entwicklung und Implementierung von neuen fortschrittlichen EVG Funktionen, welche es auf dem Markt in dieser Form noch nicht gibt. Einführend hierzu werden die theoretischen Grundlagen der Wendeln und die Notwendigkeit der thermischen Emission in dem **Kapitel 5** dargelegt. Im anschließendem **Kapitel 6** wird die Entwicklung einer digitalen Wendelwiderstandserfassung vorgestellt, mit deren Hilfe alle T5-Wendeltypen erkannt und optimal vorgeheizt werden können. Diese Funktion ist das Fundament für die im folgenden **Kapitel 7** beschriebene digitale Lampenerkennung. Mit dieser Funktion werden die verschiedenen T5-Lampentypen erkannt und können auf 1% ...100% des Lichtstroms gedimmt betrieben werden. Eine weitere neue Funktion, welche den auf die Lampenwirkleistung geregelten Dimmbetrieb auf eine digitale Lichtstromregelung erweitert, wird in dem **Kapitel 8** erläutert. Diese temperaturunabhängige Lichtstromregelung arbeitet ohne die Verwendung von externen Sensoren. Alle vorgestellten Funktionen sind in einen Mikrocontroller integrierbar. Die notwendige Abstimmung der einzelnen Funktionen aufeinander und die teilweise notwendigen Funktionsvereinfachungen werden in dem **Kapitel 9** diskutiert. Hierbei wird auch das resultierende Mikrocontroller-Profil vorgestellt.



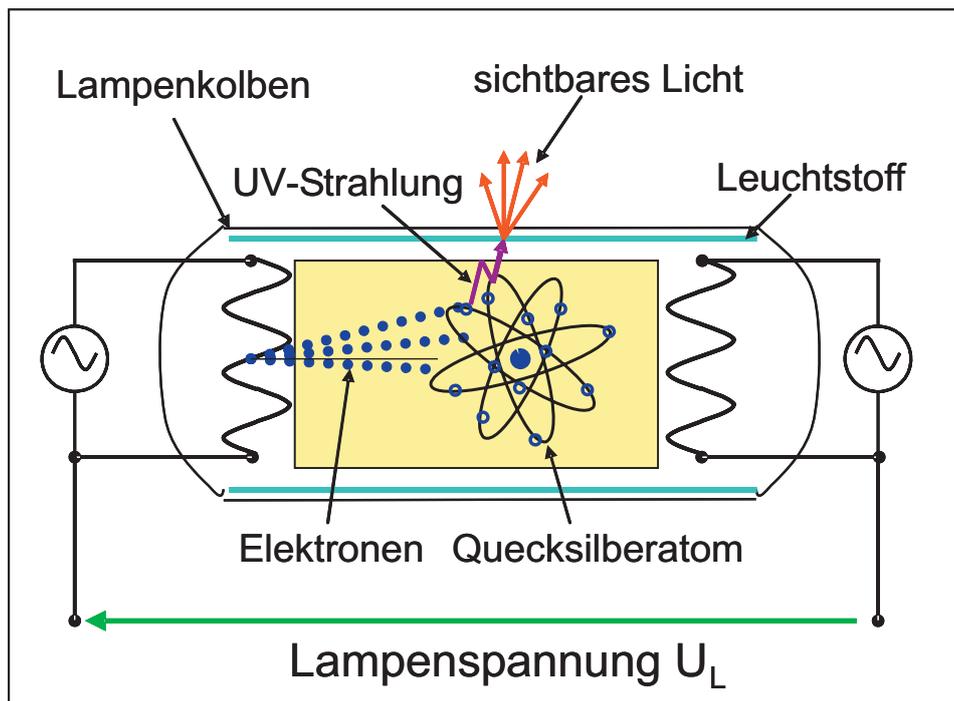
---

## 2 Grundlagen

### 2.1 Fundamentalprozesse der Lichterzeugung

#### 2.1.1 Lichterzeugung mit Leuchtstofflampen

Eine Gasentladung erzeugt ein elektrisch angeregtes Plasma. Das Plasma ist ein Gemisch aus Neutralteilchen, Ionen und Elektronen in verschiedenen Anregungszuständen mit starker Wechselwirkung zueinander sowie vom Plasma selbst erzeugten Photonen [Heinz2004]. Die elektrisch beheizten Wendeln, beschrieben in Kapitel 5.1.1, emittieren Elektronen. Mit



**Abbildung 2.1:** Lichterzeugung in einer Entladungslampe [Heinz2004]

Hilfe einer von außen angelegten elektrischen Spannung  $U_L$  werden Elektronen so hoch beschleunigt, dass ihre Energie sowohl zur elektrischen Anregung des Gases als auch zu dessen Ionisierung ausreicht (siehe Bild 2.1).

Das Gas ist leitfähig geworden und es entsteht eine selbstständige Entladung, in der die Elektronen lawinenartig vermehrt werden und wiederum neue Gasatome anregen und ionisieren. Ab einer bestimmten Stromstärke wird eine stationäre Entladung mit heißen Elektroden, auch Bogenentladung genannt, erreicht. Auf der Kathode bildet sich hierbei im Bogenansatz ein Brennfleck aus, in dem die notwendige Emissions-Temperatur von 700°C bis 800°C erreicht wird. In diesem Punkt können aufgrund der thermischen Emission genügend Elektronen austreten [Sturm1992]. Die übrige Wendel wird nicht so stark erhitzt und entwickelt im stationären Zustand ein thermisches Gleichgewicht. In der Niederdruck-Gasentladung wird die UV-Strahlung durch die Anregung von Quecksilberatomen erzeugt. Leuchtstoffe sind an der Innenwand der Entladungslampe aufgebracht und wandeln die UV-Strahlung in sichtbares Licht um.

### 2.1.2 Merkmale der Zündung

Das Ziel ist möglichst schnell die stationäre Form der Entladung zu erreichen. In diesem Zustand werden die Wendeln am wenigsten geschädigt, da die Elektronen überwiegend durch die thermische Emission erzeugt werden. Bis zur Entstehung der angestrebten Bogenentladung durchläuft die Lampe während der Zündung einen wendelschädigenden Prozess, der möglichst minimal gehalten werden sollte, um die Lampenlebensdauer zu erhöhen. Hierzu werden die Wendeln vor der Zündung vorgeheizt, um möglichst die Elektronen aus der Kathode mittels der thermischen Emission zu befreien. Die hierzu notwendige Heizenergie ist abhängig vom Wendeltyp und in den Datenblättern festgelegt. Nach der Heizphase, welche zwischen 400ms und 2s dauert, wird eine hohe Spannung an die Lampe angelegt. Diese Zündspannung beträgt ein Vielfaches der Lampenbetriebsspannung. Das Gas wird leitfähig und die Eigenionisation vermehrt sich lawinenartig. Es beginnt ein elektrischer Strom durch die Gasstrecke zu fließen und die angelegte Zündspannung bricht zusammen. Bei ungenügender Vorheizung der Wendeln entsteht nun die schädigende Glimmphase, da die thermische Elektronenemission den Lampenstrom nicht aufrecht erhalten kann. Der größte Teil der Elektronen muss durch einen Ionenbeschuss aus den Wendeln ausgelöst werden. Hierzu ist ein hohes Feld vor der Kathode erforderlich. Die zugeordnete Kathodenfallspannung kann bis zu 200V betragen. Das Bild 2.2 zeigt den zeitlichen Verlauf von Lampenstrom und Lampenspannung während eines Lampenstarts mit ungenügender Vorhei-

zung. Nach dem Zünden ist die schädigende Glimmentladung vorhanden, die erst nach 60ms überwunden ist. Werden genügend Elektronen mittels der thermischen Emission befreit, sinkt die Kathodenfallspannung auf etwa 10V und es stellt sich eine Bogenentladung ein. Zur Wendelschonung sollte die Glimmphase möglichst kurz sein oder vollständig vermieden werden. Dieses ist nur durch eine optimale Vorheizung der Wendeln vor dem Zünden möglich.

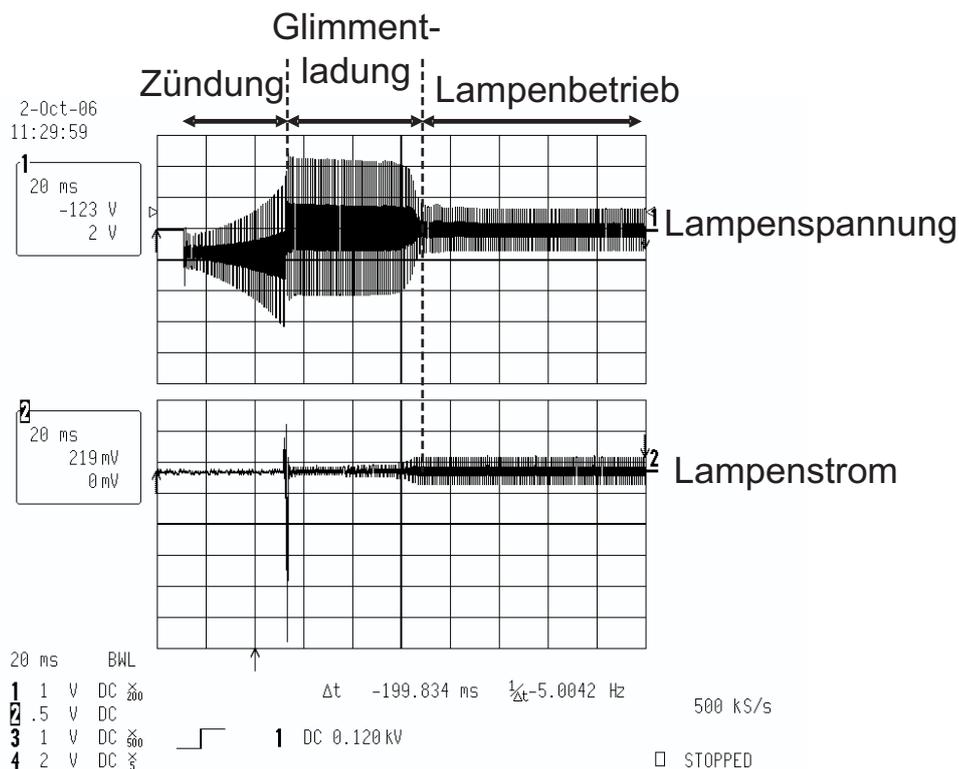


Abbildung 2.2: Lampenzündung mit wendelschädigender Glimmentladung

## 2.2 Eigenschaften der T5-Lampen

Die moderne T5-Lampe wurde 1997 in den Markt eingeführt und ist in den Lampenreihen 14W - 35 W als High Efficiency (FH oder HE) und 24W bis 80W als High Output (FQ oder HO) Typ erhältlich. Diese Niederdruckentladungslampe hat einen Kolbenrohrdurchmesser von 16mm und ist um 50mm kürzer als die vorherige T8-Lampen-Generation mit einem Kolbendurchmesser von 26 mm. Somit hat sich das Kolbenvolumen fast um die

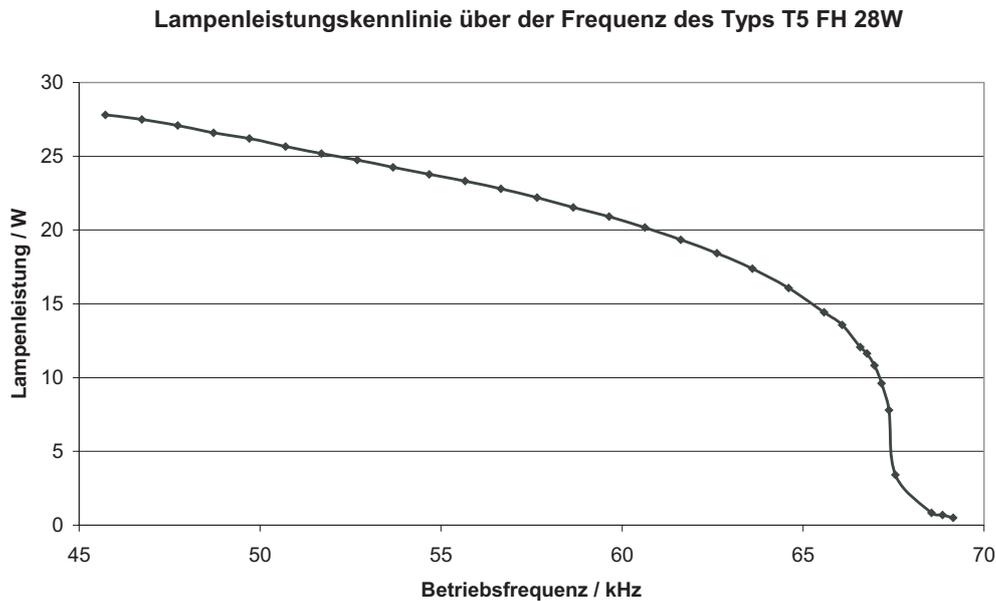
Hälfte reduziert. Die FH-Lampen bieten eine größere Lichtausbeute von bis zu 104 lm/W bei einem geringen Lampenstrom von  $I_L = 170\text{mA}$ . Der T5-FQ Lampentyp zeichnet sich durch einen hohen Lampenwirkungsgrad aus, beispielsweise besitzt die T5-FQ54W Lampe denselben Lichtstrom wie die T8-L58W Lampen. Dieser Lampentyp wird mit höheren Lampenströmen zwischen  $I_L = 280\text{mA} \dots 550\text{mA}$  betrieben und besitzt deshalb einen größeren Wärmeeintrag, womit sich die Kolbentemperatur auf etwa  $55^\circ\text{C}$  einstellt gegenüber von etwa  $40^\circ\text{C} \dots 45^\circ\text{C}$  bei den anderen Lampentypen. Der optimale Brennbetrieb mit einer maximalen Lichtausbeute ist bei den T5-Lampen für eine Außentemperatur von  $35^\circ\text{C}$  festgelegt. Unterhalb dieser Temperatur sinkt die Lichtemission stetig ab. Sie ist nur in einem schmalen Temperaturintervall von  $20^\circ\text{C}$  bis  $60^\circ\text{C}$  zufriedenstellend betreibbar. Eine große Schwachstelle der T5-Lampen ist ihre hohe Empfindlichkeit gegenüber äußeren Temperaturschwankungen und kalten Luftzügen, welche sich durch starke Änderung in der Lichtemission bemerkbar macht. Bei diesen thermisch kritischen Lampen sinkt der Lichtstrom bei einer Umgebungstemperatur von  $20^\circ\text{C}$  auf 75% des maximalen Lichtstroms (Kapitel 8 und [Mueller2004]). Dieses beruht darauf, dass in Folge der Volumenreduzierung die Wärmekapazität der Lampe verkleinert wurde. Ein weiterer Effekt ist die Vergrößerung des Verhältnisses von Lampenmantelfläche zum Lampenvolumen um den Faktor:

$$\frac{M}{V} = \frac{2\pi r h}{\pi r^2 h} = \frac{2}{r} \quad (2.1)$$

Die Kolbenwand bietet daher eine relativ größere Angriffsfläche gegenüber äußeren Störungen. Somit kann das Plasma über die Kolbenwand stärker beeinflusst werden und reagiert schon auf die kleinsten Temperaturschwankungen.

### **Dimmverhalten von T5-Lampen**

Eine weitere Einschränkung zeigt sich im instabilen Dimmbetrieb unterhalb 30% des Nennlichtstroms dieser Lampen. Diese Lampen besitzen im unteren Dimmbereich einen sehr steilen Kennlinienverlauf der Lampenleistung als Funktion der Betriebsfrequenz. Das Bild 3.5 zeigt den Kennlinienverlauf der Lampenleistung  $P_L$  über der Betriebsfrequenz am Beispiel einer T5 FH 28W Lampe. Die Dimmkennlinie nimmt im unteren Lampenleistungsdrittel einen extrem steilen Verlauf an. Hierdurch wird ein



**Abbildung 2.3:** Lampenleistungskennlinie über der Frequenz

stabiler Regelungsbetrieb erschwert und es kann zu peripheren Lichtflackern kommen.

### 2.2.1 T5-Lampengruppen

Die T5-Lampentypen können in fünf Gruppen eingeteilt werden (siehe Tabelle 2.1). Hierbei besitzen die einzelnen Gruppen denselben Wendeltyp. Da der Belastungsstrom von dem Wendeltyp abhängig ist, können die jeweilige Lampengruppe mit demselben Nennstrom betrieben werden. Die

Gruppe	1	2	3	4	5
Wendel	9Ω	4,5Ω	2,5Ω	1,7Ω	1,5Ω
Nennstrom	170mA	250mA	320mA	490mA	550mA
Länge 55cm	FH 14W	-	FQ 24W	-	-
Länge 85cm	FH 21W	-	FQ 39W	-	-
Länge 115cm	FH 28W	-	-	FQ 54W	-
Länge 145cm	FH 35W	FQ 49W	-	-	FQ 80W

**Tabelle 2.1:** Gruppierung der T5-Lampen

FH-Lampentypen bilden eine Lampengruppe, bei dem alle vier Wattagen einen sehr geringen Lampennennstrom von  $I_L = 170mA$  besitzen. Die FQ-Lampen arbeiten mit größeren Nennströmen, welche je nach Wattage zwischen  $I_{nenn} = 240mA \dots 650mA$  liegen. Somit sind diese Lampen mit unterschiedlichen Wendeln ausgestattet (Datenblatt Norm EN 60081).

### 2.3 Standard-EVG für T5-Lampen

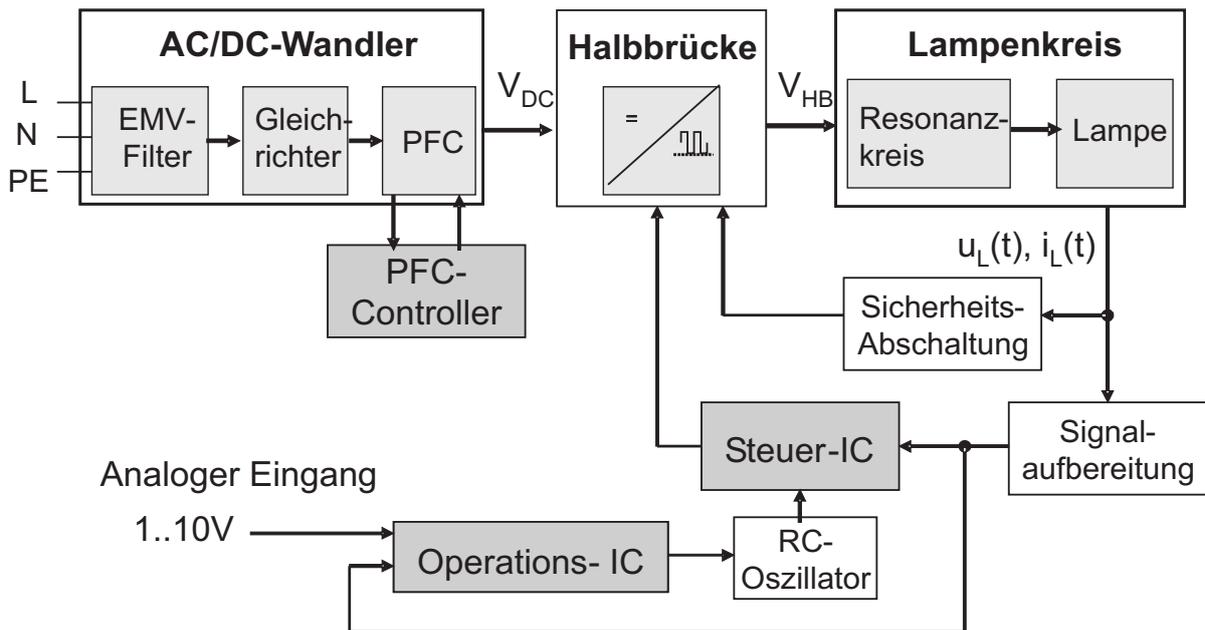
Alle Entladungslampen haben eine negative Steigung in ihrer U-I-Kennlinie aufgrund der 2-Stufen Ionisierung. Die Leitfähigkeit der Lampe nimmt mit steigender Plasmatemperatur zu und der Lampenstrom wird immer größer. Um diesem Effekt entgegenzuwirken, muss der Lampenstrom begrenzt werden. Aus diesem Grund sind Vorschaltgeräte zum Betreiben von Gasentladungslampen notwendig, welche einerseits eine genügend hohe Zündspannung zur Verfügung stellen und andererseits im Lampenbetrieb den Lampenstrom begrenzen.

#### 2.3.1 Schaltungsprinzip

Das am häufigsten eingesetzte Schaltungsprinzip der heutigen EVG für Leuchtstofflampen ist der hochfrequente Drosselbetrieb, welcher die Lampe mit einer hochfrequenten Wechselfrequenz betreibt. Hierbei ist die Betriebsfrequenz so gewählt, dass diese außerhalb des Hörbereichs also größer 20kHz liegt. Somit werden akustische Schwingungen von Drosseln und Kapazitäten vermieden. Aufgrund des hochfrequenten Schaltungsprinzips reduzieren sich die Wicklungsverluste und die Bauteilgröße der Lampendrossel. Ebenso entstehen einige Vorteile im Hinblick auf die Lichtqualität. Der Plasmawiderstand bleibt über eine Lampenperiode nahezu konstant und das gezündete Plasma erlischt nicht mehr in jedem Stromnulldurchgang, womit Wiederezündspitzen vermieden werden. Es entsteht ein flackerfreies, angenehmes Licht, womit die Lichtqualität deutlich gesteigert wird.

#### Komponenten eines analog dimmbaren EVG für Leuchtstofflampen

Das herkömmliche EVG mit hochfrequentem Drosselbetrieb (Bild 2.4) besteht aus drei analogen Hauptkomponenten. Die erste Komponente ist der AC-DC-Wandler, welcher die netzseitige Eingangswchselfrequenz



**Abbildung 2.4:** Wichtige Komponenten eines analogen, dimmbaren EVG

in eine Gleichspannung umwandelt. Mit einem EMV-Filter werden die HF-Störungen von 9kHz...30MHz unterdrückt. Da das EVG aus keiner rein ohmschen Last besteht, sondern eine Impedanz mit Blindanteilen ist, muss die Entnahme eines sinusförmigen Netzstroms gewährleistet werden. Deshalb reduziert die Leistungsfaktorkorrektur mit Hilfe eines Regelbausteins (PFC-Controller) die Netzoberschwingungen, damit möglichst nur Wirkleistung aus dem Netz entnommen wird. Die geregelte Gleichspannung  $V_{DC}$  wird der zweiten Komponente, einem HF-Generator zugeführt, welcher diese in eine hochfrequente Wechselspannung  $V_{HB}$  zerhackt. Der HF-Generator wird mit einer festfrequenten Halbbrücke realisiert. Die nötige Ansteuerfrequenz generiert ein Steuer-IC mit Hilfe eines RC-Schwingkreises. Die zerhackte, hochfrequente Spannung wird an einen Resonanzkreis angelegt, welcher aus einer in Serie zur Lampe angeordneten Drossel  $L$  und einem Koppelkondensator  $C_K$  sowie einem zur Lampe parallel geschalteten Kondensator  $C_R$  besteht. Dieser Serien-Parallel-Schwingkreis generiert bei ungezündeter Lampe die Zündspannung und begrenzt im Lampenbetrieb den Lampenstrom. Die Lampenüberwachung erfolgt mit einer analogen Sicherheitsabschaltung, um bei kritischen Betriebszuständen die Lampe und das EVG abzuschalten.

### Zusätzliche Komponenten für ein dimmbares EVG

Der Lampenstrom kann in dieser Anordnung durch Stellen der Betriebsfrequenz am Lampenkreis gesteuert werden, indem der Blindwiderstand  $X_L$  der Lampendrossel L verändert wird. Für eine geregelte Dimmung ist die Erfassung des Lampenstroms erforderlich, welche in der analogen Signalaufbereitung geschieht. Die Einstellung der Dimmstufe erfolgt über eine analoge 1..10V Schnittstelle. Der Sollwert und der in eine Spannung umgesetzte Lampenstrom werden einem Operationsverstärker, beschaltet als Subtrahierer, zugeführt. Dieser erzeugt eine Gleichspannung, welche als Stellgröße dem Steuer-IC zugeführt wird. Häufig wird diese Stellspannung als Offsetspannung an den RC-Schwingkreis angelegt, womit sich die Betriebsfrequenz des Steuer-IC verändert. Der erreichbare Frequenzbereich ist hierbei auf die zweifache Grundfrequenz des RC-Schwingkreises begrenzt, d. h. ist die Grundfrequenz auf  $f_N = 40kHz$  eingestellt, so liegt die maximal erreichbare Betriebsfrequenz bei  $f_{max} = 2 \cdot f_N = 80kHz$ .

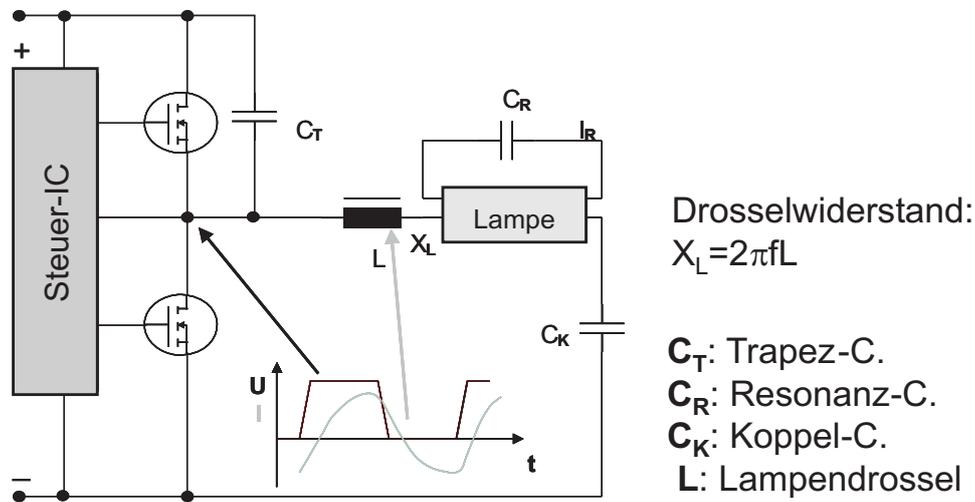
### Dimmbare T5-Vorschaltgeräte

Die extreme Empfindlichkeit der T5-Lampen erschwert den Dimmbetrieb gravierend. Die bisherigen, analogen dimmbaren EVGs sind mit einer Stromregelung bestückt. Aufgrund des sehr steilen Kennlinienverlaufs dieser Lampentypen, ist eine Regelung auf den bloßen Lampenstrom nicht ausreichend, um ein stabiles Dimmen zu gewährleisten. Einige EVG-Hersteller regeln deshalb auf den phasenkorrigierten Lampenstrom, um eine bessere Dimmqualität zu erzielen. Das Patent DE 196 13 257b A1 vom 02.04.1996 beschreibt eine mögliche Erfassung des Lampenstrom-Wirkanteils, welcher dem phasenkorrigierten Lampenstrom entspricht. Diese Regelgröße ist stabiler als eine reine Stromregelung. Allerdings ist dieser Dimmbetrieb weiter instabil bei größeren Temperaturschwankungen. In dem Kapitel 3 werden die Anforderungen der T5-Lampen für einen stabilen, temperaturunabhängigen Dimmbetrieb untersucht.

### 2.3.2 Fremdgesteuerte Halbbrücke

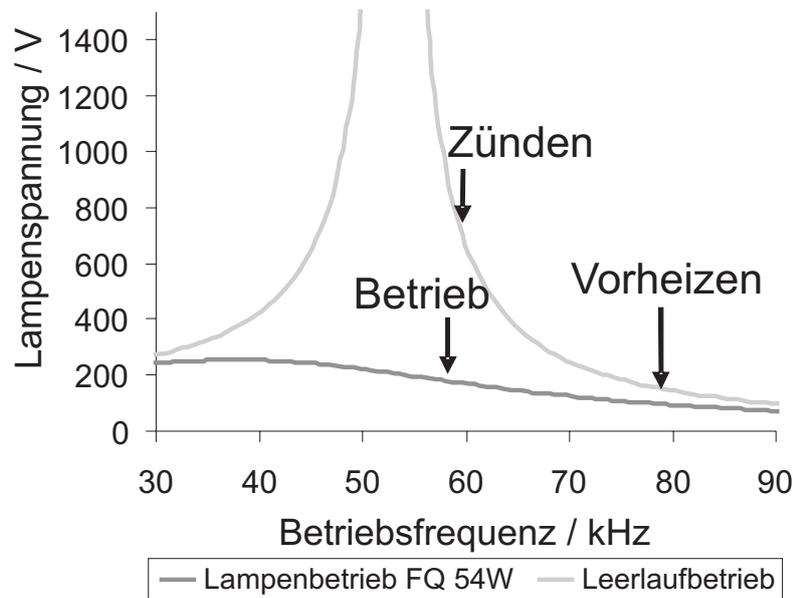
Der HF-Generator besteht aus einer Halbbrücke, welche mit zwei Leistungsschaltern die Zwischenkreisspannung in eine rechteckförmige, hochfrequente Spannung wandelt. Diese Halbbrücke ist zum Betrieb der mo-

dernen T5-Lampen fremdgesteuert ausgelegt (siehe Bild 2.5). Das Ansteu-



**Abbildung 2.5:** Fremdgesteuerte HB

ersignal der Leistungsschalter wird von einem analogen Steuer-IC erzeugt, welches die Schalter abwechselnd schaltet. Am Mittelpunkt zwischen den Schaltern stellt sich eine rechteckförmige Spannung ein, welche die Frequenz der Ansteuersignale besitzt. Die Flankensteilheit dieser Rechtecksignale werden mit dem Trapez-Kondensator  $C_T$ , welcher parallel zu einem oder wahlweise an beiden Leistungsschalter angeordnet ist, eingestellt. Diese hochfrequente Spannung wird an einen Serien-Parallel-Schwingkreis angelegt, welcher aus einer in Serie zur Lampe angeordneten Drossel  $L$  und einem Koppelkondensator  $C_K$  sowie einen zur Lampe parallel geschalteten Kondensator  $C_R$  besteht. Über der Lampe stellt sich die in der Abbildung 2.6 gezeigte Ausgangsspannung aufgetragen über der Betriebsfrequenz ein. Bei einer ungezündeten, hochohmigen Lampe ist der Resonanzkreis unbelastet. Die Anregung des unbelasteten Schwingkreises mit der Resonanzfrequenz, in diesem Beispiel bei  $f_R = 54\text{kHz}$  liegend, führt zu einer deutlichen Spannungsüberhöhung am Resonanzkondensator  $C_R$ . Diese Spannungsüberhöhung wird zur Zündung der Lampe genutzt, der sogenannten Resonanzzündung. Die andere Kennlinie zeigt den Spannungsverlauf eines mit dem Lampenwiderstand einer T5 FQ54W Lampe belasteten, also gedämpften Schwingkreises. Im Lampenbetrieb wird der Lampenstrom  $I_L$  von dem induktiven Blindwiderstand  $X_L$  begrenzt. Die Stromform wird auch von kapazitiven Blindwiderständen bestimmt. Nahe der Resonanzfrequenz ist der Lampenstrom  $I_L$  nahezu sinusförmig. Bei einem überre-



**Abbildung 2.6:** Lampenspannung am Resonanzkreis über der Betriebsfrequenz

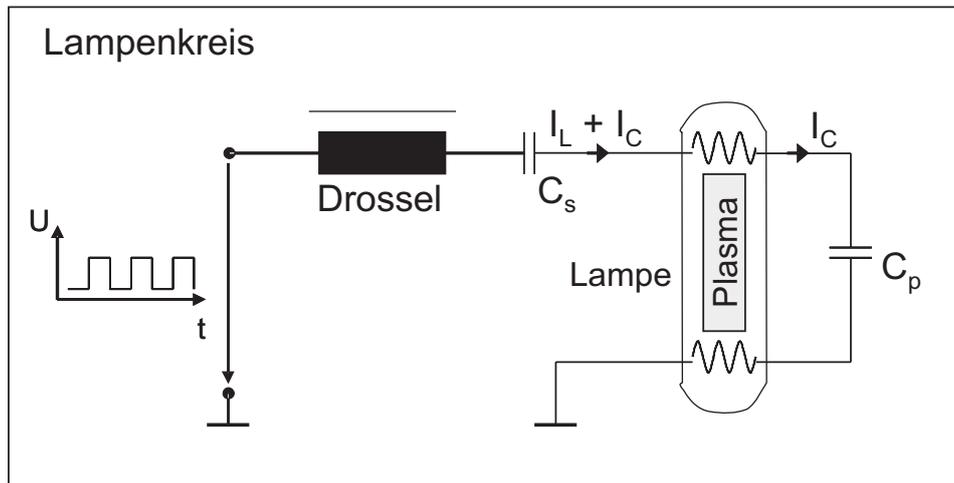
sonanten Betrieb wird der Stromverlauf sägezahnförmig [Schwarz2000].

### 2.3.3 Vorheizung der Wendeln

Die Wendeln der T5-Lampen müssen laut Datenblatt EN 60081 vor der Zündung vorgeheizt werden, womit die Emissionsfähigkeit der Wendeln erhöht wird. Aufgrund der Wendelvorheizung reduziert sich die Zündspannung an der Lampe und die für die Wendeln schädliche Glimmentladung wird verkürzt. Bei einer optimalen Vorheizung kann diese sogar vermieden werden. Somit wird eine Verlängerung der Lampenlebensdauer erreicht. Die Wendeln in den heutigen EVG werden mit einer gesteuerten Vorheizung betrieben, welche entweder strom- oder spannungsgesteuert ist. Die notwendige Heizenergie und Wendelparameter sind in den Normen DIN 60081 für die verschiedenen Wendel- bzw. Lampentypen festgelegt. Aus diesen Daten kann die notwendige Heizleistung und die Heizdauer berechnet und die Vorheizparameter wie Heizstrom, Heizspannung und Vorheizdauer angepasst werden.

### Stromgesteuerte Vorheizung

Die Wendeln werden bei der stromgesteuerten Vorheizung in Bild 2.7 mit einem Strom  $I_C$  geheizt. Hierbei wird ein Kondensator oder der Resonanz-

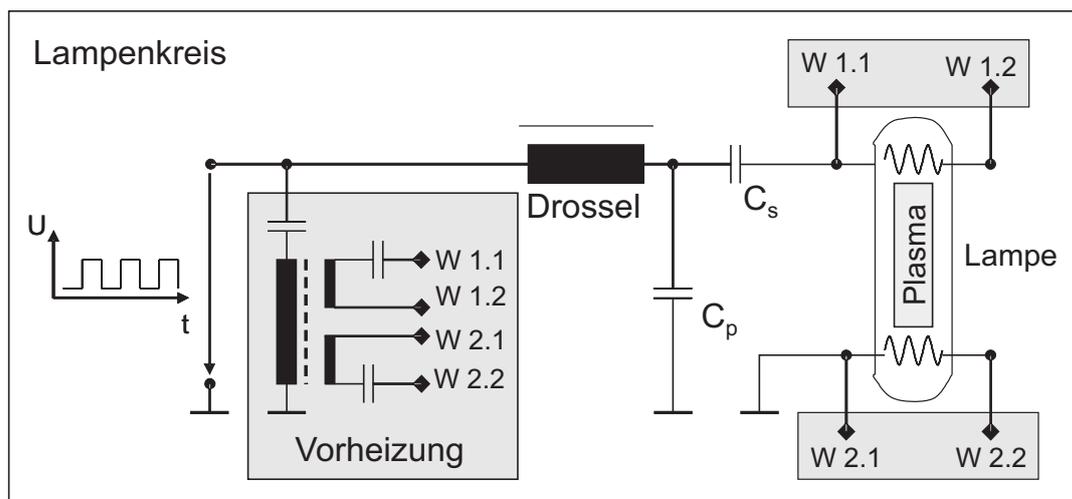


**Abbildung 2.7:** Lampenkreis mit stromgesteuerter Vorheizung

kondensator  $C_P$  in paralleler Anordnung hinter der Lampe angeordnet. Bei einer ungezündeten Lampe ist der Lampenstrom  $I_L = 0$  und es fließt nur der Strom, welcher die Lampenwendeln heizt. Die Vorheizdauer und die eingebrachte Heizenergie kann aus den Lampendatenblättern entnommen werden. Es muss hierbei darauf geachtet werden, dass die über die Wendeln abfallende Spannung unter 10V bleibt, da es sonst zu unerwünschten Querentladungen über der Wendel kommen kann.

### Spannungsgesteuerte Vorheizung

In den heutigen T5-EVGs kommen seit etwa 4 Jahren überwiegend spannungsgesteuerte Vorheizungen zum Einsatz, welche mit einem Vorheiztransformator erfolgt. Hierbei wird der Transformator primärseitig an eine Wechselspannung angeschlossen, womit eine Spannung in die Sekundärseite induziert wird. Diese Spannung wird an die Wendeln angelegt. Überwiegend wird die Primärseite des Transformators über einen Entkopplungskondensator an die hochfrequente Mittelspannung nach der Halbbrücke angeschlossen. Somit besitzt der Vorheizstrom dieselbe Betriebsfrequenz wie der Lampenstrom, Patentschrift EP 0707438. Die Vorheizenergie wird bei allen Geräten gesteuert. Die spannungsgesteuerte Vorheizung legt im-

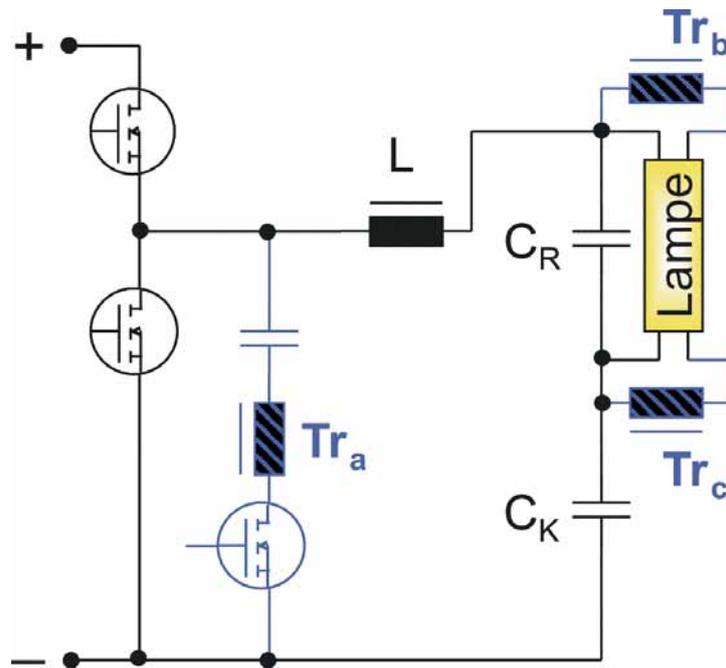


**Abbildung 2.8:** Lampenkreis mit spannungsgesteuerter Vorheizung

mer eine konstante Vorheizspannung über die Wendeln an. Diese sollte unter 10V gewählt werden, damit Querentladungen über der Wendel vermieden werden.

### 2.3.4 Cut Off- Schaltungsprinzip

In den letzten Jahren bekamen die Energieeinsparung und wirtschaftliche Betriebsweisen auch bei den EVGs eine wichtige Bedeutung. Resultierend hieraus wurde eine neue EVG-Funktion, der sogenannte Cut-Off Betrieb entwickelt (Patent DE 195 01 695 A1 im Jahr 1996). Hierbei wird nach der Vorheizphase oder auch nach einer erfolgreichen Lampenzündung die Wendelzusatzheizung ausgeschaltet. Die notwendige Kathodentemperatur der Wendeln kann durch den ausreichend großen Lampenstrom aufrecht erhalten werden. Das Cut-Off Prinzip kann folglich nur bis zu einem bestimmten Dimmlevel eingesetzt werden. Denn bei einem zu geringen Lampenstrom kann die notwendige Wendeltemperatur nicht mehr erreicht werden und es muss wieder ein zusätzlicher Heizstrom die Wendeln auf Emissionstemperatur halten. Zur Ausführung dieser EVG-Funktion hat sich die spannungsgesteuerte Vorheizung durchgesetzt (Bild 2.9), da der Vorheiztrafo ohne größeren Schaltungsaufwand auf der Primärseite mit einem Leistungsschalter abgeschaltet werden kann, ohne den Lampenbetrieb stark zu beeinflussen. Im Gegensatz hierzu, gestaltet sich die Abschaltung der stromgesteuerten Vorheizung schwieriger. Denn das Zu- und Ab-



**Abbildung 2.9:** Abschaltung der Wendeldauerheizung

schalten der Parallelkapazität verschiebt zum einen die Resonanzfrequenz des Schwingkreises, zum anderen entstehen bei dem Schaltvorgang Spannungsspitzen, die sich im Lampenbetrieb durch Lichtstromunterschiede bemerkbar machen.

### 2.3.5 Zündung

Das heutige Standardverfahren ist die Resonanzzündung. Hierbei werden zu Beginn die Wendeln der Lampe bei einer hohen Startfrequenz im induktivem Bereich der Resonanzkurve vorgeheizt (Bild 2.6). Die Lampenspannung ist in diesem Bereich so gering, dass eine vorzeitige Zündung der Lampe vermieden wird. Im Anschluss erfolgt die Zündeinleitung, indem die Frequenz in Richtung der Resonanzfrequenz erniedrigt oder direkt in Resonanzfrequenznähe gesprungen wird. Hierbei entsteht eine Überhöhung der Lampenspannung, welche ein Vielfaches der Betriebsspannung erreicht und ausreichend ist, die Lampe zu zünden. Die Zündspannung wird mit einem Varistor begrenzt, welcher parallel zur Lampe angeschlossen ist. Die Vorheizung und Zündung wird durch eine analoge Beschaltung mit RC-Gliedern des Steuer-IC der Halbbrücke realisiert.

### 2.4 Digitale Schnittstelle der EVG

Mit dem Aufkommen von digitalen Bus-Systemen beispielsweise DALI, EIB, LON etc. werden die analogen Schnittstellen in dem komplexen Gebäudemanagement abgelöst. Der zur Kommunikation notwendige Controller wird bis heute in den bestehenden Lösungen ergänzt. Die vorteilhaften Eigenschaften der Mikrocontroller werden indes nur partiell genutzt. In den bisherigen dimmbaren EVG führt das Hinzufügen der notwendigen digitalen Schnittstelle zu einem unnötigen Mehraufwand, der die Kosten und den Energieverbrauch des EVG noch weiter steigen lässt. Die heutigen dimmbaren elektronischen Vorschaltgeräte beinhalten digital-analog gemischte Steuereinheiten, z.B. eine kombinierte Lösung mit ASIC und Mikrocontroller, welche kundenspezifisch und aufgrund der Multi-Chip-Anordnung mit Mehrkosten verbunden sind. Die kombinierte Anordnung erfordert eine aufwendige Beschaltung mit externen, analogen Komponenten für die optimale Nutzung von Funktion wie Kommunikation, Dimmung und Standby-Modus. Beispielsweise wird in der Patentanmeldung DE 197 08 791 vom 04.03.97 die Kombination aus Mikrocontroller und kundenspezifischen Halbleiterbaustein (ASIC) mit besonderen halbdigitalen Eigenschaften beschrieben. Der Mikrocontroller dient hier neben der digitalen Kommunikation im Wesentlichen nur noch der Ablaufsteuerung sowie der Bereitstellung von internen Lampenparametern (Sollwerten). Zusätzlich sind trotz ASIC noch weitere integrierte Schaltkreis-IC im EVG erforderlich. Das Bild 2.10 zeigt den typischen Aufbau der heutigen, digitalen EVG. Hierbei wird die Kommunikation von einem Mikrocontroller übernommen. Die Ablaufsteuerung und Ansteuerung der Lampe erfolgt mit einem weiteren Mikrocontroller oder einem kundenspezifischen ASIC. Die Leistungsfaktorkorrektur wird weithin mit einem analogen Regelbaustein ausgeführt. In den letzten drei Jahren hat sich auf dem Halbleitermarkt eine Entwicklung von Mikrocontrollern gezeigt, welche speziell für die Lichtanwendung und EVG-Steuerung ausgelegt sind. So ist neben der Ablaufsteuerung und Ansteuerung der Halbbrückentreiber auch die DALI-Schnittstelle integrierbar (ST Microelectronics und ATMEL). Zwei Patentanmeldungen haben neben der Ansteuerung der Halbbrückenschalter ebenfalls die PFC-Regelung in einen Mikrocontroller vorgesehen (DE 101 02 940 A1 vom 23.01.2001) oder in einem ASIC (DE 101 28 586 A1 vom 13.06.2001). Bisher gibt es noch kein EVG am Markt, das nur mit einem hochintegrierten Mikrocontroller, welcher alle genannten Funktionen

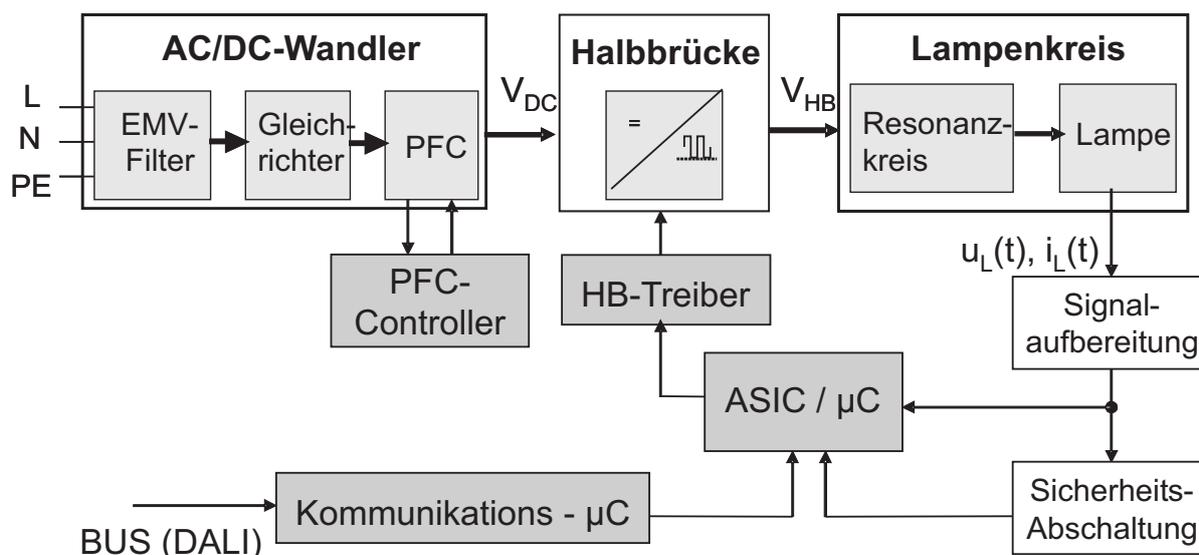


Abbildung 2.10: Aufbau heutiger digitaler EVG

übernimmt, in Verbindung mit einem Treiberbaustein für die Leistungsschalter auskommt. Diese neue EVG-Generation mit den möglichen integrierbaren Funktionen und das hierzu notwendige Mikrocontroller-Profil wurden in dieser Arbeit entwickelt.

## 2.5 Digitale Lampentyperkennung

Mit der Verwendung von Mikrocontrollern oder ASICs eröffnen sich neue Möglichkeiten digitale Funktionen zu integrieren. Aus diesem Grund zeigte sich in den letzten 5 Jahren eine neue Entwicklungstendenz hin zu einem universellen Multilampen-EVG, mit welchem verschiedene Lampentypen betrieben werden können. Heutzutage gibt es weit über hundert verschiedene Lampentypen auf dem Markt. Zu deren Ansteuerung sind ebenso viele EVG-Typen erhältlich, da jedes EVG nur für einen speziellen Lampentyp ausgelegt ist. Hierdurch entstehen hohe Fertigungskosten und ein großer Platzbedarf ist notwendig. Eine bedeutende Erleichterung bewirkt ein universelles EVG, mit welchem unterschiedliche Lampentypen betrieben werden können. Wenige der derzeit erhältlichen EVGs besitzen eine Lampenerkennung, mit welcher Lampen gleicher Lampenlänge erkannt werden können. Hierzu gehört beispielsweise der EVG-Typ QT<sub>i</sub> von Osram, mit denen die T5-Lampengruppen FQ 80W, FQ49W und FH 35W (oder FQ 54W und FH 28W) betrieben werden können. Diese ver-

schiedenen Lampen können anhand des Wendelwiderstands differenziert werden, wie es auch in der Patentanmeldung DE 199 23 945 A1 vom 25.5.1999 beschrieben ist. Mit anderen Vorschaltgeräten der Firma Tri-donic lassen sich verschiedene Lampen betreiben, welche denselben Lampennennstrom bzw. denselben Wendeltyp besitzen. Hier erfolgt die Lampentypbestimmung nach dem Patent DE 100 16 035 A1 vom 31.03.2000 anhand der Lampenspannungsmessung. Bislang gibt es nur ein EVG der Firma BAG am Markt, welches Lampen unterschiedlicher Länge, Wattage und Wendeltyp erkennt. Dieses EVG ist nach dem Patent W0 00/25554 vom 27.10.1999 ausgelegt. Die Lampenerkennung erfolgt aus der Kombination Wendelwiderstandsmessung vor der Zündung und Lampenspannungsmessung während des Betriebs. Allerdings werden hier die Lampen nicht lampenschonend vorgeheizt und gezündet. Weitere Nachteile verbergen sich in der gesteuerten Lampenerkennung. Hier werden alle nach Wendelgruppen vorsortierten Lampen in einem festen Arbeitspunkt betrieben und anhand der Lampenspannung in eine Lampengruppe einsortiert. Nach der Lampengruppenerkennung, welche bis zu einigen Minuten dauern kann, stellt der Mikrocontroller die in einer Tabelle gespeicherten Betriebsparameter der entsprechenden Lampengruppe ein. Aufgrund durch Umgebungstemperaturschwankungen ausgelöste Instabilitäten der Lampenspannung werden einige Lampen nicht korrekt erkannt. Diese fehlerhafte Eingruppierung führt zu einem ineffizienten Lampenbetrieb wegen falscher Einstellung der Betriebsparameter. Dieses EVG ist weiterhin nur für den festfrequenten Nennbetrieb ausgelegt; die Lampen können also nicht gedimmt werden. Das Erlöschen der Lampe während des Betriebs wird ebenfalls nicht erkannt. Es ist zu sehen, dass die derzeitigen Lampenerkennungsmethoden noch ein großes Entwicklungspotential bezüglich Stabilität, Genauigkeit und Lampenschonung besitzen. Weiterhin gibt es bisher noch kein dimmbares Multilampengerät auf dem Markt, welches Lampen mit unterschiedlichen Wendeltypen und Leistungen dimmt.

### 3 Grundlegende Funktionen eines digitalen EVG

Das digitale EVG besteht aus den analogen Komponenten Leistungseinheit, Halbbrücke und Lampenkreis und einer digitalen Steuereinheit. Diese besteht aus einem Mikrocontroller in Verbindung mit einem Treiberbaustein zur Ansteuerung der Leistungsschalter. Die Vorteile eines hoch-

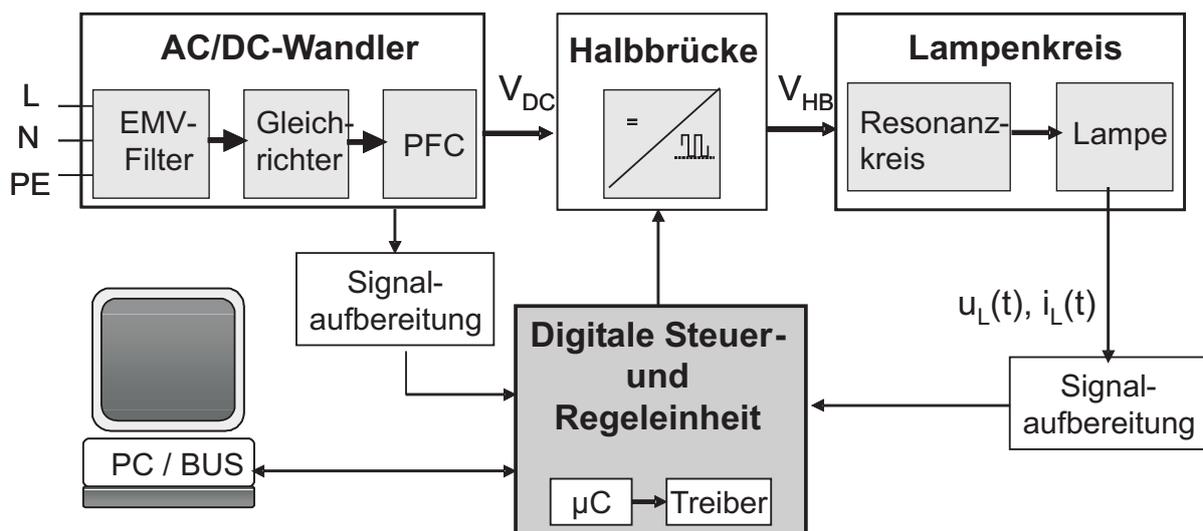
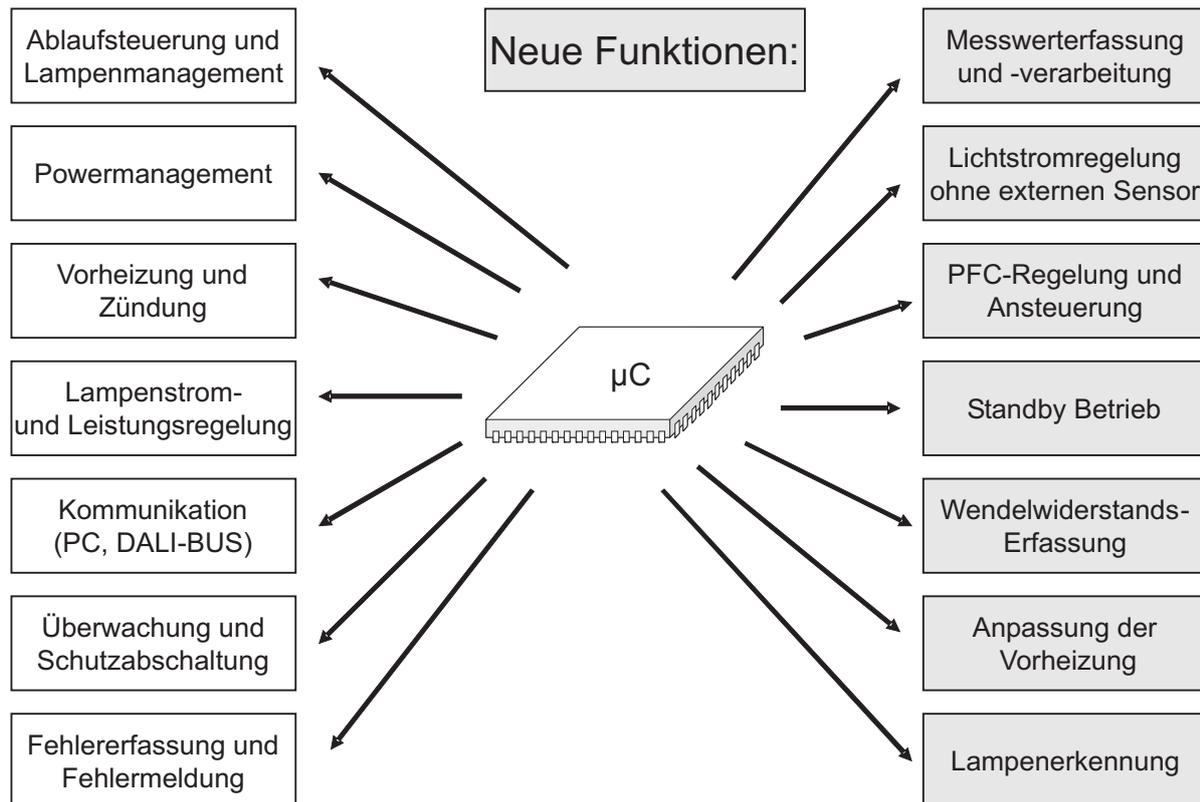


Abbildung 3.1: Hochintegriertes digitales EVG für Leuchtstofflampen

integrierten, digitalen EVG sind die Einsparung von Herstellungskosten und analogen Bauelementen. Ebenso besteht die Möglichkeit neue digitale Funktionen in den Mikrocontroller zu integrieren. Dieser EVG-Typ besitzt eine große Flexibilität, da durch programmierbare Betriebsparameter das EVG an verschiedenen Lampentypen schnell angepasst werden kann. Somit wird zukünftig nur noch eine Hardware-Plattform für verschiedene Leistungsklassen notwendig sein.

## 3.1 Überblick eines hochintegrierten digitalen EVG

Das Bild 3.2 zeigt die implementierbaren digitalen Funktionen in einem zukünftigen Mikrocontroller. Dieser Baustein koordiniert das Power- und



**Abbildung 3.2:** Implementierbare digitale EVG-Funktionen

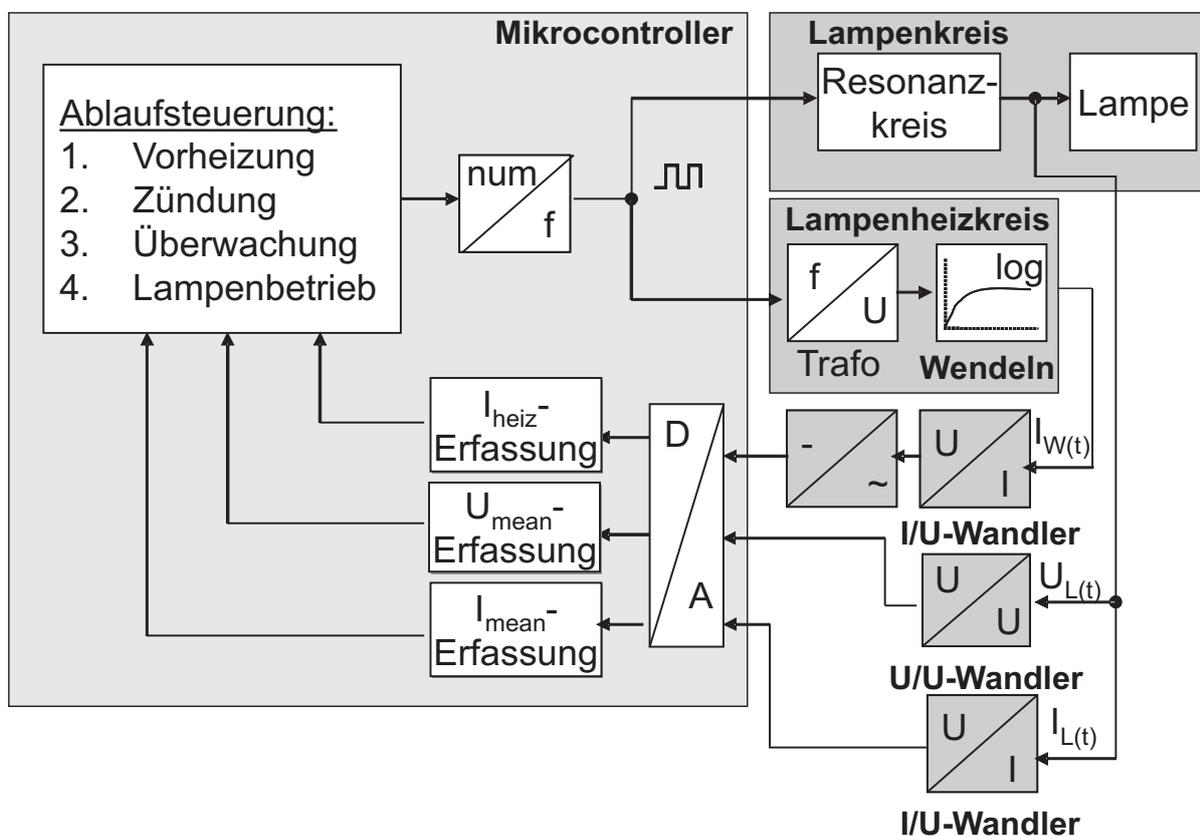
Lampenmanagement und managt die Ablaufsteuerung des EVG. Ein kontrollierter Lampenstart mit eingeschalteter Wendelvorheizung garantiert ein schonendes Hochlaufen der Lampe, womit eine Verlängerung der Lampenlebensdauer erreicht wird. Eine weitere Funktion ist der digital geregelte und flickerfreie Dimmbetrieb des Lichtstroms, ermöglicht durch eine digitale Wirkleistungserfassung, womit analoge und kostenintensive Bauelemente eingespart werden können. Dieser Dimmbetrieb kann auf eine von großen Temperaturschwankungen unabhängige Lichtstromregelung erweitert werden, welche ohne externe Sensorik auskommt. Die Kommunikation des Mikrocontrollers erfolgt über ein Bussystem und kann über eine zentrale und anwenderfreundliche Bedienoberfläche programmiert werden.

Über diese Bedienoberfläche können digitale Betriebsparameter verändert werden, womit der Steuer- und Regelungsbetrieb des Mikrocontrollers an unterschiedliche Lampentypen und Resonanzkreise angepasst werden kann. Derselbe Mikrocontrollertyp kann in verschiedenen digitalen EVG eingesetzt werden, womit ein breites Spektrum an EVG abgedeckt wird. Weiterhin führt der Mikrocontroller eine kontinuierliche Überwachung der Betriebszustände durch und schaltet das EVG im Fehlerfall sofort ab. Der aufgetretene Fehler wird diagnostiziert und über die Kommunikationsschnittstelle an der Bedienoberfläche angezeigt. Somit wird das digitale EVG reparaturfreundlich. Der Einsatz von Wartungselementen wie eines Lampenbetriebsstundenzählers unterstützt den Service für Lampe und Leuchte. Mit der Implementierung der PFC-Regelung und Halbbrücken-Ansteuerung kann zum einen der Einsatz des bisher notwendigen PFC-Bausteins eingespart und zum anderen ein Standby-Betrieb erreicht werden, der einen minimalen Ruhestrom benötigt. Eine weitere wirtschaftliche und Energie einsparende Funktion ist die Anpassung der Vorheizung an den Lampendimmbetrieb. Die Wendelwiderstandserfassung sowie die Lampenerkennung erweitern die einfache Handhabung und Flexibilität des EVG und werden zukünftig von großem Interesse sein. Mit der Implementierung aller digitalen Funktionen entsteht ein smartes, digitales EVG der Zukunft, welches es mit dieser Vielfalt anspruchsvoller Eigenschaften hinsichtlich Komfort, Sicherheit und Energieersparnis am heutigen Markt noch nicht gibt.

## 3.2 Kontrollierter Lampenstart

Ein kontrollierter Lampenstart mit eingeschalteter Wendelvorheizung garantiert ein schonendes Hochlaufen der Lampe, womit eine Verlängerung der Lampenlebensdauer erreicht wird. Der Blockschaltplan 3.3 zeigt die implementierte, digitale Ablaufsteuerung der Vorheizung und des Lampenstarts. Als Grundlage zur Lampenzündung wird die Methode der Resonanzzündung angewendet. Eine noch ungezündete Lampe ist hochohmig, womit der Resonanzkreis ungedämpft betrieben wird. Zu Beginn werden die Wendeln der Lampe bei einer hohen Startfrequenz im induktiven Bereich der Resonanzkurve vorgeheizt. Die Lampenspannung ist in diesem Bereich so gering, dass eine vorzeitige Zündung der Lampe vermieden wird. Die strom- und spannungsüberwachte Wendelvorheizung ist fest-

frequent. Aufgrund der zusätzlichen Erfassung des Wendelstroms passt sich die Vorheizzeit dem entsprechenden Lampentyp an (siehe Kapitel 6). Im Anschluss beginnt der gesteuerte und überwachte Lampenhochlauf, womit ein lampenschonendes Zünden gewährleistet wird. Die Frequenz wird in Richtung der Resonanzfrequenz erniedrigt. Hierbei erhöht sich die Spannung an der Lampe. Nahe der Resonanzfrequenz kann ein Vielfaches der Betriebsspannung erreicht werden. Die Lampe zündet bei einer bestimmten Spannungshöhe. In diesem Moment wird der Lampenkreis mit dem Lampenwiderstand belastet und die Lampenspannung reduziert sich spontan auf die Betriebsspannung der Lampe. Die Erhöhung der Zünd-



**Abbildung 3.3:** Digitale Vorheizung und kontrollierter Lampenstart

wahrscheinlichkeit einer zündunwilligen Lampe wird mit einer Regelung auf die Zündspannung erreicht. Somit wird die Zündung unabhängig gegenüber Resonanzfrequenzverschiebungen aufgrund von Bauteiltoleranzen und Netzspannungsschwankungen [Schwarz2000]. Bei einer nicht gezündeten Lampe wird der Vorheiz- und Zündablauf wiederholt. Die Anzahl der Zündversuche ist digital einstellbar. Am Ende des Zündalgorithmus

wird der Lampenzustand anhand der Lampenbetriebsparameter nochmals überprüft. Bei einer korrekten Zündung wird die Lampe im Lampendimmbetrieb betrieben. Ist allerdings die Lampe nicht gezündet worden, werden die Ansteuersignale der Halbbrücke ausgeschaltet und es erfolgt eine Fehlermeldung an das Bedienfeld. Über die digitale Einstellung der Betriebsparameter kann der Algorithmus schnell an andere Resonanzkreise angepasst werden.

### 3.2.1 Implementierung

Der zeitliche Ablauf des Zündalgorithmus ist in dem Bild 3.4 dargestellt. Zu Beginn werden die Ansteuersignale der Halbbrücke eingeschaltet. Es

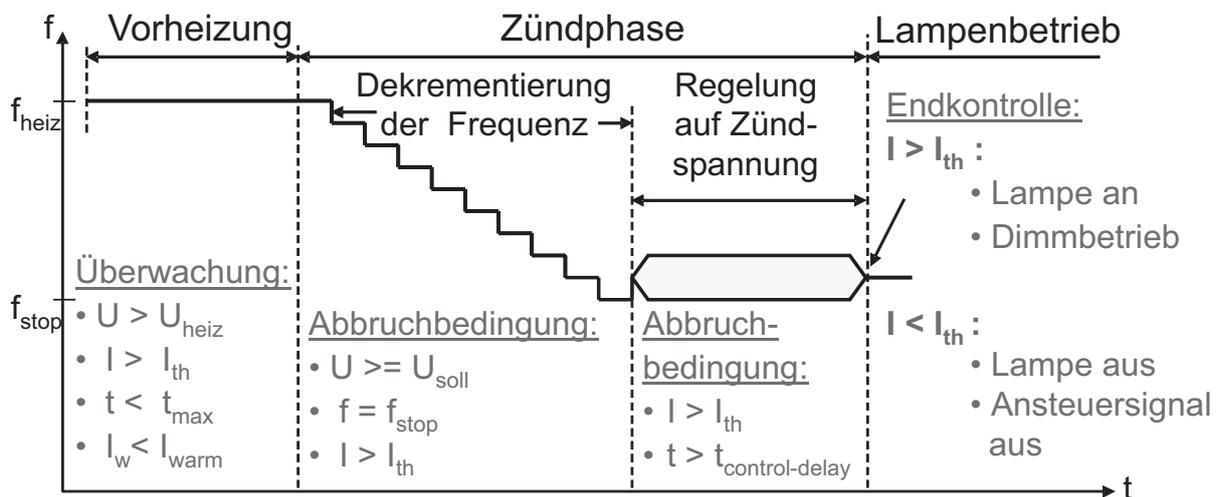


Abbildung 3.4: Kontrollierter Lampenstart

wird bei einer hohen Startfrequenz  $f_{heiz}$  im induktivem Bereich der Resonanzkurve begonnen. Hier werden die Lampenwendeln festfrequent vorgeheizt. Während dieser Zeit werden die Lampenspannung  $U_L$ , der Wendelstrom  $I_W$  und der Lampenstrom  $I_L$  mit einem 12bit A/D-Wandler digital erfasst. Wenn der gemessene Wendelstrom  $I_w$  den berechneten Sollwert  $I_{warm}$  erreicht hat oder die vorgegebene Heizzeit  $t_{max}$  abgelaufen ist (Beschreibung in Kapitel 6), startet der kontrollierte Zündablauf. Dort wird die Frequenz  $f$  jeweils um einen Frequenzschritt erniedrigt. Ein Frequenzschritt liegt minimal bei etwa 400 Hz, wenn die Taktfrequenz des Timers 40 MHz beträgt und eine Frequenz im Bereich von  $f = 50 \dots 150 kHz$  zu generieren ist. Diese Frequenzreduzierung wird solange aufrecht erhalten,

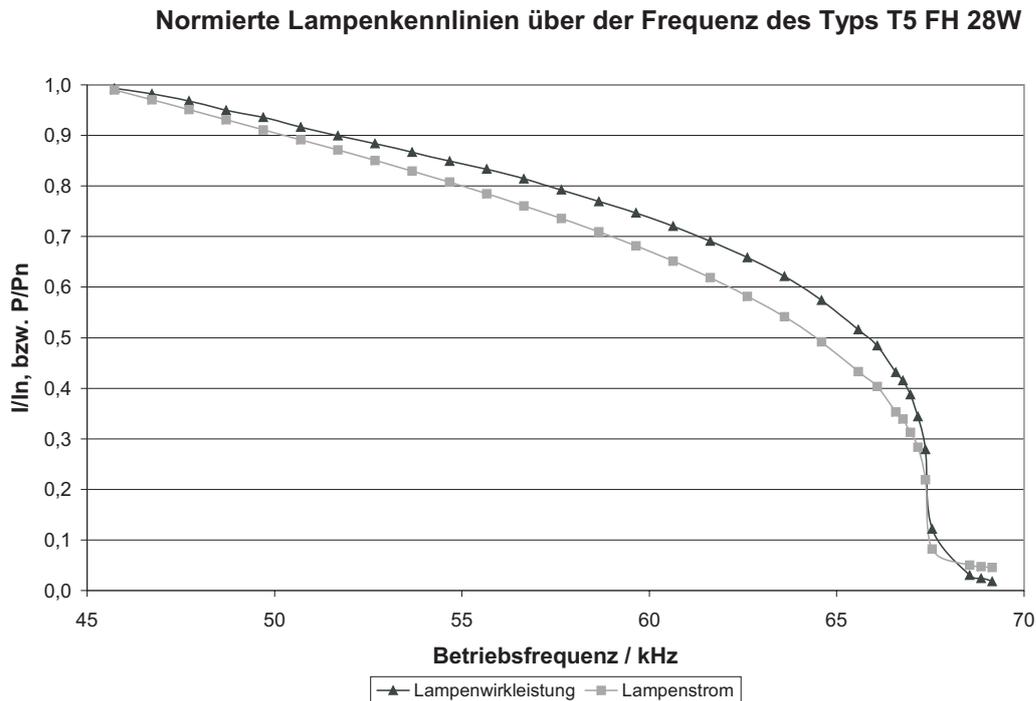
bis eine von drei Abbruchbedingungen erreicht ist. Diese Abbruchbedingungen sind:

- die Frequenz  $f$  hat die vorgegebene Stoppfrequenz  $f_{stop}$  erreicht
- der Lampenstrom  $I_L$  hat die Lampenstromschwelle  $I_{th}$  überschritten
- die Lampenspannung  $U_L$  hat den berechneten Zündspannungs-Sollwert  $U_{soll}$  erreicht

Nach Erreichen der Stoppfrequenz  $f_{stop}$  oder der Stromschwelle  $I_{th}$  wird zur Überwindung der Glimmentladung der zuletzt eingestellte Frequenzwert  $f$  während einer Verzögerungszeit  $t_{control-delay}$  von einigen Millisekunden gehalten (Bild 3.4). Die Zündregelung ist aktiv, wenn die Lampenspannung  $U_L$  während der Frequenzreduzierung den berechneten Sollwert  $U_{soll}$  erreicht hat. Dann wird für die oben erwähnte Verzögerungszeit  $t_{control-delay}$  von einigen Millisekunden auf die Lampenspannung  $U_L$  mit einem Integral-Regler geregelt. Hierbei dient als Stellglied die Frequenz  $f$ . Nach Ablauf der Zündung wird die Lampe anhand des Lampenstroms  $I_L$  nochmals überprüft, ob die Lampe korrekt gezündet wurde. Bei korrekter Zündung wird die Lampe im geregelten Dimmbetrieb betrieben. Ist der Lampenstrom  $I_L$  kleiner als der Schwellwert  $I_{th}$ , ist die Lampe nicht gezündet und die Ansteuersignale der Halbbrücke werden ausgeschaltet. Während der gesamten Zündroutine ist eine schnelle Spannungsüberwachung aktiv, die bei einer Spannungsüberschreitung zur Schonung der Lampe die Ausgänge des Mikrocontrollers abschaltet.

## 3.3 Lampendimmung

Der Lampenstrom bzw. die Lampenleistung ist mit der Frequenzverstellung der Halbbrücken-Ansteuersignale steuerbar. Somit kann ein Lampendimmbetrieb mit der Betriebsfrequenz als Stellgröße erzielt werden. Die Regelung der Lampenleistung und des Entladestroms werden durch programmierte digitale Regler realisiert, welche das Ansteuersignal generieren. Die besonderen Eigenschaften der digitalen Regelung wie z.B. die Diskretisierung der Stellgröße  $f$  führt hier zu besonderen Maßnahmen hinsichtlich der Realisierung [Schwarz2000]. Diesbezüglich wurde der Dimmbetrieb mit den Lampentypen T5 FH 14W bis 35W untersucht und die



**Abbildung 3.5:** Normierte Lampensteuerkennlinien über der Frequenz einer T5 FH 28W Lampe

Kriterien für einen digital geregelten und flickerfreien Betrieb analysiert. Resultierend aus den Untersuchungen muss dieser Lampentyp für einen flickerfreien Lampendimmbetrieb von 1 bis 100% des Nennlichtstroms auf die Lampenwirkleistung geregelt werden. Eine reine Stromregelung dieses Lampentyps weist ein instabiles Dimmverhalten ab einer Dimmstufe von 30% auf. Das Bild 3.5 zeigt die Lampenstromkennlinie und die Lampenleistungskennlinie einer T5 FH 28W über der Betriebsfrequenz. Die Steuerkennlinien stellen die normierte Lampenwirkleistung  $P_L/P_{nenn}$  und den normierten Lampenstrom  $I_L/I_{nenn}$  über der Ansteuerfrequenz  $f$  dar. Im Kennlinienverlauf sind deutlich die Steigungsunterschiede zu erkennen. Bei der Betriebsfrequenz von  $f = 46\text{kHz}$  liegt der Nennbetrieb dieser Lampe; hier sind die Normierungen  $P_L/P_{nenn} = I_L/I_{nenn} = 1$ . Mit der Erhöhung der Betriebsfrequenz reduziert sich die Lampenleistung bzw. der Lampenstrom und somit auch der relative Lichtstrom der Lampe. Zwischen den Betriebsfrequenzen  $f = 45\text{kHz} \dots 66\text{kHz}$  ist die Steilheit beider Kennlinien konstant abfallend, wobei die Lampenleistung eine geringere negative Steigung besitzt. Ab dem Verhältnis  $P_L/P_{nenn} = I_L/I_{nenn} = 0,3$  besitzen

beide Kennlinien ihren steilsten Verlauf. In diesem Bereich führt eine minimale Frequenzveränderung schon zu einer großen Lichtstromverstellung an der Lampe. Die Stromkennlinie behält diese Steilheit bei bis zu einem Faktor von  $I_L/I_{nenn} = 0,08$ . Im Gegensatz hierzu wird die Leistungskennlinie ab einem Faktor von  $P_L/P_{nenn} = 0,12$  wieder flacher. Diese feinen Unterschiede im unteren Dimmbereich können schon zu unterschiedlichen Dimmverhalten führen. Bei Überschreitung einer maximalen Frequenz erlischt die Lampe. Die Untersuchungen haben gezeigt, dass ein stabiler Dimmbetrieb der T5-Lampentypen nur mit einer Regelung auf die Lampenwirkleistung realisierbar ist. Weiterhin muss das generierte Ansteuersignal möglichst kleine Frequenzschritte erlauben.

#### 3.3.1 Implementierung

Das Blockschaltbild 3.6 zeigt einen Überblick über die Lampenregelung während des Dimmbetriebs. Die Regelung auf die Lampenwirkleistung

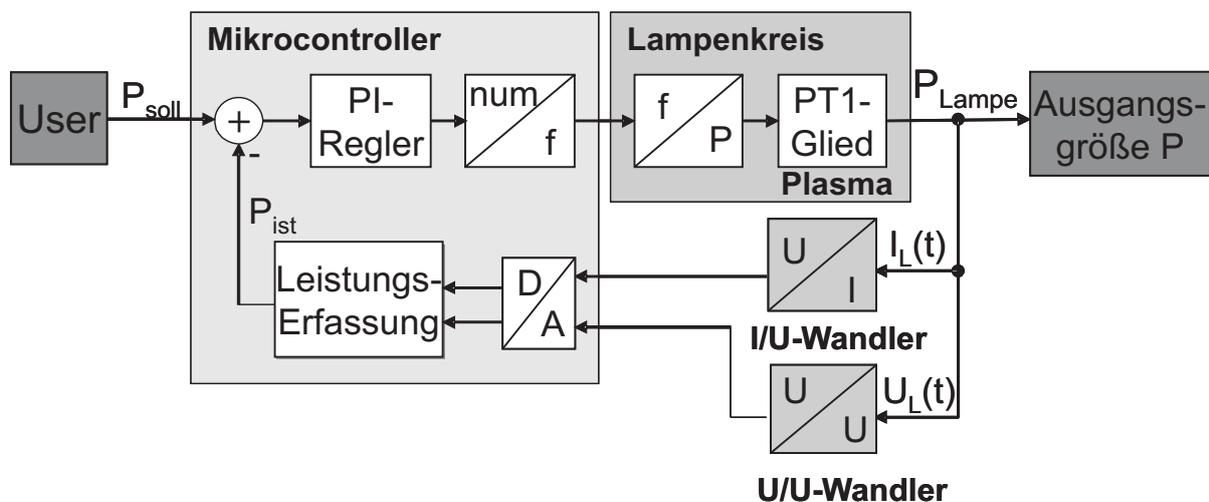


Abbildung 3.6: Lampendimmbetrieb

erfolgt durch die Verstellung der Ansteuerfrequenz der Halbbrücken-Transistoren. Der Leistungs-Sollwert  $P_{soll}$  wird vom Benutzer vorgegeben. Das System misst den aktuellen Lampenstrom  $I_L(t)$  und die Lampenspannung  $U_L(t)$ , wandelt diese mit einem 12 Bit A/D-Wandler in digitale Werte um und bestimmt daraus die aktuelle Wirkleistung  $P_{ist}$ . Die Methode der Wirkleistungserfassung wird in dem nächsten Kapitel 4 beschrieben. Mit einem selbst entworfenen PI-Regler wird eine numerische Stellgröße

$P_{stell}(n)$  berechnet [Dau1999].

$$P_{stell}(n) = P_{stell}(n-1) + K \cdot [P_{soll}(n) - P_{ist}(n)] \quad (3.1)$$

$$-T \cdot [P_{soll}(n-1) - P_{ist}(n-1)] \quad (3.2)$$

Im Prozessor wird diese numerische Stellgröße  $P_{stell}(n)$  einer getakteten Zählerleinheit (PWM-Timer) zugeführt. Die Zählerleinheit erzeugt ein Pulsweiten moduliertes Ausgangssignal mit einem Tastverhältnis von 50%, welches zur Ansteuerung der Halbbrücke benutzt wird. Über die numerische Stellgröße  $P_{stell}(n)$  wird die Pulsperiode und somit die Ansteuerfrequenz variiert. Diese Frequenzverstellung am Lampenkreis führt zu einer Änderung der Ausgangsgröße  $P_{Lampe}$ , der Lampenleistung. Die Anforderungen an den Regler sind Genauigkeit und Stabilität. Zusätzlich muss die Wiederholung einer Regelschleife ein Mindestmaß an Schnelligkeit besitzen. Für eine schnelle Regelung verwendet der Mikrocontroller Integer-Werte, wodurch die Rechengeschwindigkeit um ein zwanzigfaches gegenüber der Berechnung mit Floatingpoint-Werten erhöht werden kann. Die Stabilität eines Reglers ist gekennzeichnet durch die Größe der Regelungskonstanten  $K$  und  $T$ . Kleine Regelungskonstanten stabilisieren einen Regler bei einem steilen Kennlinienverlauf. Die Lampenleistungskennlinie einer niederohmigen Lampe verläuft sehr steil bei kleinen Dimmstellungen. In diesem Bereich führt eine Frequenzverstellung mit der kleinstmöglichen Auflösung schon zu einer großen Leistungsverstellung an der Lampe. Diese Leistungssprünge führen zu einem instabilen Regelungsverhalten trotz kleinster Integer-Regelungskonstanten  $K = 1$  und  $T = 1$ . Die entwickelte 16 bit-Fixpoint-Arithmetik verkleinert künstlich diese Regelungskonstanten [Dau1999]. Es werden virtuelle Kommastellen zur Berechnung eingeführt, die über mehrere Regelungsschritte aufintegriert werden. Somit stellen sich Lampenleistungen ein, die ohne Fixpoint-Arithmetik nicht erreichbar waren. Dieses ermöglicht eine stabile Regelung auch bei starker Dimmung.

### 3.3.2 Stabilitätskriterien eines stabilen Dimmverhaltens

Der digital geregelte Lampenbetrieb der Lampentypen T5 FH 14W bis 35W wurde für eine stufenlose Lichtstromdimmung von 1 bis 100% untersucht und die Stabilitätskriterien analysiert. Die Anforderungen an die digitale Messwerterfassung lassen sich aus den Stabilitätskriterien der Lam-

pendimmung ableiten. Hieraus ergeben sich vier Größen, welche von der Messwerterfassung kontrolliert werden müssen.

1. Regelgröße
2. Schrittweite der Ansteuerfrequenz
3. Wiederholfrequenz eines Regelzyklus
4. Maximal zulässige Messunsicherheiten von 5%

Aufgrund des instabilen Verhaltens der T5-Lampentypen im unteren Dimmbereich muss eine Lampenregelung auf die mittlere Lampenleistung  $P_L$  erfolgen. Die Schrittweite des generierten Ansteuersignals ist von der Taktung des PWM-Timers abhängig. Um einen stabilen Dimmbetrieb über den gesamten Arbeitsbereich zu erhalten, sollte die Schrittweite maximal 25ns betragen. Dieses entspricht einer Taktung mit  $Takt_{Timer} = 40MHz$ . Des Weiteren muss die gesamte Messwerterfassung innerhalb eines Regelungszyklus abgeschlossen sein. Die Wiederholfrequenz  $f$  eines Regelzyklus liegt für den Dimmbereich oberhalb von 50% des Lichtstroms bei  $f = 3kHz$  und im unteren Dimmbereich  $f = 5kHz$ . Folglich muss die Leistungserfassung im unteren Dimmbereich innerhalb von  $t_{mess} = 200\mu s$  ausgeführt werden und im oberen Dimmbereich in  $t_{mess} = 300\mu s$ . Die Messunsicherheit über den gesamten Arbeitsfrequenzbereich der Lampe von  $f_B = 40kHz \dots 120kHz$  müssen konstant bleiben. Hierbei sollte die gesamten Messunsicherheiten kleiner 5 % sein. Hinsichtlich dieser Kriterien ist die Messwerterfassung zur Bestimmung der mittleren Lampenleistung  $P_L$  analysiert worden, welches im nächsten Kapitel 4 dargestellt ist.

## 3.4 Schutzfunktionen

Laut der DIN Norm EN60928 muss der Generator eines EVG in einem Fehlerfall innerhalb von 5 Sekunden abgeschaltet werden. Die digitale Steuereinheit misst in regelmäßigen zeitlichen Abständen die Lampenbetriebsparameter wie Lampenspannung und Lampenstrom, den Wendelheizstrom, etc. und überwacht die kritischen Betriebszustände. Bei Auftreten eines Fehlerfalls werden die Ansteuersignale für die Halbbrücke und

der PFC sofort abgeschaltet. Der erkannte Fehlerfall wird auf der Bedienoberfläche angezeigt, womit der Benutzer anhand der Störungsmeldung die Ursache für den Lampenausfall lokalisieren kann. Diese Funktion ist wartungsfreundlich, und die Fehlerursache kann erkannt werden, beispielsweise ob das EVG oder die Lampe defekt ist. In den folgenden Unterkapiteln werden die verschiedenen überwachten Betriebszustände erläutert.

### 3.4.1 Gleichrichtereffekt

Durch unterschiedliche Abnutzung an den Elektroden (Emitterabbau) gealterter Lampen können Asymmetrien im Verlauf des Lampenstroms auftreten, die als "Gleichrichtereffekt" bezeichnet werden. Dieser Effekt tritt in der Regel am Ende der Lampenlebensdauer auf und zerstört im Extremfall die Elektrode. Mit Hilfe des Mikrocontrollers kann eine Überwachung des Lampenstroms vorgenommen werden [Daub2003]. Bei Auftreten des Gleichrichtereffekts wird die Schutzabschaltung durch den Mikrocontroller aktiviert. Zur Erkennung des Gleichrichtereffekts muss die Differenz zwischen der negativen und der positiven Stromamplitude  $I_1 - I_2$  überprüft werden. Während der implementierten vereinfachten Messwerterfassung (beschrieben in Kapitel 4) wird der Lampenstrom  $I_L$  bezüglich der negativen und der positiven Amplitude abgetastet, was in etwa einer Abtastung einer viertel und dreiviertel Periode nach dem Stromnulldurchgang entspricht (Bild 3.7). Der Betrag der Differenz aus positiver und negativer abgetasteter Amplitude dient der Feststellung des Gleichrichtereffekts. Der digitale Algorithmus zur Überwachung und Erkennung des Gleichrichtereffekts ermöglicht durch einfaches Umprogrammieren der Variablen eine schnelle Anpassung an die Normen oder Normänderungen. Denn zeitlicher Überprüfungsabstand und maximal zulässige Betragsdifferenz der beiden Stromamplituden  $\left| \hat{I}_1 \right| - \left| \hat{I}_2 \right|$  können mit der Software angeglichen werden.

### 3.4.2 End of life Abschaltung

Am Lampenlebensende können verschiedene Betriebszustände die fortgeschrittene Lampenalterung anzeigen. Hierzu gehören die Lampenbrennspannung, der Wendelbruch und ein ansteigender Heizbedarf in den Lampenwendeln.

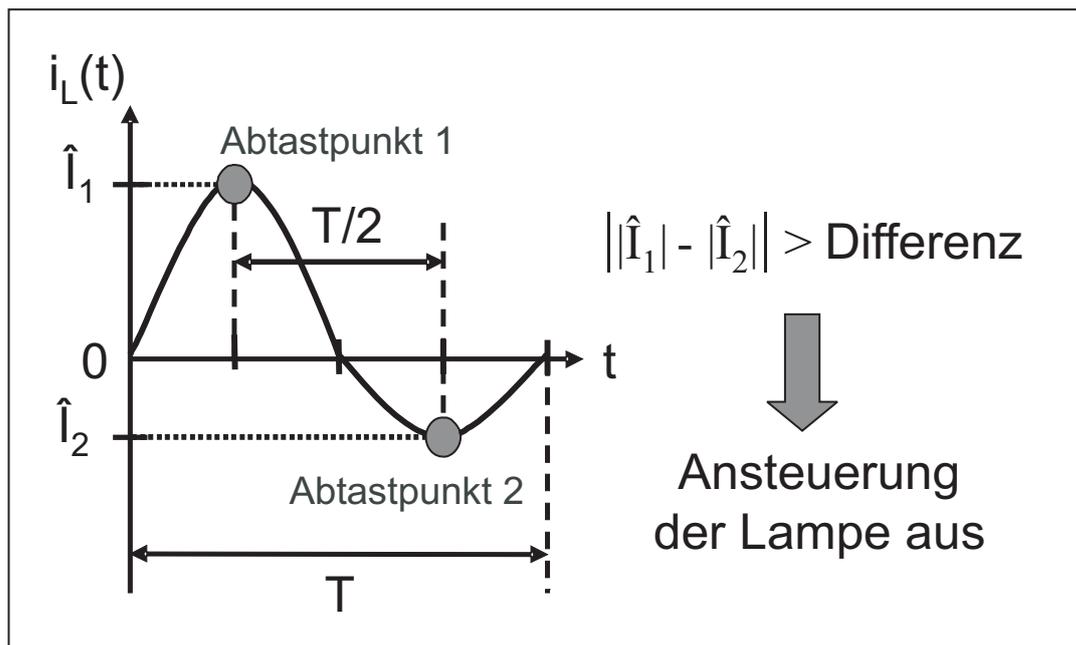


Abbildung 3.7: Permanente Überwachung des Gleichrichtereffekts

### Überspannung

Die Erhöhung der Lampenbrennspannung ist ein Zeichen der Alterung einer Lampe. Aufgrund der Abnutzung des Emittiermaterials der Wendeln erhöht sich der Kathodenfall der Lampe während des Betriebs. Dieses führt zu einem Anwachsen der gesamten Lampenbrennspannung. Die Schutzabschaltung sollte bei einer Lampenspannung in der Größenordnung des  $U_{max} = U_n \cdot (1,3 \dots 1,5)$  die Lampe und den HF-Generator abschalten. Da die Lampenspannung aufgrund der implementierten digitalen Leistungsregelung permanent erfasst wird, kann die Höhe der Lampenspannung ohne zusätzlichen Aufwand in zeitlichen Intervallen, beispielsweise jede Sekunde, überprüft werden. Bei einer Überschreitung des Grenzwertes wird entsprechend die Schutzabschaltung und die Fehlermeldung aktiviert.

### Wendelbruch

Aufgrund der implementierten Wendelwiderstandserfassung (Kapitel 6) kann ein Wendelbruch noch in der Vorheizphase innerhalb der ersten 400ms erkannt werden. Bei diesem Fehlerfall wird die Lampenzündung gar nicht mehr eingeleitet und die Halbbrücke wird sofort abgeschaltet.

### **Zusatzleistung in den Wendeln**

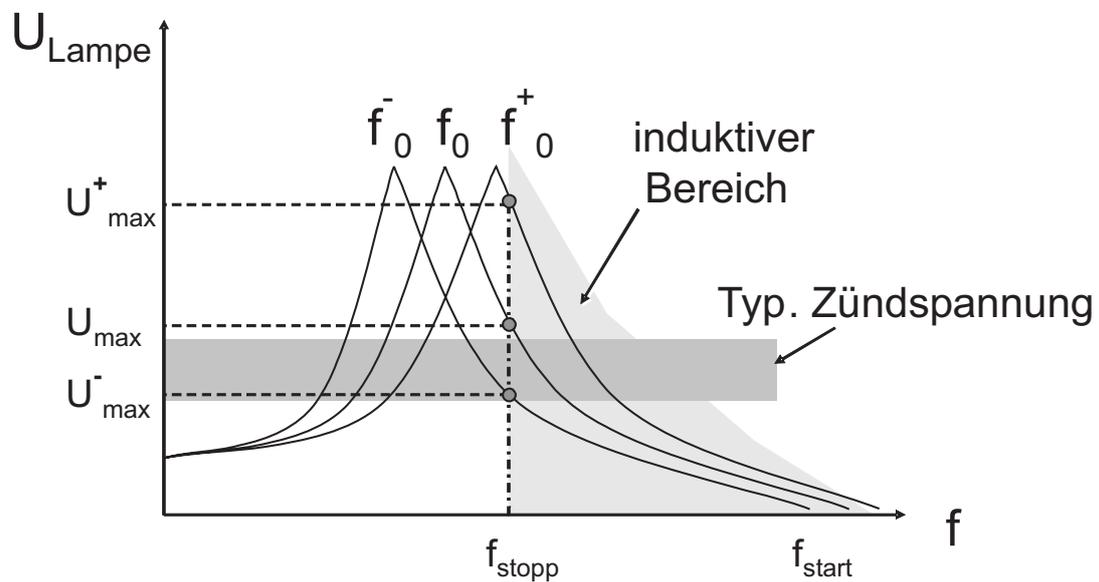
Aufgrund des Emitterabtrags strahlen die Lampenwendeln im Alterungsprozess immer mehr ab, wodurch der Wendelwiderstand erhöht wird. Die Vorheizung wird mit einem Vorheiztransformator spannungsgesteuert betrieben, welcher eine konstante Heizspannung an die Wendeln anlegt. In Abhängigkeit der Belastung des Heiztransformators durch den Wendelwiderstand, stellt sich der entnommene Heizstrom automatisch ein. Der Zusatzheizstrom steigt bei kleiner werdendem Wendelwiderstand an. Die implementierte Funktion der Wendelwiderstandserkennung misst während des Lampenbetriebs den zusätzlichen Heizstrom. Dieses wird vom Mikrocontroller überwacht. Bei Überschreitung des eingestellten Grenzwertes wird die Lampenansteuerung abgeschaltet. Die Zunahme des Heizstroms entspricht der zu erkennenden Zusatzleistung in der Lampe.

### **3.4.3 Leerlauf**

Während der Vorheizung kann mit Hilfe der Wendelwiderstandserkennung (Kapitel 6) eine nicht gesteckte Lampe detektiert werden. Die Halbbrückensteuerung wird dementsprechend abgeschaltet.

### **3.4.4 Maximale Zündspannung**

Während der Zündung wird das Hochlaufen der Lampenzündspannung überwacht. Bei Erreichen einer maximal zulässigen Zündspannung wird auf diese geregelt. Somit wird eine kritische Überhöhung der Lampenspannung während der Zündung vermieden, womit die Bauteile im Lampenlastkreis vor Zerstörung durch Überspannung verschont werden. Mit dieser Funktion werden zum einen zündunwillige Lampen in der Zündwahrscheinlichkeit unterstützt. Zum anderen werden Verschiebungen der Resonanzfrequenz durch Bauteiltoleranzen irrelevant (Bild 3.8).



**Abbildung 3.8:** Änderung der Lampenspannung durch Bauteiltoleranzen bedingte Verschiebung der Resonanzfrequenz

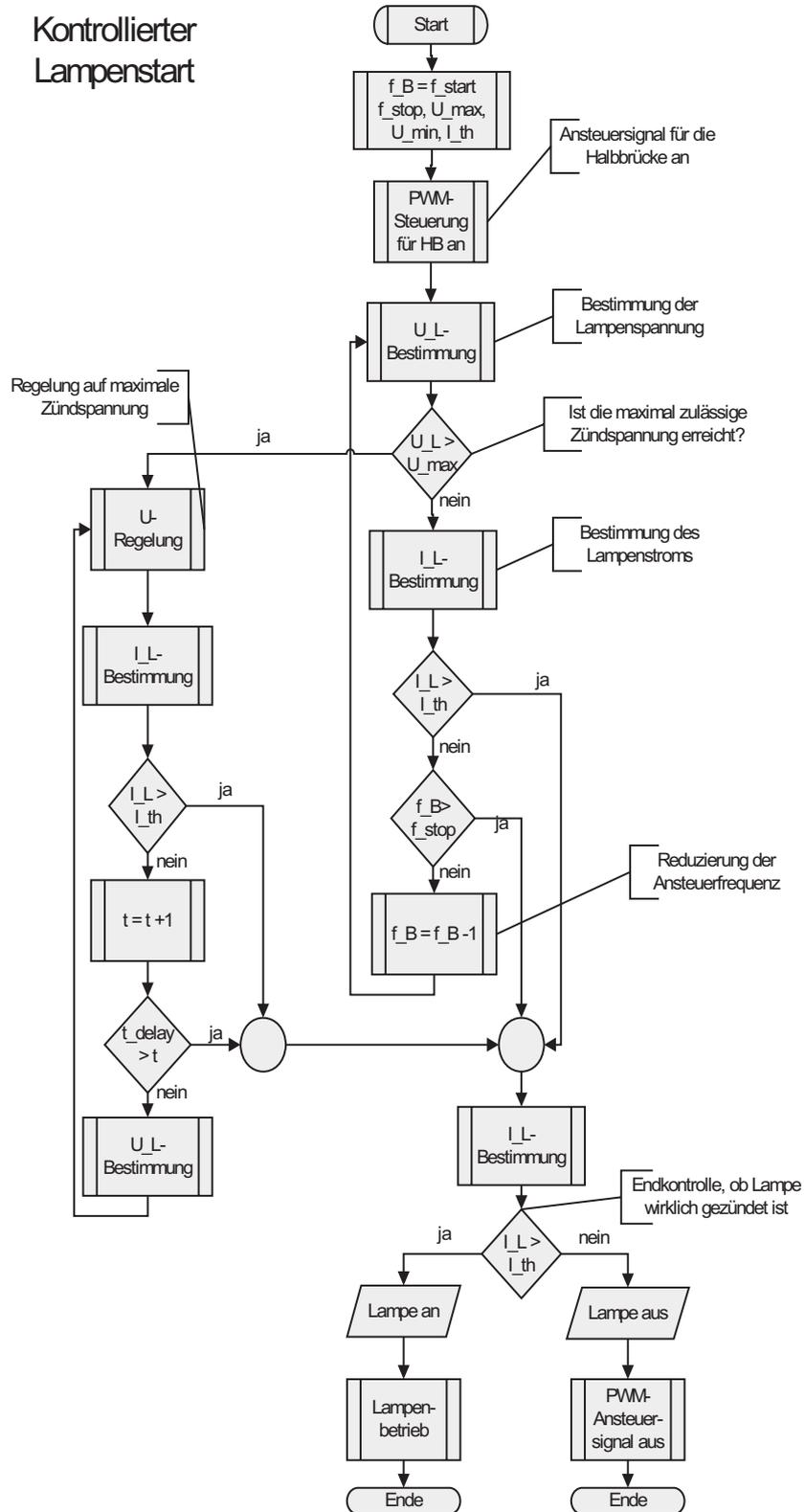


Abbildung 3.9: Programmstrukturplan der kontrollierten Zündung



---

## 4 Digitale Messwerterfassung

Ein modernes, elektronisches Vorschaltgerät (EVG) muss für eine temperaturunabhängige Dimmung des Lichtstromes von 1% bis 100% mit einer Lampenstrom- und Wirkleistungsregelung ausgestattet sein. Dazu muss der Lampenstrom  $I_L$  und die lampenseitige Wirkleistung  $P_L$  erfasst werden. Eine wesentliche Grundlage für einen flickerfreien Dimmbetrieb von Entladungslampen ist eine genaue und stabile Messdatenerfassung. Bisherige Lösungen einer Leistungserfassung sind mit analogen und kostenaufwendigen Bauelementen realisiert worden. Die Verwendung eines Mikrocontrollers zur digitalen Wirkleistungsbestimmung ist ein entscheidender Faktor zur Einsparung von zusätzlichen analogen und kostenaufwendigen Bauelementen. Die zeitliche Auflösung und die Genauigkeit der Messwerte werden von der Hardware und dem gewählten, digitalen Messverfahren beeinflusst. Das entwickelte, digital angesteuerte, dimmbare EVG enthält eine kostenoptimierte Lampenstrom- und Wirkleistungsbestimmung. Mit einer minimalen Anzahl analoger Komponenten werden Lampenstrom  $I_L$  und Spannung  $U_L$  erfasst und daraus der Wirkleistungsanteil vom Mikrocontroller mit Methoden der digitalen Signalverarbeitung bestimmt.

### 4.1 Äquidistante Messwerterfassung

Der Prozessor soll die Effektivwerte der Lampenbetriebsparameter erfassen können. Bei der analogen Effektivwertbildung, auch quadratischer Mittelwert genannt, wird das quadrierte Eingangssignal  $u(t)$  über eine gesamte Periodendauer  $T$  integriert [Popp1993].

#### Analoger Effektivwert einer periodischen Wechselgröße

$$U_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u(t)^2 dt} \quad (4.1)$$

In Anlehnung an diese Berechnungsformel 4.1 sollen die Lampeneffektivwerte digital erfasst werden. Laut dem Abtasttheorem [Kiencke1995] muss ein periodisches Signal mindestens mit der doppelten Signalfrequenz abgetastet werden, um es eindeutig bestimmen zu können. Dieses bedeutet für eine in der Signalperiode bekannte, periodische Messgröße, dass mindestens zwei Abtastungen innerhalb einer Periode erfolgen müssen. Die digitale Messwert-Erfassungsmethode basiert auf einer Abtastung von Lampenstrom  $I_L$  und Spannung  $U_L$  zu äquidistanten Zeitpunkten. Der verwendete Prozessor verfügt über ein triggerbares Halteglied mit Analog-Digital-Wandler-Modul, womit ein analoges Eingangssignal zu definierten Zeiten erfasst, eingelesen und digitalisiert werden kann. Diese Werte werden vom Prozessor für die angenäherte Berechnung der Effektivwerte von Lampenstrom  $I_{eff}$  (Formel 4.3) und Spannung  $U_{eff}$  (Formel 4.2) verwendet.

### Zeitdiskret erfasster Effektivwert der Lampenspannung

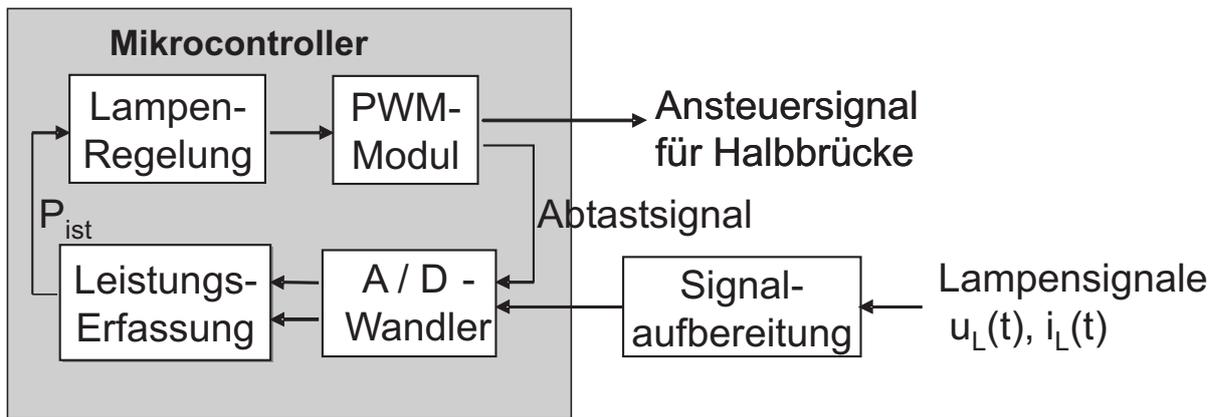
$$U_{eff} = \sqrt{\frac{1}{m} \cdot \sum_{j=1}^m U_L^2(j)} \quad (4.2)$$

### Zeitdiskret erfasster Effektivwert des Lampenstroms

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{m} \cdot \sum_{j=1}^m I_L^2(j)} \quad (4.3)$$

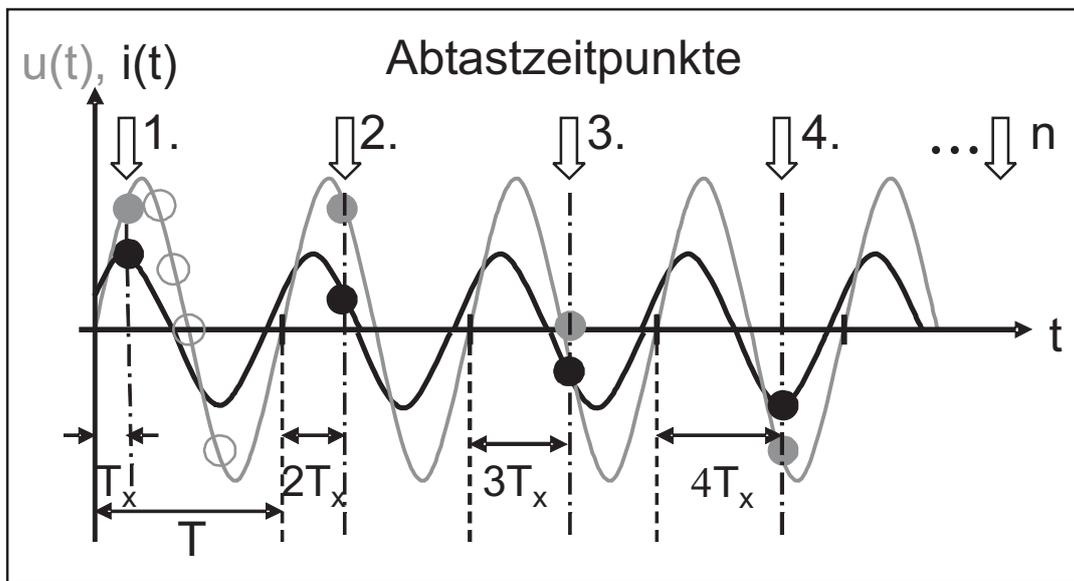
#### 4.1.1 Implementierung

Die Peripherie des Mikrocontrollers (Bild 4.1) verfügt über ein PWM-Modul. Dieses kann mehrere pulsweitenmodulierte Signale erzeugen, welche alle dieselbe Periodendauer  $T$  besitzen, aber in der Pulsweite  $t_{on}$  unabhängig voneinander einstellbar sind. Eines dieser PWM-Signale wird als Ansteuersignal für die Leistungsschalter der Halbbrücke verwendet, wodurch die Betriebsfrequenz der Lampensignale generiert wird. Ein weiteres pulsweitenmoduliertes Signal dient zur Triggerung der internen Haltegliederschaltung des Analog-Digital-Wandlers. Der Arbeitsbereich des Lam-



**Abbildung 4.1:** Blockschaltplan der Messwerterfassung

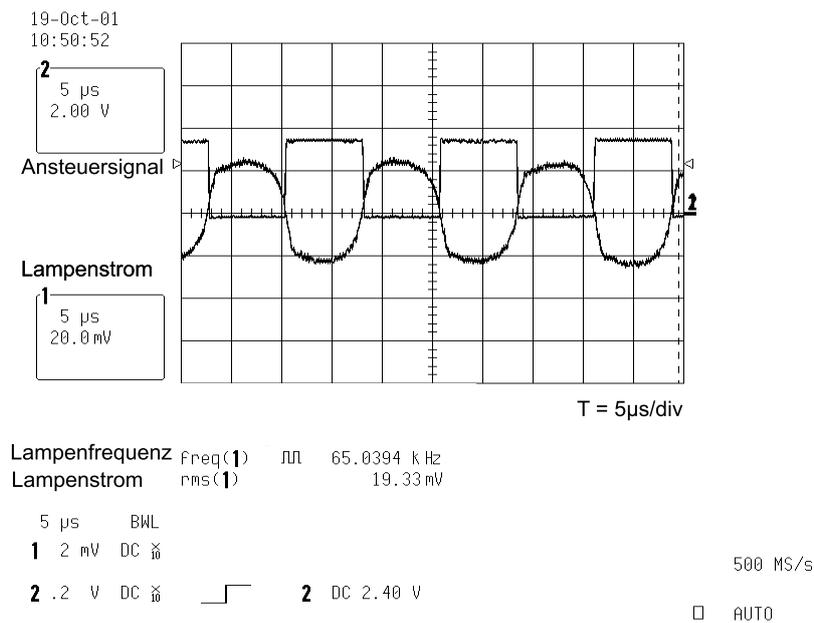
penkreises liegt in einem Frequenzbereich von  $f_B = 40\text{kHz} \dots 120\text{kHz}$ . Somit beträgt die Periodendauer der Lampensignale zwischen  $T = \frac{1}{f_B} = 25\mu\text{s} \dots 8,33\mu\text{s}$ . Aufgrund der langen Wandlungszeit des vorgegebenen Analog-Digital-Wandlers von einigen Mikrosekunden sind mehrere Abtastungen innerhalb einer Lampenstrom- und Spannungs-Periode nicht möglich. Um trotzdem eine fehlerminimierte Effektivwert- und Wirkleistungsbestimmung zu erhalten, wird der Synchronismus zwischen den Periodendauern des generierten Ansteuersignals und des Triggersignals für die Abtastung genutzt. Ebenfalls sind die Perioden von Lampenstrom  $I_L$  und Spannung  $U_L$  synchron zum generierten Halbbrücken-Ansteuersignal (Messaufnahme 4.3). Mit Hilfe des weiteren, in der Pulsweite einstellbaren Timerausgangssignals kann das Halteglied gezielt getriggert werden. Somit können Abtastungen zu definierten Zeitpunkten erzeugt werden. Innerhalb einer Lampenperiode erfolgt eine Abtastung von Lampenstrom und Spannung. Die abgetasteten Werte werden digitalisiert und in einem Speicher abgelegt. Nachdem mehrere Abtastungen in äquidistanten Abständen über mehrere aufeinanderfolgende Perioden erfolgt sind (Bild 4.2), werden die gespeicherten Werte zur lampenseitigen Wirkleistungsbestimmung und Effektivwertbildung verwendet. Eine Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung wird in der Berechnung berücksichtigt, da die beiden Messgrößen  $u(t)$  und  $i(t)$  zu gleichen Zeitpunkten  $T_x$  erfasst werden.



**Abbildung 4.2:** Äquidistante Abtastpunkte über mehrere aufeinanderfolgende Perioden verteilt

### 4.1.2 Grenzen seitens der Prozessorarchitektur

Das Ziel dieser Untersuchungen ist eine akzeptable und kostengünstige Lösung der digitalen Messwerterfassung zu finden. Eine Fehlerquelle der Messunsicherheit ist eine ungünstige Zusammensetzung der Abtastparameter. Die Einstellung der Parameter ist aufgrund der technischen Möglichkeiten eines Mikrocontrollers begrenzt. Eine kostengünstige Lösung ist ein Kompromiss zwischen der Messunsicherheit  $F_{gesamt}$  und der Peripherie des Mikrocontrollers. Ein Prozessor benötigt für die Rechenoperationen wie Multiplikation, Division und Radizierung zusätzliche Recheneinheiten, die kosten- und zeitaufwendig sind. Solche zusätzliche Recheneinheiten sollten vermieden werden. Ein optimierter und mit einfachen Rechenoperationen auskommender Algorithmus ist für eine kostengünstige und schnelle, digitale Messwerterfassung notwendig. Die Halbierung eines Wertes kann durch eine Verschiebung des jeweiligen Registers um ein Bit nach rechts erreicht werden. Der Hauptprozessor (Central Processing Unit) benötigt für eine Registerverschiebung nur einen Arbeitstakt von  $Takt_{CPU} = 250ns$ . Somit können die Abtastwerte und Abtastabstände vom Prozessor ohne Verwendung eines zusätzlichen Rechenmoduls durch einfache Rechtsverschiebung der betreffenden Registerwerte erreicht werden. Aus diesem Grund wird die Abtastanzahl  $m$  der bisherigen Effek-



**Abbildung 4.3:** Synchronismus zwischen Ansteuersignal und Lampenstrom

tivwertbildung (Formeln 4.2, 4.3) auf  $m(n) = 2^n$  Abtastungen optimiert. Eine weitere Steigerung der Recheneffizienz wird durch die Vermeidung von zeitintensiven Rechenoperationen wie Radizierung und Quadrierung erreicht. Eine erhebliche Reduktion der Rechenauslastung gegenüber der Effektivwertbildung bietet die Betragsmittelung, gemäß 4.4 und 4.5.

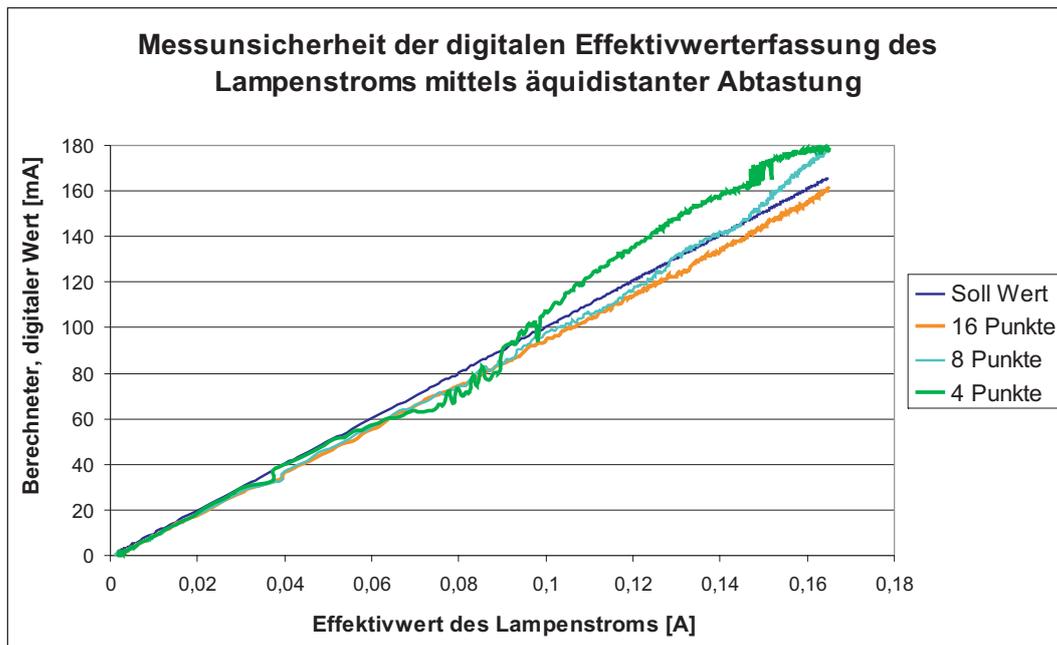
### Zeitdiskrete, optimierte Mittelwertbestimmung

$$U_{mean} = \frac{1}{2^n} \cdot \sum_{j=1}^{2^n} |U_L(j)| \quad (4.4)$$

$$I_{mean} = \frac{1}{2^n} \cdot \sum_{j=1}^{2^n} |I_L(j)| \quad (4.5)$$

### 4.1.3 Messunsicherheiten

Die äquidistante Erfassung und Berechnung von  $I_{mean}$  und  $P_{mean}$  sind in den geregelten Lampendimmbetrieb eingefügt worden. Es zeigten sich



**Abbildung 4.4:** Gesamte Messunsicherheiten für verschiedene Überabtastungen

Instabilitäten während des Dimmbetriebs. Dieses machte sich über peripheres Flackern in einem Dimmbereich unterhalb von 50% des Lichtstroms erheblich bemerkbar. Die auftretenden Messunsicherheiten dieser Messwerterfassungsmethode sind für verschiedene Abtastungen von  $m = 2^n = 4, 8, 16$  messtechnisch untersucht worden. Das Bild 4.4 stellt den digital ermittelten Betragsmittelwert des Lampenstroms in Abhängigkeit vom gemessenen Lampenstromeffektivwert dar. Die verschiedenen Kennlinien zeigen die Messunsicherheit für unterschiedlich viele Abtastpunkte. Es zeigen sich große Schwankungen der Messabweichung über den gesamten Dimmbereich bei den Abtastungen mit vier und acht Punkten. Eine geringe Messabweichung ohne Vorzeichenwechsel oder Sprünge über den gesamten Lampenstrombereich ist mit 16 Abtastungen erreichbar. Allerdings benötigt der Prozessor mit 16 Abtastungen pro Eingangssignal eine erhebliche Rechenleistung und ist nicht mehr in der Lage andere Funktionen schnell zu bearbeiten. Gemäß den Stabilitätskriterien für die Dimmung sollte die Wiederholfrequenz  $f_{regel}$  einer Regelung im unteren Dimmbereich  $f_{regel} = 5kHz$  betragen (Unterkapitel 3.3.2). Diese zeitliche Anforderung an die Leistungserfassung kann mit jeweils vier Abtastpunkten für Lampenstrom und Lampenspannung eingehalten werden. Hierfür benötigt

der Prozessor eine Rechenzeit von etwa  $180\mu s$ . In der restlichen Rechenpause von  $t = 20\mu s$  werden die anderen Aufgaben wie Kommunikation und Überwachung erledigt. Wie aber schon erwähnt, ist die Messunsicherheit mit nur vier Abtastungen zu groß, um ein stabiles Dimmverhalten erzielen zu können. Wenn die Leistungsbestimmung mit 16 Abtastungen pro Eingangssignal erfolgt, erhöht sich die benötigte Rechenzeit um ein Vierfaches. Somit reduziert sich auch die mögliche Regelfrequenz. Dieses genügt nicht dem Stabilitätskriterium an die Dimmung, so dass sich Lampenflackern bemerkbar macht.

## 4.2 Analytische Berechnung der Messunsicherheiten

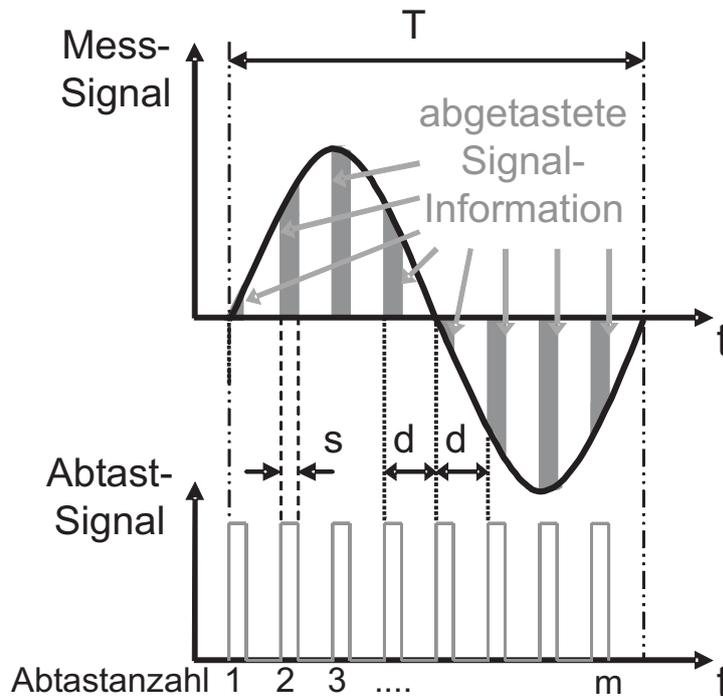
Basierend auf dem Messvergleich wurde die äquidistante Abtastmethode analytisch untersucht. Den theoretischen Berechnungen nach werden überwiegend die Messunsicherheiten vom Verfahren selbst hervorgerufen. Es gibt eine Vielzahl von Parametern, welche auf die Mittelwerterfassung Einfluss nehmen. Hierzu gehören Abtastanzahl  $m$ , der Abtastabstand  $d$ , die Einleседauer  $s$ , die Zeitkonstante des Einleseglieds  $\tau$ , die Taktfrequenz von Timer  $f_{Timer}$ , die Taktfrequenz vom Analog-Digital-Wandler  $f_{ADC}$  und der Moduloanteil. Der Einfluss der unterschiedlichen Abtastparameter auf die Messunsicherheit wurde geprüft. Die Resultate belegen eine Vielzahl von verschiedenen Messunsicherheitskomponenten, welche auf unterschiedliche Weise von den Abtastparametern beeinflusst werden. Die verschiedenen Messunsicherheitskomponenten werden in den nächsten Unterkapiteln im Einzelnen näher betrachtet.

### 4.2.1 Herleitung

Die Zusammenhänge der verschiedenen Abtastparameter wurden untersucht, um den Einfluss des Messverfahrens analysieren zu können. Die Berechnungen sind nur für periodische Wechselgrößen gültig. Zur Vereinfachung der Berechnung wird das Eingangssignal als sinusförmige Größe angenommen (Formel 4.6).

$$u(t) = \hat{U} \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) \quad (4.6)$$

Die Abtastung eines zeitkontinuierlichen Signals ist bisher nur in der Theorie überprüft worden. Die theoretisch entwickelten, mathematischen Zusammenhänge der Signalabtastung verwenden den Dirac-Impuls als Abtastsignal [Kroschel1996]. In der Praxis ist die Abtastung der Signale mit



**Abbildung 4.5:** Signalabtastung an äquidistanten Punkten

Dirac-Impulsen nicht möglich. Jede einzelne Abtastung im Abstand  $d$  innerhalb der Signalperiode  $T$  entspricht einem idealen, zeitlich begrenzten Rechteckfenster mit der Fensterlänge  $s$  (Bild 4.5). Die Fensterlänge wird von der Abtastdauer  $s$  bestimmt. Während dieser Abtastdauer  $s$  wird das Eingangssignal über einen Bruchteil der Periodenlänge eingelesen. Diese Untersuchung bezieht sich auf einen idealisierten Einlesevorgang ohne Signalverluste. Bei den Berechnungen werden nur die abgetasteten Signale berücksichtigt. Die Signalinformationen zwischen den Abtastpunkten tragen nicht zur Rechnung bei. Die Unsicherheit der digitalen Messwertbestimmung ist von verschiedenen Parametern abhängig. Die Wechselwirkung zwischen der Abtastanzahl  $m$ , der Abtastdauer  $s$  und dem Abtastabstand  $d$  bezüglich der Berechnungsgenauigkeit wird untersucht und analysiert. Der Kehrwert des äquidistanten Abtastabstands  $d = \frac{T}{m}$  entspricht der Abtastfrequenz  $f_A = \frac{m}{T}$ . Diese sollte aufgrund der Einhaltung des Nyquist-Shannonschen Abtasttheorems [Kiencke1995] mindestens die

doppelte Frequenz  $f_A = 2 \cdot f$  der Signalfrequenz  $f$  betragen. Eine Überabtastung erfolgt mit einem Vielfachen  $r$  der Mindestabtastfrequenz  $f_A$ . Die Abtastfrequenz bei Überabtastung entspricht dann  $f_{\lambda} = r \cdot f_A = r \cdot 2 \cdot f$  [Kroschel1996]. Die Messunsicherheit wird von der Höhe der Abtastfrequenz positiv beeinflusst, da bei Überabtastung mehr Signalinformationen der Messdatenerfassung zur Verfügung stehen. Aufgrund der Synchronität der Lampensignale zum Ansteuersignal und der Punktsymmetrie der Lampenbetriebssignale zu ihren Nulldurchgängen ist eine Signalabtastung über eine gesamte Signalperiode  $T$  nicht zwingend erforderlich. Die Abtastung über eine Halbperiode  $\frac{T}{2}$  ist ausreichend. Somit kann der prozessorseitige Rechenaufwand noch weiter reduziert werden.

### 4.2.2 Einfluss des Abtast- und Halteglieds

Die digitale Datenerfassung resultiert aus der Abtastung der physikalischen Lampen-Signale. Die Abtastung erfolgt mit einem Abtast- und Halteglied, realisiert mit einem RC-Glied, welches mit seinem Tiefpassverhalten die Messsignale beim Abtastvorgang verändert. Die daraus resultierende Auswirkung auf die Messdatenerfassung wird in diesem Kapitel analysiert. Der A/D-Wandler des Mikrocontrollers kann nur positive Spannungswerte digitalisieren. Deshalb wird den erfassten Spannungswerten eine konstante Offset-Spannung  $U_{off}$  überlagert (Bild 4.6). Diese Offset-Spannung entspricht der halben, maximalen Messspannung des A/D-Wandlers. Somit werden die negativen Spannungsanteile, die proportional dem Lampenstrom  $i(t)$  und der Lampenspannung  $u(t)$  sind, in den positiven Bereich angehoben (Formel 4.7). Die Verstärkung der erfassten Strom- und Lampenspannungssignale ist so abgestimmt worden, dass bei den maximal zu erreichenden Lampenparametern der Aussteuerbereich des A/D-Wandlers voll ausgenutzt ist.

$$u_o(t) = \hat{U} \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) + U_{off} \quad (4.7)$$

Dieses aufbereitete Signal liegt am Eingang des Abtast- und Halteglieds an und wird zu definierten Zeitpunkten  $T_x = x \cdot d$  eingelesen. Mathematisch lässt sich das Abtastsignal mit dem Produkt aus dem Offset überlagerten Sinus und einer Sprungfunktion  $\sigma(t - T_x)$  berechnen. Der Zeitparameter

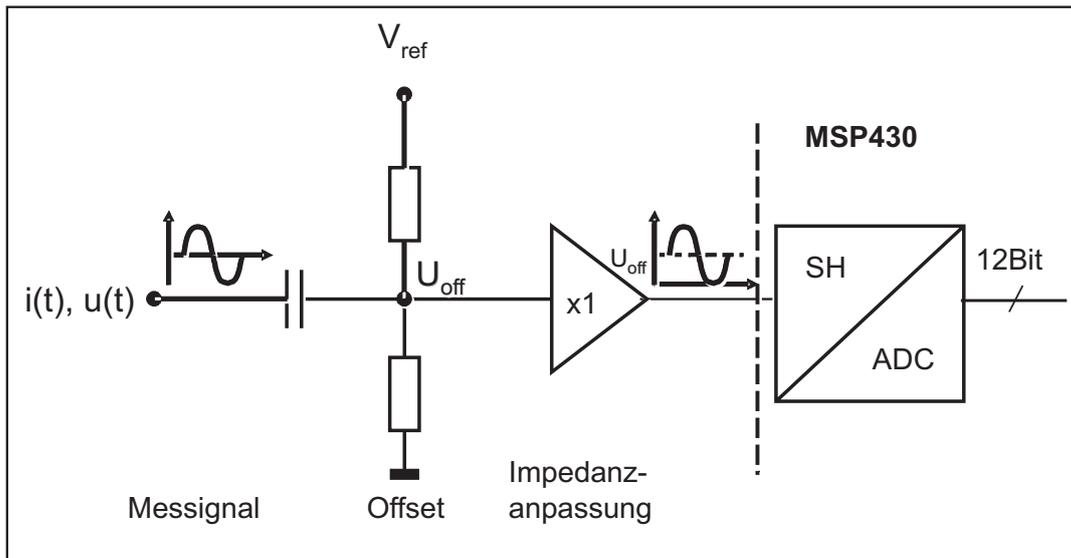


Abbildung 4.6: Schaltbild der Offset-Schaltung

$t$  bestimmt die Zeitdauer des Einlesevorgangs.

$$u_{ein}(t) = [\hat{U} \sin(\frac{2\pi}{T}t) + U_{off}] \cdot \sigma(t - T_x) \quad (4.8)$$

Das Abtast- und Halteglied entspricht einem Tiefpass mit Schalter. Bei

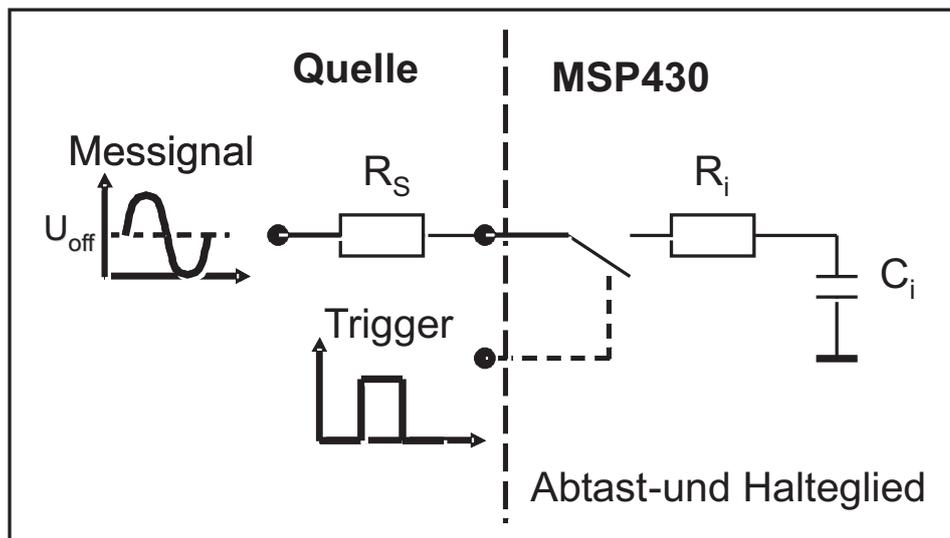


Abbildung 4.7: Schaltbild des Abtast- und Halteglieds

dem Einlesen des Messsignals wird die Kapazität des Halteglieds über

einen Widerstand geladen; siehe Bild 4.7. Die Größenordnung der Zeitkonstanten  $\tau$  des Tiefpasses, welche aus der extern angeschlossenen Impedanz  $R_S$ , dem internen Widerstand  $R_i$  und der internen Kapazität  $C_i$  bestimmt wird, beeinflusst die Amplitude des Messsignals. Mit Hilfe der Übertragungsfunktion  $G(s)$  im Bildbereich kann der Ladevorgang des Kondensators über einen Widerstand berechnet werden. Die Übertragungsfunktion im Bildbereich [Foellinger1993] zeigt den Zusammenhang zwischen Ein- und Ausgangsgröße mit einer einfachen, gemeinsamen Formel:

$$U_{aus}(s) = G(s) \cdot U_{ein}(s) \quad (4.9)$$

Die Übertragungsfunktion eines Tiefpasses lautet:

$$G(s) = \frac{1}{1 + s\tau} \quad (4.10)$$

Die Eingangsspannung des Tiefpasses ist das aufbereitete Messsignal  $u_{ein}(t)$  (Formel 4.8). Die Eingangsspannung  $U_{ein}(s)$  im Bildbereich ergibt sich aus der Laplace-Transformierten der zeitlichen Eingangsspannung  $u_{ein}(t)$ :

$$U_{ein}(s) = \mathcal{L}\{u_{ein}(t)\} \quad (4.11)$$

$$U_{ein}(s) = \mathcal{L}\left\{\left[\hat{U} \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) + U_{off}\right] \cdot \sigma(t - T_x)\right\} \quad (4.12)$$

Der Berechnungsansatz 4.9 ist mit den Anfangsbedingungen  $u_{ein}(t < 0) = 0$  und  $u_{aus}(t < 0) = 0$  gültig. Folglich darf der Kondensator keine Anfangsladung besitzen. Dieses ist gewährleistet, da der Kondensator sich nach jedem Wandlungsvorgang der analogen Werte in digitale Werte entlädt. Nach Einsetzen der Formeln 4.10 und 4.9 folgt:

$$U_{aus}(s) = \frac{1}{1 + s\tau} \cdot U_{ein}(s) \quad (4.13)$$

Die Ausgangsspannung  $u_{aus}(t)$  über den Kondensator wird mit Hilfe der inversen Laplace-Transformation von  $U_{aus}(s)$  berechnet.

$$\begin{aligned} u_{aus}(t) &= \mathcal{L}^{-1}\{U_{aus}(s)\} \\ &= \mathcal{L}^{-1}\left\{\frac{1}{1 + s\tau} \cdot U_{ein}(s)\right\} \end{aligned} \quad (4.14)$$

Die ermittelte Ausgangsspannung 4.14 wird in die Formel 4.15 der Offset korrigierten Mittelwertbestimmung eingesetzt.

## Digitale Betragsmittelwertbildung

$$V_{mean-dig} = \frac{1}{2^n} \sum_{x=1}^{2^n} \left| u_{aus}(t) - U_{off} \right| \quad (4.15)$$

Die ermittelte Formel 4.15 zur digitalen Betragsmittelwertbildung wird für eine übersichtliche Untersuchung normiert.

### 4.2.3 Ermittlung des Normierungsfaktors

Für eine bessere Betrachtung der berechneten Messunsicherheiten wird in die Formel 4.1 eine sinusförmige Eingangsgröße 4.6 eingesetzt und berechnet:

$$U_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \hat{U}^2 \sin^2\left(\frac{2\pi}{T}t\right) dt} = \sqrt{\frac{1}{2}\hat{U}^2} \quad (4.16)$$

Der Normierungsfaktor  $\hat{U}_{norm}$  (4.17) wird aus der Normierung des Effektivwerts  $U_{eff}$  ermittelt.

#### Normierungsfaktor $\hat{U}_{norm}$

$$U_{eff} = \sqrt{\frac{1}{2}\hat{U}^2} = 1V \quad \Rightarrow \quad \hat{U}_{norm} = \sqrt{2}V \quad (4.17)$$

Die äquidistante Messwerterfassung ermittelt den Betragsmittelwert. Dem entsprechend zeigt die Formel 4.18 die arithmetische Betragsmittelwertbildung.

#### Betragsmittelwert einer periodischen Wechselgröße

$$U_{mean}(\hat{U}) = \frac{1}{T} \int_0^T \left| \hat{U} \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) \right| dt \quad (4.18)$$

Die Messergebnisse der Betragsmittelwerte weichen von der Effektivwertmessung ab. Die Größe der Abweichungen ist von der Kurvenform des periodischen Signals abhängig.

$$\text{Sinussignal: } U_{mean-sinus} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{eff} \approx 0,9 \cdot U_{eff} \quad (4.19)$$

$$\text{Dreiecksignal: } U_{mean-dreieck} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{eff} \approx 0,866 \cdot U_{eff} \quad (4.20)$$

Der Normierungsfaktor  $\hat{U}_{norm}$  wird in die Betragsmittelung 4.18 eingesetzt und anschließend das Integral gelöst. Das Ergebnis 4.21 stimmt mit dem Formfaktor einer sinusförmigen Größe (Formel 4.19) überein.

$$U_{mean}(\sqrt{2}) = \frac{1}{T} \int_0^T \left| \sqrt{2} \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) \right| dt \approx 0,9 \quad \Rightarrow \quad \bar{U}_{norm} \approx 0,9 \quad (4.21)$$

Zum einen wird die Signalamplitude mit  $\hat{U}_{norm} = \sqrt{2}V$  ersetzt. Der andere Normierungsschritt ist die Korrektur der digitalen Betragsmittelung um die Abweichung  $\bar{U}_{norm} \approx 0,9 \approx \frac{U_{mean}}{U_{eff}}$ . Die normierte, digitale Betragsmittelung zeigt die Formel 4.22.

### Normierte, digitale Betragsmittelwertbildung

$$V_{mean-uC} = \frac{1}{0,9} \cdot \frac{1}{2^n} \sum_{x=1}^{2^n} \left| u_{aus}(t, \hat{U} = \sqrt{2}) - \sqrt{2} \cdot U_{off} \right| \quad (4.22)$$

Somit liegt bei korrekt ermitteltem Betragsmittelwert  $V_{mean-uC} = 1$ , wodurch die Abweichungen der digitalen Mittelwertbestimmung besser analysiert und verglichen werden können.

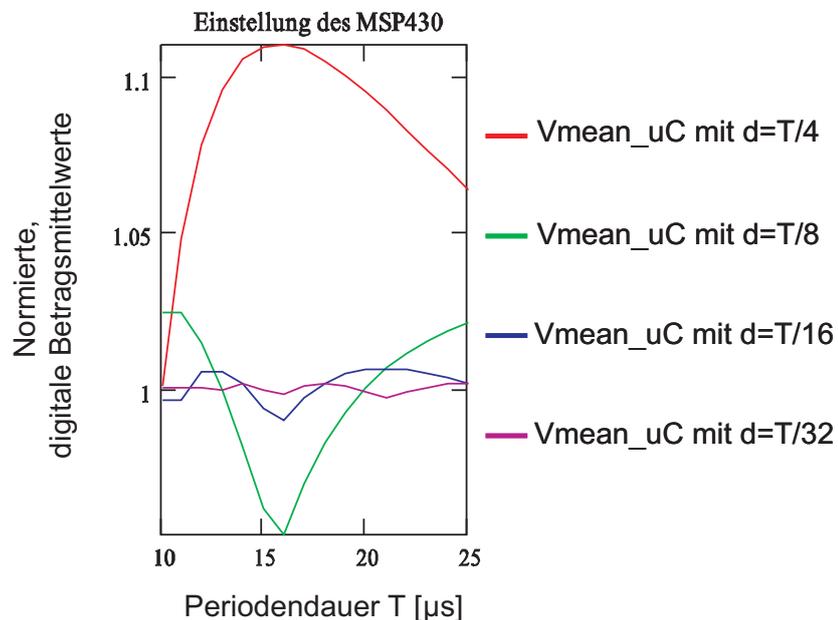
## 4.3 Abtastbedingte Messabweichungen

Die Parametereinstellung erfolgt unter den realen Bedingungen, welche von den technischen Daten des Lampenkreises und des Mikrocontrollers vorgegeben sind. Hierbei benötigt der Mikrocontroller eine Einleседauer von  $s = 2\mu s$ , und das Halteglied hat eine Zeitkonstante von  $\tau = 36ns$ . Der periodische Arbeitsbereich des T5-Lampenkreises liegt zwischen  $T = 10 \dots 25\mu s$ . Innerhalb dieses Arbeitsbereichs wird der Lampenlichtstrom mit Hilfe der Frequenzverstellung gedimmt. Aufgrund der Lampendimmung besitzt der Lampenstrom einen großen Dynamikbereich, welcher etwa von 1% ... 100% des Lampennennstroms variiert. Des Weiteren wird die digitale Mittelwertbestimmung von den oben aufgelisteten,

verschiedenen Parametern beeinflusst, welche im Einzelnen untersucht und analysiert werden. Die Zielsetzung ist eine optimale Zusammenstellung der Parameter zur Gewährleistung einer stabilen und präzisen, digitalen Messwerterfassung.

### 4.3.1 Relative Messabweichung $F_{rel}$

Es sind die relativen Messunsicherheiten  $F_{rel} = V_{mean-uC} - 1$  über den Periodenarbeitsbereich der Lampe numerisch berechnet worden. Die dies-



**Abbildung 4.8:** Digitale Betragsmittelung des MSP430F149 mit Abtastzeit  $s = 2\mu s$  über den gesamten Arbeitsbereich der Lampe

bezüglichen Kennlinien im Diagramm 4.8 zeigen aufgrund der langen Abtastdauer  $s = 2\mu s$  ein Einschwingverhalten, welches zu relativ großen Fehlern führt, die einen instabilen Lampenbetrieb verursachen können. Hierbei ist die Höhe der Schwingungsamplituden von dem Abtastabstand  $d$  abhängig. Ein akzeptables Ergebnis liefert nur die Kennlinie mit einem Abtastabstand  $d = \frac{T}{32}$  und  $m = 2^4 = 16$  Abtastungen in einer Halbperiode, woraus sich eine Überabtastung von  $r=16$  ergibt. Es besteht eine

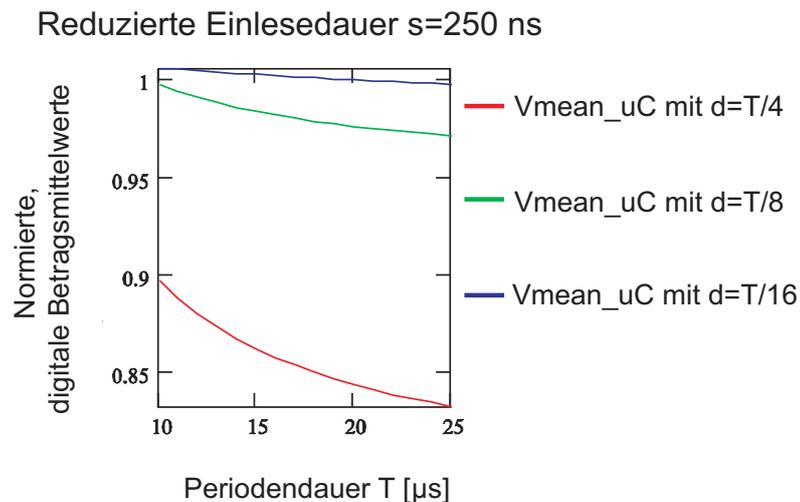
Welligkeit über dem gesamten Arbeitsbereich, die innerhalb von

$$\Delta F_{rel} = |F_{rel-max} - F_{rel-min}| = 0,5\%$$

schwankt. Der Abtastabstand von  $d = \frac{T}{16}$  mit  $m = 2^3 = 8$  Abtastungen in einer Halbperiode erzeugt ebenfalls eine Welligkeit über dem Lampenarbeitsgebiet mit einer Spitze-Spitzevariation von  $\Delta F_{rel} = 1,6\%$ . Diese Schwankungen können zu Instabilitäten in der praktischen Anwendung der digitalen Messwerterfassung führen. Die anderen beiden Kennlinien sind für einen größeren Abtastabstand  $d$  berechnet worden. Die Messunsicherheit für den Abtastabstand  $d = \frac{T}{8}$  mit  $m = 2^2 = 4$  Abtastungen in einer Halbperiode beträgt  $\Delta F_{rel} = 7,1\%$  und für den Abtastabstand  $d = \frac{T}{4}$  mit  $m = 2^1 = 2$  Abtastungen in einer Halbperiode beträgt dieser  $\Delta F_{rel} = 11\%$ . Diese Messunsicherheiten sind sehr hoch und für eine stabile Messwerterfassung nicht akzeptabel.

### 4.3.2 Reduzierung der Einlesedauer $s$

Die Berechnungen haben gezeigt, dass eine Verkürzung der Abtastdauer  $s$  die relativen Messunsicherheiten reduziert. Die Berechnungen über den gesamten Arbeitsbereich der Lampe sind nochmals wiederholt worden, allerdings diesmal für eine kürzere Abtastdauer  $s = 250ns$ . Die Ergebnisse für drei verschiedene Abtastabstände  $d$  sind in dem Bild 4.9 dargestellt. Der kleinste Abtastabstand  $d = \frac{T}{16}$  mit acht Abtastungen über eine Halbperiode besitzt den kleinsten relativen Fehler mit  $\Delta F_{rel} = 0,7\%$ . Dieses ist ein sehr gutes Ergebnis bei der Bestimmung der Betragsmittelwerte. Die anderen zwei Kennlinien besitzen größere Abweichungen vom realen Mittelwert, aufgrund der größeren Abtastabstände  $d$ . Die Kennlinie für den Abtastabstand  $d = \frac{T}{8}$  mit vier Abtastungen hat eine relative Abweichung von  $\Delta F_{rel} = 2,7\%$  über dem gesamten Arbeitsbereich. Diese Abweichung ist um das vierfache größer als bei der Kennlinie mit dem kleineren Abtastabstand  $d = \frac{T}{16}$ . Die größte Abweichung mit  $\Delta F_{rel} = 6,5\%$  ist bei einem Abtastabstand  $d = \frac{T}{4}$  zu sehen. Diese Berechnungsergebnisse zeigen eine sehr gute und über den gesamten Arbeitsbereich der Lampe nahezu konstant bleibende Abweichung bei Abtastungen mit einem Periodenabstand von  $d = \frac{T}{16}$ . Wichtig ist hierbei eine möglichst konstant verlaufende Abweichung über dem gesamten Arbeitsspektrum der Lampe. Des Weiteren ist eine erhebliche Reduzierung der Messunsicherheit aufgrund der



**Abbildung 4.9:** Digitale Betragsmittelung über den gesamten Arbeitsbereich der Lampe für eine Abtastdauer  $s=250\text{ ns}$

Verkürzung der Abtastdauer  $s$  von  $2\mu\text{s}$  auf  $250\text{ ns}$  zu erkennen. Die Anforderungen der Abtastparameter an die Messwerterfassung sind berechnet worden und noch mal zusammengefasst.

### Anforderungen an die Abtastparameter

#### 1. Abtastabstand $d$

Die Abtastabstände  $d$  müssen an äquidistanten Punkten über eine Halbperiode  $\frac{T}{2}$  erfolgen, wobei die Genauigkeit der Berechnungen mit kleineren Abständen verbessert wird. Die Messdatenbestimmung sollte mindestens mit einer achtfachen Überabtastung  $r=8$  erfolgen. Also  $m = 8$  Abtastungen mit einem Abstand von  $d = \frac{T}{16}$ .

#### 2. Abtastzeitkonstante $\tau$

Die Abtastzeitkonstante  $\tau$  sollte höchstens ein Zehntel der Abtastdauer  $s$  betragen.

#### 3. Abtastdauer $s$

Die Abtastdauer  $s$  sollte minimal ein Fünfzigstel der Signalperiode  $T$  betragen.

Eine hohe Berechnungsgenauigkeit wird zum größten Teil mit dem ersten Punkt erzielt. Bei einer Abtastung gehen die Signalwerte zwischen

den Abtastzeitpunkten verloren. Deshalb ist es ersichtlich, dass mehr abgetastete Punkte innerhalb einer Periode die Genauigkeit der Messwertbestimmung erhöhen. Es sollte also eine Überabtastung  $r$  [Kroschel1996] erfolgen. Der Überabtastung sind technische Grenzen gesetzt. Die Verarbeitungsgeschwindigkeit des Mikrocontrollers bestimmt die Abtastanzahl  $n$  und somit die Höhe der Überabtastung  $r$ . Die Abtastzeitkonstante  $\tau$  und die Abtastdauer  $s$  sind von der prozessorseitigen Hardware abhängig. Ein konstant bleibender und von der Periodendauer unabhängiger Messfehler stellt sich bei Einhaltung von den Punkten 2 und 3 ein. Das Ziel ist eine konstante Messwerterfassung mit einem möglichst gleichbleibenden relativen Fehler über dem gesamten Arbeitsbereich der Lampe zu erhalten. Nur unter dieser Voraussetzung kann eine stabile Regelung mit den erfassten Werten erfolgen.

### 4.3.3 Messunsicherheit durch die Signalform

Die Lampenbetriebsgrößen verändern ihre Signalform innerhalb des Lampenarbeitsbereichs. Das Signal variiert von nahezu sinusförmig bis hin zu dreieckförmig. Dieses wird aufgrund der Impedanzänderung des Lampenkreises durch die Frequenzvariation und Lampenwiderstandsänderung hervorgerufen. Die relative Messabweichung liegt bei dreieckiger Form bei  $F_{rel-\Delta} = 21,5\%$ . Diese große Abweichung ist auf den anderen Scheitelfaktor und Betragsmittelwert der Dreiecksfunktion zurückzuführen. Der Effektivwert einer Wechselgröße ist vom Scheitelwert  $\hat{u}$  und vom Scheitelfaktor abhängig. Der Scheitelfaktor hängt wiederum von der Schwingungsform ab. Der Scheitelwert eines sinusförmigen Signals ist:

$$\hat{u}_{sinus} = \sqrt{2} \cdot U_{eff} \quad (4.23)$$

Die Schwingungsform von einem Dreieck oder Sägezahn besitzt den Scheitelwert:

$$\hat{u}_{dreieck} = \sqrt{3} \cdot U_{eff} \quad (4.24)$$

Zusätzlich unterscheiden sich die Betragsmittelwerte der beiden Signalformen in Bezug auf den Scheitelwert:

$$\bar{U}_{sinus} = \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}} \cdot 0,9 \quad (4.25)$$

und

$$\bar{U}_{dreieck} = \frac{\hat{U}}{\sqrt{3}} \cdot 0,866 = \frac{\hat{U}}{2} \quad (4.26)$$

Diese Betragsmittelwerte der beiden Signalformen werden in Beziehung zueinander gesetzt.

$$\frac{\bar{U}_{dreieck}}{\bar{U}_{sinus}} = \frac{\frac{\hat{U}}{\sqrt{3}} \cdot 0,866}{\frac{\hat{U}}{\sqrt{2}} \cdot 0,9} = 0,784 \quad (4.27)$$

Die Unterschiede der Signalform lassen eine hohe Abweichung bezüglich der Betragsmittelwerte entstehen (Formel 4.27). Zur Vermeidung von hohen Instabilitäten sollte während des Lampenbetriebs eine gleichbleibende Signalform angestrebt werden. Denn eine in sich stabile Messwerterfassung über den gesamten Arbeitsbereich ist nur bei einer gleichbleibenden Signalform möglich.

## 4.4 Prozessor bedingte Messunsicherheiten

Bei der Fehlerermittlung ist bisher nur ein Messsignal berücksichtigt worden. Die Zielsetzung der digitalen Messdatenerfassung ist die Bestimmung der Wirkleistung. Dafür ist die Multiplikation der zwei Signale Lampenspannung und Lampenstrom notwendig. Somit addieren sich die Messunsicherheiten der beiden abzutastenden Signale, womit der insgesamt zu betrachtende relative Fehler erhöht wird. Bei Einhaltung der Abtastanforderungen wird der Fehler auf ein Minimum gehalten. Zu dem bisher bestimmten Abtastfehler können noch weitere folgende Fehler hinzukommen, die auf technischen Gründen basieren [Kroschel1996].

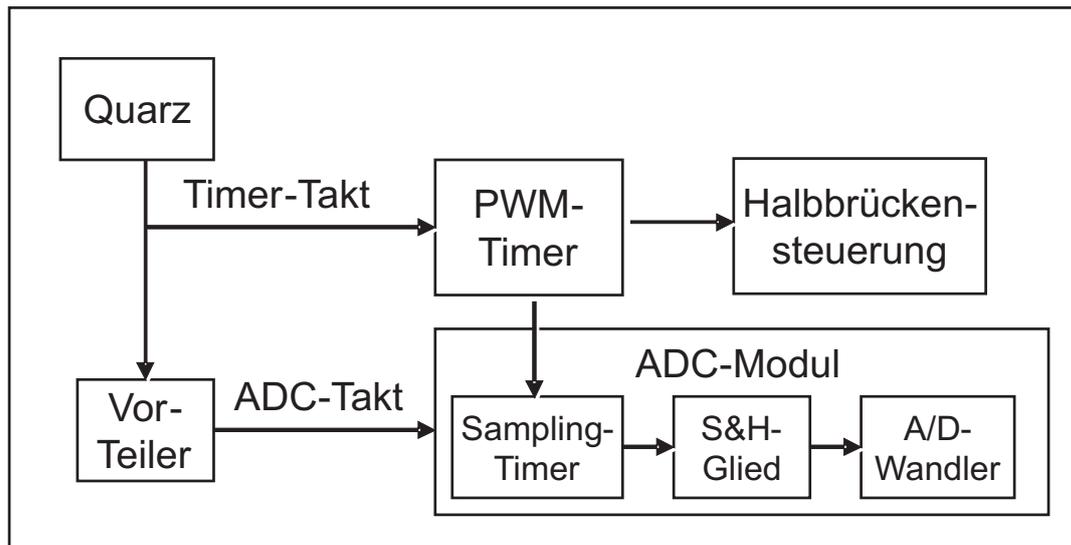
1. Fehler durch den Jitter des Abtastpunktes
2. Quantisierungsfehler des A/D-Wandlers
3. Modulofehler bei der Abtastpunktsetzung
4. Leckeffekt

### 5. Aliasing

Ein Jitter des Abtastzeitpunkts kann entstehen, wenn der wahre Abtastzeitpunkt sich etwas von dem berechneten Abtastzeitpunkt unterscheidet. Dieses kommt in der Praxis vor, wenn der A/D-Wandler und der Timer, der das Ansteuersignal zur Triggerung des Abtast- und Halteglieds generiert, mit unterschiedlichen Takten arbeiten. Dieses wird im Unterkapitel 4.4.1 genauer erläutert. Der Quantisierungsfehler kann auf ein  $1/2$  LSB minimiert werden, wenn die Mindestabtastzeit, die mit Hilfe des Datenblatts bestimmt werden kann, eingehalten wird. Der Modulofehler entsteht durch das Setzen der Abtastpunkte in ganzzahligen Abständen. Diese prozessorbedingte Messungenauigkeit wird im Unterkapitel 4.4.2 erklärt und moduliert. Der Leckeffekt tritt auf, wenn ein endliches Beobachtungsfenster benutzt wird, was in der realen Anwendung zutrifft. Zur Vermeidung dieses Fehlers muss das Signal vollständig bandbegrenzt sein. Hier wirkt sich die Bekanntheit der Signalfrequenz positiv aus, wodurch die Abtastfrequenz an jede beliebige Signalfrequenz angepasst werden kann. Dieses beruht auf der Frequenzsynchronität zwischen dem Ansteuersignal der Halbbrücke und dem Abtasttriggersignal. Somit strebt die Signalbandbreite gegen Null. Das Aliasing kann mit Überabtastung des Signals reduziert werden. Folglich sind die nicht einfach zu behebenden Messunsicherheiten zum einen durch den Jitter und zum anderen durch den Moduloanteil verursacht.

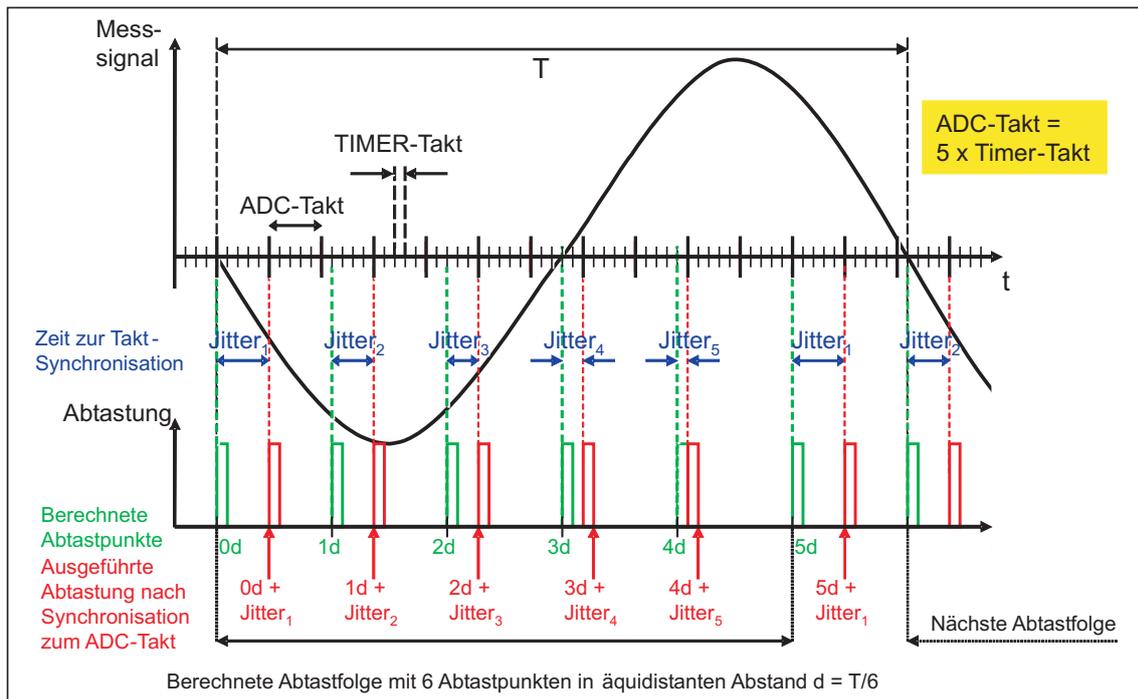
#### 4.4.1 Messunsicherheit durch einen Jitter im Abtastpunkt

Die einzelnen peripheren Module des Prozessors werden mit einem oder mehreren externen Quarzen getaktet. Die Quarze dienen zur Taktgenerierung der verschiedenen Prozessor-Module. Die Taktrate kann von dem externen Quarz direkt übernommen werden oder mit einem ganzzahligen Vorteiler reduziert werden (Bild 4.10). Ein PWM-Timer wird zur Generierung des Halbbrücken-Ansteuersignals verwendet. Dieser sollte möglichst eine hohe Frequenzauflösung besitzen, um eine stabile Lampendimmung mittels Frequenzverstellung zu gewährleisten. Dafür ist eine sehr hochfrequente Taktung des Timers mit  $f_{PWM} \geq 32MHz$  notwendig. Die einzelnen Lampentypen besitzen unterschiedliche physikalisch bedingte Verhaltensweisen während des Dimmbetriebs. Somit bestimmt der zu dim-



**Abbildung 4.10:** Taktgenerierung der verschiedenen Module des Prozessors

mende Lampentyp die notwendige Taktrate des Timers. Gleichzeitig generiert derselbe Timertakt über einen Vorteiler das Abtastsignal zur Triggierung des Abtast- und Halteglieds von dem A/D-Wandler. Der A/D-Wandler wird mit einem langsameren Takt bis maximal  $f_{ADC} = 8\text{MHz}$  versorgt. Bei höheren Taktungen wird die digitale Wandlung der eingelesenen Werte mit zu großen Fehlern behaftet, welches wiederum zu Unsicherheiten der Messwertbestimmung führt. Der Sampling-Timer, welcher mit der A/D-Wandlertaktfrequenz getaktet wird, triggert die Abtastung mit dem Sample and Hold - Glied. Dieser Sampling-Timer wird mit einer externen Flanke gestartet. Diese externe Flanke wird mit dem generierten und höher getakteten Ausgangssignal des PWM-Timer erzeugt. Nach der Flankentriggierung, welches dem berechneten Abtastbeginn entspricht, wartet der Sampling-Timer des A/D-Wandlermoduls zur Taktsynchronisation auf seine nächste, positive Taktflanke, mit dem das Einlesen gestartet wird. Diese Wartezeit bestimmt den Jitter, welcher die berechnete Abtastpunktsetzung verzögert. Somit entsteht eine weitere additive Messunsicherheit, da der Jitter verschiedene Zeitlängen besitzen kann. Dieses wird in dem Bild 4.11 verdeutlicht. Die Abbildung zeigt eine Abtastung mit sechs Abtastpunkten. Die berechneten Abtastpunkte werden um den Jitter 1 bis 5 verschoben. Die Jitter besitzen verschiedene Zeitlängen, welche von der Taktrate des Timers und des A/D-Wandlers beeinflusst



**Abbildung 4.11:** Verschiebung der berechneten Abtastpunkte durch den Jitter

werden. Aufgrund der Abhängigkeit zwischen den beiden Takten ist eine vorhersagbare Periodizität der Jitter vorhanden. In dem Bild 4.12 wird die Timertaktfrequenz als ein fünffaches der A/D-Wandler-Taktfrequenz gesetzt. Die Wiederholperiode des Jitters hängt von dem Verhältnis von A/D-Wandlertaktfrequenz zu Timertaktfrequenz ab. Demnach wiederholt sich derselbe Jitter nach fünf Perioden. Die Jitterlänge variiert in diesem Beispiel zwischen 1...5 Timertakten, wobei jede Jitterlänge nur einmal innerhalb der fünf aufeinanderfolgenden Perioden auftritt. Das Bild 4.13 zeigt die relative Abweichung der berechneten Betragsmittelwerte für die Überabtastung  $r = 4$  und  $r = 8$ . Die Timertaktfrequenz ist auf 32 MHz eingestellt, womit eine Periodizität von 4 erreicht wird. In der Abbildung zeigen die Kennlinien die maximale und die minimale Messabweichung durch den Jitter über einer Periode. Es ist zu erkennen, dass der Jitter abhängig von der Ansteuerperiode ist. Die maximale Differenz beträgt bei vier Abtastungen  $F_{jitter} = 4\%$  im unteren Periodenbereich und bei größeren Perioden  $T > 20\mu s$  reduziert sich diese Messunsicherheit auf  $F_{jitter} = 1,8\%$ . Die Kennlinien mit 8 Abtastungen besitzen eine kleinere Abweichung, welche zwischen  $F_{jitter} = 1,8\% \dots 1\%$  liegt. Diese verursachte

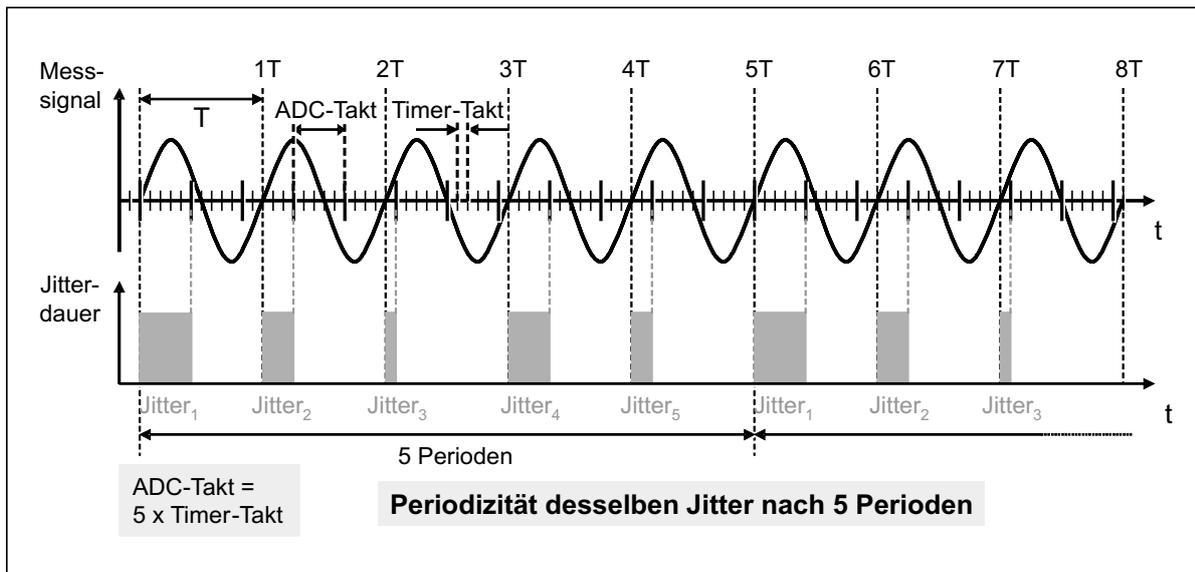


Abbildung 4.12: Periodizität des Jitters

Messunsicherheit  $F_{jitter}$  addiert sich zu der relativen Messunsicherheit  $F_{rel}$  dazu.

#### 4.4.2 Modulfehler bei der Abtastpunktsetzung

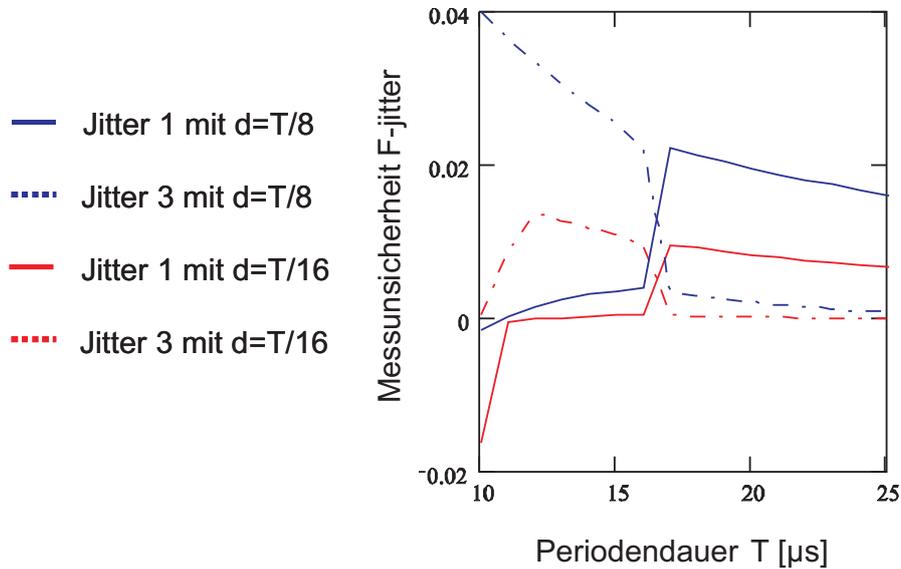
Der PWM-Timer generiert das Ansteuersignal für die Halbbrücken-Transistoren. Der Timer zählt solange vorwärts bis er den eingestellten Zählwert (Comparewert des Timers) erreicht hat, wird zurück auf Null gesetzt und beginnt von neuem bis zu diesem Zählwert zu zählen. Der Timertakt  $f_{Timer}$  bestimmt die Schrittweite. Die Periodendauer  $T$  des Ansteuersignals wird mit dem Zählwert eingestellt.

$$Periodendauer = \frac{Zaehlwert}{f_{Timer}}$$

Ebenfalls wird der Zählwert für die Bestimmung des äquidistanten Abtastabstands  $d$  verwendet, indem dieser durch die doppelte Anzahl an Abtastwerten (Abtastung über eine Halbperiode)  $m$  dividiert wird.

$$d = \frac{Zaehlwert}{2 \cdot m}$$

Der Prozessor kann nur ganzzahlige Divisionen durchführen, womit mögliche Kommastellen abgeschnitten werden und nicht mehr berücksichtigt

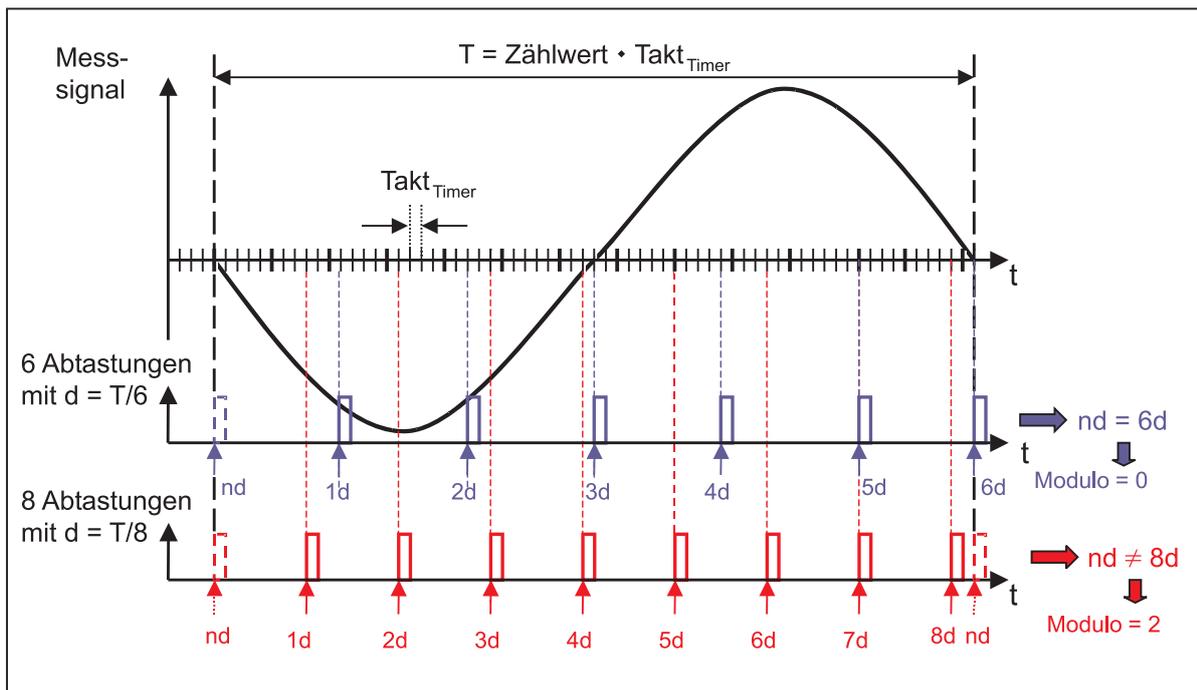


**Abbildung 4.13:** Messunsicherheit  $F_{jitter}$  über den Lampenbetriebsbereich

werden können. Der berechnete, ganzzahlige äquidistante Abtastabstand  $d$  wird für die Einstellung der Abtastpunkte verwendet. Aufgrund der ignorierten Kommastellen sind die Abtastpunkte einer Periode  $T$  zwar äquidistant zueinander, aber nicht immer gleichmäßig über eine gesamte Periodendauer  $T$  verteilt. Nach dem letzten Abtastpunkt kann ein Rest an Timer-Takten übrig bleiben bis das Signalperiodenende erreicht ist. Dieses bedeutet, dass ein Signalanteil von der Abtastung unberücksichtigt bleibt. Die Dauer dieses Signalteils ist von der Höhe der ignorierten Kommastellen (Moduloanteile) abhängig. In dem Bild 4.14 wird die ungleichmäßige Verteilung der Abtastpunkte dargestellt. Die Anzahl der möglichen Moduloanteile  $Anzahl_{Modulo}$  ist abhängig von dem verwendeten äquidistanten Abtastabstand.

$$Anzahl_{Modulo} = \frac{1}{d} - 1 = 2 \cdot m - 1$$

Es können sich Moduloanteile  $0, 1 \dots 2 \cdot m - 1$  einstellen. Das Bild 4.15 zeigt die diesbezüglich berechnete Messunsicherheit  $F_{mod}$  als Funktion der

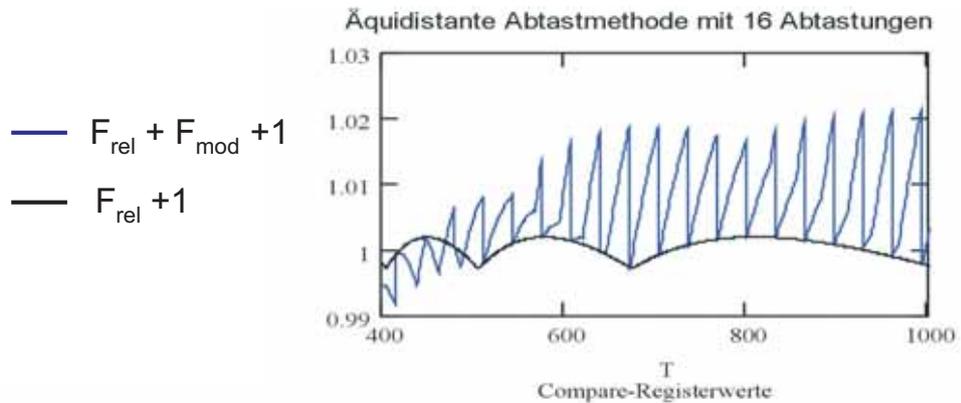


**Abbildung 4.14:** Prozessor bedingte, inkongruente Verteilung der Abtastpunkte über eine Signalperiode

Compare-Registerwerte des Mikrocontrollers als Hüllkurve. Diese Hüllkurve hat eine periodische Sägezahnform mit einer maximalen Messabweichung von  $F_{mod} = 2\%$ . Diese Messunsicherheit  $F_{mod}$  addiert sich zu der relativen Messunsicherheit  $F_{rel}$ . Die Ansteuerfrequenz  $f_B$  der Lampe wird mit dem Wert des Zählregisters (Compare-Register) eingestellt. Die Höhe dieser Messunsicherheit ist abhängig von der Abtastanzahl. Je mehr Abtastpunkte gesetzt werden, um so größer fällt die Messunsicherheit  $F_{mod}$  aus.

## 4.5 Gesamte Messunsicherheit der äquidistanten Messwerterfassung

Die digitale Messdatenbestimmung ist mit einer Messunsicherheit verbunden, deren Größe von den technischen Möglichkeiten des Prozessors, den entwickelten Abtast- und Filteralgorithmen und der Präzision der Messsensoren abhängig ist. Um die spezifizierten Anforderungen an die Messdatenerfassung erfüllen zu können, muss der Prozessor mit einer aufwen-

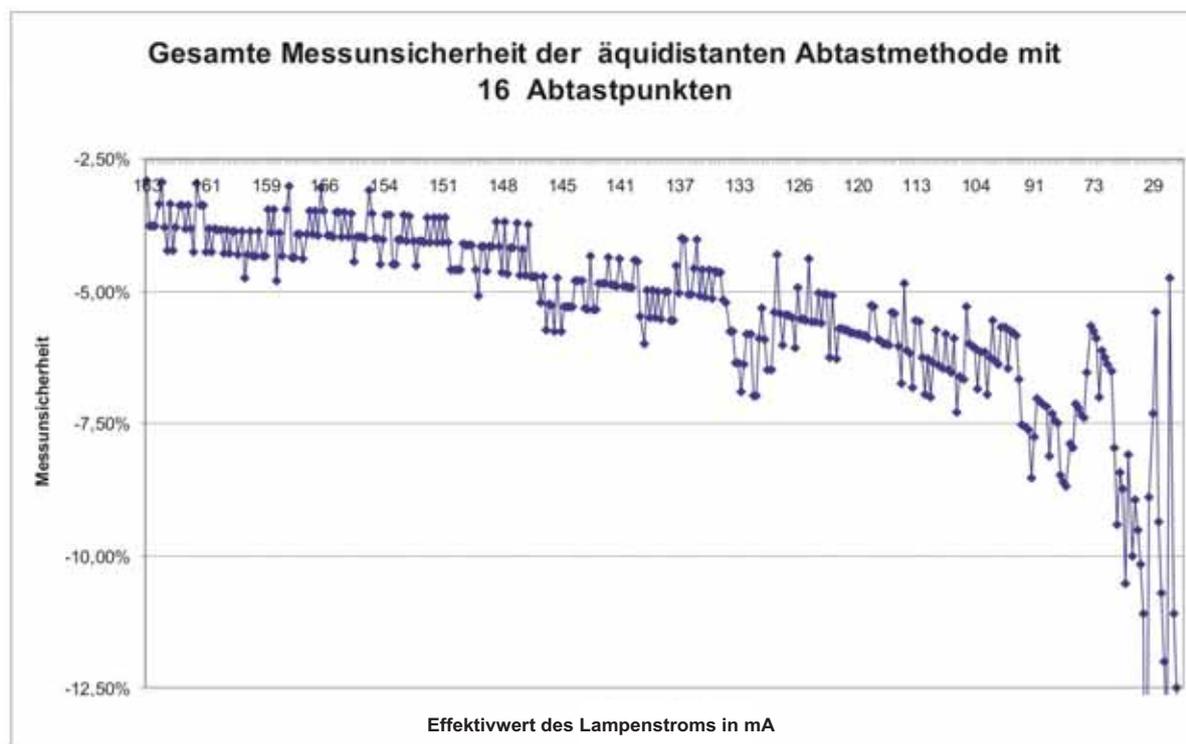


**Abbildung 4.15:** Numerisch berechneter Modulfehler

digen Hardware ausgestattet werden und eine optimale Einstellung der Abtastparameter erfolgen. Der notwendige Abtastalgorithmus benötigt eine beträchtliche Rechenleistung des Prozessors. Die erhaltenen Resultate belegen eine Vielzahl von verschiedenen Messunsicherheitskomponenten, welche auf unterschiedliche Weise von den Abtastparametern beeinflusst werden. Die gesamte Messunsicherheit  $F_{gesamt}$  setzt sich aus der Addition der einzelnen Messunsicherheitskomponenten zusammen (Gleichung 4.28).

$$F_{gesamt} = F_{rel} + F_{jitter} + F_{mod} + F_{signal} \quad (4.28)$$

Die berechneten Messunsicherheiten sind für ein bestimmtes zu erfassendes Eingangssignal gültig. Für die Bestimmung der mittleren Leistung  $P_{mean}$  ist die Erfassung der zwei Eingangssignale  $i(t)$  und  $u(t)$  notwendig. Somit addieren sich die vorgestellten Messunsicherheiten der beiden Eingangssignale. Folglich verdoppelt sich die berechnete Gesamtmessunsicherheit  $F_{gesamt}$  für die Leistungsbestimmung. Das Messprotokoll 4.16 zeigt die gesamten Messunsicherheiten bei der äquidistanten Betragsmittelwertbestimmung des Lampenstroms, wobei 6 Abtastpunkte innerhalb einer Halbperiode gesetzt wurden. Diese berechneten Werte sind aufgetragen über den oszilloskopisch gemessenen Lampenstromeffektivwerten. Es sind deutlich die sägezahnförmigen Messunsicherheiten  $F_{mod}$  zu erkennen, welche sich zu die restlichen Messunsicherheiten hinzuaddieren. Zu Beginn liegen die gemessenen Messunsicherheiten in dem Strombereich von  $I_L = 170mA \dots 145mA$  bei  $F_{gesamt} \approx 2,5\%$ . Danach erhöht sich die Messunsicherheit langsam auf eine Größenordnung von  $F_{gesamt} \approx 7,5\%$ . Ab



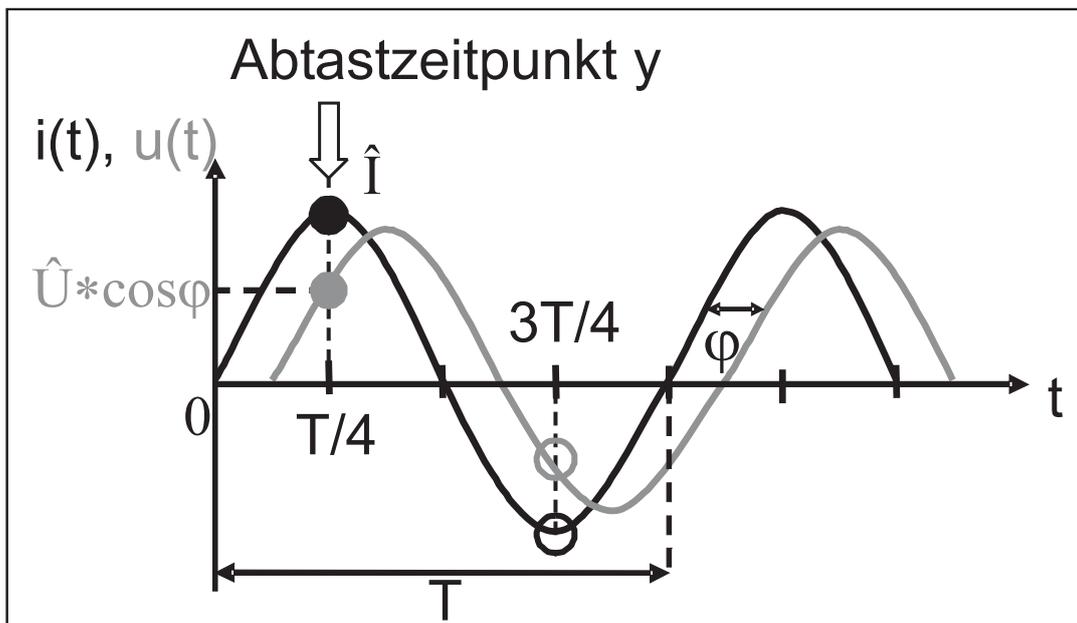
**Abbildung 4.16:** Gemessene Messunsicherheiten  $F_{gesamt}$  des digital gemittelten Lampenstrombetrags

einem Lampenstrom von  $I_L = 100\text{mA}$  sind deutliche Messschwankungen zwischen  $F_{gesamt} \approx 7,5\% \dots 12,5\%$  zu sehen. Diese großen Schwankungen werden unter anderem von der Signalform beeinflusst, welche einen sägezahnförmigen Verlauf bei kleineren Lampenströmen annimmt. Diese großen Messunsicherheiten verursachen einen instabilen Dimmbetrieb, vor allem in niedrigen Dimmstufen. Resultierend aus diesen Messergebnissen und Berechnungen ist die Messwerterfassung mit der äquidistanten Messwertmethode nicht ohne erheblichen Rechen- und Hardwareaufwand des Prozessors möglich. Aus diesen Gründen sollte eine andere Möglichkeit zur Leistungsbestimmung erfolgen.

## 4.6 Vereinfachte Messwertbestimmung

Die Untersuchungen zeigten, dass die bisher verwendete Wirkleistungsbestimmung einen erheblichen Aufwand in der Integration mit sich führt. Deshalb ist es notwendig, diese Funktion stark zu vereinfachen. Das Ziel

ist eine Reduktion der notwendigen Prozessorhardware und die Minimierung des prozessorseitigen Rechenaufwands, um die notwendige Regelfrequenz zu erreichen. Basierend auf den Erfahrungen ist ein einfachere Wirkleistungsbestimmung entwickelt und erprobt worden. Diese neue Methode benötigt nur jeweils einen Abtastpunkt des Lampenstroms und der Lampenspannung pro Periode, womit der Rechenaufwand um ein Achtfaches reduziert werden kann [Daub2003]. Einführend in das neue Konzept zeigt



**Abbildung 4.17:** Abtastpunkte der vereinfachten Messwernerfassung

die Gleichung 4.29 die Berechnungsformel für die Wirkleistung sinusförmiger Größen:

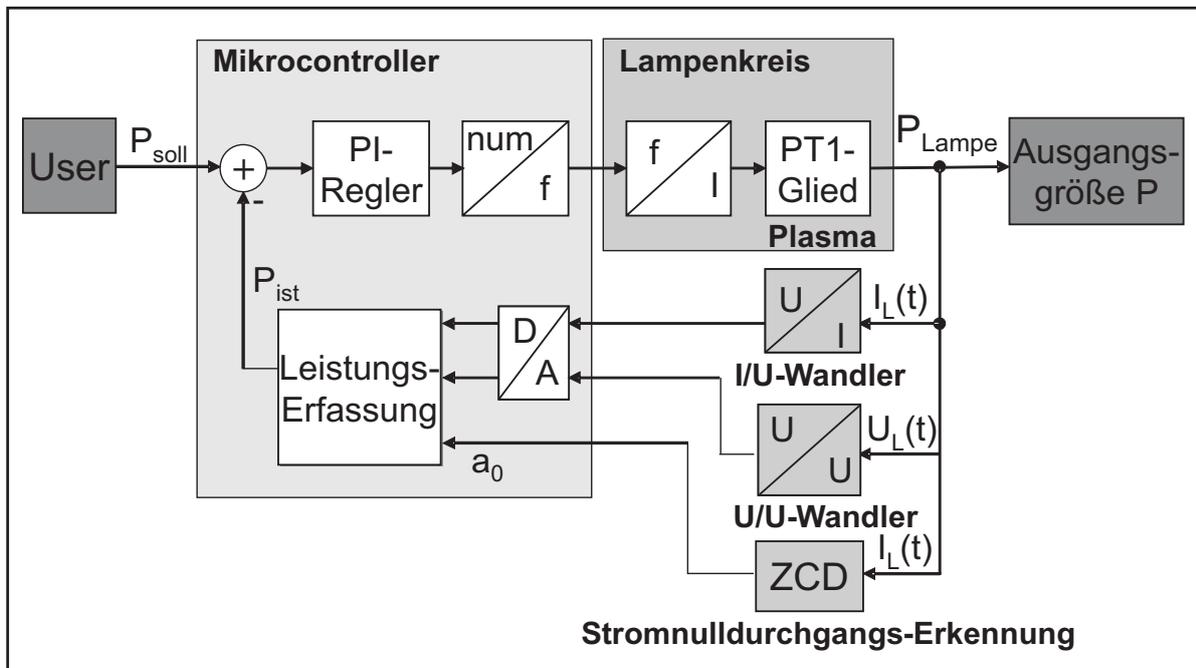
$$P_w = \frac{\hat{U}_L \cdot \hat{I}_L}{2} \cdot \cos\varphi \quad (4.29)$$

Die beiden Betriebsparameter Lampenstrom und Lampenspannung werden am EVG erfasst. Aufgrund der Lampenleitungsverlegung können zusätzliche Leitungskapazitäten auftreten, die eine Phasenverschiebung zwischen dem erfassten Lampenstrom und der erfassten Lampenspannung hervorrufen. Der maximale Scheitelwert eines sinusförmigen Stroms liegt eine viertel Periode ( $T/4$ ) und der minimale Scheitelwert eine dreiviertel Periode ( $3T/4$ ) nach dem Stromnulldurchgang (Bild 4.17). Um die Wirkleistung  $P_w$  der Lampe bestimmen zu können, müssen der Lampenstrom

$I_L$  und die Lampenspannung  $U_L$  entweder eine Viertel oder eine Dreiviertel Periode nach dem Stromnulldurchgang erfasst werden. Folglich werden an diesem Abtastpunkt die maximale Stromamplitude  $\hat{I}$  und die phasenverschobene Spannungsamplitude  $\hat{U} \cdot \cos\varphi$  abgetastet. Die Multiplikation beider abgetasteter Werte ist proportional der doppelten Lampenwirkleistung  $2 \cdot P_w$ , unter der Voraussetzung, dass die Phasenverschiebung  $\varphi$  konstant bleibt.

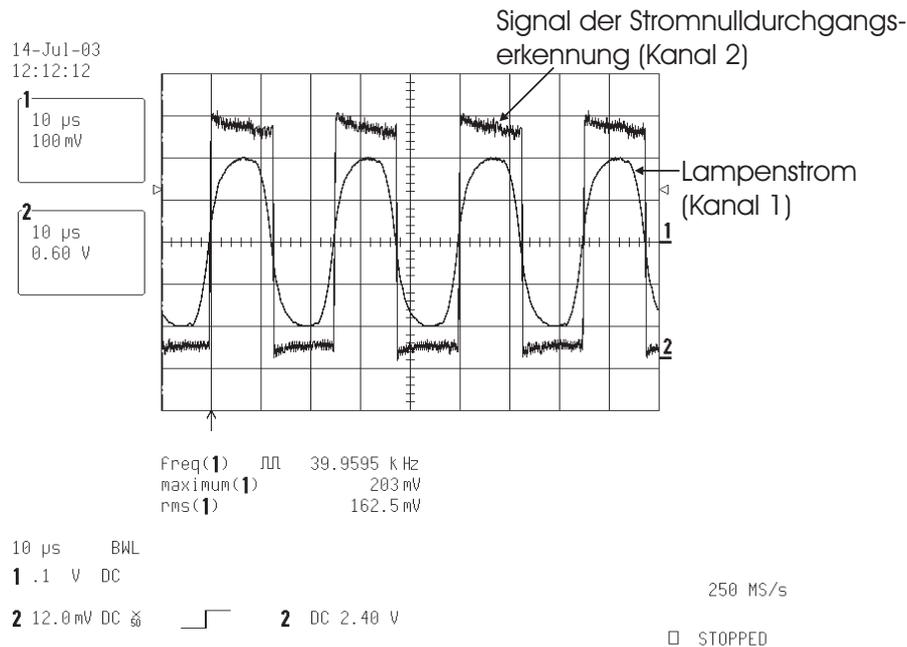
### 4.6.1 Implementierung

Das Blockschaltbild 4.18 zeigt die Implementierung der vereinfachten Messwerterfassung inklusive der Leistungsregelung. Zur Realisierung ist eine



**Abbildung 4.18:** Blockschaltbild mit vereinfachter Messwerterfassung

neue analoge, externe Sensorik notwendig, mit welcher neben der Signalaufbereitung der Lampenspannung und des Lampenstroms ebenfalls der Stromnulldurchgang erkannt werden muss. Die Erkennung des Stromnulldurchgangs (ZCD) wurde mit Hilfe einer Komparatorschaltung verwirklicht, die aus dem Lampenstrom ein rechteckförmiges Signal erzeugt (Bild 4.19). Die Flanken des Rechteck-Signals entsprechen den Stromnulldurchgängen, welche von dem Mikrocontroller detektiert und zur Berech-



**Abbildung 4.19:** Lampenstrom und Stromnulldurchgangssignal für  $I_{\text{rms}} = 160\text{mA}$

nung des entsprechenden Abtastpunktes verwendet werden. Der Abtastpunkt wird in der nächstmöglichen Halbschwingung gesetzt. Somit wird die digitale Erfassung der Messwerte zeitlich minimiert. Aufgrund dieser zeitlichen Optimierung erfolgt eine Abtastung entweder bei  $\frac{T}{4}$  oder bei  $\frac{3T}{4}$  nach dem Stromnulldurchgang  $a_0$ . Diese vereinfachte Methode der Wirkleistungsbestimmung ist zusätzlich zu den Steuer- und Regelfunktionen integriert worden. Die besondere Vorgehensweise während des Dimmbetriebs wird in Kapitel 3.3 erläutert.

## 4.6.2 Messunsicherheiten

Die prozessorseitigen Messunsicherheiten  $F_{\text{relativ}}$  und  $F_{\text{mod}}$  fallen bei dieser vereinfachten Abtastmethode nicht mehr ins Gewicht. Bei dieser Messwerterfassungsmethode setzten sich die auftretenden Messunsicherheiten folgendermaßen zusammen:

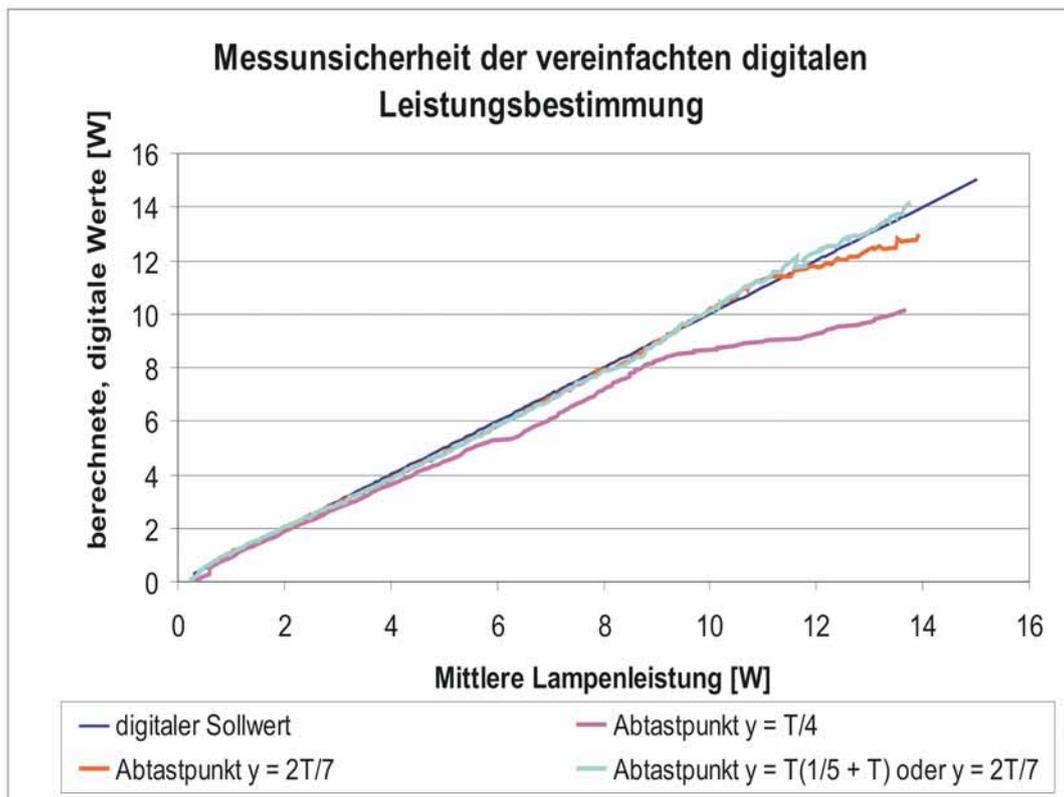
$$F_{\text{gesamt}} = F_{\text{Amplitude}} + F_{\text{signal}} + F_{\text{jitter}} \quad (4.30)$$

Die vom Prozessor selbst verursachte Messunsicherheit  $F_{\text{jitter}}$  aufgrund der durch die Prozessorarchitektur bedingten verzögerten Setzung der Abtast-

punkte kann nicht vermieden werden. Die Impedanzänderung des Lampenkreises hervorgerufen durch die Verstellung der Ansteuerfrequenz beeinflusst den Verlauf der Lampensignale. Dieses spiegelt die Messunsicherheit  $F_{signal}$  wieder. Da bei dieser Methode der vereinfachten Messwerterfassung die Wirkleistung  $P_W$  bestimmt wird und nicht wie bei der äquidistanten Messwerterfassung die mittlere Leistung  $P_{mean}$ , ist diese Messunsicherheit näherungsweise abgeschätzt durch das Verhältnis der Effektivwerte:

$$\frac{U_{eff-dreieck}}{U_{eff-sinus}} = \frac{\frac{\hat{U}}{\sqrt{3}}}{\frac{\hat{U}}{\sqrt{2}}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 0,82 \quad (4.31)$$

Somit ergibt sich eine maximale Messunsicherheit von  $F_{signal} = 18\%$ . Eine weitere Messunsicherheit  $F_{Amplitude}$  wird durch die nicht treffende Abtastung der Signalamplituden  $\hat{U}$ ,  $\hat{I}$  erreicht, da diese nicht exakt bei einer Viertel oder Dreiviertel Periode liegen. Oszilloskopische Messungen haben ergeben, dass die maximale Signalamplitude etwa bei  $\frac{2T}{7}$  nach dem Stromnulldurchgang liegt. Diese Messunsicherheit  $F_{Amplitude}$  kann mit einer frequenzabhängigen, digitalen Korrektur des Abtastzeitpunktes minimiert werden [Olbrich2004]. Hierbei werden die zu setzenden Abtastpunkte mit einem Polynom 1. und 2. Ordnung in Abhängigkeit zur Ansteuerfrequenz vom Mikrocontroller berechnet. Insgesamt betrachtet ist eine deutliche Reduzierung der gesamten Messunsicherheit  $F_{gesamt}$  im Gegensatz zu der äquidistanten Messwerterfassung zu beobachten. In Bild 4.20 sind die Messabweichungen für verschiedene Lampenleistungen, die beim Vergleich zwischen dem gemessenen Wirkleistung  $P_W$  und dem digital berechneten Leistungswert auftreten, dargestellt worden. Die einzelnen Kennlinien unterscheiden sich durch die Setzung des Abtastpunktes  $y$ . Die Kennlinie mit dem gesetzten Abtastpunkt  $y = \frac{T}{4}$  zeigt die größte Messabweichung auf. Dieses ist auf das nicht rein sinusförmige Lampensignal und der Verschiebung der Signalamplituden zurückzuführen. Eine weitere Kennlinie wurde für den Abtastpunkt  $y = \frac{2T}{7}$  berechnet. Unterhalb von  $P_L = 12W$  ist die Messunsicherheit sehr gering. Doch bei höherer Lampenleistung weicht die erfasste Leistung von dem angestrebten Sollwert ab. Die dritte Kennlinie berechnet den Abtastpunkt in diesem oberen Leistungsbereich mit einem Polynom 2. Ordnung und in dem unteren Bereich



**Abbildung 4.20:** Messunsicherheiten der vereinfachten Abtastmethode

mit einem Polynom 1.Ordnung.

$$y = \begin{cases} a_0 + \left(\frac{1}{5} + T\right) \cdot T & f < 63,8\text{kHz} \\ a_0 + \left(\frac{2}{7}\right) \cdot T & \text{sonst} \end{cases} \quad (4.32)$$

Zur Vermeidung von Störungen ist der Übergang zwischen den Berechnungen überlappend angeordnet. Es ist eine deutliche Reduzierung der Messunsicherheit zu sehen. Diese Abtastung erzeugt eine konstante Steigung über den gesamten Bereich der Dimmung. Sie ist deshalb zusätzlich zu den Steuer- und Regelfunktionen in einen Mikrocontroller integriert worden, womit ein digital geregelter Betrieb der Lampentypen T5 FH 14W bis 35W in einem stufenlosen Dimmbereich von 1 bis 100% des Nennlichtstroms möglich wurde.

## 4.7 Zusammenfassung

Das Fundament für einen flickerfreien und stufenlosen Dimmbetrieb der Lampe ist eine stabile, schnelle und genaue Messwerterfassung. Es wurde eine digitale Messwerterfassung und -verarbeitung entwickelt, welche bei äquidistanter Abtastung die mittlere Lampenleistung aus den Messgrößen Lampenstrom und Lampenspannung bestimmt. Die Verwendung der äquidistanten Abtastmethode für einen stufenlosen Dimmbetrieb erfordert viel Rechenleistung des Prozessors und benötigt ein aufwendiges Hardware-Modul im Mikrocontroller. Zusätzlich treten nicht vermeidbare prozessorinterne Messunsicherheiten auf. Basierend auf diesen Resultaten ist eine neuartige Methode zur digitalen Wirkleistungserfassung von Entladungslampen entwickelt worden. Diese optimierte Funktion ist zusätzlich zu den Steuer- und Regelfunktionen in einen Mikrocontroller integriert worden. Somit ist ein digital geregelter Betrieb der Lampentypen T5 FH 14W bis 35W in einem stufenlosen Dimmbereich von 1 bis 100% des Nennlichtstroms möglich.

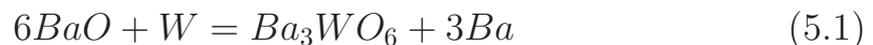
---

## 5 Grundlagen zu den Lampenwendeln

In diesem Kapitel werden die Eigenschaften und die theoretischen Grundlagen der Lampenwendeln dargestellt.

### 5.1 Wendelstruktur

Die Lampenelektrode besteht aus einem gewendelten Wolframdraht, welcher mit einem Erdalkalioxid überzogen ist. Die Wendelstruktur ist in einer Doppel- oder Trippel-Form angeordnet, womit quantitativ mehr Oxid aufgenommen werden kann. Bei der Wendelherstellung werden Carbonate aus Barium, Strontium und Kalzium durch Aufheizen auf eine hohe Temperatur in Oxide umgewandelt. Bei dieser Reaktion wird Barium freigesetzt [Cayless1983]:



Das Barium diffundiert sehr schnell durch die Poren an die Oberfläche und verringert somit die Austrittsarbeit  $\Phi$ . Die Austrittsarbeit von Wolfram wird durch die Beschichtung von  $\Phi = 4,5eV$  auf  $\Phi = 1 \dots 2eV$  gesenkt [Heinz2004, S.47]. Eine bloße Wolframkathode benötigt zur ausreichenden thermischen Emission eine Temperatur über  $2000^\circ C$  [Cayless1983, S.133]. Die mit Erdalkalioxid beschichtete Wolframwendel emittiert ausreichend Elektronen ab einer Kathodentemperatur von  $800^\circ C$ . Somit wird bei der Vorheizung die Kathodentemperatur für die thermische Emission erheblich reduziert [Waymouth1971]. Außerdem ist eine stetige und gleichmäßige Versorgung von Barium an der Oxid-Oberfläche über die gesamte Lampenlebensdauer gewährleistet. Die Wendel emittiert ausreichend solange wie Bariumoxid durch eine chemische Reaktion in Barium umgewandelt werden kann. Dabei entsteht an der Schnittstelle zwischen Wolframdraht und Bariumoxid eine Schicht von  $Ba_3WO_6$ . Diese Schicht beeinflusst den Reaktionsablauf des Kohlenstoffoxids im Aktivierungsprozess

und wächst weiter an bis kein überschüssiges Barium mehr diffundieren kann [Waymouth1971].

### 5.1.1 Thermische Emission

Die Kathode liefert den benötigten Entladungsstrom durch den Prozess der thermischen Emission. Hierzu wird die Wendeloberfläche aufgeheizt, bis der notwendige Entladungsstrom geliefert wird. Zwei Meinungen bestehen darüber, an welcher Stelle die Elektronen an der Wendel bei der thermischen Emission austreten [Waymouth1971]. Die einen meinen, die Elektronen kommen aus der Oberfläche der aktivierten Oxidhülle zwischen den Wendeln. Die anderen meinen, dass die Elektronen aus dem Wolframdraht gelöst werden, welcher mit einer atomaren Monoschicht aus Barium überzogen ist. Dabei kommt es mit Hilfe der Bariumschicht zu einer Reduzierung der Austrittsarbeit des Wolframdrahts. Die Oberfläche einer Oxidkathode weist Schwankungen in der Austrittsarbeit auf. Eine Erklärung dafür ist die unregelmäßige Beschichtungsdicke der Wendel [Herrmann1948]. Hierbei bestimmen die Stellen mit der geringsten Austrittsarbeit die thermische Emission. Ebenso wird die Emission von der Diffusionsrate und der Bariumdichte beeinflusst [Waymouth1971]. Der emittierte Elektronenstrom verhält sich exponentiell mit der Temperatur nach dem Gesetz von Richard-Dushman [Soules1989]. Während des Lampennennbetriebs wird die thermische Emission durch den Entladungsstrom der Lampe aufrechterhalten. Bei der Dimmung muss zusätzlich geheizt werden, da der Lampenstrom allein nicht hinreichend aufheizen kann. Die zusätzlich erforderlichen Heizströme sind von den Herstellern vorgegeben.

## 5.2 Emittiermaterial

Die Wendel muß nicht nur genug Emittierauftrag besitzen, sondern ihre Wärmekapazität muss auch geeignet groß genug sein. Eine ausreichende thermische Emission sollte sowohl bei einem Kaltstart als auch bei einem Warmstart schnell erreicht werden, so dass die Zerstörung durch Sputtern vermieden wird. Ein zu dünner Draht kann beim Übergang von der Glimmentladung zur Bogenentladung überhitzt werden. Es ist also eine Anpassung der Drahtdicke an den Emissionsstrom der Lampe notwendig.

Eine lange Lebensdauer der Wendel ist bei einem großflächigen Emitter gegeben, welcher ein großes Reservoir an aktiven Erdalkalioxiden besitzt und bei einer Temperatur ab 800°C ausreichend emittiert. Die Auswahl des Kathodenmaterials ist ein Balanceakt zwischen der Minimierung der Materialverdampfung und damit Schwärzung der Kolbenenden und der maximalen Kathodenlebensdauer. Die Wendeltemperatur muß zum einen groß genug sein, um einen Elektrodenstrom mit thermischer Emission entwickeln zu können, und zum anderen klein genug sein, um Verdampfung von Barumoxid BaO zu vermeiden [Herrmann1948].

## 5.3 Lebensdauer

Die Lampenlebensdauer wird bestimmt durch die Wendeln. Der schädigende Prozess für die Wendeln ist das Starten und Zünden der Lampe. Eine Wendel, welche in ihrem Leben nur eine einmalige Zündung erfährt und fort an nur noch im Dauernennbetrieb gehalten wird, lebt bis zu 32000 Stunden. Durch relativ viele Startvorgänge kann die Lebensdauer um den Faktor 2 bis 3 reduziert werden. Die Elektroden erodieren durch einen Materialabtrag. Es gibt zwei signifikante Gründe zum Abbau des Kathodenmaterials [Waymouth1971]:

1. **Materialabtrag durch Sputtering** erfolgt bei einer ungenügenden Aufheizung des Kathodenmaterials. Dieser Prozeß ist während der Glimmentladung für die Wendel am belastensten. Im Dauernennbetrieb reduziert sich der durch Sputtering hervorgerufene Materialabtrag erheblich, etwa um vier Zehnerpotenzen, da die Kathodentemperatur im Nennbetrieb durch den Lampenstrom aufrecht erhalten wird.
2. **Verdampfung des Materials** verursacht durch zu großes Heizen. Hierbei kommt es zu einer Schwärzung an den Lampenkolbenenden. Unter gleichbleibenden Brennbedingungen ist der Gewichtsverlust des Materials durch Materialverdampfung im Nennbetrieb um ein 20-faches größer als durch das Sputtering [Waymouth1971, (S.106)].

In den Untersuchungen von Waymouth werden die Abtragsraten für das Emittermaterial während des Startprozesses und während des Lampenbetriebs berechnet [Waymouth1971, S.107].

### 5.3.1 Anforderungen an die Wendel

Eine Wendel muss zum einen ausreichend Elektronen über die gesamte Lampenlebensdauer emittieren, zum anderen muss sie auch mehr als 5000 Lampenstarts überstehen. Eine Emitterbeschichtung mit hohem Heizbedarf und großer Masse kann lange Elektronen emittieren, allerdings übersteht diese Wendel keine 500 Lampenstarts. Denn bei zu dicken Wendeln wird der Übergang von der Glimmentladung in eine Bogenentladung verlängert, womit ein schneller Zusammenbruch der Wendel auftreten kann. Für einen schonenden Lampenstart mit geringer Schädigung sollte die Kathode sehr schmal und leicht sein, damit innerhalb von einer Viertel Sekunde auf die nötige Emissionstemperatur aufheizt. Allerdings würde diese keine Stunde unter Betriebsbedingungen überleben. Ein maximales Emitterleben der Kathode ist ein Kompromiss zwischen diesen zwei Extremata.

## 5.4 Zündung einer kalten Wendel

Die Zündung hat die größte schädigende Wirkung auf die Lampenwendel. Das Absprengen von Emittermaterialbrocken durch die extrem rasche Aufheizung der Kathode schädigt die Beschichtung der Wendel und reduziert deutlich ihre Lebensdauer. Nach der Zündung startet die Kathode für einige Perioden in der Glimmentladung. Hierbei kann ein Kathodenfall von etwa 200V auftreten. Die Glimmentladung ist überwunden, wenn die Elektronen im wesentlichen thermisch emittiert werden [Sturm1992]. Dieses ist der Übergang in die gewünschte Bogenentladung, bei der sich der Kathodenfall auf etwa 10V reduziert. Anhand der Höhe der Kathodenfallspannung ist die Befreiungsart der Elektronen aus der Wendel zu erkennen. Hierzu ist das Entstehen des Kathodenfalls näher zu betrachten.

### 5.4.1 Kathodenfall

Damit ein Elektron aus einer kalten Kathode befreit werden kann, müssen sehr viele Ionen (Faktor  $1/\gamma_i$ ) nahe der Kathode produziert werden. Die positiven Ionen treffen auf die Kathode und schlagen die Elektronen heraus. Dem entsprechend muss eine relativ hohe Spannung an der Lampe anliegen. Bei einer heißen Kathode entstehen die Elektronen durch die

thermische Emission. Die positiven Ionen neutralisieren die Elektronen und erzeugen ein Beschleunigungsfeld für die Elektronen an der Kathodenoberfläche. Die benötigte Ionenproduktion ist bei thermischer Emission relativ gering, etwa ein Ion pro Elektron. Somit ist der Kathodenfall wesentlich kleiner, typischerweise in der Größenordnung der Ionisierungsenergie der Gasatome (10eV für Quecksilber).

### 5.4.2 Reduzierung der thermischen Emission

Die freie Weglänge der Atome oder Moleküle des Emittermaterials ist im Gas wesentlich kürzer als der Abstand von der Kathode zur Glaswand der Lampe. Somit ist die Wahrscheinlichkeit groß, dass das verdampfte oder abgetragene Emittermaterial zurückreflektiert wird und an der Wendeloberfläche wieder eintritt [Waymouth1971, S.106]. Die thermische Emission wird dabei auf zwei Arten an der Wendeloberfläche gehemmt:

1. Bei einer kalten Kathode werden die abgetragenden Atome an den Gasatomen reflektiert und auf die Oberfläche zurückgeworfen. Dieses geschieht auf eine ungeordnete Weise entgegen der ursprünglichen Ordnung der Kristallstruktur. Dadurch erhöht sich die Austrittsarbeit  $\phi$  und reduziert die thermische Emission.
2. Die Wolframatomte werden von dem blanken Wolframdraht abgetragen, welche sich wieder an der Oxidoberfläche anreichern. Somit entsteht ein metallischer Überzug auf der Oxidhülle, die wiederum die Austrittsarbeit  $\phi$  erhöht.

### 5.4.3 Auswirkung auf die Lebensdauer

Die Reduzierung der thermischen Emission führt dazu, dass der Kathodenfall in der Entladung höher ist, um einen Ionenstrom anwachsen zu lassen. Dieser erhöhte Einergieeintrag in die Wendel lässt die Kathodentemperatur anwachsen, um die benötigte Elektronenemission zu erreichen. Untersuchungen haben gezeigt [Waymouth1971, S.109], dass direkt nach einer Wendelschädigung die Erhöhung des Kathodenfalls, des Ionenstroms und der Wendeltemperatur einige Minuten bis zu einer Stunde anhalten kann, bis der Schaden überwunden ist. So arbeitet die Kathode nach jedem Start für eine signifikante Zeit mit einer größeren Wendeltemperatur

als unter normalen Betriebsbedingungen. Diese signifikante Zeit erhöhter Temperatur führt zu einer Erhöhung der Materialverdampfung, was wiederum eine Reduzierung der Lebensdauer zur Folge hat.

### 5.5 Vorheizung der Wendeln vor der Zündung

Ziel ist es, die Glimmphasendauer zu reduzieren, welches durch eine Vorheizung der Wendeln unterstützt wird. Die Aufheizung der Wendeln sollte solange erfolgen, bis die Elektronen nahezu ausschließlich durch die thermische Emission aus der Kathode befreit werden. Grundlegend sollte eine Vorheizenergie innerhalb von 0,4s bis 3s in die Elektrode eingebracht werden. In dieser Zeit sollte das Verhältnis von Wendelwarmwiderstand zum Kaltwiderstand auf  $R_w/R_k \approx 4$  wachsen. Dieses entspricht etwa einer Kathodentemperatur von etwa  $T = 800^\circ\text{C}$ . Untersuchungen von Weymouth haben gezeigt, dass der Faktor 4 die optimale Lebensdauer gewährleistet. Die nötigen Werte für die Heizenergie sind aus den Datenblättern der jeweiligen Wendel zu entnehmen.

### 5.6 Optimale Lebensdauer

Ein großer Materialabtrag des Emitters ist bei der Zündung gegeben. Der Schädigungsprozess wird erheblich reduziert, wenn jeder Wendeltyp solange vorgeheizt wird, bis der Wendelwiderstand den vierfachen Kaltwiderstand erreicht hat. Bei den heutigen, auf dem Markt erhältlichen EVG wird die notwendige Heizenergie auf den Wendeltyp abgestimmt. Die Wendelvorheizung der heutigen EVG, welche die nötige Heizenergie bereitstellt, wird mit Hilfe eines Wendel-Ersatzwiderstands dimensioniert. Dieser Ersatzwiderstand wird in der Lampennorm EN 60081 angegeben. Dieser entspricht einem über die gesamte Vorheizdauer gemittelten Widerstand. Bei diesem genormten Widerstand wird angenommen, dass die Wendel am Ende der Vorheizung den vierfachen Kaltwiderstand erreicht hat. In der Realität liegen die Widerstände der Wendeln in einem Toleranzbereich, so dass unterschiedliche Heizenergien für einzelne Wendeln notwendig sind. Zum anderen sind die Emitterbeschichtungen je nach Hersteller unterschiedlich, was sich ebenfalls auf den notwendigen Heizenergiebedarf auswirkt. Um die Vorheizung individuell an jede Wendel anzupassen, sollten

die Wendelwiderstände während der gesamten Vorheizung erfasst werden. Somit kann die benötigte Heizenergie auf jede Wendel abgestimmt werden. Diese fortschrittliche EVG-Funktion wird in dem folgenden Kapitel 6 vorgestellt.



---

## 6 Digitale Wendelwiderstandserkennung

In diesem Kapitel werden die Eigenschaften der Wendelelektroden von verschiedenen T5-Lampentypen untersucht. Hierzu wurden die Wendeln von insgesamt einhundert Lampen der T5-Lampentypen untersucht. Es wurden Lampen unterschiedlicher Wattage von den Lampenherstellern Osram, Philips, Sylvania, Aura Lights und Narva herangezogen. Zu Beginn werden die Heizbedingungen und die charakteristischen Merkmale der verschiedenen Wendeltypen anhand der gültigen Normen und Datenblätter analysiert. Weiterhin wird untersucht, ob alle Wendeltypen mit einer gemeinsamen Vorheizquelle betrieben werden können. Das Ziel ist mit einem Mikrocontroller die verschiedenen Lampenwendeln zu erkennen und den Wendelwiderstand zu erfassen. Zusätzlich wird ein schonender Lampenstart untersucht und konzipiert, welcher mit einer optimierten Vorheizung mit Hilfe der digitalen Wendelwiderstandserfassung realisiert werden kann. Der erfasste Wendelwiderstandsverlauf kann über Heizparameter numerisch dargestellt werden. Weiterhin werden die Einflüsse verschiedener Emitter auf eine optimale Vorheizung analysiert. Anhand der Zündspannungen und der anschließenden Glimmentladung wird eine optimierte Wendelvorheizung ausgewertet und entwickelt. Zusätzlich wird mit einer IR-Bildmessung das Aufheizen der Wendeln und der Ansatz der Bogenentladung nach der Lampenzündung für unterschiedliche Vorheizzeiten dokumentiert.

### 6.1 Einleitung

Die Wendeln in den heutigen EVG werden mit einer gesteuerten Vorheizung betrieben, welche entweder strom- oder spannungsgesteuert ist. Die entsprechenden Heizparameter werden hierbei nach den Normen DIN 60081 für die verschiedenen Wendel- bzw. Lampentypen eingestellt. Der

individuelle Heizbedarf ist abhängig von den Widerstandstoleranzgrenzen des Wendeldrahtgerüsts sowie von der Heizkapazität des Emitterüberzugs. Die Heizkapazität der Wendel wird von dem verwendeten Material und der Auftragsdicke des Emitters beeinflusst. Somit werden laut Norm nur die Wendeln optimal geheizt, welche auch den genormten Widerstand und den üblichen Emitterüberzug einhalten. Andere Wendeln werden entweder zu viel oder zu wenig geheizt, was sich schädigend auf diese bei der Zündung und im Betrieb auswirkt.

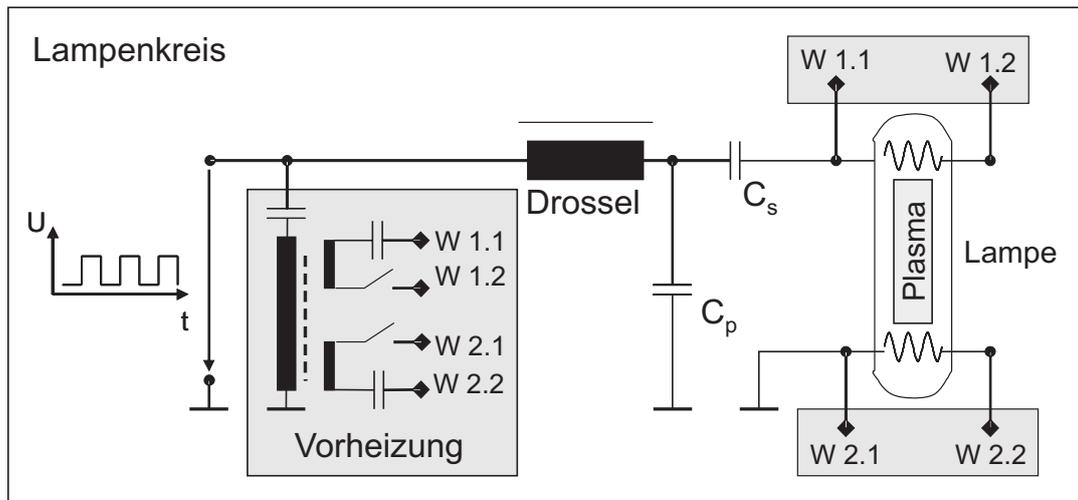
## 6.2 Untersuchungen der Wendeln

Als Grundlage dienen die Wendeldaten aus den Normen IEC 60081. Es wurden die verschiedenen Parameter wie die minimale und maximale Heizenergie  $E_{min}$  und  $E_{max}$ , die maximal zulässigen Wendelströme  $I_{heiz}$  und die minimalen Vorheizzeiten  $t_{min}$  der verschiedenen T5-Lampentypen ausgewertet. Die verschiedenen T5-Lampentypen besitzen teilweise die gleichen Wendelwiderstände. Die Aufteilung der Lampentypen nach Wendelwiderstand  $R_W$  und nach Lampenkolbenlänge  $l$  ist in folgender Tabelle 6.1 abgebildet. Für eine ausreichende Wendelheizung wurde der Lampenkreis

Kolben	$R_W=9\Omega$	$R_W=4,5\Omega$	$R_W=2,5\Omega$	$R_W=1,7\Omega$	$R_W=1,5\Omega$
l=55cm	FH 14W	-	FQ 24W	-	-
l=85cm	FH 21W	-	FQ 39W	-	-
l=115cm	FH 28W	-	-	FQ 54W	-
l=145cm	FH 35W	FQ 49W	-	-	FQ 80W

**Tabelle 6.1:** Verknüpfung von Wendelwiderstand und Lampenlängen für verschiedene T5-Lampen

mit einer spannungsgesteuerten Vorheizung erweitert. Diese arbeitet mit einem Vorheiztrafo, welcher von derselben Halbbrücke versorgt wird wie der Lampenkreis (siehe Bild 6.1). Mit Hilfe von opto-elektronischen Relais kann die Wendelheizung auf der Sekundärseite des Vorheiztrafos zu- und abgeschaltet werden. Somit wird der Lampenkreis durch das Schalten des Heizkreises nicht beeinflusst. Die Ansteuerung des opto-elektronischen Relais wird mit einem PWM-Signal seitens des Mikrocontrollers erreicht. Mit Hilfe der Wendeldaten ist eine gemeinsame, konstante Vorheizspan-



**Abbildung 6.1:** Lampenkreis mit spannungsgesteuerter Vorheizung

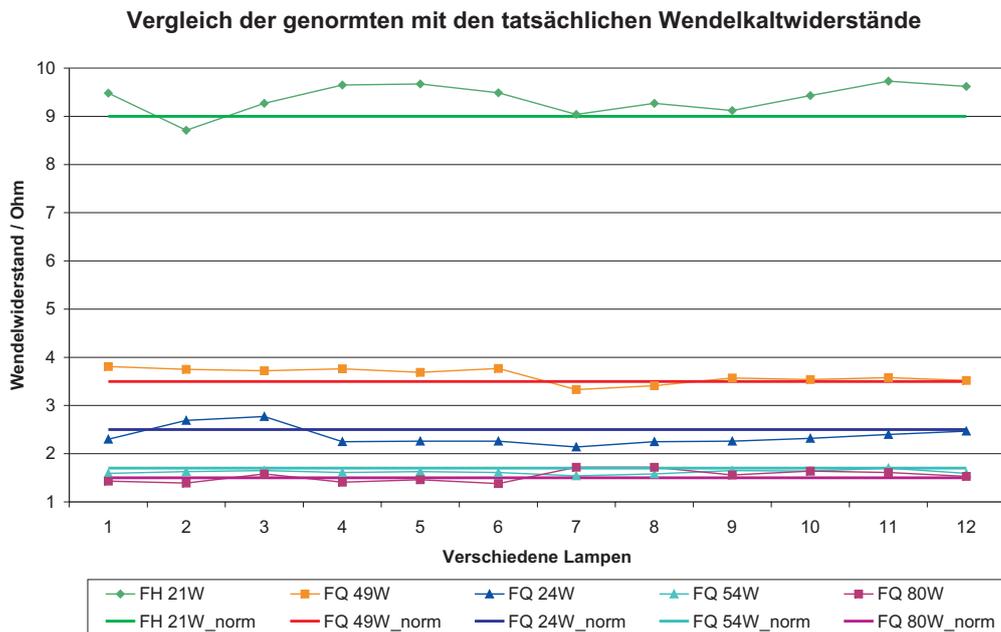
nung  $U$  berechnet worden, mit der alle Wendeln normgerecht geheizt werden können. Die verschiedenen Wendeltypen werden mit unterschiedlichen Vorheizdauern  $t_{heiz}$  betrieben. Somit stellt sich je nach Wendeltyp eine unterschiedliche Heizenergie  $E$  ein.

$$E = P \cdot t_{heiz} = \frac{U^2}{R_{Wendlersatz}} \cdot t_{heiz} \quad (6.1)$$

Im Anschluss an diese Untersuchungen wurde der Vorheiztrafo dimensioniert und die Hardware des berechneten Heizkreises aufgebaut. Nachdem der Lampen- und der Vorheizkreis angepasst wurden, wurden die Betriebsparameter der unterschiedlichen Wendeltypen messtechnisch untersucht.

### 6.2.1 Kaltwiderstand

Die Wendeln sind im kalten Zustand mit einer LCR-Messbrücke Typ PM6304 von Philips gemessen worden. Der so ermittelte Kaltwiderstand wurde für die verschiedenen T5-Lampentypen sowie unterschiedlicher Hersteller bestimmt und dokumentiert (siehe Bild 6.2). Diese Daten werden später für die Bestimmung des Widerstandsverhältnisses  $r$  von Warmwiderstand  $R_{warm}$  zu dem Kaltwiderstand  $R_{kalt}$  benötigt. Die Kennlinien zeigen denselben Wendeltyp, gemessen an verschiedenen Lampen unterschiedlicher Hersteller. Die Kaltwiderstände unterliegen Widerstandsschwankungen, welche sich aber noch laut Norm IEC 60081 im ausgelegten



**Abbildung 6.2:** Gemessene Wendelkaltwiderstände verschiedener Lampentypen

Toleranzbereich befinden. Die vier konstant verlaufenden Kennlinien entsprechen den genormten Wendelwiderständen. Es ist deutlich zu sehen, dass sich die Wendeltypen der FQ 54W und der FQ 80W überschneiden. Dieses ist auch in dem normierten Toleranzbereich der Fall. Die Kennlinien der anderen Wendeltypen FH 14W..35W, FQ 49W und FQ 24W / 39W sind gut voneinander differenzierbar und überlappen sich nicht in dem Widerstandstoleranzbereich sowie in den gemessenen Widerstandswerten.

### 6.2.2 Heizenergie

Mit dem Versuchsaufbau Bild 6.3 wurde die Vorheizung für die verschiedenen Wendeln untersucht. Dabei wurde die Wendelspannung mit einem Differentialastkopf und der Wendelheizstrom mit einer Strommessspule erfasst und mit dem Oszilloskop Typ Lecroy 9350a gemessen. Mit Hilfe der Recheneinheit des Oszilloskops wurde die Heizenergie  $E$  für unterschiedliche Vorheizzeiten  $t_{heiz}$  bestimmt. Des Weiteren wurde das Wendelwiderstandsverhältnis  $r$  von

$$r = \frac{R_{warm}}{R_{kalt}} \tag{6.2}$$

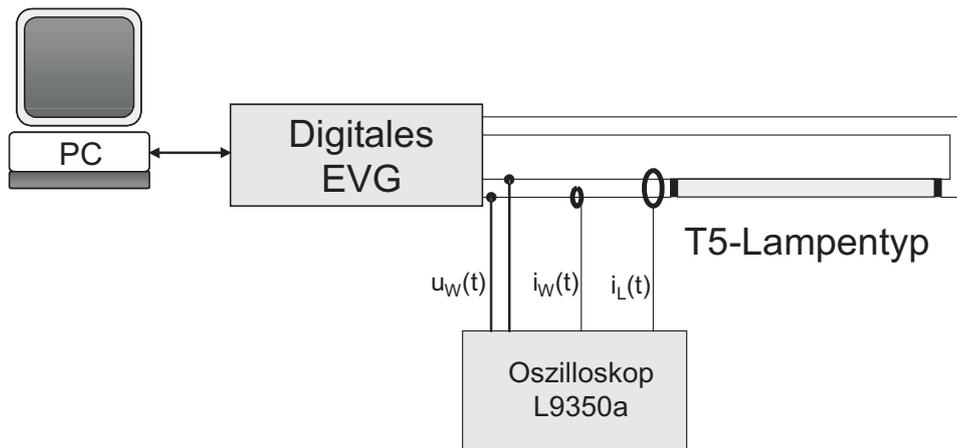


Abbildung 6.3: Messaufbau der Wendeluntersuchung

der verschiedenen Lampentypen bei unterschiedlichen Vorheizzeiten ermittelt, siehe Bild 6.4. Hierfür ist der Warmwiderstand  $R_{warm}$  aus den oszilloskopisch gemessenen Vorheizparametern Wendelspannung  $U_W(t)$  und Wendelstrom  $I_W(t)$  nach dem ohmschen Gesetz  $R_W(t) = \frac{U_W(t)}{I_W(t)}$  für die unterschiedlichen Vorheizzeiten  $t_{heiz}$  berechnet worden. Der Wendelkaltwiderstand  $R_{kalt}$  wurde in der vorherigen Untersuchung (Bild 6.2) bestimmt. Die Abbildung 6.4 zeigt die Wendelwiderstandsänderung  $r$  über der Vor-

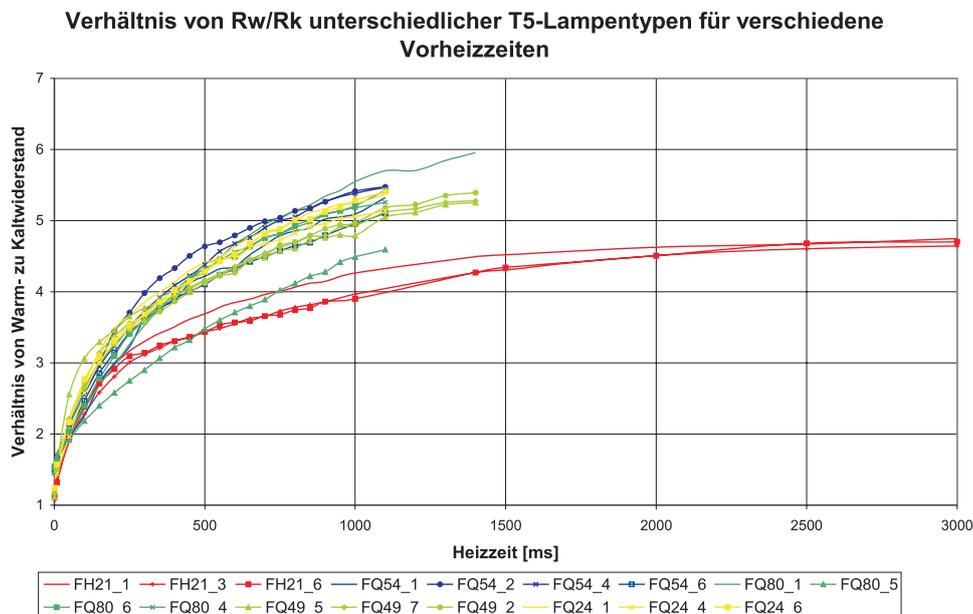
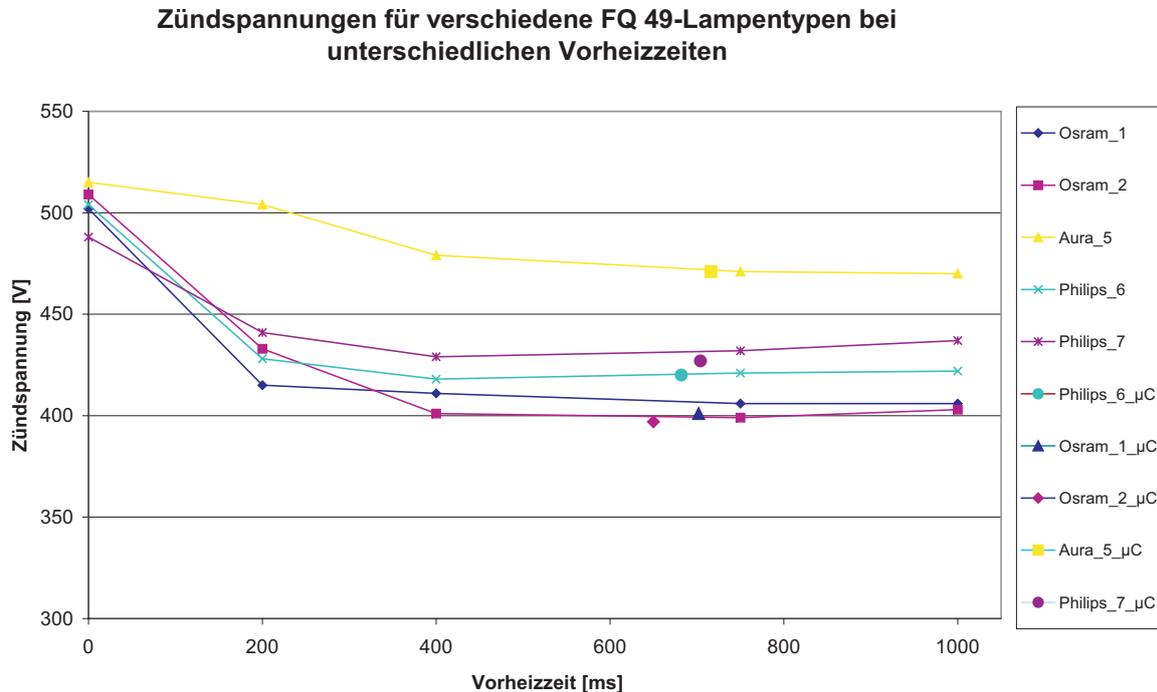


Abbildung 6.4: Verhältnis von Warm- zu Kaltwiderstand für verschiedene T5- Lampenwendeln

heizzeit  $t_{heiz}$  für verschiedene Lampentypen. Es ist deutlich zu erkennen, dass die verschiedenen Wendeltypen unterschiedliche Vorheizzeiten  $t_{heiz}$  benötigen, um dasselbe Wendelwiderstandsverhältnis  $r = constant$  zu erreichen. Beispielsweise stellt sich bei den FQ 49 W Lampen der vierfache Wendelwiderstand ( $r = 4$ ) nach einer Heizdauer von etwa  $t_{heiz} = 450ms$  und bei den FH-Lampentypen nach  $t_{heiz} = 1200ms$  ein. Dieses Verhalten ist auf die verschiedenen Materialbedingungen wie Wendelwiderstand, Auftragsdicke, Wärmekapazität und Materialzusammensetzung des Emitters, etc. zurückzuführen, welche je nach Lampentypen und Hersteller variieren.

### 6.2.3 Zündspannung

Weiterhin wurde die Zündspannung in Abhängigkeit der Vorheizzeit für alle Lampentypen untersucht. Einen Ausschnitt aus den Messreihen zeigt das Bild 7.2, das die Messergebnisse an dem Lampentyp T5 FQ 49W für unterschiedliche Hersteller darstellt. Der Kennlinienverlauf zeigt deut-



**Abbildung 6.5:** Zündspannung für verschiedene Vorheizzeiten

lich eine Reduzierung der Zündspannung bei längeren Vorheizzeiten. Die

größte Zündspannung stellt sich bei ungeheizten Wendeln ein, also Heizzeit  $t = 0$ . Dieses entspricht dem sogenannten Kaltstart einer Lampe. Die Elektronen werden hierbei allein durch den Beschuss mit Ionen aus den Wendeln herausgelöst. Hierfür wird ein sehr hoher Spannungsabfall über der Lampe benötigt, damit die Ionen genügend beschleunigt werden, um die Elektronen befreien zu können. Bei dieser Art von Zündung ist die Wendelschädigung am größten, da durch das Bombardement der Ionen Emittermaterial herausgesprengt wird. Ab einer Vorheizdauer von  $t_{heiz} = 600ms$  bleibt die Zündspannung für alle untersuchten Lampen dieser Wattage konstant. Laut diesem Kriterium müssen die Wendeln der T5 FQ 49W Lampen mindestens für  $t_{heiz} = 600ms$  geheizt werden. Zur Bestätigung dieser Annahme wird der Kathodenfall während der Glimmentladung untersucht, welche kurz nach der Zündung auftritt, bis der Bogenansatz sich vollständig entwickelt hat.

### 6.2.4 Glimmentladung

Die Höhe des Kathodenfalls während der Glimmentladung ist ausschlaggebend, ob die Wendeln genügend vorgeheizt werden und somit ausreichend Elektronen mit der thermischen Emission produzieren können. Die oszilloskopische Messaufnahme 6.6 zeigt den Kaltstart einer T5 FH 14W Lampe. Die Lampe wird nach dem Resonanzzündverfahren gezündet. Hierbei wurden die Lampenspannung  $U_L$  und der Lampenstrom  $I_L$  gemessen. Während der Zündung erhöht sich innerhalb von  $t = 40ms$  die Lampenspannung  $U_L$  aufgrund der Frequenzreduzierung in Richtung Resonanz. Die Lampe zündet bei Erreichen einer ausreichend hohen Zündspannung, die ein Vielfaches der Betriebsspannung beträgt. In diesem Moment ist ein Lampenstrompeak zu sehen. Die Lampe befindet sich danach in der Glimmentladung, welche einen sehr hohen Kathodenfall für die Dauer von  $t = 60ms$  zeigt. Während dieser Zeit sind die Spannung und der Strom unsymmetrisch. Dieses wirkt sich sehr schädigend auf die Lampenwendel aus. Die Glimmentladung ist überwunden, wenn die Elektronenbefreiung durch thermische Elektronenemission geschieht [Sturm1992]. Nach der Glimmphase stellen sich gleichmäßige Spannungs- und Stromwerte an der Lampe ein. Während der gesamten Zeit ist die Lampe niederohmiger geworden. Zur Bestimmung eines Näherungswertes für die Kathodenfallspannung  $U_K$  ist die überhöhte Lampeneffektivspannung  $U_N + U_K$  direkt nach dem Lampenzündzeitpunkt oszilloskopisch gemessen worden. Von dieser gemesse-

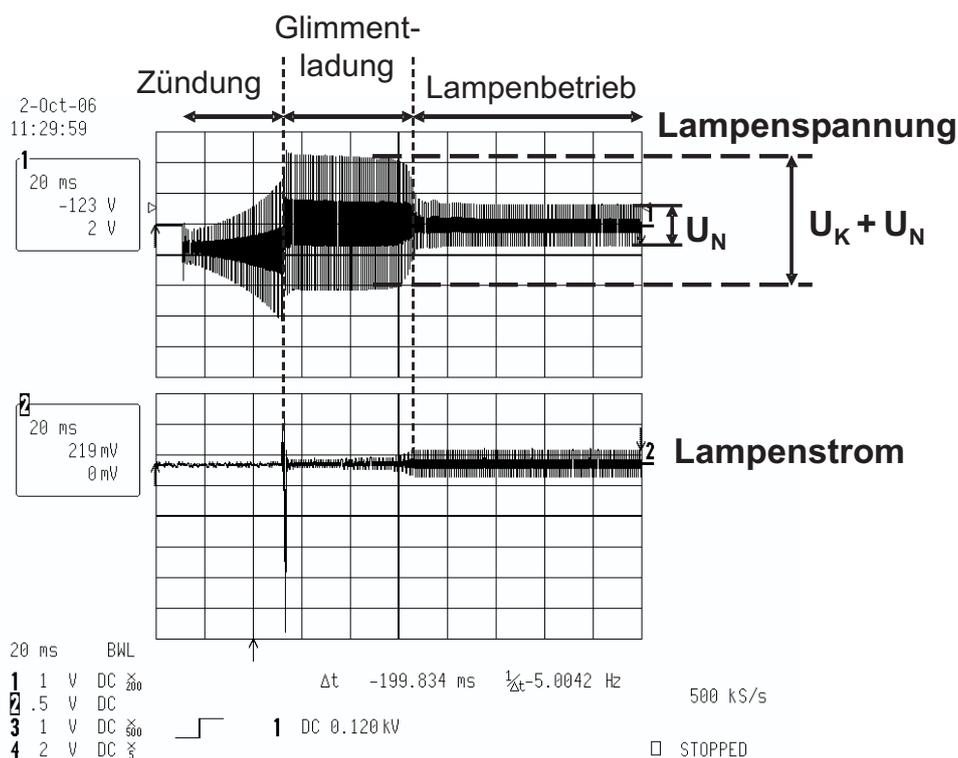
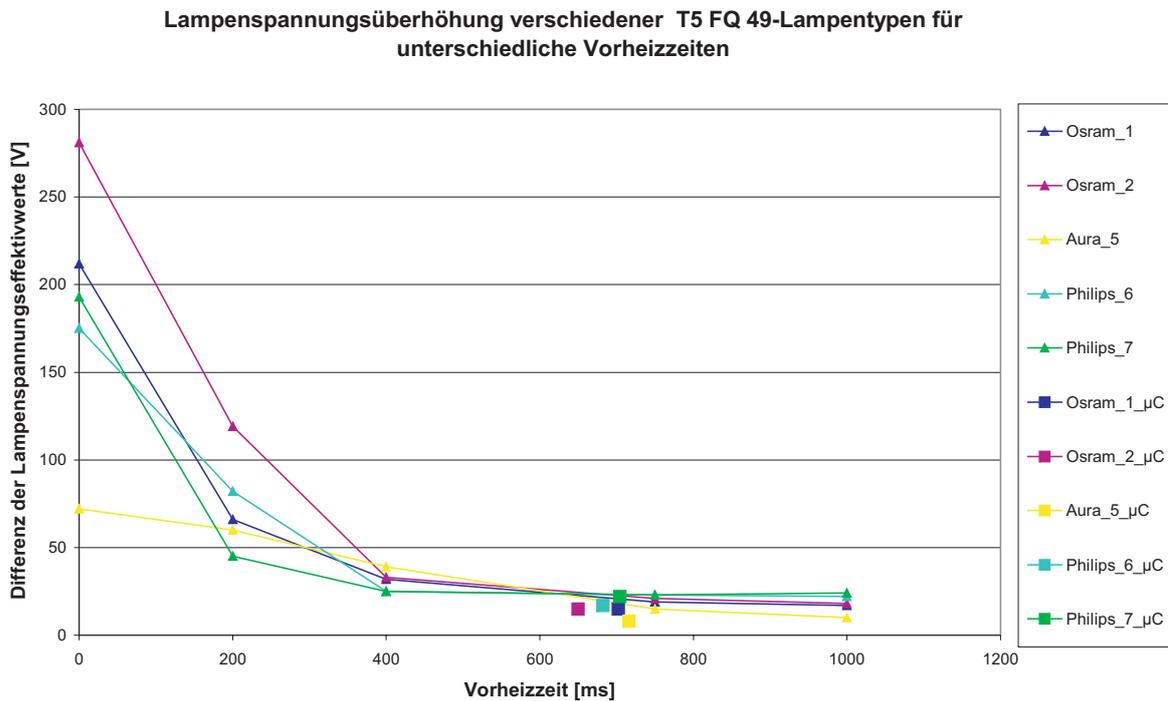


Abbildung 6.6: Messung eines Kaltstarts

nen Effektivspannung  $U_N + U_K$  wurde die sich stationär einstellende stabile Lampenspannung  $U_N$  subtrahiert. Mit diesem Messverfahren wurde die durch den Kathodenfall verursachte Lampenspannungserhöhung  $U_K$  einer T5 FQ 49W Lampe für verschiedene Vorheizzeiten  $t_{heiz}$  bestimmt (Bild 6.7). Zu Beginn des Kennlinienverlaufs ist die überhöhte Lampenspannung mit über  $U_K = 150V \dots 270V$  am größten. Eine deutliche Reduzierung tritt mit zunehmender zeitlicher Vorheizung der Wendeln ein. Ab einer Vorheizdauer von  $t_{heiz} = 700ms$  erreicht die auftretende Lampenspannungsüberhöhung einen minimalen Wert von etwa  $U_K = 15V$ . Dieses entspricht etwa der Ionisierungsspannung von Quecksilber. Zu diesem Zeitpunkt sind die Wendeln genügend vorgeheizt, und die Elektronen werden überwiegend durch die thermische Emission an der Wendel produziert.

### 6.2.5 Auswertung der Messergebnisse

Das wechselseitige Verhalten zwischen der Zündspannung  $U_{zuend}$  und der Kathodenfallspannung  $U_K$  wird analysiert. Es ist deutlich zu erkennen, dass die Zündspannung mit zunehmender Heizzeit sinkt bis zu einem mi-



**Abbildung 6.7:** Näherungswert der Kathodenfallspannung für verschiedene Vorheizzeiten

nimalen Zündspannungswert. Betrachtet man zum Zeitpunkt des Einsatzes einer Glimmentladung die Lampenspannung, ist deutlich zu erkennen, dass diese noch nicht ihren minimalen Wert erreicht hat. Dieser tritt erst nach längerer Vorheizzeit ein. Wenn die Glimmentladung mit einem minimalen Kathodenfall startet, ist die Vorheizzeit optimal gewählt. Des Weiteren wird zu diesem Zeitpunkt  $t_{zuend}$  das Widerstandsverhältnis  $r$  von Wendelwarm- zu Kaltwiderstand aus dem Bild 6.4 in Abhängigkeit zur Wendelvorheizzeit herangezogen. Die Erfahrungen von Sturm und Waymouth haben gezeigt, dass ein Faktor zwischen 4 und 5 die optimale Lebensdauer gewährleistet [Sturm1992], [Waymouth1971]. Die Auswertungen ergaben, dass die Wendeln mit einem Warmwiderstand in Höhe des vierfachen Kaltwiderstandes noch nicht ausreichend vorgeheizt sind, um den Sputter-Effekt während der Glimmentladung zu minimieren. Erst ab dem Verhältnis  $r = 4,2 \dots 4,6$  ist eine deutliche Reduzierung und Minimierung des Kathodenfalls zu erkennen. Weiterhin zeigten die Untersuchungen eine Abhängigkeit des Widerstandsverhältnisses vom Wendeltyp (Tabelle 6.2). Mit dieser wichtigen Information über das Wendelwi-

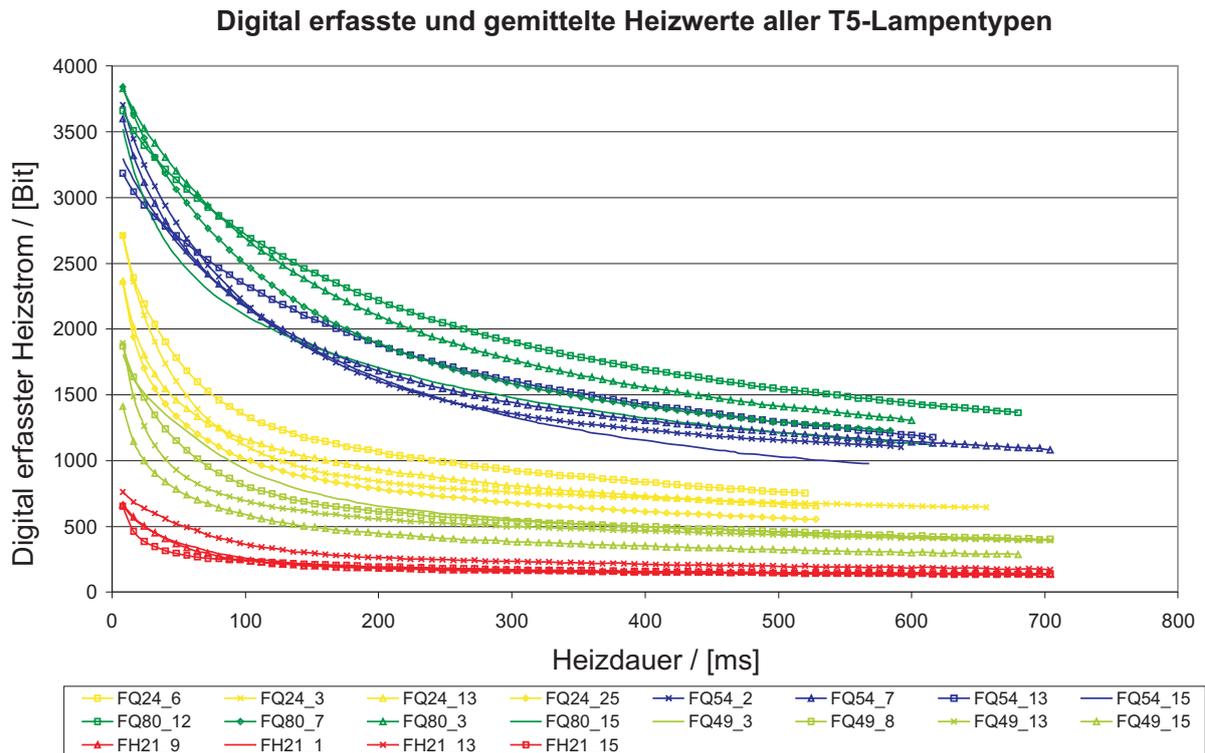
Kaltwiderstand	$R_K=9\Omega$	$R_K=4,5\Omega$	$R_K=2,5\Omega$	$R_K=1,7..1,5\Omega$
Kolben l=55cm	FH 14W	-	FQ 24W	-
Kolben l=85cm	FH 21W	-	FQ 39W	-
Kolben l=115cm	FH 28W	-	-	FQ 54W
Kolben l=145cm	FH 35W	FQ 49W	-	FQ 80W
$r_{wendel}=R_K/R_W$	4,2	4,3	4,4	4,5

**Tabelle 6.2:** Abhängigkeit des Widerstandsverhältnisses  $r_{wendel}$  vom Wendeltyp

derstandsverhältnis  $r_{wendel}$  kann eine optimale Vorheizung der Wendeln konzipiert werden. Des Weiteren zeigen die Untersuchungen, dass selbst Wendeln desgleichen Typs aber unterschiedlicher Lampenhersteller sich deutlich in den Heizzeiten unterscheiden. Besonders der Wendeltyp von Aura Light benötigt eine wesentlich längere Heizzeit und somit auch eine höhere Heizenergie als die anderen Lampenhersteller. Dieses ist mit der erhöhten Wärmekapazität zu erklären, da die Wendeln von Aura Light mit mehr Emittiermaterial beschichtet werden als die üblichen Wendeln der anderen Hersteller und eine patentierte Ausführung des Elektroden-topfes besitzen, welche das Bombardement der Quecksilberionen auf die Kathode verringert.

### 6.3 Digitale Erfassung des Wendelheizstroms

Der Mikrocontroller sollte weiterhin in seinen bisher implementierten digitalen Regel- und Steuerfunktionen uneingeschränkt und effizient arbeiten können. Somit darf die Heizstromerfassung nicht allzu viel zeitlichen Rechenaufwand und Speicherbedarf benötigen. Aus diesem Grund wurde die analoge Messwertaufbereitung so ausgelegt, dass der Heizstrom mit einem I-U-Wandler erfasst, anschließend mit einem Brückengleichrichter gleichgerichtet und mit einem Kondensator geglättet wird. Diese Gleichspannung wird dem Analog-Digital-Wandler des Mikrocontrollers zugeführt. Der Mikrocontroller kann die gewandelten Gleichspannungswerte mit einem minimalen Rechenaufwand zur Heizstrombestimmung verwenden. Der Prozessor erfasst jede Millisekunde den Vorheizstrom und speichert diesen in einen dafür vorgesehenen Puffer. Der Puffer kann 1000 Datenpunkte fassen. Es sind also 1000 Heizdaten in chronologischer Rei-



**Abbildung 6.8:** Vom Mikrocontroller erfasster Heizstromverlauf

henfolge gespeichert, womit der Heizstromverlauf innerhalb dieser Zeitdauer nachvollzogen werden kann. Die so digital erfassten, unterschiedlichen Heizstromverläufe für die verschiedenen Lampentypen sind in dem Bild 6.8 zu sehen. Alle Kennlinien beginnen mit einem maximalen Heizstrom. Dieser Heizstrom ist umgekehrt proportional dem Kaltwiderstand der Wendel. Im weiteren Heizverlauf nimmt der Heizstrom exponentiell ab bis zu einem konstanten Minimum. Es bilden sich verschiedene Lampenscharen, welche den einzelnen Wendeltypen zugeordnet werden können. Der geringste Heizstrom stellt sich bei den FH-Lampentypen ein. Deren Wendel besitzt den größten Kaltwiderstand mit  $R_W = 9\Omega$ . Die nächste Kennlinienschar bilden die FQ-49W Lampen mit einem Kaltwiderstand von  $R_W = 4,5\Omega$ . Die gelben Kennlinienschar besteht aus den FQ24W und FQ39W Lampen, welche einen kalten Wendelwiderstand von  $R_W = 2,5\Omega$  haben. Die Kennlinienschar mit dem größten Heizbedarf sind die FQ 80W und FQ 54W Lampen. Diese besitzen einen Wendelkaltwiderstand zwischen  $R_W = 1,7\Omega \dots 1,5\Omega$ . Die Wendelheizstromverläufe der FQ 80W, dargestellt mit den grünen Kennlinien und der FQ 54W, dargestellt mit den blauen Kennlinien, sind teilweise überlappend. Somit können diese Lam-

pentypen nicht mittels der digitalen Wendelwiderstandserfassung von einander unterschieden werden. Eigentlich besitzen laut Norm DIN 60081 diese beiden Lampentypen eine Wendelwiderstandsdifferenz von  $\Delta R = 0,2\Omega$ . Aber die Auswertungen der gemessenen Kaltwiderstände  $R_{kalt}$  dieser beiden Wendeltypen weisen eine deutliche Überlappung auf. Somit sind die realen Widerstandstoleranzen dieser beiden Wendeltypen so groß, dass es zu Überschneidungen kommt. Diese macht sich auch in dem digitalen Heizstromverlauf aus Bild 6.8 bemerkbar.

### 6.3.1 Mathematische Nachbildung des Wendelwiderstandsverlaufs

Die erfassten Datenreihen sind numerisch untersucht worden. Der Zusammenhang zwischen Wendelwiderstandsänderung und Vorheizstrom wurde berechnet. Aus der Formel 6.3 ist ersichtlich, dass der Heizstromverlauf bei einer konstanten Vorheizspannung umgekehrt proportional zum Wendelwiderstand ist.

$$R_{Wendel}(t) = \frac{U_{Heiz}(t)}{I_{Wendel}(t)} \xrightarrow{U_{Heiz}(t)=const} R_{Wendel}(t) \cong \frac{1}{I_{Wendel}(t)} \quad (6.3)$$

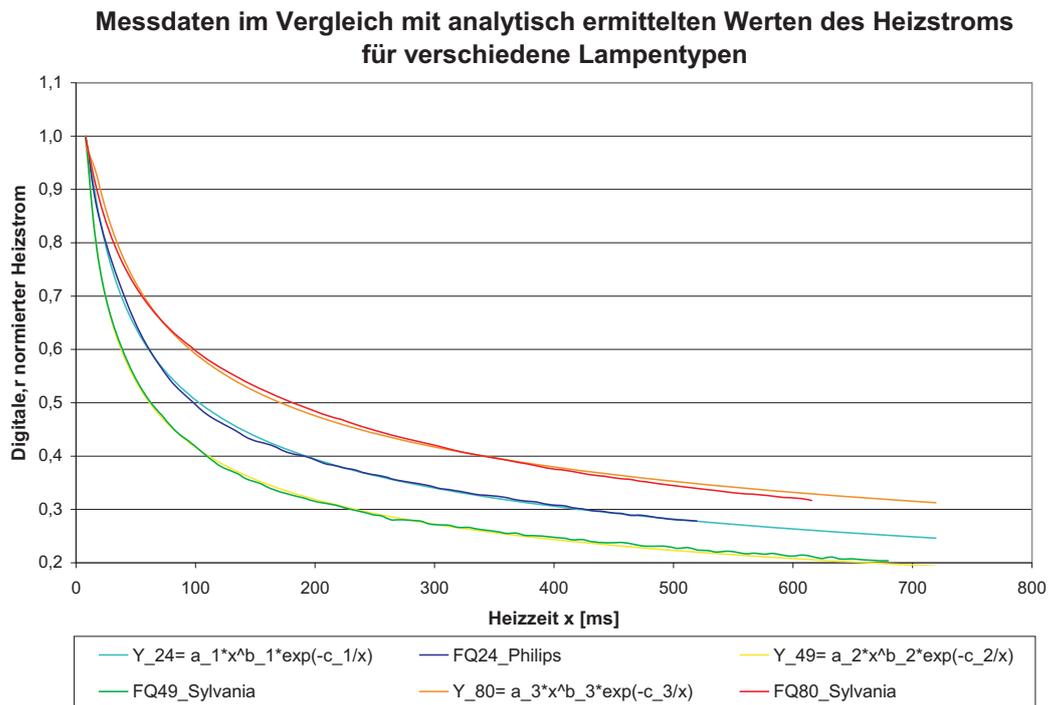
Weiterhin sind die Gesetzmäßigkeiten des Heizstromverlaufs numerisch modelliert und analysiert worden. Die folgende Formel 6.4 beschreibt mathematisch den zeitlichen Verlauf des Heizstroms für alle Wendeltypen:

$$I_{Wendel} = a \cdot t^b \cdot \exp^{-\frac{c}{t}} \quad (6.4)$$

mit folgenden Parametern:

- $t$  = Heizzeit
- $a, b, c$  = Koeffizienten, welche für die unterschiedlichen Lampentypen variieren

Das Bild 6.9 zeigt für die drei T5-Lampentypen FQ 24W, FQ 49W und FQ 80W eine gute Übereinstimmung zwischen der vom Mikrocontroller erfassten Messdatenreihe und der numerisch berechneten Datenreihe mit der Formel 6.4. Die Berechnungen für die verschiedenen Lampentypen und die verschiedenen Lampenhersteller weichen in den Koeffizienten  $a, b, c$  voneinander ab. Dieses ist auf die unterschiedliche Auftragsdicken der Emitter



**Abbildung 6.9:** Numerisch berechneter Heizstrom im Vergleich mit den Messdaten

auf den Wolframwendeln, sowie auf die verschiedenen Emittermaterialzusammensetzungen zurückzuführen. Die Emittermaterialien verschiedener Hersteller besitzen unterschiedliche Wärmekapazitäten, Wärmeleitfähigkeiten und unterschiedliche Emissionseigenschaften, welche sich in den variierenden Koeffizienten  $a$ ,  $b$ ,  $c$  bemerkbar machen.

### 6.3.2 Implementierung der digitalen Wendelwiderstandserfassung

Die Implementierung der Wendelwiderstandserfassung in den Mikrocontroller benötigt eine Vereinfachung der mathematischen Funktion, da eine Berechnung der Exponentialfunktion seitens des Mikrocontrollers nur mit einem erheblichen Rechenaufwand und großem Speicherplatzbedarf verbunden ist. Vorteilhaft ist die Erfassung und Speicherung des Heizstroms zu bestimmten Zeiten seitens des Mikrocontrollers. Hieraus besteht die Möglichkeit die Heizdaten auf signifikante Merkmale hin zu untersuchen und auszuwerten. Zur Reduzierung des Rechenaufwands für den Controller

sollte der Kennlinienverlauf des Heizstroms in mehrere Abschnitte unterteilt und dort separat ausgewertet werden.

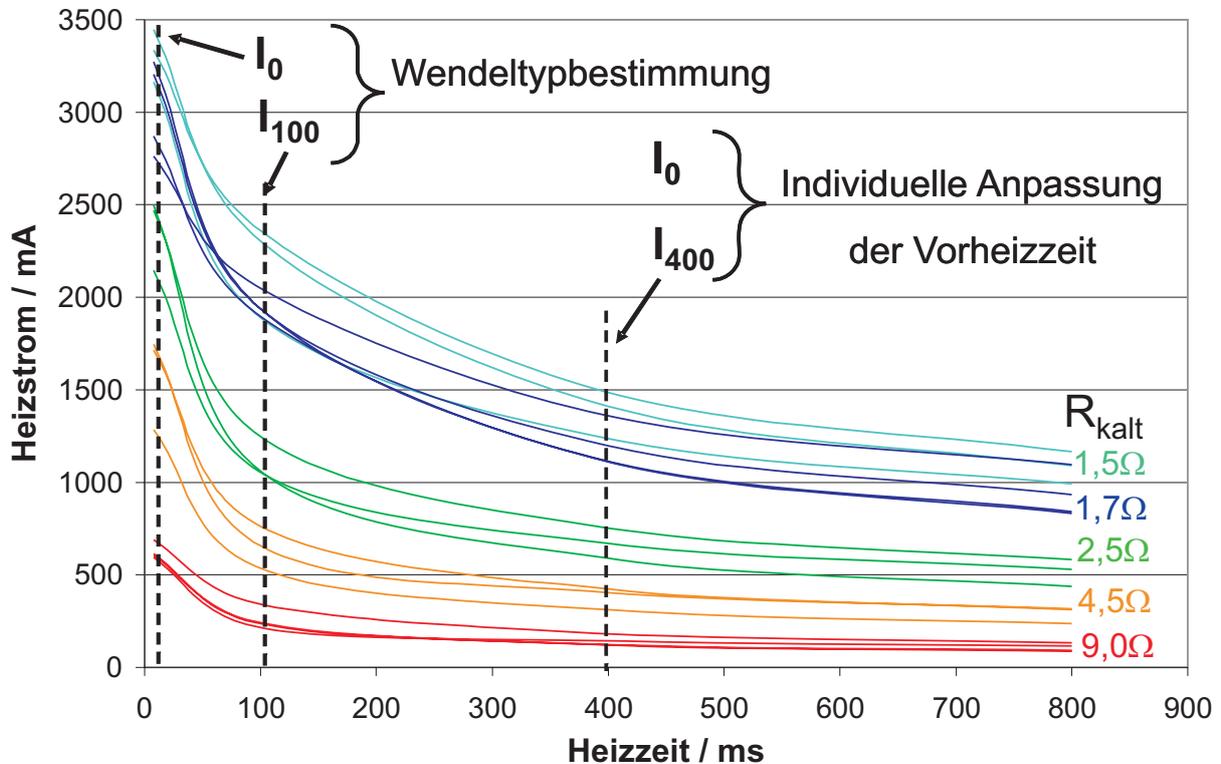


Abbildung 6.10: Charakteristische Merkmale der Heizkurven

### Charakteristische Merkmale der Wendeln

In den Heizstromverläufen in Abbildung 6.8 und 6.10 sind deutlich die vier Kurvenscharen zu erkennen, die den verschiedenen Wendeltypen, unterscheidbar am Kaltwiderstand der Wendel  $R_{kalt}$ , zugeordnet werden können. Die verschiedenen Wendeltypen können mit der Erfassung der Heizstroms zum Heizstart  $I_0$  bei  $t = 1\text{ms}$  und mit  $I_{100}$  nach einer Heizzeit von  $t = 100\text{ms}$  eindeutig charakterisiert werden. Hierbei vergleicht der Mikrocontroller die erfassten Heizströme mit den im Speicher abgelegten Grenzwerten des jeweiligen Wendeltyps. Diese Grenzwerte liegen zwischen den einzelnen Kurvenscharen der Heizdaten und bilden die Grenzen zwischen den einzelnen Wendelgruppen. Der Mikrocontroller kann somit die erfassten Heizdaten an definierten Merkmalen erkennen und mit Hilfe der Grenzwerte in die jeweilige Wendelgruppe einsortieren. Weiterhin kann mit einem weiteren Zwischenwerte  $I_{400}$  bei  $t = 400\text{ms}$  und dem Startwert

$I_0$  eine an jede Wendel individuelle angepasste Vorheizung eingestellt werden.

### **Konzepterstellung und Entwicklung eines Algorithmus zur Wendelwiderstandserkennung.**

Die verschiedenen Wendeltypen werden vom Mikrocontroller anhand des Startwerts  $I_0$  und der Zwischenwerte  $I_{100}$  und  $I_{400}$  erkannt. In einem Kennfeld sind die berechneten Grenzwerte der verschiedenen Wendeltypen abgelegt. Der Mikrocontroller vergleicht die erfassten Heizströme mit den im Kennfeld abgelegten Werten und kann somit den Wendeltyp einordnen. Innerhalb der ersten 400ms ist die Wendeleingruppierung abgeschlossen. Mit der Eingruppierung der Wendeln werden wichtige Parameter für die weitere Vorheizdauer eingestellt. Je nach Wendeltyp sind folgende verschiedene Einstellungen im Prozessorspeicher abgelegt:

1. Minimale Vorheizdauer  $t_{min}$
2. Maximale Vorheizdauer  $t_{max}$
3. Konstanter Korrekturwert  $r_{wendel}$  für einen jeweiligen Wendeltyp

Das nötige Widerstandsverhältnis  $r = R_{warm}/R_{kalt}$  wurde für jeden Wendeltyp heuristisch anhand der Glimmentladungserscheinungen während der Zündung bestimmt. Aufgrund der an den Wendeln anliegenden konstanten Vorheizspannung  $U_{Heiz}$ , verhält sich der erfasste Wendelstrom umgekehrt proportional zum Wendelwiderstand (siehe Formel 6.3). Somit kann der Heizstrom  $I_{Heiz}$  als Maß für das Erreichen des Warmwiderstandes  $R_{warm}$  dienen. Der entsprechende Heizstrom  $I_{warm}$  wird aus den gespeicherten Kaltwiderstandsdaten  $I_0$ , dem erfassten Zwischenwert  $I_{400}$  und des Korrekturwertes  $k_{wendel}$  bestimmt (siehe Formel 6.5). Der entwickelte Algorithmus misst permanent den aktuellen Heizstrom  $I_{Heiz-Ist}$  und vergleicht diesen mit den berechneten Endwert  $I_{warm}$ .

## **6.4 Optimale Vorheizanpassung**

Mit der Wendeltypbestimmung werden wichtige Vorheizbedingungen für die vorzuheizende Lampe eingestellt. Der Mikrocontroller berechnet das

Verhältnis  $q_{start}$  der jeweiligen Lampe aus dem Startwert  $I_0$  und dem Zwischenwert  $I_{400}$  nach folgender Formel 6.5:

$$q_{start} = \frac{I_0}{I_{400}} \quad (6.5)$$

Dieses berechnete Verhältnis  $q_{start}$  variiert je nach Wendeltyp und nach Lampenzustand. Es gibt deutliche Unterschiede in dieser Verhältnisbestimmung zwischen Lampen, die gerade erst betrieben worden sind, und sehr kalten Lampen, welche seit mehreren Tagen nicht mehr gezündet wurden. Die digitale optimierte Vorheizanpassung berechnet den Abschalt- punkt  $I_{warm}$  des Vorheizstroms. Hierzu wird das variable Verhältnis  $q_{start}$  mit dem fest gespeicherten Korrekturwert  $r_{wendel}$  zu einem Gesamtverhältnis  $q_{ges}$  korrigiert:

$$q_{ges} = q_{start} + r_{wendel} \quad (6.6)$$

Der Abschalt- punkt  $I_{warm}$  wird mit dem berechneten Gesamtverhältnis  $q_{ges}$  und dem erfassten Startwert  $I_0$  mit folgender Formel 6.8 berechnet:

$$const = R_{warm} \cdot I_{warm} \quad (6.7)$$

$$\frac{1}{R_{warm}} \propto I_{warm} = \frac{I_0}{q_{start} + r_{wendel}} \quad (6.8)$$

Das Gesamtverhältnis  $q_{ges} = q_{start} + r_{wendel}$  ist somit variabel zwischen 4,2 und 4,6 und passt sich dem momentanen Wendeltyp und den Wendelbedingungen an. Die Tabelle 6.3 zeigt den Zusammenhang von Wendeltyp und des vom Mikrocontroller berechneten Wendelwiderstandsverhältnisses  $q_{ges}$ . Die Wendel wird solange vorgeheizt bis entweder der erfasste Heiz-

Wendeltyp	1	2	3	4	5
$R_{Kalt}$	9Ω	4,5Ω	2,5Ω	1,7..1,5Ω	≥ 15Ω
$r_{wendel}$	4,2	4,3	4,4	4,5	-
$q_{ges}$	4,2..4,3	4,3..4,4	4,4..4,5	4,5..4,6	keine Lampe

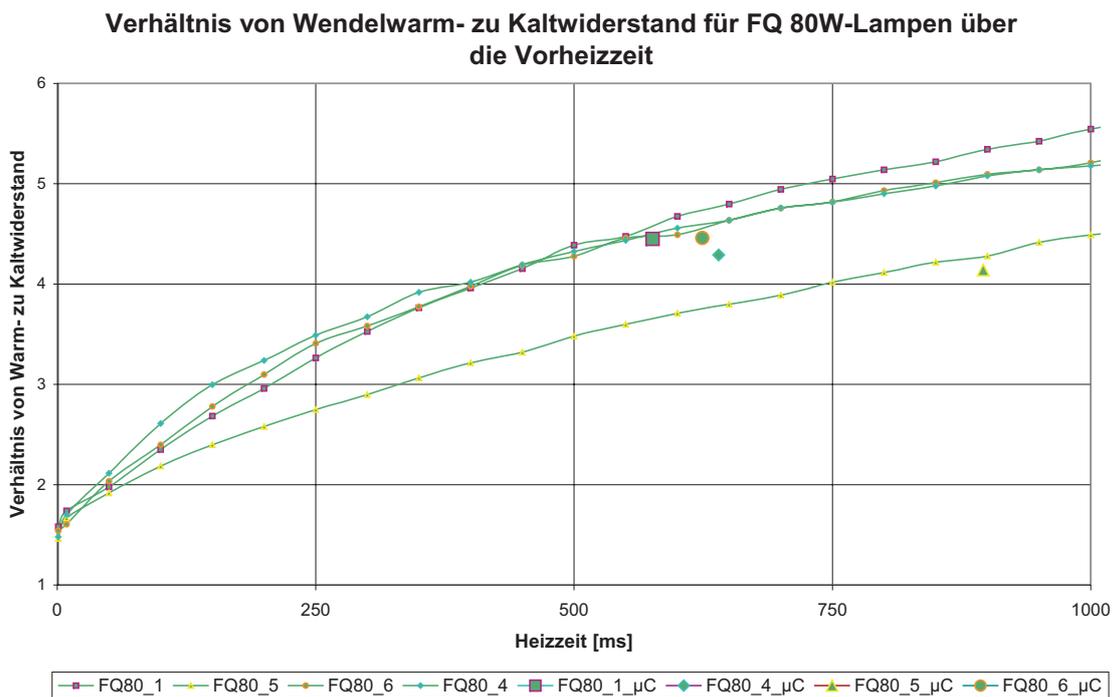
**Tabelle 6.3:** Einteilung der Wendeltypen und der jeweilige, berechnete Einstellbereich  $q_{ges}$  des Widerstandsverhältnisses

strom  $I_{ist}$  dem Abschalt- punkt  $I_{warm}$  entspricht oder die maximal zulässige

Vorheizzeit  $t_{max}$  erreicht ist. Weiterhin kann anhand des Startwerts  $I_0$  und der Steigungsbestimmung  $q_{start}$  erkannt werden, ob eine Lampe überhaupt in der Fassung gesteckt ist oder ob ein Wendelbruch vorliegt. In diesem Fall wird die Ansteuerung des Vorheizkreises sofort abgeschaltet. Die Vorheizung und die Parameter  $q_{start}$  und  $r_{wendel}$  sind zusätzlich mit Hilfe der Messungen über den Zündverlauf und über die Glimmentladung abgestimmt worden.

### 6.4.1 Einstellung verschiedener Vorheizzeiten

Die Untersuchungen an mehreren Lampentypen haben gezeigt, dass Wendeln mit einem deutlich dickeren Emitterauftrag (Hersteller Aura Light) eine längere Vorheizzeit benötigen bis der berechnete Warmwiderstand erreicht ist als andere Wendeln (Osram, Philips, Narva). Das Bild 6.11 zeigt

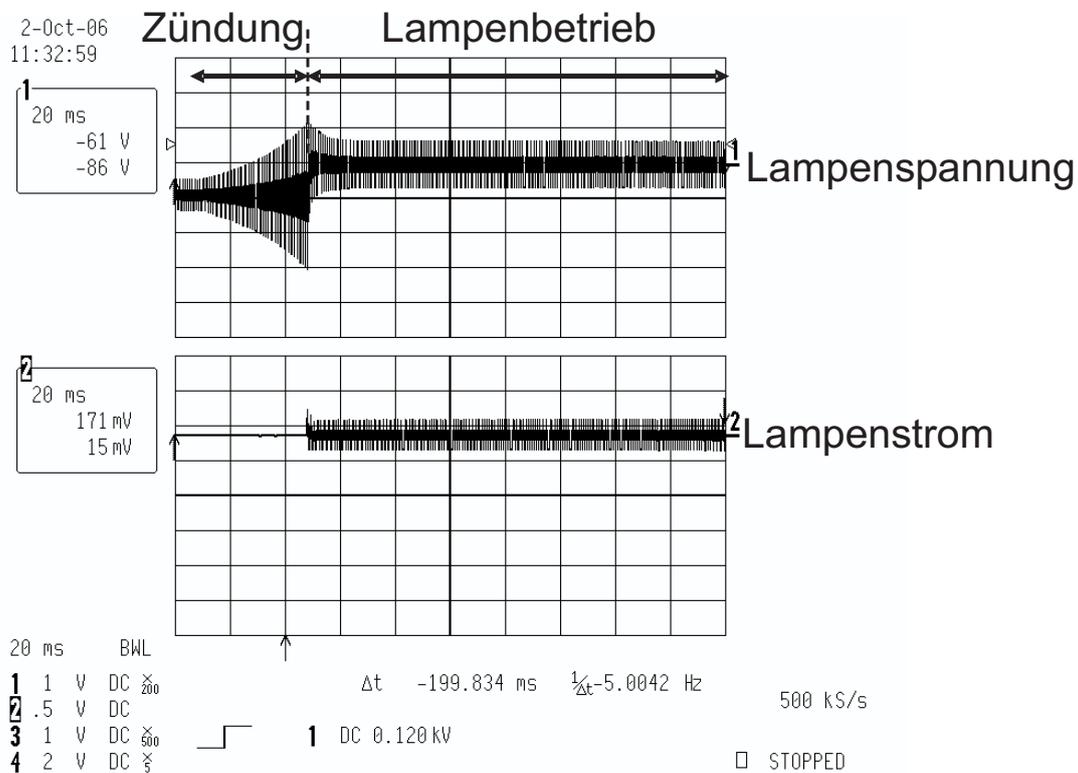


**Abbildung 6.11:** Wendelwiderstandsänderung für T5 FQ 80W Lampe für fortschreitende Vorheizung

das Widerstandsverhältnis  $r$  von Warm- zu Kaltwiderstand über der Vorheizzeit  $t_{heiz}$  für unterschiedliche T5 FQ 80W Lampen verschiedener Hersteller. Die Kennlinien zeigen das Widerstandsverhältnis  $r$  in Abhängigkeit

von der Vorheizzeit  $t_{heiz}$  der verschiedenen Lampen. Es zeigt sich, dass die Lampe FQ80W-5 von Aura Light eine deutlich längere Vorheizzeit von  $t_{heiz} = 875ms$  zum Erreichen des gewünschten Widerstandsverhältnis  $r$  benötigt als die anderen Lampen mit  $t_{heiz} = 625ms$ . Die vier einzelnen Messpunkte in dem Bild 6.11 zeigen die optimierte Vorheizzeit, welche vom Mikrocontroller berechnet wurde. Dieses entspricht dem optimalen Zündzeitpunkt  $t_{zuend}$ , wo das berechnete Widerstandsverhältnis  $r$  von Warm- zu Kaltwiderstand der jeweiligen Lampe erreicht ist.

### 6.4.2 Zündverhalten bei optimierter Vorheizung



**Abbildung 6.12:** Zündung bei optimaler Wendelvorheizung

Das Bild 6.12 zeigt den Zündablauf nach der optimierten Wendelvorheizung. Hierbei wird die Zündung einer T5 FH14W Lampe zum ermittelten Zündzeitpunkt  $t_{zuend}$  gestartet. Die Lampenspannung läuft hoch bis die Zündspannung der Lampe erreicht ist. Die Zündspannung ist mit  $\hat{U}_{zuend} = 400V$  um zwei Drittel geringer als die Zündspannung während des Kaltstarts mit  $\hat{U}_{zuend} = 600V$ , siehe Bild 6.6. Es ist deutlich zu erkennen,

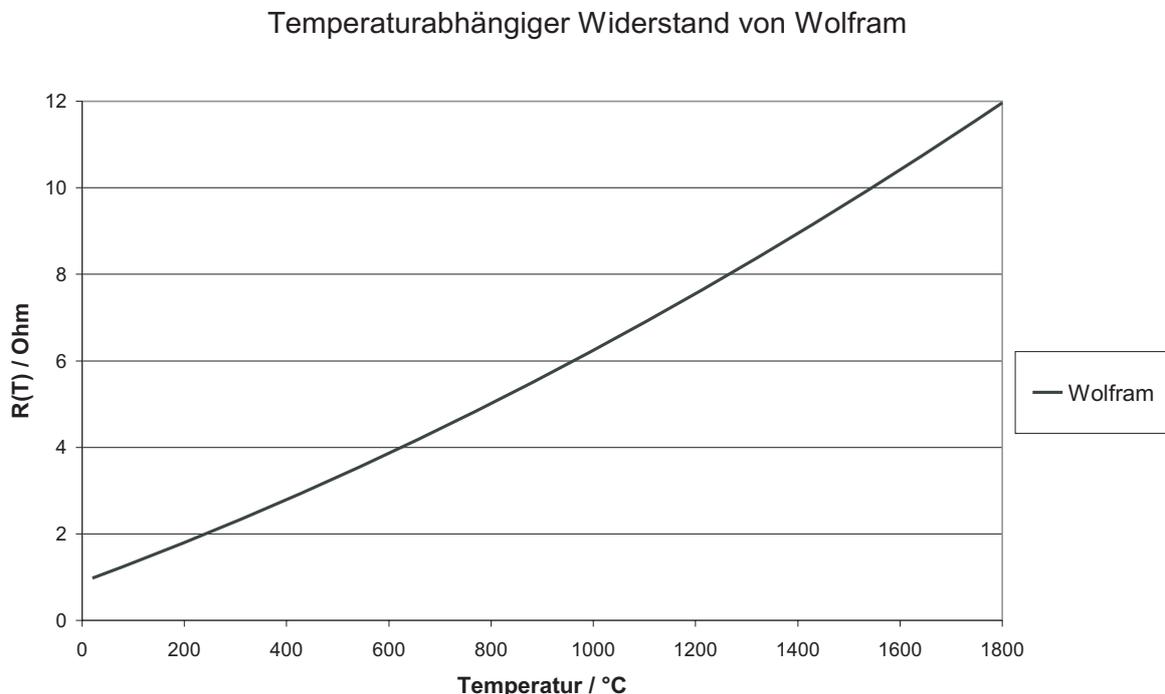
dass nach der Zündung kein übermäßig schädigender Kathodenfall auftritt. Die Elektronen werden nahezu von Beginn an mit der thermischen Emission befreit. Die Lampenspannung und Lampenstrom sind symmetrisch und passen sich sofort den geforderten Betriebsbedingungen an.

## 6.5 Widerstandsverhalten von Wolfram

Laut den Datenblättern von Wolfram verhält sich sein Widerstand in einem Temperaturbereich von  $-50^{\circ}\text{C} \dots 200^{\circ}\text{C}$  linear zur Temperatur. Bei höheren Temperaturen kommt ein quadratischer Anteil hinzu. Das Material Wolfram hat einen linearen Temperaturkoeffizienten  $\alpha = 0,0044\Omega/^{\circ}\text{C}$ , sowie einen quadratischen Temperaturkoeffizienten  $\beta = 10^{-6}\Omega/^{\circ}\text{C}$ . Der temperaturabhängige Widerstand verhält sich nach der Formel 6.9.

$$R = R_{ref} \cdot [1 + \alpha \cdot (T - T_{ref}) + \beta \cdot (T - T_{ref})^2] \quad (6.9)$$

Die Widerstandsänderung von Wolfram über der Temperatur ist in dem



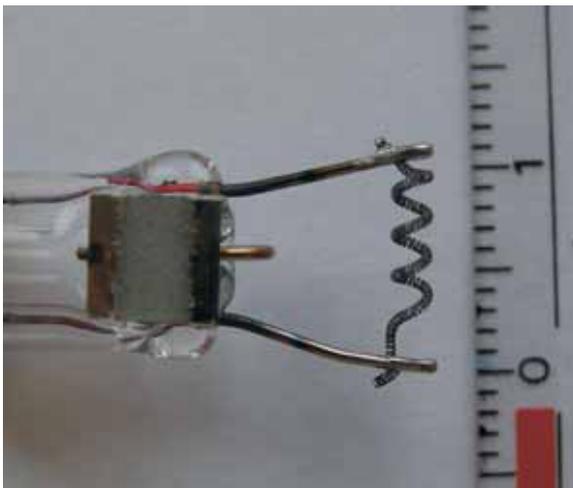
**Abbildung 6.13:** Temperaturabhängige Widerstandsänderung von Wolfram

Bild 6.13 gezeigt. Hierbei ist der Ausgangswiderstand von Wolfram bei einer Temperatur von 20° Grad auf  $R_{ref} = 1\Omega$  eingestellt worden. Ebenfalls beschreibt Cayless Waymouth, dass die Kathodentemperatur mit Hilfe des Vorheizstroms bei konstanter Heizspannung bestimmt werden kann [Waymouth1971]. Somit kann der ermittelte Wendelwiderstand zur Wendeltemperaturbestimmung herangezogen werden. Wichtig ist nur bei dieser Variante der Temperaturbestimmung, dass keine Bogenentladung stattfindet, in welcher der Ionenstrom die Messung verfälschen würde.

### 6.6 Bildauswertung der Vorheizung und Zündung

Mit Hilfe einer digitalen, 12 bit High-Speed-Kamera Typ DiCam Pro wird die Auswirkung der Vorheizung auf die Wendeln und der Bogenentladung untersucht. Hierzu wird mit einem Infrarot-Filter Typ 645nm das Vorheizen der Wendeln aufgenommen. Zur Beobachtung des Ansatzpunktes der Bogenentladung wird dessen Strahlung mit einem zusätzlichen Graufilter NG37 mit einem Transmissionsgrad von  $\lambda = 0,01$  abgeschwächt. Das Bild 6.14 zeigt die Wendelgröße und die Positionseinstellung der folgenden Wendelaufnahmen.

Wendelgröße



Aufnahmeposition

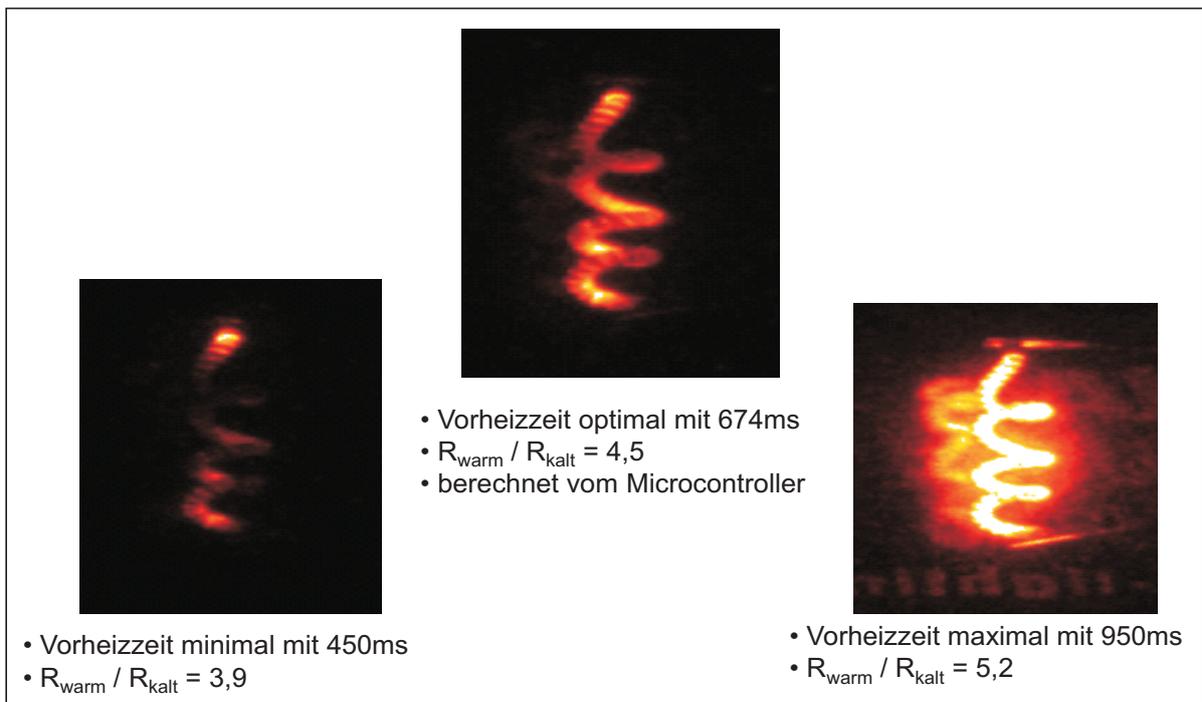


**Abbildung 6.14:** Größe einer ungezündeten, bloßen Wendel der T5-Lampe

### 6.6.1 Beobachtung unterschiedlich vorgeheizter Wendeln

Die Auswirkung von verschiedenen Vorheizzeiten auf die Wendeln wurde optisch mit einer digitalen Kamera untersucht. Hierbei wurde das Vorglühen der Wendeln zu drei verschiedenen Heizzeiten aufgenommen. Die Vorheizung wurde normgerecht zum einen mit der minimalen und zum anderen mit der maximalen Heizenergie betrieben. Die dritte Aufnahme zeigt die vorgeglühte Wendel unmittelbar nach der optimal angepassten und vom Mikrocontroller berechneten Vorheizzeit. Diese drei Untersuchungen sind an derselben Wendel einer T5 FQ 80W Lampe durchgeführt worden und in dem Bild 6.15 zusammengefasst. Zeitgleich wurde der Wendel-

#### Wendelvorheizung einer T5 FQ 80W Lampe



**Abbildung 6.15:** Wendelvorheizung einer T5 FQ 80W Lampe

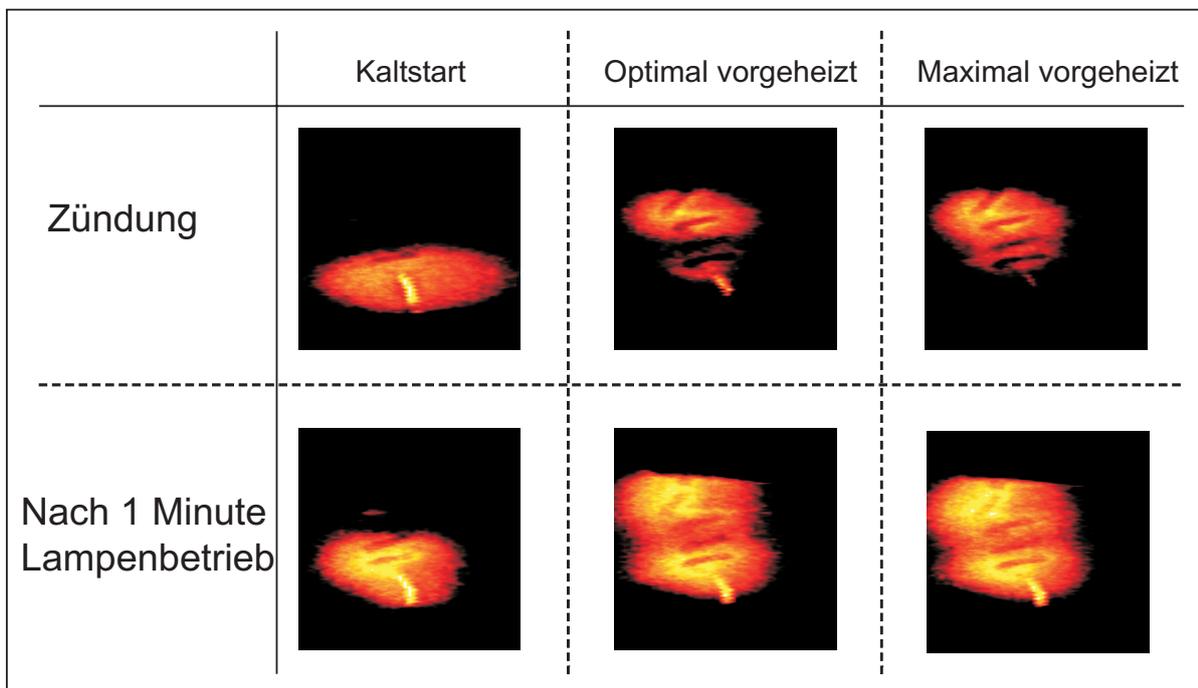
warmwiderstand  $R_{\text{warm}}(t_{\text{zuend}})$  der Wendeln mit dem Oszilloskop ermittelt. Mit Hilfe des zu Untersuchungsbeginn gemessenen Wendelkaltwiderstands  $R_{\text{kalt}}$  ist das Widerstandsverhältnis  $r$  von Warm- zu Kaltwiderstand bestimmt wurden (siehe Formel 6.2). Somit kann die erreichte Heiztemperatur der Wendeln über das Wendelwiderstandsverhältnis mit der Formel 6.9 bestimmt werden. Die linke Aufnahme zeigt die Wendel nach einer minimalen Vorheizungszeit von  $t_{\text{heiz}} = 450\text{ms}$  und einem berechneten

Wendelwiderstandsverhältnis von  $r = 4,5$ . Die hierfür ermittelte Wendeltemperatur ist mit  $T_W = 610^\circ C$  zu gering für eine thermische Emission. Das rechte Bild zeigt die Wendel nach einer maximalen Vorheizzeit von  $t_{heiz} = 850ms$ . Das Wendelglühen ist so hell, dass eine Lichtspiegelung an dem Kolbenglas hinter der Wendel zu sehen ist. Hier stellt sich ein Widerstandsverhältnis von  $r = 5,2$  ein, welches einer Wendeltemperatur von  $T_W = 830^\circ C$  entspricht. Das mittlere Bild zeigt die vom Mikrocontroller berechnete Vorheizzeit von  $t_{heiz} = 674ms$ . Die Wendel ist gleichmäßig über die gesamte Länge aufgeheizt. Es hat sich ein Widerstandsverhältnis von  $r = 4,5$  eingestellt. Dieses entspricht einer Wendeltemperatur von etwa  $T_W = 720^\circ C$ .

### 6.6.2 Beobachtung der Brennfleckbildung

In wie weit sich die Wendelvorheizung auf den Ansatzpunkt der Bogenentladung auswirkt, ist in dem Bild 6.16 dargestellt. Die Aufnahmen zeigen

#### Zündunterschiede einer T5 FH-Lampe



**Abbildung 6.16:** Unterschiedliche Brennfleckbildung bei unterschiedlichen Vorheizzeiten einer T5 FH-Lampe

die Brennfleckausbildung für unterschiedlich vorgeheizte Wendeln des T5 -

FH Lampentyps. In der oberen Bildreihe sind die Aufnahmen direkt nach der Zündung aufgenommen worden und die untere Bildreihe zeigt den Bogenansatz nach einem Lampenbetrieb von einer Minute. Ein deutlicher Unterschied im Ansatz der Bogenentladung ist in den linken zwei Bildern bei einem Kaltstart der Lampe zu sehen. Hierbei wurden die Wendeln nicht vorgeheizt, sondern die Lampe wurde im kalten Zustand gezündet. Dieser Zündungsvorgang besitzt ein gravierendes Schädigungspotential während der Glimmentladung in Form eines hohen Kathodenfalls für die Wendel. Der Ansatzpunkt der Bogenentladung ist während der Glimmentladung nahe am Übergang zwischen dem blanken Wolframdraht und der Emitterbeschichtung zu finden. Die Emitterbeschichtung kann sich in der kurzen Zeit der Zündphase nicht genügend aufheizen, um eine thermische Emission aufzubauen. Der blanke Wendeldraht heizt sich am schnellsten auf. Da dieser aber aufgrund seiner hohen Austrittsarbeit kaum Elektronen emittieren kann, muss dieses durch die Emitterbeschichtung, welche eine wesentlich geringere Austrittsarbeit besitzt, geschehen. Die Emitterbeschichtung zeigt eine Beschichtungsdicken abhängige Wärmekapazität, welche sich zeitlich langsamer aufheizt als der blanke Wendeldraht. Nach der plötzlichen Zündung müssen an geeigneter Stelle die Elektronen aus der Wendel austreten können. Dieses geschieht an der schwächsten Stelle und zwar am Übergang zwischen blanker Wendel und Emittermaterial. In diesem Grenzgebiet ist zum einen die Beschichtung dünner und zum anderen wird dort das Emittermaterial durch den hohen Wärmeübergang schneller erhitzt sein als zur Wendelmitte hin. Aus diesem Grund ist der Bogenansatz bei einem Kaltstart immer an dem Übergang zwischen Emitterbeschichtung und blanker Wendel zu finden. Dieses hat sich bei den Untersuchungen der verschiedenen Wendeltypen bestätigt. Nach einem Lampenbetrieb von einer Minute hat der Bogenansatz sich über eine Wendelwindung ausgebreitet, aber ist noch immer am Übergang zwischen Wolframdraht und Emittermaterial zu finden. Die restliche Wendel hat sich noch immer nicht weiter aufgeheizt. Die vier weiteren Aufnahmen erfolgten bei der auf den Wendeltyp optimierten und der maximalen Vorheizzeit. Im Vergleich zum Kaltstart ist bei beiden Vorheizarten der Brennfleckansatz über mehrere Wendelwindungen auf der anderen Seite der Wendel. Wahrscheinlich ist dort das Emittermaterial am emittierfreudigsten. Die Wendel ist nach einem einminütigen Lampenbetrieb über die gesamte Wendel gut durchgeheizt. Die Bogenentladung zeigt zwei Ansatzpunkte über mehrere Wendelwindungen an beiden Wendelenden. Aufgrund des Lampenstroms

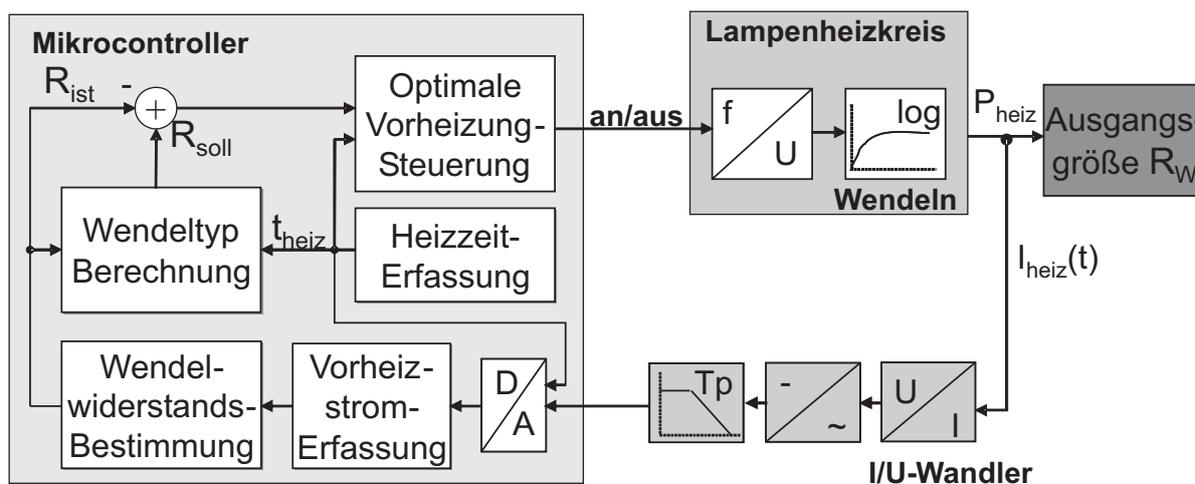
wird die eine Wendelseite nun mehr geheizt, womit sich die Ausbildung des zweiten Austrittspunktes erklären lässt. Nach einer weiteren Minute ist der Bogenansatz nur noch an diesem Wendelende vorzufinden, welcher ebenfalls vom Lampenstrom durchflossen wird (Bild 6.17).



**Abbildung 6.17:** Bogenansatz nach einigen Betriebsminuten

## 6.7 Implementierung

Das Blockschaltbild 6.18 zeigt die Implementierung der digitalen Wendelwiderstandserfassung einschließlich der optimalen Vorheizanpassung in den Mikrocontroller. Der Mikrocontroller steuert mit einem digitalen Ausgangssignal die analoge Wendelheizung. Dabei schaltet ein opto-elektronisches Relais die Sekundärseite des Heiztransformators für beide Wendeln ein und aus. Das opto-elektronische Relais dient zur galvanischen Trennung zwischen der Leistungs- und der digitalen Steuereinheit. Über den Lampenheizkreis wird eine konstante Heizspannung den Wendeln zugeführt. Die Wendeln ändern ihren Wendelwiderstand entsprechend der eingebrachten Heizenergie. Der Wendelstrom wird mit einem Strom-Spannungswandler erfasst, gleichgerichtet und der hochfrequente Anteil gefiltert. Dieser mit analogen Bauelementen aufbereitete Heizstrom wird dem



**Abbildung 6.18:** Blockschahtplan der digitalen Wendelwiderstandserfassung

Analog- Digital-Wandler des Mikrocontrollers zugeführt. Der Programmstrukturplan 6.19 zeigt den Ablauf der digitalen Wendelwiderstandserkennung und der optimalen Vorheizung innerhalb des Prozessors. Zu Beginn schaltet der Mikrocontroller die Vorheizung über die opto-elektronischen Relais ein. Ein Zähler triggert in äquidistanten Zeitabständen von 1ms den A/D-Wandler zum Einlesen der analogen Heizstromwerte. Diese werden digitalisiert und der Heizstromerfassung zugeführt. Dort wird über den Vorheizstrom der digitale Wendelwiderstand bestimmt und chronologisch gespeichert. Innerhalb der ersten 400ms wird der Wendeltyp aus den bisher erfassten Werten berechnet. Mit der Erkennung des Wendeltyps werden die entsprechend gespeicherten Heizparameter wie minimale und maximale Vorheizzeiten  $t_{heiz}$  und das Widerstandsverhältnis  $q$  eingestellt. Hieraus wird der notwendige Warmwiderstand ermittelt. In einem ständigen Vergleich wird der momentane Wendelwiderstand  $R_{ist}$  mit dem zu erreichenden Wendelwarmwiderstand  $R_{warm}$  verglichen. Die Heizzeit  $t_{heiz}$  wird solange ausgedehnt bis der aktuelle Wendelwiderstand  $R_{ist}$  den berechneten Warmwiderstand  $R_{warm}$  erreicht hat oder die maximale Heizzeit  $t_{max}$  erreicht ist. Nachdem eines dieser Kriterien erfüllt ist, wird die Zündung gestartet. Die Vorheizung wird nach erfolgreicher Zündung über das Ansteuersignal abgeschaltet.

## 6.8 Zusammenfassung

Es wurde eine neue, wendelschonende und effiziente Vorheizung der Wendeln vorgestellt. Hierbei passt sich der notwendige Heizbedarf über die Vorheizzeit individuell an jeden Wendeltyp an. Aufgrund der Vorsortierung in fünf verschiedene Wendelgruppen kann die Vorheizzeit an jeden T5-Lampentyp optimal angeglichen werden, unabhängig davon, ob die Lampe mehrere Tage nicht gestartet wurde oder ob die letzte Zündung erste wenige Minuten vergangen ist. Des Weiteren wird während der Wendelerkennung ermittelt, ob eine Lampe in der Fassung richtig gesteckt ist oder ob ein Wendelbruch vorliegt. Die Tabelle 6.4 zeigt die Vorgruppierung der Lampen in die verschiedenen Wendeltypengruppen: Die Untersuchungen

Wendeltyp 1	FH 14W	FH 21W	FH 28W	FH 35W
Wendeltyp 2	FQ 49W	-	-	-
Wendeltyp 3	FQ 24W	FQ 39W	-	-
Wendeltyp 4	FQ 54W	FQ 80W	-	-
Wendeltyp 5	Bruch	keine Lampe	-	-

**Tabelle 6.4:** Vorgruppierung der verschiedenen Lampen in Wendeltypen

zeigten, dass der Emitterauftrag einen bedeutenden Einfluss auf den nötigen Heizenergiebedarf hat. Denn die Wärmekapazität der Wendel wird von der Auftragsdicke des Emitters bestimmt, womit sich auch der Heizenergiebedarf erhöht, um die Elektronen thermisch zu befreien. Der Programmablauf ist effizient in das bestehende Programm des Mikrocontrollers eingefügt worden. Dieser Algorithmus benötigt wenig Speicherplatzbedarf und wenig Rechenleistung des Mikrocontrollers, damit möglichst schnell die digitale Widerstandserfassung abgearbeitet wird. Mittels der Wendelwiderstandsbestimmung einer kalten Wendel und der Bestimmung des Warmwiderstands kann der Vorheizbedarf an Wendeln unterschiedlicher Hersteller optimal angepasst werden.

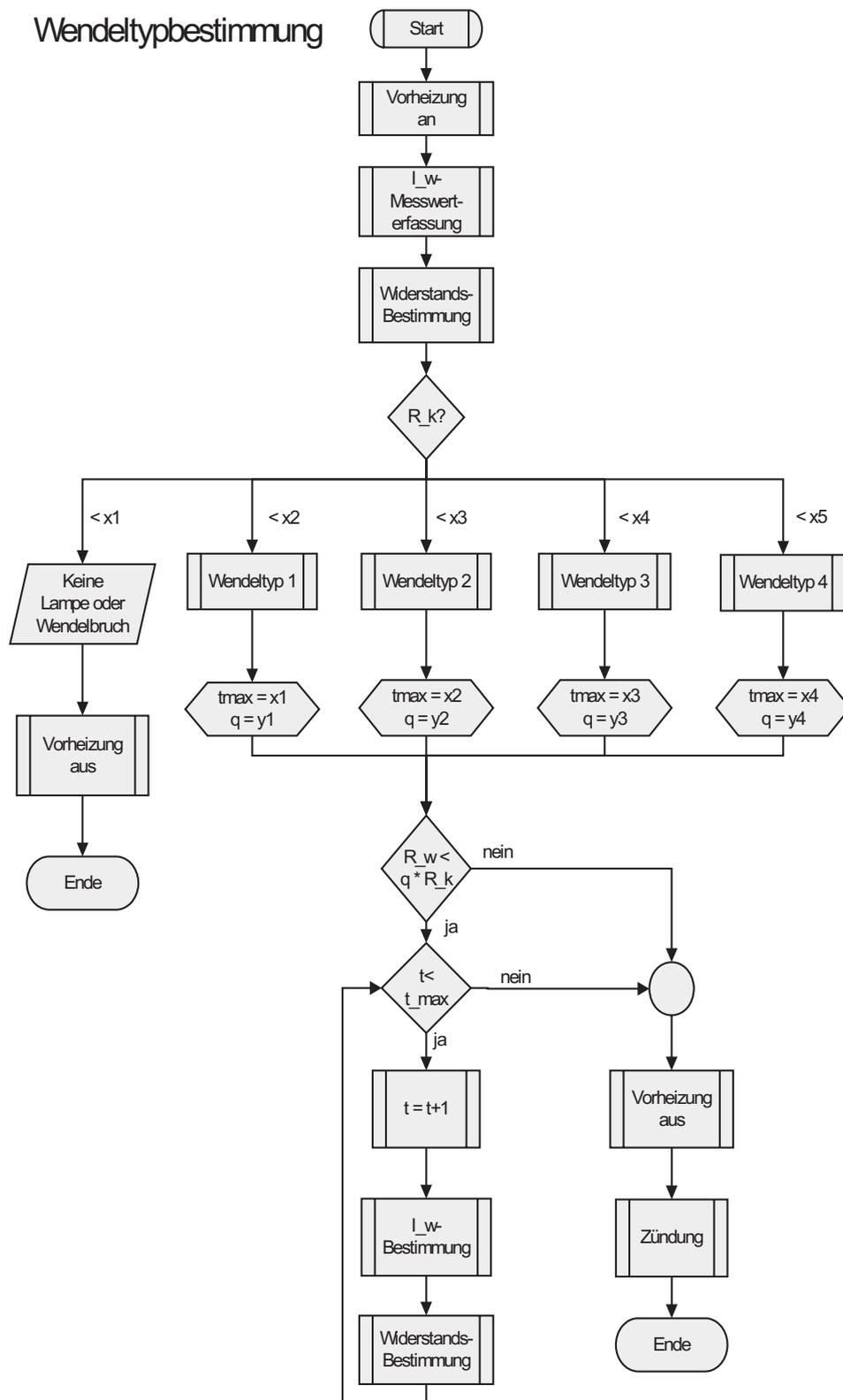


Abbildung 6.19: Programmstrukturplan der Wendeltypbestimmung mit optimaler Vorheizung



---

## 7 Digitale Lampenerkennung

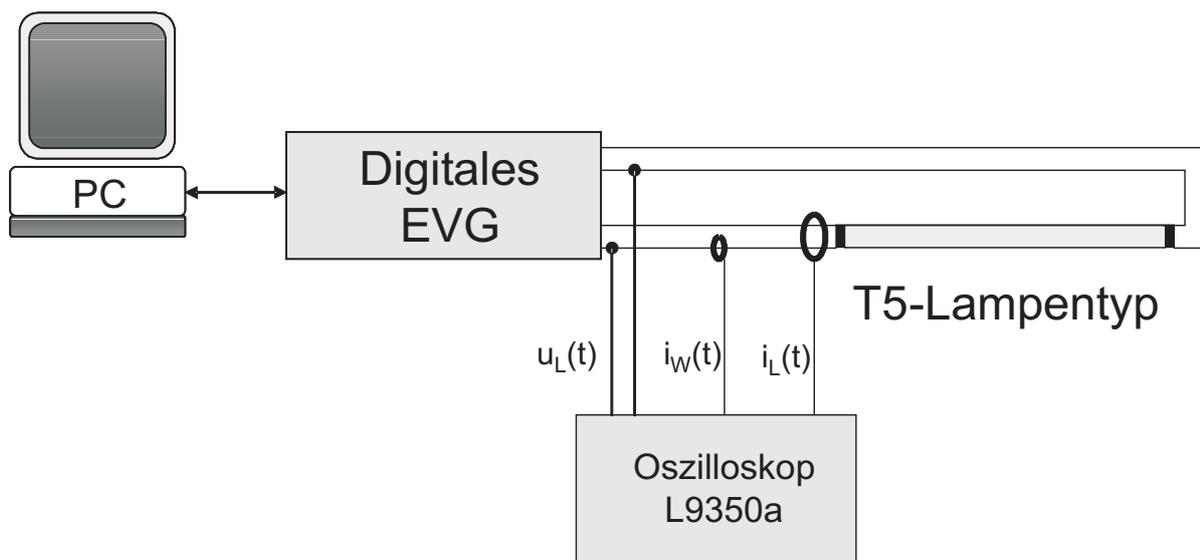
In diesem Kapitel wird eine neuartige digitale Lampenerkennung für alle auf den Markt gebräuchlichen T5-Lampentypen vorgestellt. Diese Erkennungsmethode zeichnet sich durch die Eigenschaften Stabilität, Genauigkeit und Lampenschonung aus. Hierbei werden die Wendeln unabhängig vom Lampentyp und Wendeltoleranz optimal vorgeheizt und die Lampe schonend gezündet. Die verschiedenen Lampentypen werden unabhängig von äußeren Störeinflüssen und ohne Reduzierung der Lampenlebensdauer eindeutig erkannt.

### 7.1 Einleitung

Nachfolgend wird eine intelligente digitale Lampenerkennung für alle T5-Lampentypen dargestellt. Hierzu werden die Betriebsparameter Lampenspannung, Lampenstrom und Lampenleistung verschiedener T5 - Lampentypen gemessen und untersucht. Bei der Auswertung der Messungen werden signifikante Merkmale der Lampen erarbeitet, an welchen die einzelnen Lampentypen erkannt werden können. Bei den Untersuchungen stellte sich heraus, dass die Lampen anhand ihrer Betriebsparameter nur nach ihrer Lampenlänge eingruppiert werden können. Zur eindeutigen Lampenbestimmung ist eine zusätzliche Information zu den Lampen notwendig. Diese Information wird aus der digitalen Wendelerkennung gewonnen (Kapitel 6), wo die Lampen anhand ihrer Wendeln vorsortiert werden. Der Erkennungsprozess erfolgt in einem geregelten Lampenbetrieb, bei welchem die Lampenparameter unempfindlicher gegen äußere Störeinflüsse sind. Somit wird eine eindeutige Lampenerkennung gewährleistet, die zugleich durch optimale Anpassung an den Lampentyp lampenschonend ist. Weiterhin wird die Lampe binnen einiger Sekunden erkannt im Gegensatz zu dem Verfahren im Patent WO 00/25554 [Trilux, 2000], welches einige Minuten zur Lampenerkennung benötigt.

## 7.2 Untersuchung der verschiedenen T5-Lampentypen

Zu Beginn muss der Resonanzkreis an die verschiedenen Lampentypen angepasst werden. Die Lampen sind unterschiedlicher Leistung und haben zudem noch verschiedene Nennströme. Hierbei besitzt die Lampe mit kleinster Leistung von  $P_L = 14W$  einen Nennstrom von  $I_L = 170mA$  und die leistungsstärkste Lampe mit  $P_L = 80W$  einen Nennstrom von  $I_L = 550mA$ . Der Resonanzkreis muss so ausgelegt sein, dass alle T5-Lampentypen ordnungsgemäß betrieben werden können. Der Lampenkreis ist in dem Kapitel 6, Bild 6.1 abgebildet. Die Anpassung erfolgt mit der geeigneten Dimensionierung von: Lampendrossel  $D$ , dem Parallelkondensator  $C_p$  und dem Koppelkondensator  $C_s$ . Anschließend werden die Zünd- und Betriebsparameter aller T5-Lampentypen über den gesamten Dimmbereich untersucht. Der schematische Versuchsaufbau ist in dem Bild 7.1

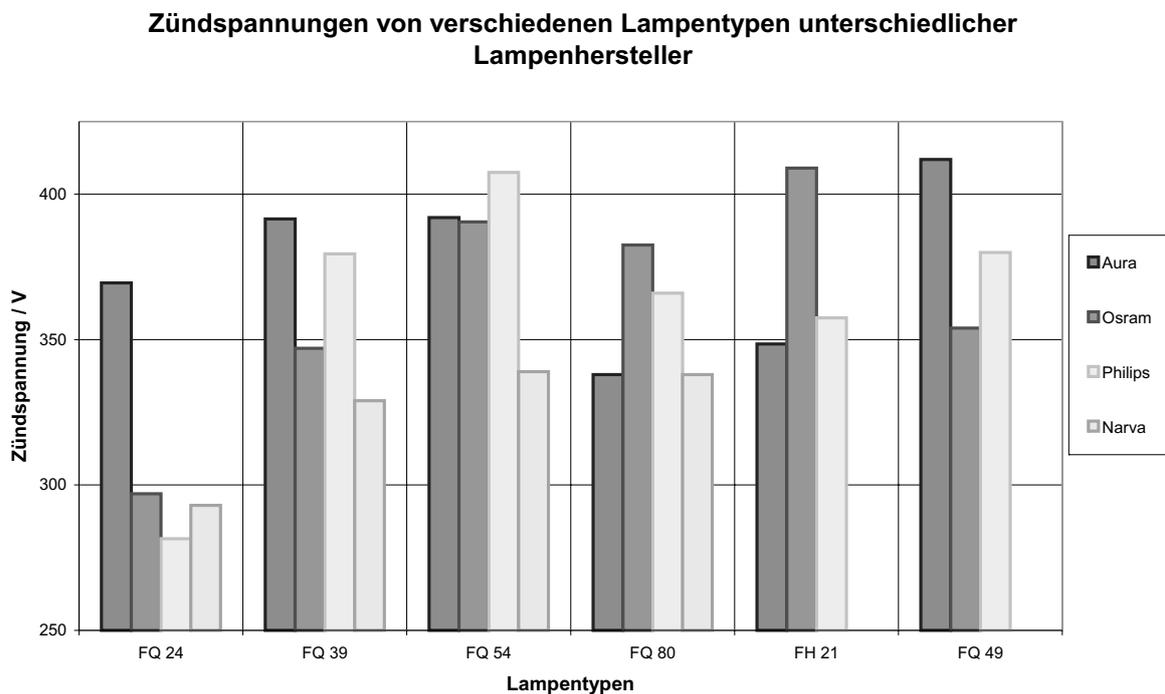


**Abbildung 7.1:** Schematischer Versuchsaufbau zur Messung der Betriebsparameter

gezeigt. Das EVG wird von der Bedienoberfläche über die serielle Schnittstelle RS232 angesteuert. Die Betriebsparameter der Lampe werden mit einem Oszilloskop von Lecroy L9350a gemessen. Dabei werden der Wickelstrom  $I_W$  und der Lampenstrom  $I_L$  mit Strommessspulen und die Lampenspannung  $U_L$  sowie die Zündspannung  $U_z$  mit einem Differentialtastkopf erfasst. Das Oszilloskop berechnet die Betriebsfrequenz  $f_B$  und die Lampenleistung  $P_L$ .

## Lampenzündspannung

Ein Kriterium zur Unterscheidung der Lampen könnte die Zündspannung sein, da die verschiedenen Lampenlängen nach dem Paschengesetz unterschiedliche Zündspannungen besitzen sollten. Die effektive Zündspannung  $U_Z$  der einzelnen Lampentypen sowie der unterschiedlichen Lampenhersteller wie Osram, Philips, Narva und Aura Light wurde untersucht. Die Messergebnisse sind in dem Balkendiagramm 7.2 dargestellt. Auf der x-



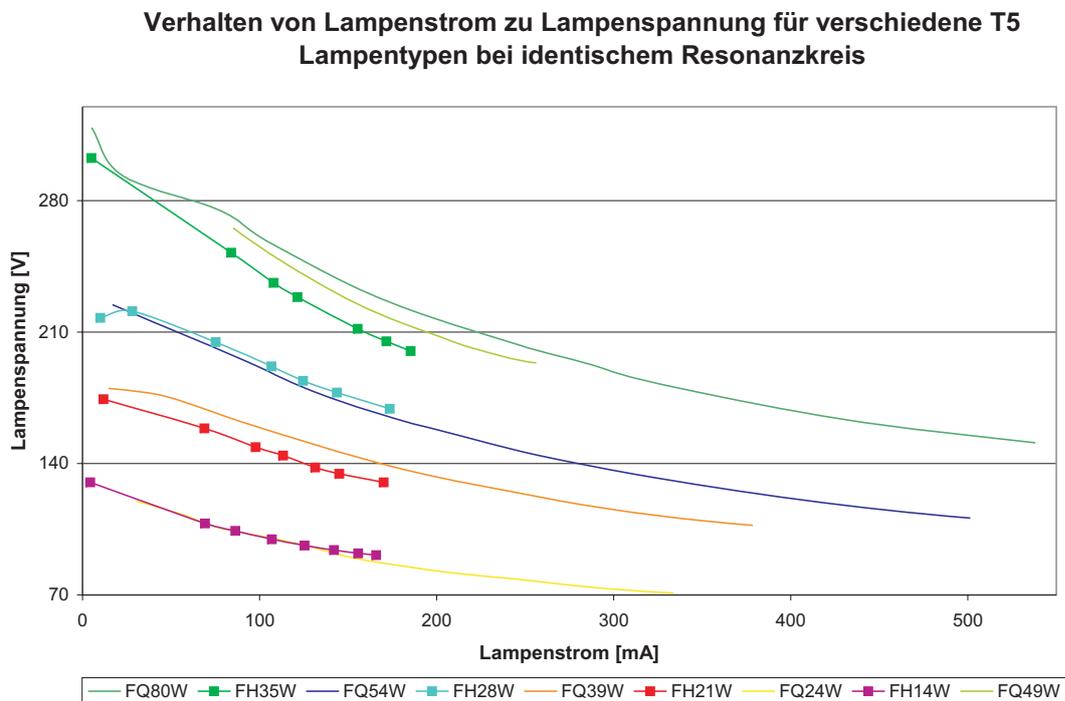
**Abbildung 7.2:** Zündspannungen verschiedener Lampentypen und Lampenhersteller

Achse sind die verschiedenen Lampentypen aufgeführt und die y- Achse zeigt die Zündspannung an. Die farblich unterschiedlichen Balken repräsentieren die verschiedenen Lampenhersteller. Die Auswertung ergibt, dass die Zündspannungen innerhalb desselben Lampentyps sehr unterschiedlich ausfallen. Beispielsweise beträgt die Zündspannungsdifferenz bei den FQ 24W Lampen beinahe 100V effektiv. Weiterhin überlappen sich die Zündspannung trotz unterschiedlicher Lampenlänge, wie die FQ 24W

von Aura Lights mit einer Länge von  $l = 55\text{cm}$  und der FQ 80W von Philips mit  $l = 145\text{cm}$ . Die Höhe der Zündspannung ist abhängig von mehreren Faktoren. Diese wird beeinflusst von der Zusammensetzung des Gasgemisches, des Gasfülldrucks, der Umgebungstemperatur, der letzten Lampenzündung, des Emittermaterials, des Elektrodenabstands und auch von der Vorheizung der Lampenwendeln. Diese vielen Parameter beeinflussen die Zündspannung dermaßen, dass es innerhalb eines Lampentyps zu erheblichen Abweichungen kommen kann. Aus diesem Grund ist die Erkennung des Lampentyps für unterschiedliche Lampenhersteller anhand der Lampenspannung nicht möglich.

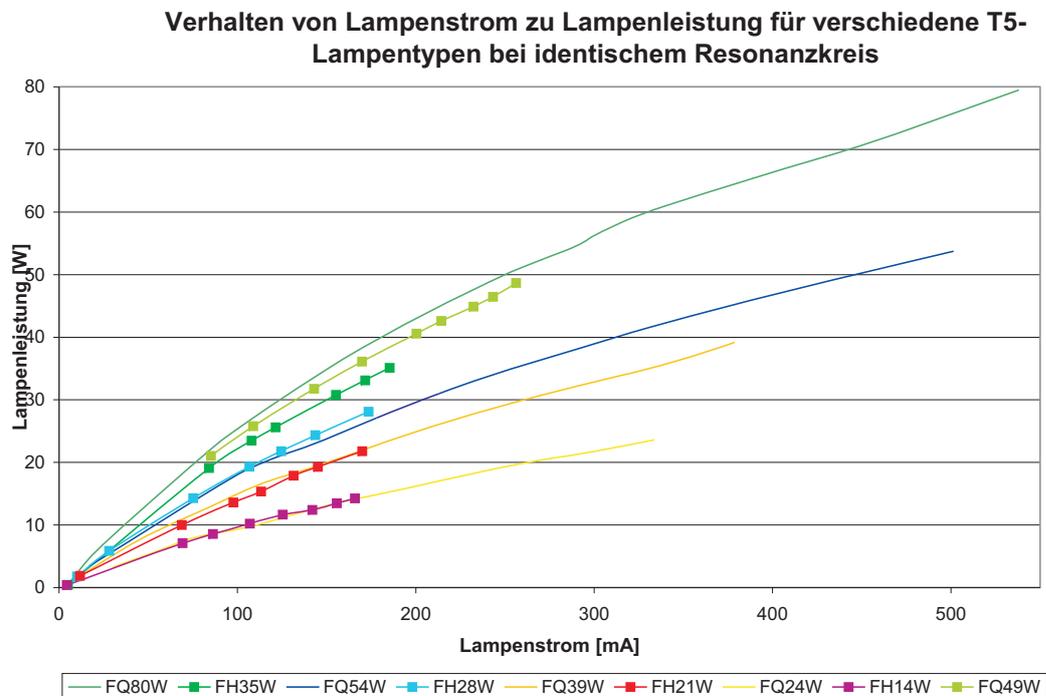
### Betriebsparameter

Es wurde das Verhalten der verschiedenen Betriebsparameter von den unterschiedlichen Lampentypen bei Raumtemperatur von  $T = 20^\circ\text{C}$  untersucht. Hierbei stellte sich heraus, dass die Lampen gleicher Lampenlänge ähnliche oder sogar deckungsgleiche Lampenparameter besitzen.



**Abbildung 7.3:** Lampenspannung in Abhängigkeit vom Lampenstrom für verschiedene T5-Lampentypen

Das Bild 7.3 zeigt den Verlauf der Lampenspannung  $U_L$  aufgetragen über den Lampenstrom  $I_L$  für die verschiedenen Lampentypen. Die Kennlinien derselben Lampenlänge sind in den Lampenspannungsverläufen gleichartig. Bei den T5-Lampentypen FH 14W und FQ 24W sowie FH 28W und FQ 54W sind diese in dem unteren Lampenstrombereich sogar deckungsgleich. Dieses gilt bis zu einem Lampenstrom von bis  $I_L = 170\text{mA}$ , welches dem Nennstrom der FH-Lampentypen entspricht. Die FQ-Lampentypen besitzen einen höheren Lampennennstrom je nach Wendeltyp zwischen  $I_L = 240\text{mA} \dots 550\text{mA}$ . Die Lampenlängen sind bei einem definierten Lampenstrom  $I_L$  anhand der Lampenspannung  $U_L$  voneinander unterscheidbar. Die gleiche Unterscheidbarkeit für die verschiedenen Lampen-



**Abbildung 7.4:** Lampenleistung in Abhängigkeit vom Lampenstrom für verschiedene T5-Lampen

typen ist bei der Parameterpaarung Lampenstrom  $I_L$  zu Lampenwirkleistung  $P_L$  zu erkennen, welches in dem Bild 7.4 gezeigt wird. Die Kennlinien teilen sich in vier Scharen auf, welche den Lampen gleicher Länge entsprechen. Auch hier sind in sich die vier Kennlinienscharen im unteren Lampenstromgebiet bis  $I_L = 170\text{mA}$  sehr ähnlich oder sogar deckungsgleich.

### 7.2.1 Erkennungsmerkmale der verschiedenen Lampentypen

Die Auswertung der Lampenkennlinien aus Bild 7.3 ergibt, dass allein durch die Beobachtung der Betriebsparameter die verschiedenen Lampentypen nicht eindeutig erkannt werden können. Die Lampen sind anhand der Betriebsparameter auf ihre Lampenlänge rückführbar. Es gibt vier unterschiedliche Lampenkolbenlängen mit folgender Gruppierung:

1. Lampenkolbenlänge 54,9cm: T5 FH 14W und T5 FQ 24W
2. Lampenkolbenlänge 84,9cm: T5 FH 21W und T5 FQ 39W
3. Lampenkolbenlänge 114,9cm: T5 FH 28W und T5 FQ 54W
4. Lampenkolbenlänge 144,9cm: T5 FH 35W, T5 FQ 49W und T5 FQ 80W

Zur eindeutigen Identifizierung der Lampe ist eine weitere Information über die Lampe notwendig. In Kapitel 6 ist eine Gruppierung der Lampen anhand der Wendelwiderstände entwickelt worden. Somit können die verschiedenen T5-Lampentypen zusätzlich in folgende Gruppen eingeteilt werden:

- Wendeltyp 1: T5 FH 14W, 21W, 28W und 35W
- Wendeltyp 2: T5 FQ 49W
- Wendeltyp 3: T5 FQ 24W und T5 FQ 39W
- Wendeltyp 4: T5 FQ 54W und T5 FQ 80W

Diese Gruppierung zeigt, dass die Lampen gleicher Länge anhand des Wendelwiderstandes voneinander unterscheidbar sind. Nähere Erläuterungen hierzu in Kapitel 6.8. Mit der Verknüpfung zwischen der Wendeltypgruppierung und der Bestimmung der Lampenlänge sind die einzelnen Lampentypen eindeutig differenzierbar. Dieses wird in der Tabelle 7.1 deutlich. Somit muss erst die digitale Wendelwiderstandserkennung mit optimaler Vorheizanpassung erfolgen bevor die digitale Lampenerkennung gestartet werden kann.

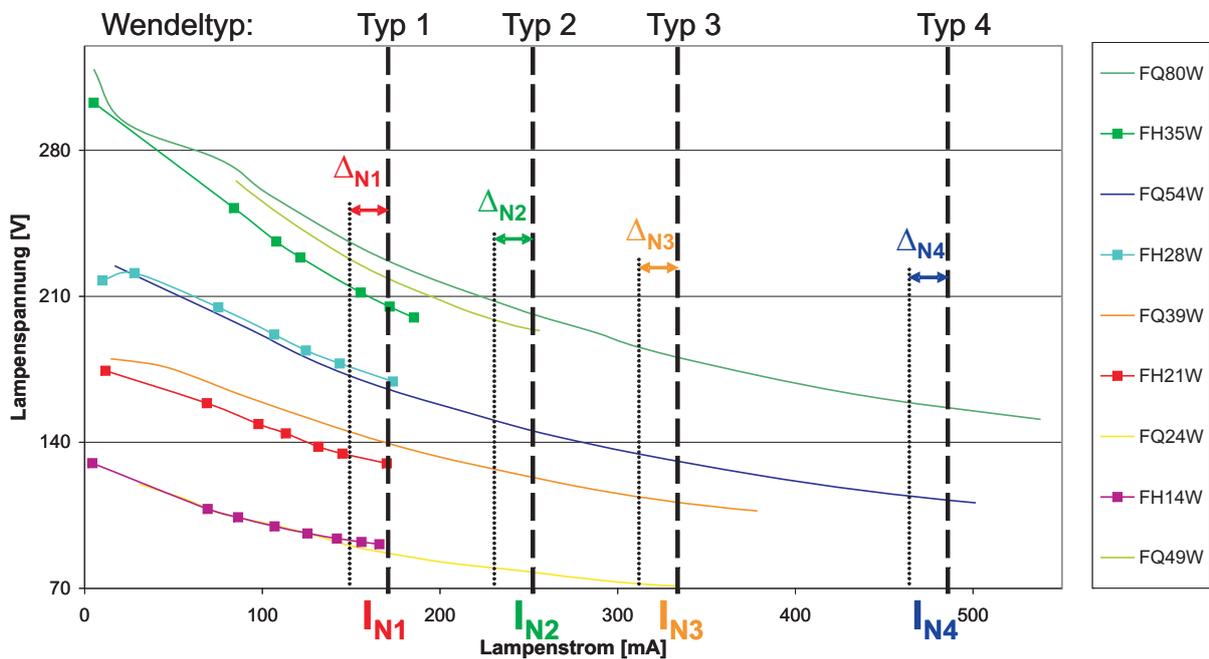
Merkmale	Wendeltyp 1	Wendeltyp 2	Wendeltyp 3	Wendeltyp 4
Nennstrom	170mA	250mA	320mA	490..550mA
l=55cm	FH 14W	-	FQ 24W	-
l=85cm	FH 21W	-	FQ 39W	-
l=115cm	FH 28W	-	-	FQ 54W
l=145cm	FH 35W	FQ 49W	-	FQ 80W

**Tabelle 7.1:** Verknüpfung der Wendeltypgruppierung und der Lampenlängen-Bestimmung

### 7.2.2 Auswertung und Konzept zur Lampenerkennung

Zu Beginn müssen die Lampen mit Hilfe der Wendelwiderstandserkennung in eine der oben genannten Wendeltyp - Gruppen 1 ... 4 vorsortiert werden. Mit der Bestimmung des Wendelwiderstands ist auch der Nennstrom des jeweiligen Wendeltyps bekannt (siehe Tabelle 7.1). Diese Information lässt sich für eine schonende Lampenerkennung nutzen, in dem die betreffende Lampe während der Erkennungsmethode mit dem für sie ausgelegten Nennstrom betrieben wird. Ein weiterer Vorteil des Nennbetriebs ist, dass allein durch den Lampenstrom die Emissionsfähigkeit der Wendeln aufrecht erhalten werden kann. Somit ist ein Zusatzheizstrom der Wendeln unnötig und kann mit der sogenannten cut off - Technik über das Opto-Relais abgeschaltet werden. Hiermit wird die Systemeffizienz des EVG gesteigert, da die Heizenergie von etwa 4Ws eingespart wird. Während des Erkennungsablaufs werden die Lampen je nach Wendeltyp auf deren Nennstrom geregelt. Dieser liegt für alle T5 FH Lampen bei  $I_L = 170mA$ , für den Typ FQ 49W bei  $I_L = 250mA$ , der Wendeltyp 3 liegt bei  $I_L = 320mA$  und für den Wendeltyp 4 bei  $I_L = 490mA$ . Diese Ströme entsprechen den Nennströmen bis auf die Lampe T5 FQ 80W des Wendeltyps 4. Der korrekte Nennstrom dieses Lampentyps ist bei  $I_L = 550mA$ . Allerdings kann der Mikrocontroller aufgrund der begrenzten Auflösung der Wendelwiderstandserkennung die Wendeln der FQ 54W und der FQ 80W Lampe nicht eindeutig voneinander unterscheiden. Um einer Wendelschädigung des Wendeltyps 4 vorzubeugen wird dieser mit dem geringeren Nennstrom der T5 FQ 54W Lampe belastet. Somit wird die FQ 80W Lampe in einem leicht gedimmten Zustand während der Lampenerkennung betrieben. Diese Dimmung ist so minimal, dass eine zusätzlicher Heizstrom für die Wendeln während der Erkennungsphase nicht notwendig ist, da der Lam-

## Betriebsbereich für die Lampenerkennung



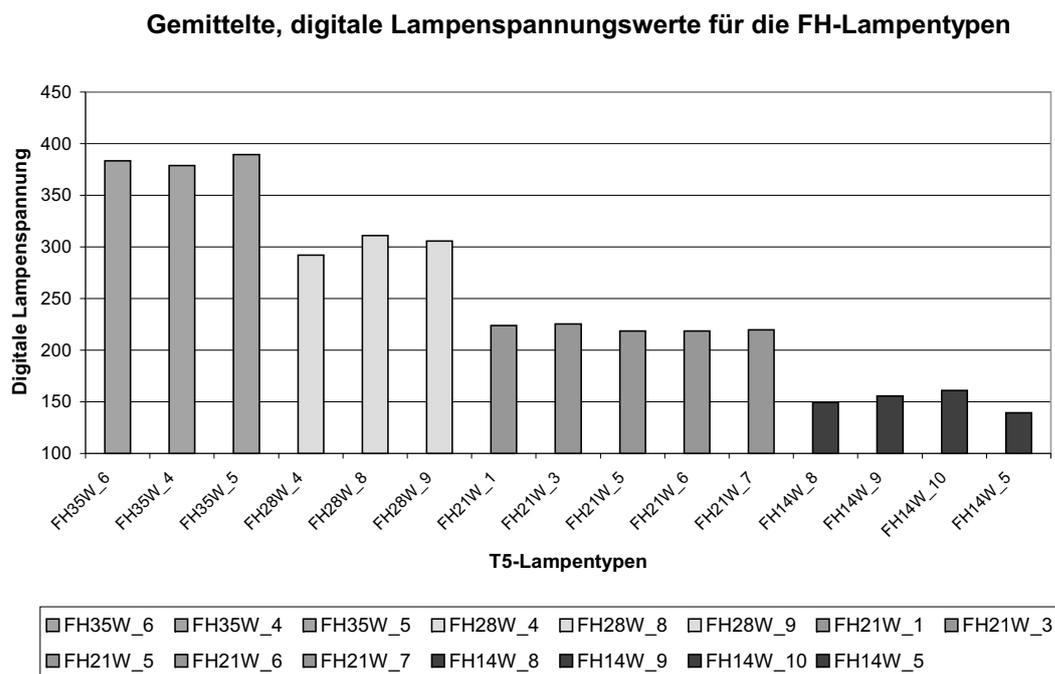
**Abbildung 7.5:** Erkennungspunkte der Betriebsparameter zur Lampentypbestimmung

penstrom ausreichend ist, um den emissionsfähigen Zustand der Wendeln aufrecht zu erhalten. Eine von äußeren Störungen unabhängige Charakterisierung der Parameter wird durch einen geregelten, stabilen und lampenschonenden Betriebszustand erreicht. Hierbei wird die Lampenspannung in einem auf den Lampenstrom geregelten Betrieb erfasst. In dem Bild 7.5 sind in den Lampenspannungs-Strom-Kennlinien verschiedene Stromgebiete mit einer definierten Größe  $\Delta_{N1} \dots \Delta_{N4}$  markiert worden. Die vier Stromgebiete grenzen jeweils an die Wendeltyp abhängigen Nennströme  $I_{N1} \dots I_{N4}$  und erstrecken sich zu den geringer werdenden Lampenströmen. Je nach Wendeltyp erfolgt die Lampenstromregelung in einem dieser Bereiche. Innerhalb dieses Regelbereichs werden vom Mikrocontroller acht unterschiedliche, äquidistante Betriebspunkte berechnet und gesetzt. Diese berechneten Betriebspunkte entsprechen den digitalen Sollwerten für die Lampenstromregelung, die während der gesamten Erkennungsphase aktiviert ist. Beginnend beim Nennstrom wird der Lampenspannungsverlauf der verschiedenen Lampentypen gemessen und ausgewertet. Jeder geregelte Betriebspunkt wird mit derselben, fest vorgegeben Zeitdauer von

etwa 3s betrieben. Stück für Stück wird die Lampenkennlinie in der Umgebung des Nennbetriebspunkts abgetastet. Zur Rauschreduzierung wird in einem Betriebspunkt die Lampenspannung mit der äquidistanten Abtastmethode zur Effektivwertbestimmung mehrmals erfasst und gemittelt. Der so ermittelte Effektivwert  $v_i$  wird gespeichert. Diese Lampenspannungserfassung und Mittelung wird in jedem der acht Betriebspunkte wiederholt und der ermittelte Lampenspannungswert  $v_i$  gespeichert. Die insgesamt acht gespeicherten Effektivwerte  $v_i$  werden anschließend mit einem digitalen Mittelwert-Filter geglättet, siehe Formel 7.1. Nach etwa 25s ist die gesamte Lampenerkennung unabhängig vom Lampentyp abgeschlossen.

$$\bar{y} = \frac{\sum_{i=1}^8 v_i}{8} \quad (7.1)$$

Die resultierenden, vom Mikrocontroller bestimmten Spannungswerte  $\bar{y}$

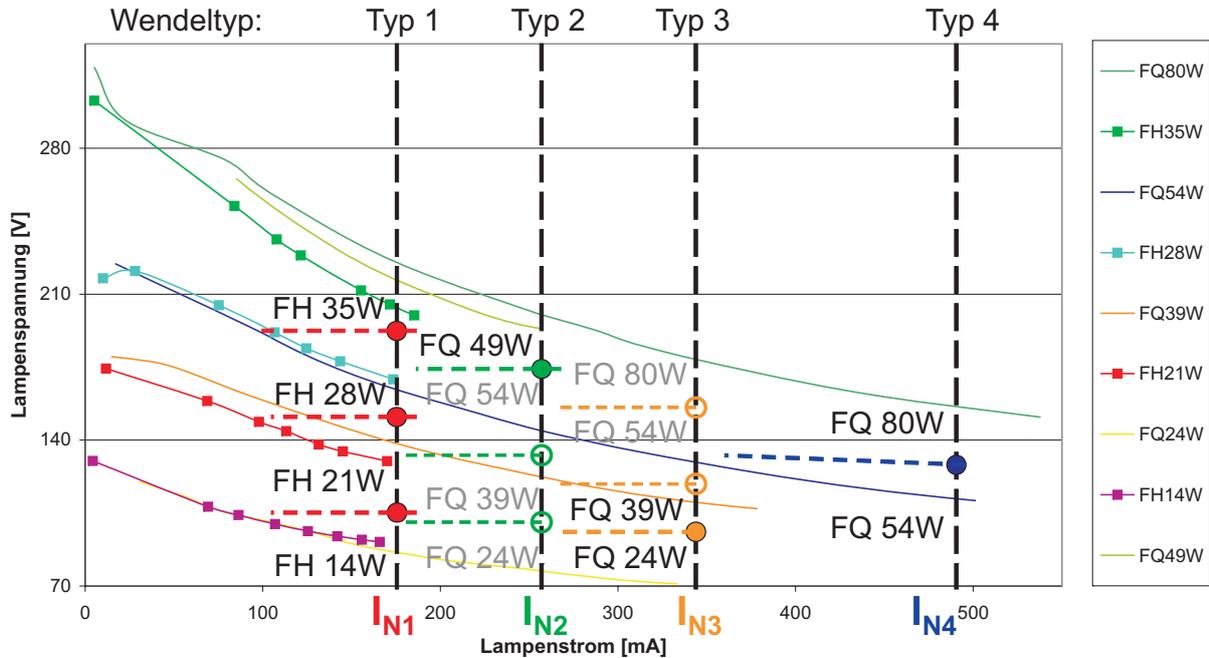


**Abbildung 7.6:** Ermittelten, digitalen Spannungswerte  $\bar{y}$  der verschiedenen FH-Lampentypen

sind für die verschiedenen Lampentypen ermittelt worden. In dem Bild 7.6 sind diese Mittelwerte für jeweils drei verschiedene Exemplare pro FH-Lampentyp dargestellt. Hier wird deutlich, dass die Lampentypen gleicher

Länge anhand des ermittelten Spannungswerts  $\bar{y}$  eindeutig zu charakterisieren sind. In einem Kennfeld werden zu den Wendeltypen unterschiedli-

Einteilung der Lampenspannung in Intervalle je nach Wendeltyp



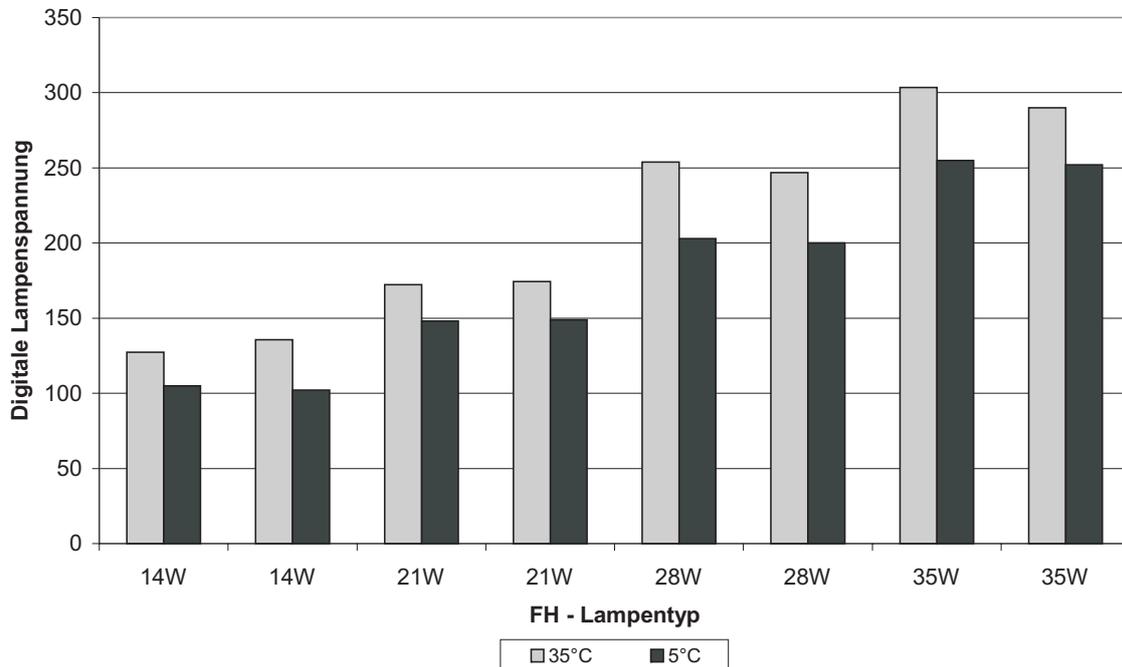
**Abbildung 7.7:** Vergleich zwischen den ermittelten Spannungswerten und den definierten Grenzwerten der verschiedenen Lampentypen

che Grenzpunkte in Form eines digitalen Spannungswerts abgelegt. Somit kann der erfasste Spannungswert  $\bar{y}$  definierten Spannungsintervallen, welche die unterschiedlichen Lampentypen kennzeichnen, zugeordnet werden. Die gesetzten Grenzpunkte sind in dem Bild 7.7 gezeigt. Die Wendeltypen 1, 2 und 3 besitzen jeweils drei verschiedene Grenzwerte, die die Lampenspannung in vier Intervalle aufteilen. Somit werden die vier unterschiedlichen Lampenlängen jeweils für die FH-Typen mit Wendeltyp 1 und der FQ-Typen mit Wendeltyp 2 bzw. 3 anhand der Lampenspannung unterscheidbar. Da für den Wendeltyp 4 nur zwei Lampentypen in Frage kommen, ist ein Grenzwert ausreichend, welcher die Lampenspannung in zwei Intervalle aufteilt. Der Mikrocontroller sortiert seinen berechneten Spannungswert  $\bar{y}$  einem Intervall in dem entsprechenden Wendeltypbereich zu. Anhand dieser Wendeltyp - Lampenspannungs-Paarung wird der Lampentyp ermittelt. Für die FQ-Lampen ist die Erkennung redundant

aufgebaut. Denn sollte die Wendelerkennung für die Wendeltypen 3 oder 4 fehlschlagen, wird die Lampenerkennung bei dem Nennstrom für den jeweils eins niedrigen Wendeltypen gestartet. Dieses entspricht in dem Bild 7.7 den ringförmigen Betriebspunkten mit den grau beschrifteten Lampentypen. Anhand der Lampenparameter kann bestimmt werden, welche Lampenlänge gerade betrieben wird. Somit können unkorrekt typisierte Wendeln mittels der Lampenspannung nach ihrer Länge und somit der passende Lampentyp noch richtig ermittelt werden.

### **Betriebstemperaturbereich**

Es ist zu beachten, dass die Betriebsparameter abhängig von der Umgebungstemperatur sind (siehe Kapitel 8.2). Es stellt sich also bei gleichbleibender Lampenleistung eine andere Lampenspannung ein, wenn die Umgebungstemperatur sich verändert. Aufgrund der Temperaturabhängigkeit der Betriebsparameter können die Lampen nur in einem definierten Temperaturbereich mit der entwickelten Erkennungsmethode eindeutig erkannt werden. Welche temperaturbedingten Mehrdeutigkeiten entstehen, ist in dem Bild 7.8 am Beispiel der FH-Lampentypen zu sehen. Hier wurden die vom Mikrocontroller berechneten Lampenspannungswerte bei zwei verschiedenen Umgebungstemperaturen von  $35^{\circ}\text{C}$  (graue Balken) und  $5^{\circ}\text{C}$  (schwarze Balken) aufgenommen. Die temperaturabhängigen Unterschiede in den digital berechneten Spannungswerten  $\bar{y}$  sind für jeden einzelnen Lampentyp zu erkennen. Die Lampenspannung und somit auch der berechnete Wert sinken mit niedrigeren Umgebungstemperaturen. Es gibt eine Überschneidung der berechneten Spannungswerte für die Lampentypen FH 28W und FH 35W. Hier sind die berechneten Lampenspannungswerte der FH 28W bei  $T_U = 35^{\circ}\text{C}$  deckungsgleich mit dem berechneten Wert der FH35W bei  $T_U = 5^{\circ}\text{C}$ . Somit können die T5-Lampentypen mit der bisher vorgestellten Lampenerkennungsmethode in einem Temperaturbereich von etwa  $T_U = 10^{\circ}\text{C} \dots 60^{\circ}\text{C}$  eindeutig ermittelt werden. Dieser Bereich deckt auf jeden Fall den Lampenbetrieb in beheizten Innenräumen, beispielsweise Bürogebäuden, Geschäften, Haushalte, Krankenhäuser, etc. ab.



**Abbildung 7.8:** Berechnete digitale Lampenspannungswerte bei verschiedenen Umgebungstemperaturen

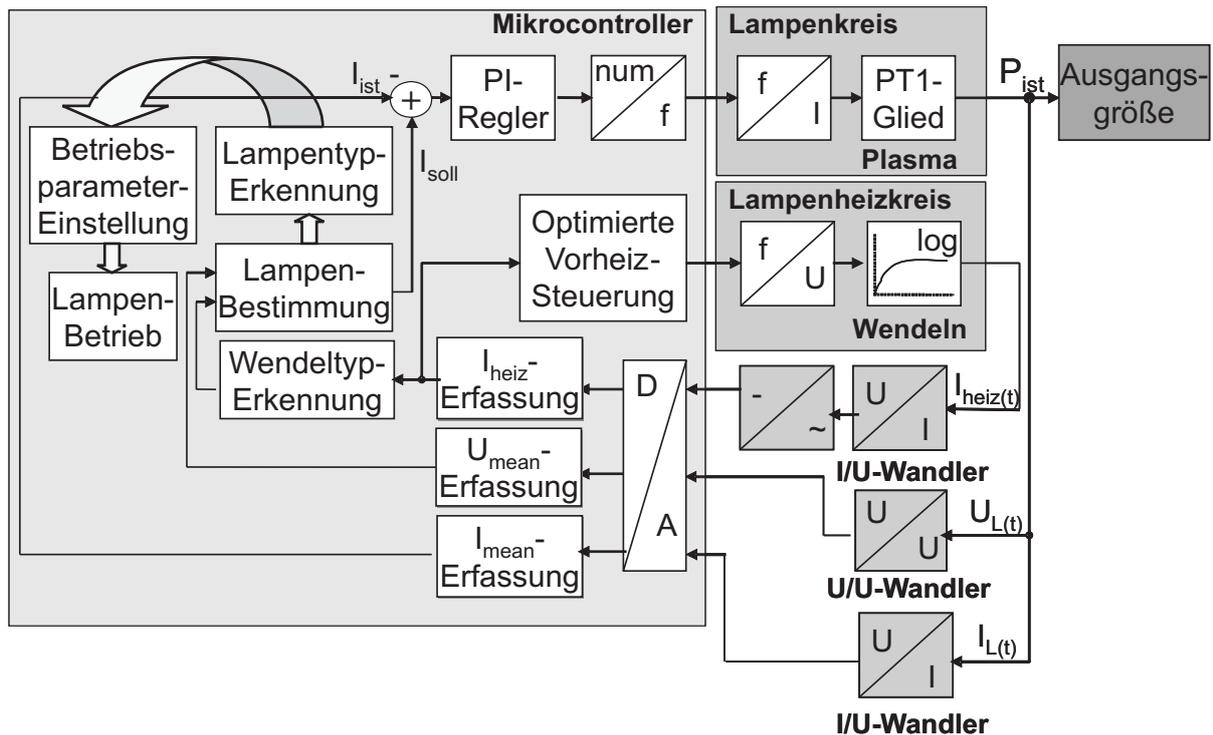
### Betriebstemperaturbereich unterhalb 10°C

In den technischen Datenblättern von Osram EL-A/SP/63 für die FH-Lampen und EL-A/SP/83 für die FQ-Lampen sind die Lampenspannungskennlinien aller T5-Lampentypen in Abhängigkeit vom Lampenstrom bei vier verschiedenen Umgebungstemperaturen (-15°C, 10°C, 22°C und 35°C) angegeben. Zur Verdeutlichung sind diese Lampenspannungskennlinien der Osram-Lampenfibel EL-A/SP/63 für die T5-Lampentypen FH 28W (Bild 7.11) und FH 35W (Bild 7.12) aufgeführt. Anhand des Lampenspannungsverlauf im Dimmbereich unterhalb des Lampenstroms  $I_L < 30mA$  können die Lampen durch ihre Lampenspannung eindeutig von einander unterschieden werden. Es zeigt sich bei allen Lampentypen in diesem unteren Dimmbereich die Tendenz, dass die Lampenspannung mit der Temperatur unterhalb von 10°C weiter ansteigt. Im Gegensatz dazu erreicht die Lampenspannung bei größeren Temperaturen (über 10°C) ein Maximum und wird im unteren Dimmbereich wieder kleiner. Aufgrund dieses charakteristischen Lampenspannungsverlaufs bezüglich des

Lampenstroms bei verschiedenen Umgebungstemperaturen sind die Lampentypen temperaturunabhängig voneinander differenzierbar. Der Erkennungsalgorithmus müsste hierzu folgendermaßen erweitert werden. Wenn eine berechnete Lampenspannung sich in dem kritischen Grenzgebiet befindet, muss die Lampenspannung zusätzlich über weitere äquidistante Dimmstufen erfasst werden. Anhand ihres Verlaufs kann dann auf den Temperaturbereich und dementsprechend auf den Lampentyp geschlossen werden. Beobachtet der Mikrocontroller ein stetiges Anwachsen der erfassten und berechnet Lampenspannung über alle äquidistant verkleinerten Dimmstufen, handelt es sich um eine Lampe, die bei Umgebungstemperaturen unterhalb von  $T = 10^{\circ}\text{C}$  betrieben wird. Somit kann diese Lampe eindeutig zugeordnet werden. Wird eine Lampe erfasst, welche sich im Grenzgebiet befindet und die Lampenspannungskennlinie für niedrigere Dimmstufen vorerst wächst und dann wieder fällt, handelt es sich um eine Lampe, die oberhalb von  $T = 10^{\circ}\text{C}$  betrieben wird und dementsprechend kann der Lampentyp definiert werden.

## 7.3 Implementierung

Die digitale Lampenerkennung wird zusätzlich zu den bereits vorhandenen Steuer- und Regelfunktionen in den Mikrocontroller implementiert. Die meisten Funktionen werden zur Bestimmung der Lampe benötigt. Das Blockschaltbild 7.9 veranschaulicht das Zusammenwirken der verschiedenen digitalen Funktionen während der Lampenerkennung in dem Mikrocontroller. Die beiden externen, analogen Hardwarekomponenten Lampenkreis und Lampenheizkreis werden von dem Mikrocontroller angesteuert. Die Betriebsparameter Lampenspannung  $U_L$ , Lampenstrom  $I_L$  und der Wendelstrom  $I_W$  werden mit Wandlern analog erfasst, aufbereitet und dem Mikrocontroller zugeführt. Den Ablauf der digitalen Lampenerkennung verdeutlicht der Programmstrukturplan 7.10. Der Mikrocontroller beginnt mit der Wendeltypbestimmung durch Erfassung und Auswertung des Heizstromes. Diese Funktion dauert etwa 400ms und sortiert die Wendel in die zugehörige Wendelgruppe ein. Dieses Verfahren ist in Kapitel 6 ausführlich erklärt. Die nötigen Informationen wie Nennstrom, Betriebsfrequenzbereich und Regelparameter über den erkannten Wendeltyp werden eingestellt, da diese später zur Lampenbestimmung benötigt werden. Anschließend werden die Wendeln mit der implementierten Vorheizan-



**Abbildung 7.9:** Blockschaltplan der digitalen Lampenerkennung

passung optimal vorgeheizt (siehe Unterkapitel 6.4). Dieses dauert je nach Wendeltyp zwischen 550ms und 2s. Nachdem die Wendeln erkannt und optimal vorgeheizt sind, wird die Lampe gezündet. Anschließend beginnt eine kurze, geregelte Stabilisierungsphase nahe dem jeweiligen Nennstrom der verschiedenen Lampen. In dieser Zeit wird die Lampe in einem stromgeregelten Nennstrombetrieb betrieben. Dabei wird die unbekannte Lampe auf den maximal zulässigen Nennstrom des jeweiligen Wendeltyps geregelt. Somit werden alle Lampen im Nennbetrieb eingebrannt bis auf den FQ 80W -Lampentyp. Dieser wird in einem, für die Wendeln unkritischen Dimmzustand betrieben. Anschließend beginnt der Ablauf der digitalen Lampenerkennung. Hierfür wird ein definierter, strom geregelter Bereich in acht äquidistanten Stufen durchlaufen. In dieser Zeit wird die Lampenspannung  $U_L$  mit dem A/D-Wandler erfasst und der Mittelwert  $U_{mean}$  mittels der äquidistanten Abtastmethode (siehe Kapitel 4) bestimmt. Der Lampenspannungsmittelwert  $U_{mean}$  wird jeweils in den einzelnen Dimmstufen bestimmt und im Anschluss der signifikante Spannungswert  $\bar{y}$  zur Lampenbestimmung berechnet. Somit können die Lampenlängen anhand der zwei Betriebsparameter Lampenspannung  $U_L$  und Lampenstrom  $I_L$

bestimmt werden. Mit Hilfe der Informationen aus der digitalen Wendelerkennung, wo die Lampen in Wendelgruppen vorsortiert wurden, ist nun eine exakte Lampentypenkennung möglich. Im Anschluss werden die notwendigen Betriebs- und Regelparameter der erkannten Lampe, welche in einem Kennfeld für die verschiedenen Lampentypen gespeichert sind, eingestellt. Damit kann die Lampe in ihrem optimalen Betriebsbereich arbeiten.

## 7.4 Zusammenfassung

Es ist eine exakte Bestimmung des Lampentyps unter Verwendung eines Mikrocontrollers möglich. Die hier beschriebene Lampenerkennung beginnt mit einer optimal an die unbekannte Wendel angepassten Vorheizung und anschließender lampenschonender Zündung. Aufgrund der Wendeltypbestimmung kann die unbekannte Lampe sofort nach der Zündung in einem geregelten Nennbetrieb gefahren werden. Dort findet innerhalb von 30 Betriebssekunden die Lampenerkennung statt. Dieses Verfahren ist sehr lampenschonend, i. w. wegen der Vorheizung und der schnellen und optimalen Lampenerkennung. Solche Qualitätsmerkmale wie Lampenschonung, optimale Vorheizung, Schnelligkeit und Genauigkeit der Lampenerkennung sind miteinander kombiniert auf dem heutigen Markt noch nicht erhältlich. Aufgrund der Temperaturabhängigkeit der Lampenbetriebsparameter (siehe Unterkapitel 8.2), sowie der digitalen Messwerterfassung können die Lampen nur in einem Temperaturbereich von 10° bis 60° Grad eindeutig erkannt werden. Dieser Temperaturbereich herrscht in beheizten Innenräumen, beispielsweise Bürogebäuden, Geschäften, Haushalten. Es besteht die Möglichkeit, mit Hilfe eines Kennfelds die Lampen unabhängig von der Umgebungstemperatur zu erkennen. Allerdings bedarf dieses einer zusätzlichen Erkennungszeit von etwa 30 Sekunden, in der der Lampenspannungsverlauf über unterschiedliche Dimmstellungen überprüft wird und dementsprechend die Lampe einsortiert werden kann. Weiterhin sind die Alterungsprozesse der Lampe und der Wendeln, welche sich durch eine Erhöhung der Lampenspannung bemerkbar machen, nicht berücksichtigt worden.

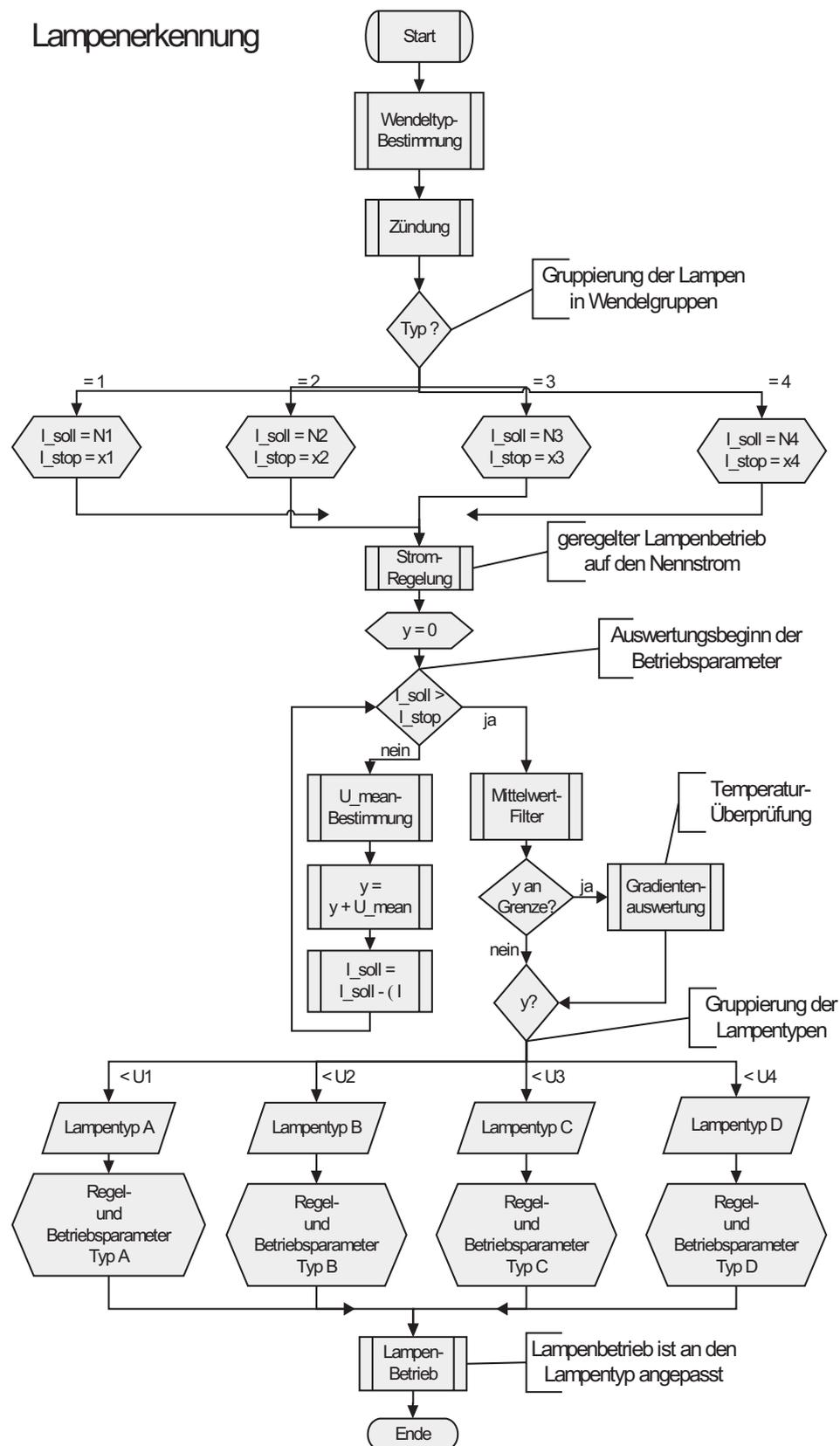
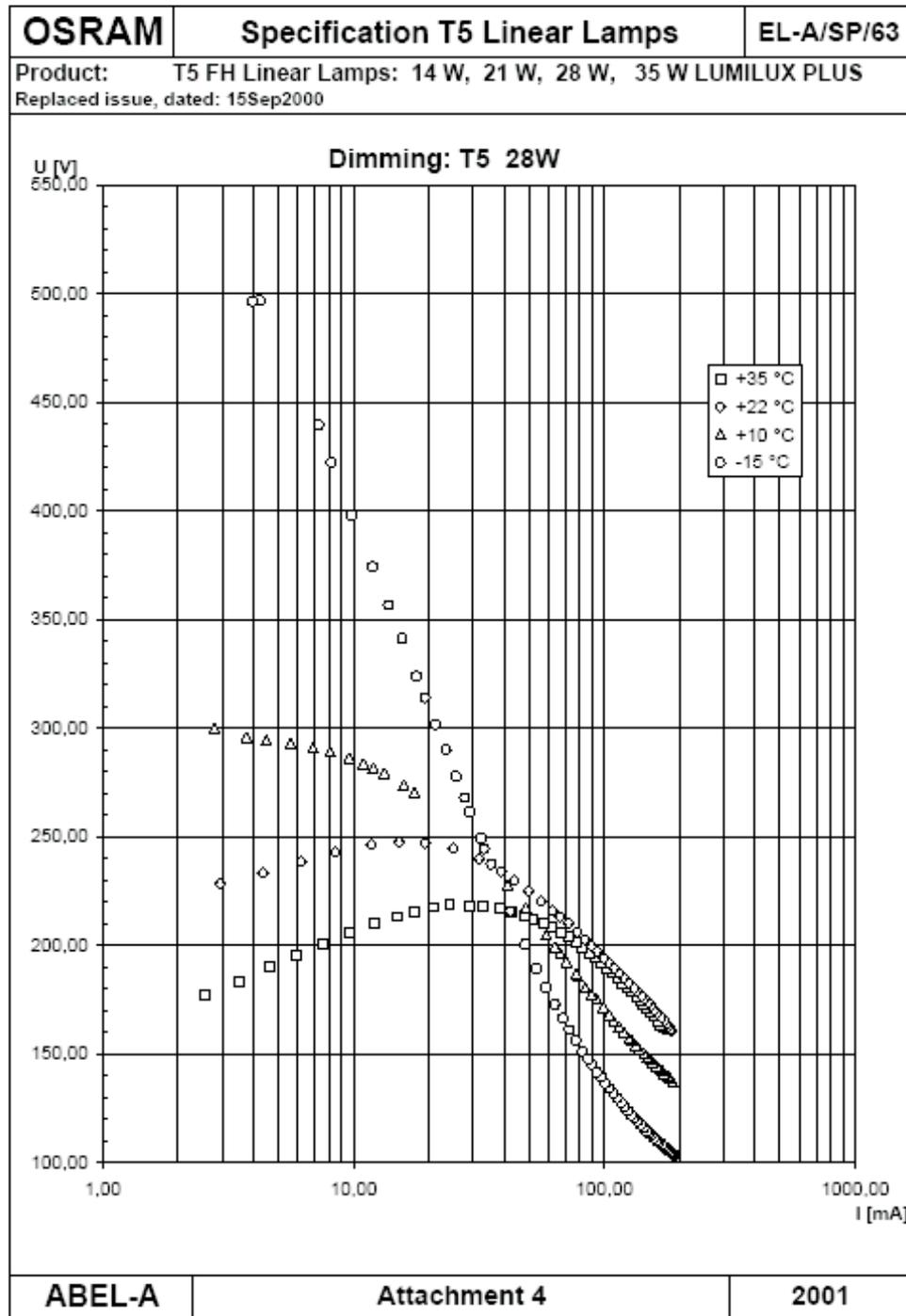
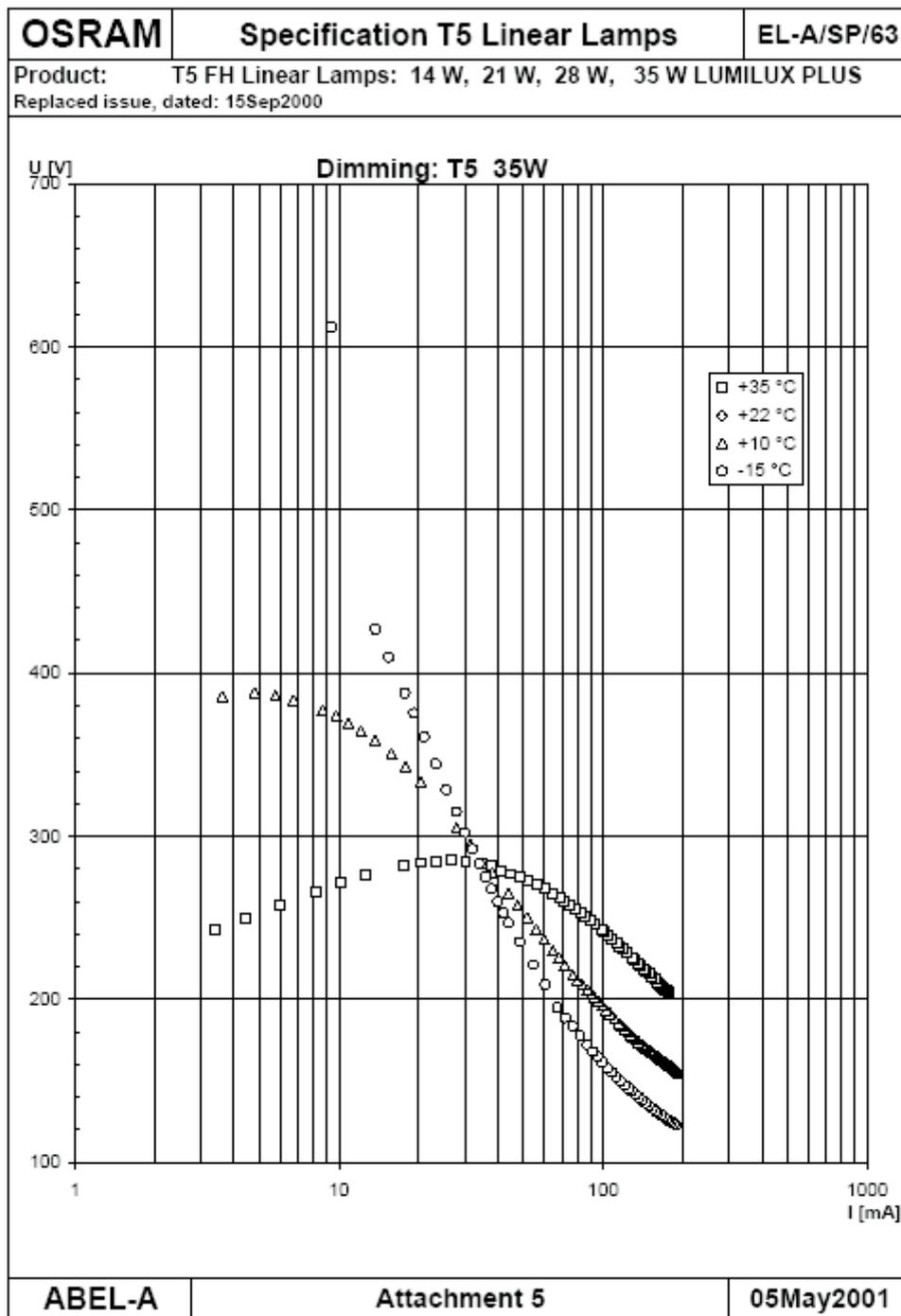


Abbildung 7.10: Programmstrukturplan der digitalen Lampenerkennung



**Abbildung 7.11:** Temperaturabhängiges Dimmverhalten der T5 FH 28W Lampe aus der technischen T5-Lampenfibel von Osram



**Abbildung 7.12:** Temperaturabhängiges Dimmverhalten der T5 FH 35W Lampe aus der technischen T5-Lampenfibel von Osram

---

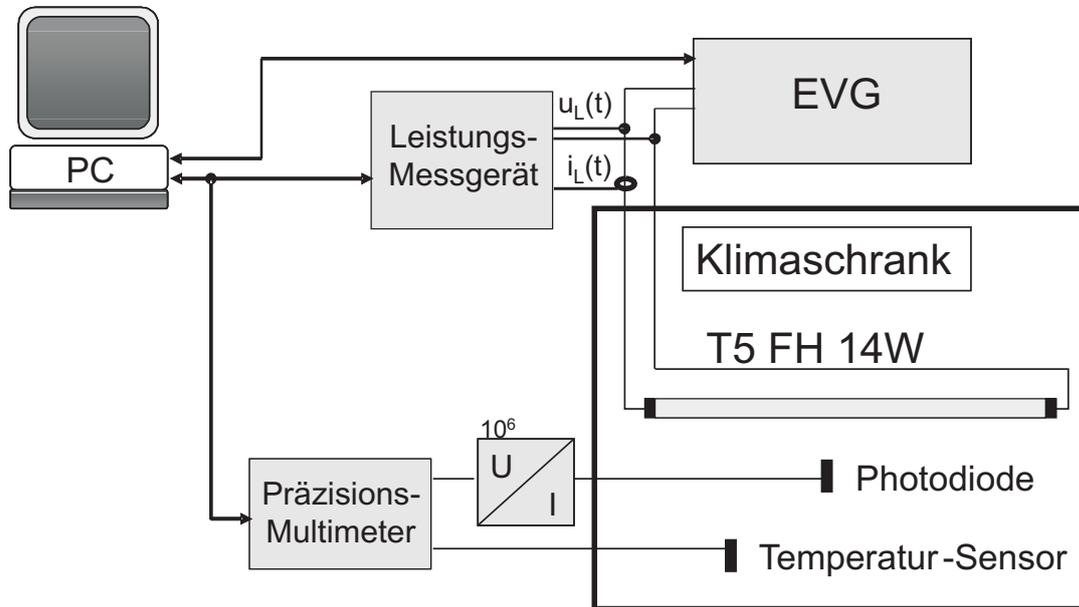
## 8 Digitale Lichtstromregelung

Eine mit Quecksilber gefüllte Entladungslampe reagiert schnell auf große Temperaturschwankungen. Bemerkbar macht sich dieses in der unterschiedlich hohen Lichtemission trotz konstant gehaltener Lampenleistung. Kurz gesagt, eine Lampe betrieben mit derselben Lampenleistung ist für den Betrachter unterschiedlich hell, je nach dem welcher Umgebungstemperatur die Lampe ausgesetzt ist. Für einige der heutigen EVG wird eine Regelung auf den Lichtstrom angeboten. Diese Regelungs-Methode wird mit Hilfe eines zusätzlichen externen Sensor-Moduls, meist einer Photodiode, realisiert. Beispielsweise bietet die Firma Osram verschiedene Lichtsteuersysteme (DALI Basic oder DALI advanced) an, bei welchen ein zusätzlicher Lichtsensor (DALI LS Basic oder advanced) angeschlossen werden kann. In diesem Kapitel wird eine neuartige Lichtstromregelung vorgestellt, welche ohne die Verwendung externer Sensorik den gewünschten Lichtstrom einstellt. Das Ziel dieser Untersuchung ist, den Lichtstrom allein durch die Beobachtung elektrischer Lampenbetriebsparameter bestimmen zu können. Der Lichtstrom wird mit Hilfe eines Mikrocontrollers über die Lampenbetriebsparameter geschätzt und geregelt. Die Implementierung dieser neuen Funktion erfolgte in denselben Mikrocontroller, welcher mittels einer digitalen Wirkleistungserfassung der Lampe, beschrieben in Kapitel 4, einen stufenlos geregelten Dimmbetrieb von 1 bis 100% des Nennlichtstroms gewährleistet.

### 8.1 Versuchsaufbau

Die physikalischen Betriebsparameter wie die Lampenspannung  $U_L$ , der Lampenstrom  $I_L$ , der relative Lichtstrom  $\Phi$  und die Lampenwirkleistung  $P_L$  einer Niederdruckentladungslampe des Typs T5 FH 14W sind bei unterschiedlichen Umgebungstemperaturen untersucht worden. Während der Messungen wurde die Lampe in einem Klimaschrank in einem Umgebungstemperaturbereich von  $-20^\circ$  bis  $+80^\circ$  Grad betrieben. Die Mess-

werterfassung erfolgte in äquidistanten Temperaturabständen. Das Bild 8.1 zeigt den schematischen Versuchsaufbau. In einem geregelten Kli-



**Abbildung 8.1:** Schematischer Versuchsaufbau

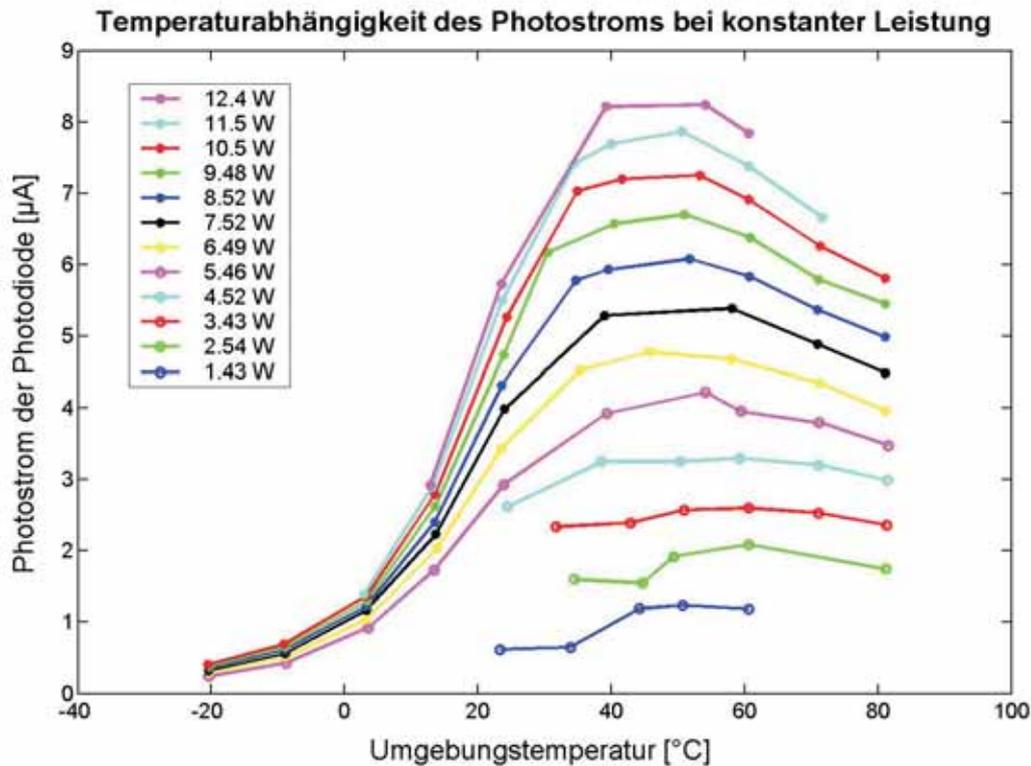
maschrank Typ 130RB/40 - 180DU von der Firma Weiss Technik wird die Lampe zusammen mit zwei Messsensoren zur Erfassung des relativen Lichtstroms und der Umgebungstemperatur betrieben. Als Maß für den relativen Lichtstrom wird der Photostrom einer Photodiode des Typs BPW 21 verwendet, und die Temperatur wird mit einem Temperatursensor Typ D 1280 gemessen. Das EVG zur Ansteuerung der Lampe befindet sich bei Raumtemperatur außerhalb des Klimaschranks. Der Lampenstrom, erfasst mit einer Strommessspule, und die Lampenspannung werden einem Präzisionsleistungsmessgerät Typ LMG 95 zugeführt. Ebenfalls außerhalb des Klimaschranks wird der Photodiodenstrom mit einem Strom-Spannungswandler in eine Spannung umgewandelt und um den Faktor  $10^6$  verstärkt. Dieses verstärkte Signal und das Messsignal des Temperatursensors werden einem Präzisionsmultimeter Typ Prema 6001 zugeführt. Die Auslesung aller Messdaten wird elektronisch über einen PC gesteuert. Hierbei werden die Messdaten beider Messgeräte zum gleichen Zeitpunkt erfasst und nach einander ausgelesen. Die erfassten Daten werden in einem Messprotokoll gespeichert.

## 8.2 Temperaturabhängigkeiten der Lampenbetriebsparameter

Die T5 FH 14W Lampe ist in einem Temperaturbereich von  $-20^\circ$  bis  $+80^\circ$  Grad untersucht worden. Hierbei wurde der temperaturgeregelte Klimaschrank stufenweise in konstanten Temperaturabständen von  $5^\circ$  Grad betrieben. Eine komplette Messreihe erfolgte jeweils bei einer geregelten Temperatureinstellung. Die sich im Klimaschrank befindliche Lampe arbeitet in einem auf die Lampenleistung geregelten Dimmbetrieb, welcher von dem implementierten, digitalen Leistungsregler, beschrieben in Kapitel 3.3, ausgeführt wurde. Die Lampe wurde bei der Lampennennleistung von  $P_n = 14W$  gestartet und während einer Messreihe wurde die Sollvorgabe der Lampenleistung in äquidistanten Schritten von  $\Delta P_{soll} = 1W$  verändert bis die minimale Lampenleistung von  $P_{min} = 1W$  erreicht war. In jeder auf die konstante Leistung geregelte Dimmstellung sind die Betriebsparameter Lampenspannung  $U_L$ , Lampenleistung  $P_L$ , Lampenstrom  $I_L$  und Photostrom  $I_{photo}$  gemessen worden. Das Verhalten der Betriebsparameter Lampenspannung, Lampenleistung und Photostrom sind in Abhängigkeit von der Temperatur in den folgenden Unterkapiteln grafisch dargestellt und analysiert worden.

### 8.2.1 Relativer Lichtstrom

Die Kennlinienschar in Bild 8.2 zeigt deutlich den Einfluss der Umgebungstemperatur auf den Lichtstrom bei konstanter Lampenleistung  $P_L$ . Die einzelnen Kennlinien sind jeweils für eine konstante Lampenleistung  $P_L$  aufgenommen worden und decken den Leistungsbereich von 1,4 W bis 13,5 W ab. Bei etwa  $40^\circ$  Grad Umgebungstemperatur besitzen alle Kennlinien ein Maximum, dessen Amplitudenhöhe von der Lampenleistung  $P_L$  abhängig ist. Die Umgebungstemperatur beeinflusst über die Wandtemperatur des Glaskolbens den sich einstellenden Quecksilberdampfdruck in der Lampe. Der Dampfdruck verringert sich bei sinkenden Temperaturen. Somit sind quantitativ weniger Quecksilberatome am Strahlungsprozess beteiligt, und die Lichtemission wird reduziert. Mit steigender Temperatur erhöhen sich der Dampfdruck und die Zahl der gasförmigen Quecksilberatome. Der Lichtstrom erreicht dort ein Maximum, wo sich der optimale Betriebsdruck eingestellt hat. In diesem Betriebszustand werden rela-



**Abbildung 8.2:** Temperaturabhängigkeit des Lichtstroms einer T5 FH 14W Lampe

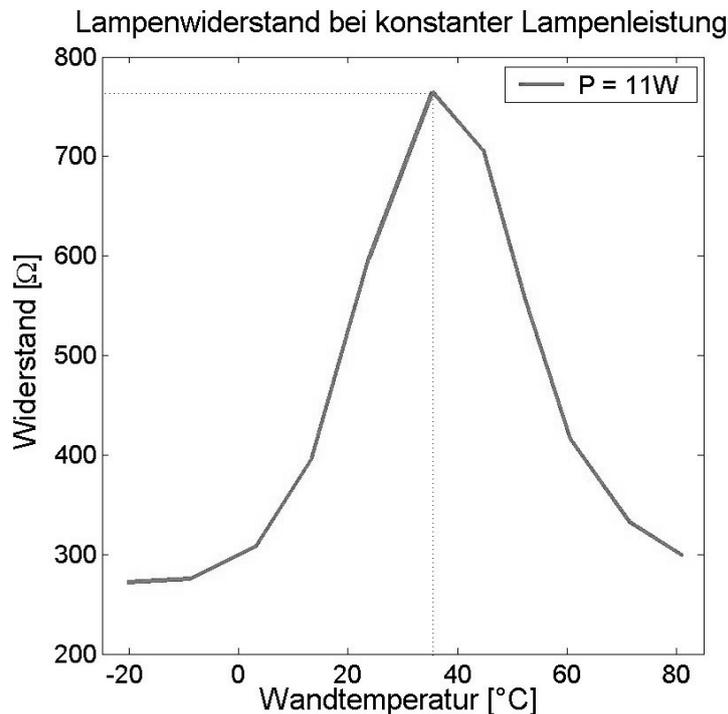
tiv viele Quecksilberatome von den Ladungsträgern angeregt und tragen größtenteils zur Lichtemission bei; die Reabsorption von Resonanzstrahlung wächst mit zunehmendem Quecksilber-Dampfdruck und verkleinert den Lichtstrom.

### 8.2.2 Lampenwiderstand

Das Bild 8.3 zeigt das temperaturabhängige Verhalten des elektrischen Lampenwiderstands bei einer konstanten Lampenleistung von  $P_L = 11W$ . Der Lampenwiderstand  $R_L$  ist über den gemessenen Lampenstrom und der Lampenspannung nach Formel 8.1 bestimmt worden.

$$R_L = \frac{U_{eff}}{I_{eff}} = \frac{U_{eff}^2}{P_s} \cong U_{eff}^2 \cong F^2 \cong T_e^2 \quad (8.1)$$

Mit der Temperatur ändert sich die Ladungsträgerdichte und -beweglichkeit und bestimmt somit den elektrischen Lampenwiderstand. Aufgrund



**Abbildung 8.3:** Temperaturabhängiger Lampenwiderstand

der mit der Temperatur zunehmenden Zahl gasförmiger Quecksilberatome und der Vergrößerung des effektiven Stossquerschnitts von Quecksilber und Puffergas reduziert sich die Ladungsträgerbeweglichkeit. Infolgedessen erhöht sich der Lampenwiderstand bis zu einem maximalen Wert. Bei weiter steigender Temperatur verringert sich der Lampenwiderstand wieder. Vermutlich wirkt sich die zunehmende Stoßwahrscheinlichkeit mindernd auf die ambipolare Diffusion aus. Somit rekombinieren weniger Ladungsträger an der Wand, womit die erforderliche Feldstärke sinkt und der Lampenwiderstand abnimmt.

### 8.2.3 Lampenspannung

Die Temperaturabhängigkeit der Lampenspannung bei konstanter Lampenleistung zeigt die Kennlinienschar in dem Bild 8.4. Auch hier ist deutlich ein Maximum im Verlauf der Lampenspannung bei Temperaturen zwischen  $T = 30^\circ$  und  $40^\circ$  Grad zu sehen. Die Amplitudenhöhe der verschiedenen Maxima ist von der Lampenleistung abhängig. Bei niedrigen Temperaturen unterhalb  $35^\circ$  Grad sind die einzelnen Kennlinien anhand

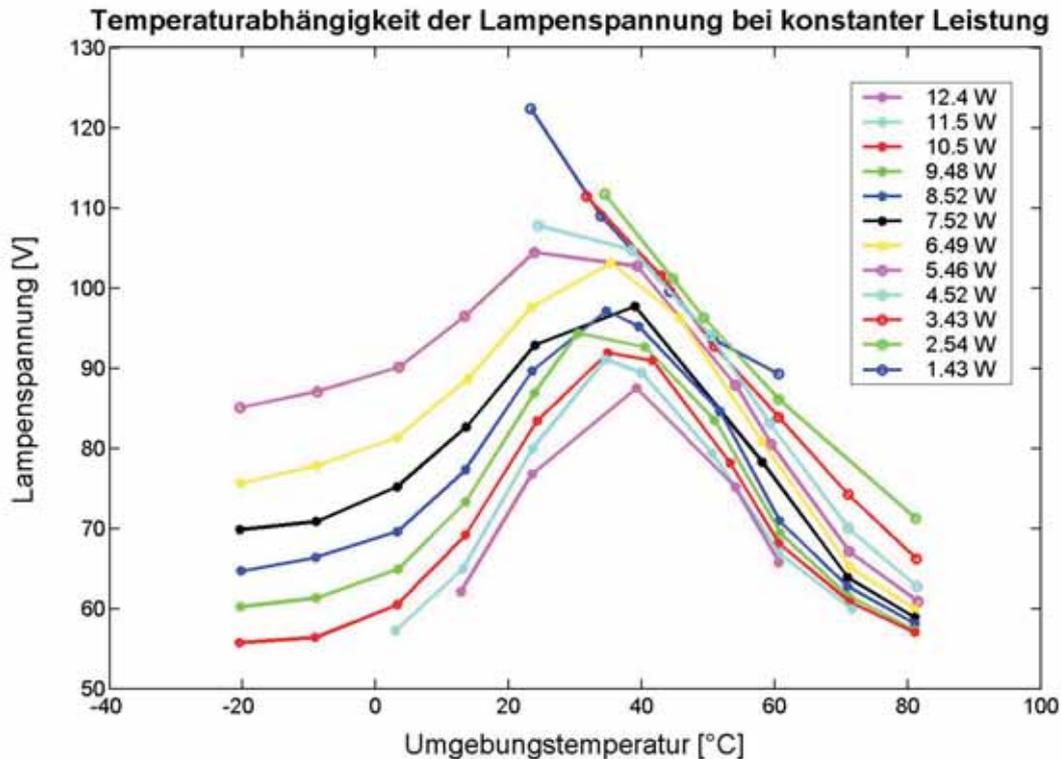


Abbildung 8.4: Temperaturabhängigkeit der Lampenspannung

der Lampenspannung deutlich voneinander unterscheidbar. Bei höheren Temperaturen liegen die einzelnen Lampenspannungen der unterschiedlichen Leistungen sehr eng bei einander, teilweise sogar deckungsgleich. Dieses kann zu Unsicherheiten bei der digitalen Messwerterfassung seitens des Mikrocontrollers führen.

### 8.3 Lichtstromschätzung

Der Lichtstrom soll ohne externe Sensoren erfasst werden. Folglich wird ein Schätzer benötigt, welcher aus den Messwerten eine zum Lichtstrom korrelierte Größe schätzt. Die Gasentladungslampe hat ein nichtlineares Verhalten. Aus diesem Grund können die Schätzer wie das Kalman-Filter oder der Luenberger-Beobachter nicht verwendet werden, da diese nur für lineare Systeme eingesetzt werden können. Da überwiegend keine großen Temperaturunterschiede binnen weniger Millisekunden entstehen, kann der Zusammenhang zwischen den physikalischen Größen durch statische

Funktionen beschrieben werden. Eine Schätzmethode ist die Berechnung der statischen Funktionen mit mehrdimensionalen Polynomen. Allerdings wird hierfür eine hohe Rechengenauigkeit benötigt, welche nur mit einer Gleitkommarechnung seitens des Mikrocontrollers erzielt werden kann. Der verwendete Prozessor verfügt über keine Gleitkommarechnung, somit muss eine andere Schätzmethode gewählt werden. Deshalb wird der Schätzer mit einer Kennfeld-Interpolation realisiert. Diese Methode hat einen geringeren Anspruch an die Rechengenauigkeit, allerdings ist ein hoher Speicherbedarf erforderlich.

### 8.3.1 Kennfeld-Interpolation

Um den Lichtstrom  $\Phi$  zu schätzen, wird der Zusammenhang  $\Phi(U_{eff}, P)$  benötigt. Hier ist die Abhängigkeit des Lichtstroms von der Temperatur durch eine von der Lampenspannung ersetzt. Im Klimaschrank wurde der relative Lichtstrom der Lampe systematisch bei verschiedenen Temperaturen und Leistungen gemessen. Gegeben sind damit äquidistante Punk-

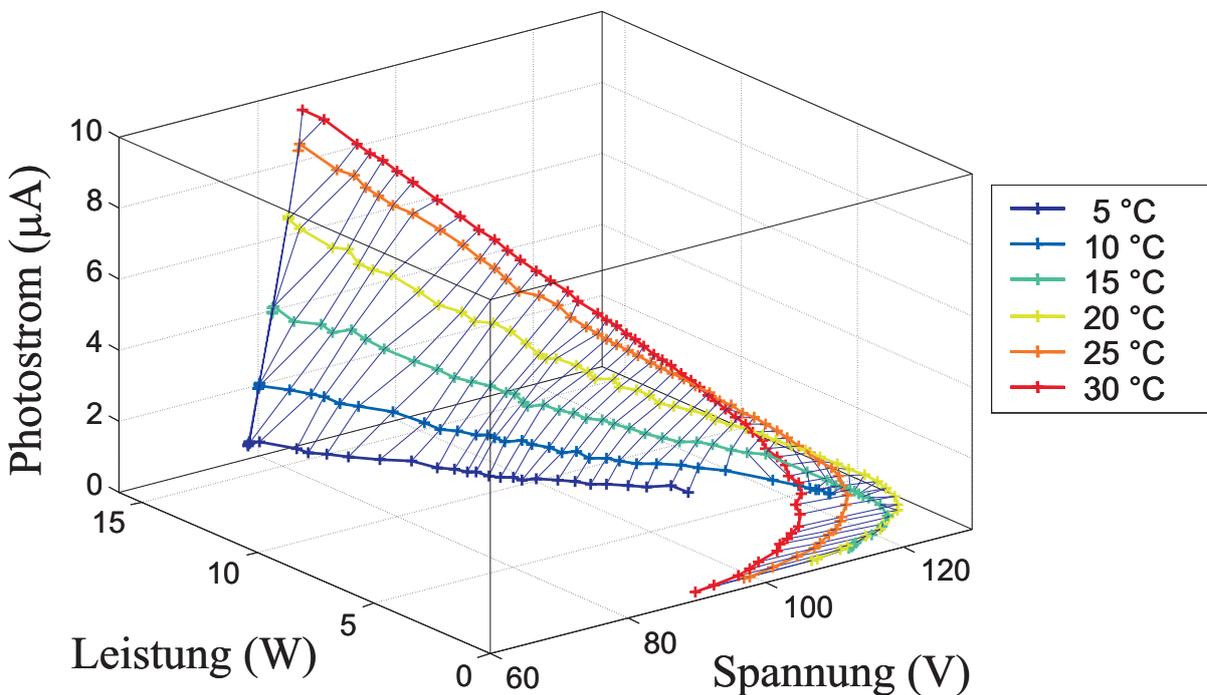
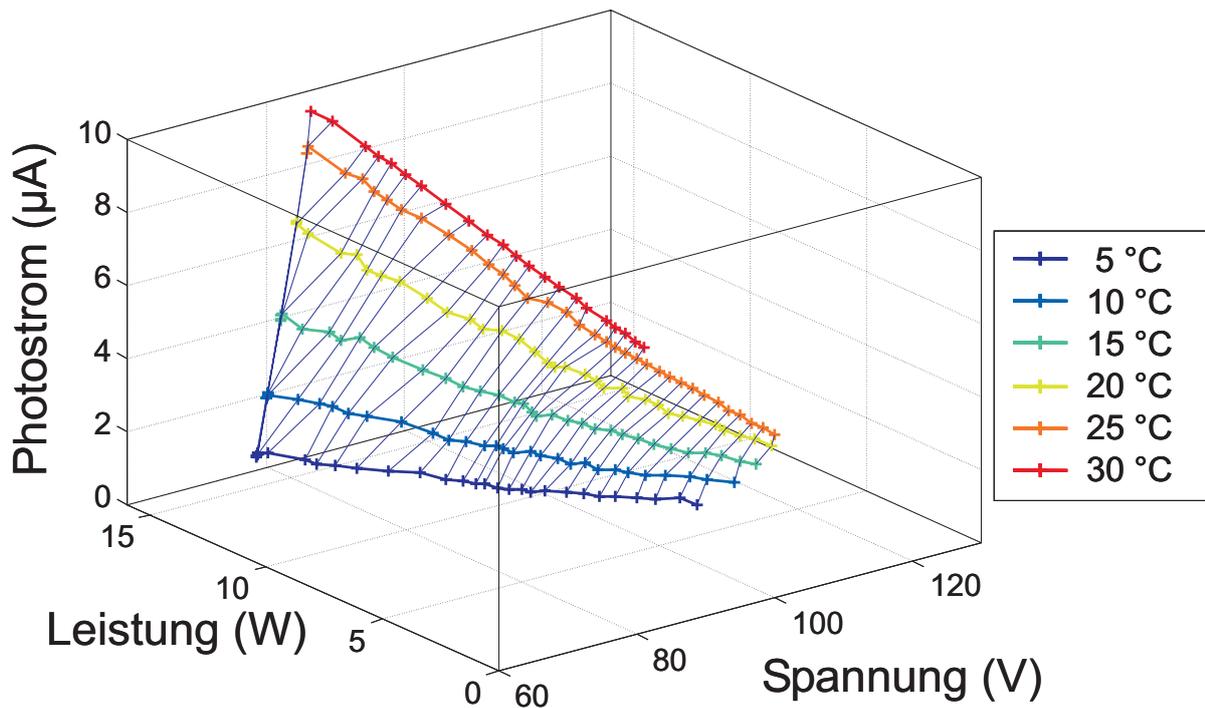


Abbildung 8.5: Datenbasis für Schätzer

te im  $P-U_{eff}-\Phi$ -Raum, die verbunden durch Linien mit näherungsweise konstanter Temperatur bzw. Leistung ein Gitter bilden (siehe Abbildung

8.5). Aufgrund von auftretenden Mehrdeutigkeiten im Datensatz wird das Kennfeld zur eindeutigen Lichtstromschätzung auf das unterhalb des Widerstandsmaximums gelegene Teilgebiet der Umgebungstemperatur von  $0^\circ$  Grad bis  $35^\circ$  Grad beschränkt. Der reduzierte Datensatz ist in der Abbildung 8.6 zu sehen. Die Ausgangsgröße  $\Phi$  kann in jedem Messvorgang



**Abbildung 8.6:** Verwendeter Datensatz für Schätzer

durch eine zweidimensionale Interpolation berechnet werden. Dazu werden die zuvor bestimmten Kennfeldwerte  $\Phi$  in den äquidistanten Stützstellen  $(u_i, p_j)$  messtechnisch erfasst und abgespeichert. Die Zwischenwerte in den Stützstellen-Intervallen werden für feiner aufgelöste Eingangsgrößen interpoliert. Die Ableitung der Interpolationsvorschrift wird nach [Kienke1995], S. 53 ausgeführt. Es wird die Ausgangsgröße  $\Phi$  im Intervall  $(u_i, p_j)$  in eine

Taylor-Reihe entwickelt.

$$\begin{aligned}
 \Phi(u,p) &= \Phi(u_i + \Delta u, p_j + \Delta p) \\
 &= \Phi(u_i, p_j) + \frac{\partial \Phi(u_i, p_j)}{\partial u} \cdot \Delta u + \frac{\partial \Phi(u_i, p_j)}{\partial p} \cdot \Delta p \\
 &\quad + \frac{1}{2} \cdot \left\{ \frac{\partial^2 \Phi(u_i, p_j)}{\partial u^2} \cdot \Delta u^2 + 2 \cdot \frac{\partial^2 \Phi(u_i, p_j)}{\partial u \partial p} \cdot \Delta u \Delta p \right. \\
 &\quad \left. + \frac{\partial^2 \Phi(u_i, p_j)}{\partial p^2} \cdot \Delta p^2 \right\} + \dots
 \end{aligned} \tag{8.2}$$

Anschließend werden die partiellen Ableitungen durch Differenzenquotienten erster Ordnung approximiert. Die zweiten Differenzen dürfen vernachlässigt werden [Kienke1995], S.54. Somit ergibt sich die Interpolationsformel 8.3:

$$\begin{aligned}
 \Phi(u,p) &= \Phi_{i,j} + \frac{\Phi_{i+1,j} - \Phi_{i,j}}{q_u} \Delta u + \frac{\Phi_{i,j+1} - \Phi_{i,j}}{q_p} \Delta p + \\
 &\quad + \frac{\Phi_{i+1,j+1} - \Phi_{i+1,j} - \Phi_{i,j+1} + \Phi_{i,j}}{q_u q_p} \Delta u \Delta p
 \end{aligned} \tag{8.3}$$

Damit die Formel 8.3 überschaubar ist, sind folgende vereinfachte Schreibweisen eingesetzt worden:

- die Interpolationsstelle  $(u,p)$

$$u = u_i + \Delta u \tag{8.4}$$

$$p = p_j + \Delta p \tag{8.5}$$

- das Kennfeldraster  $(q_u, q_p)$

$$q_u = u_{i+1} - u_i \tag{8.6}$$

$$q_p = p_{i+1} - p_i \tag{8.7}$$

- der Gitterpunkt  $\Phi_{i,j}$

$$\Phi_{i,j} = \Phi(u_i, p_j) \tag{8.8}$$

Durch die analytische Auswertung der Messdaten kann der Lichtstrom  $\Phi$  in einem Kennfeld als Funktion  $\Phi(P, U_{eff})$  dargestellt werden (siehe Bild

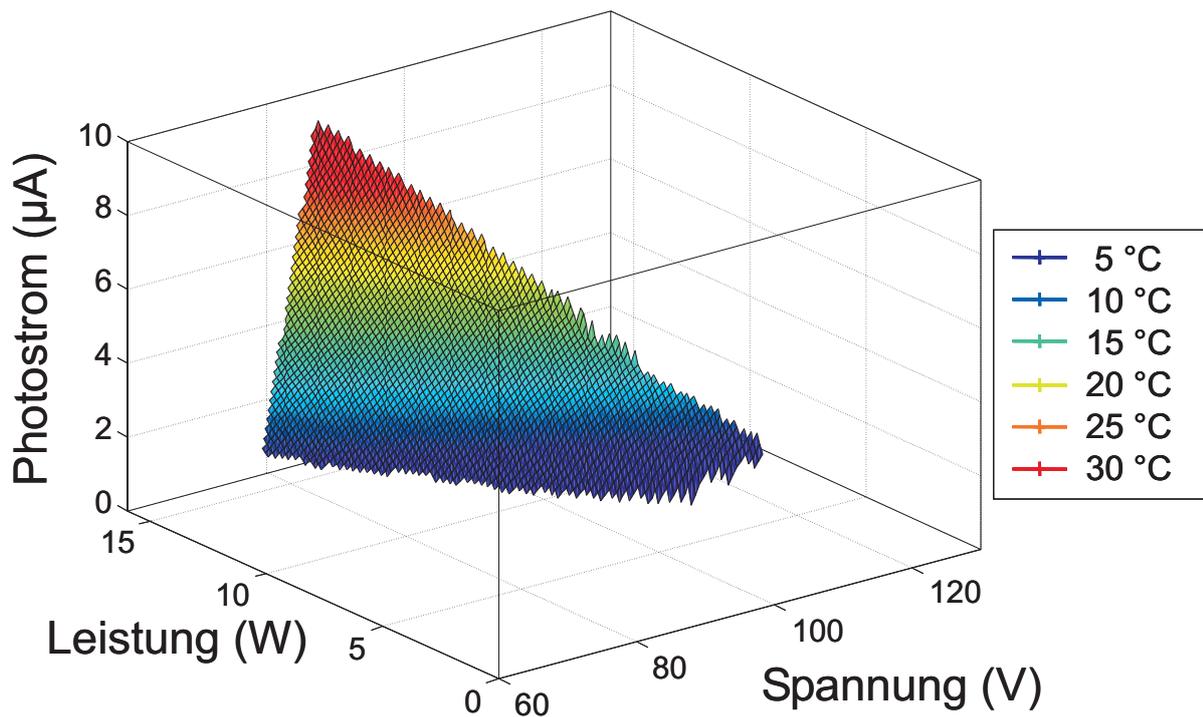


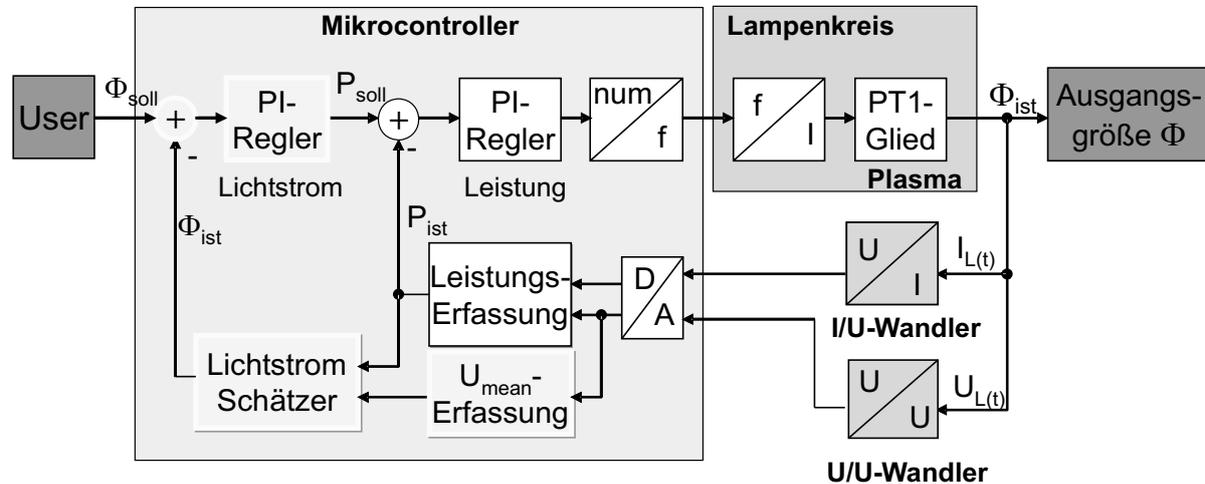
Abbildung 8.7: Berechnetes Kennfeld

8.7). Die physikalische Beziehung des Lichtstroms zur elektrischen Leistung und zur Temperatur ist mathematisch auf eine Abhängigkeit von Leistung und Spannung rückführbar. Der Schätzer besteht aus einem äquidistanten Kennfeld, in dem  $\Phi(P, U_{eff})$  abgelegt ist. In jedem Regelschritt wird durch eine Kennfeldinterpolation der Lichtstrom zu den aktuellen Messwerten bestimmt und dient als Stellgröße für den Regler. Das gesamte Kennfeld besteht aus 8075 Stützstellen, welche einen Speicherplatz von etwa 16 KByte benötigen.

## 8.4 Implementierung

Die Implementierung der digitalen Lichtstromregelung erfolgte in einen Mikrocontroller, welcher bereits die digitalen Steuer- und Regelfunktionen zur Ansteuerung eines am LTI konzipierten und entwickelten, elektronischen Vorschaltgeräts (EVG) ausführt. Das digital gesteuerte EVG verfügt über eine digitale Wirkleistungserfassung und eine schnelle Leistungsregelung zur Lampendimmung (siehe Kapitel 3.3 und 4). Basierend auf diesem schnellen Leistungsregler wird der wesentlich langsamere Lichtstrom-

regler als Kaskadenregler implementiert. Somit wird die Ausgangsgröße des Lichtstromreglers als Sollgröße des Leistungsreglers benutzt. Einen



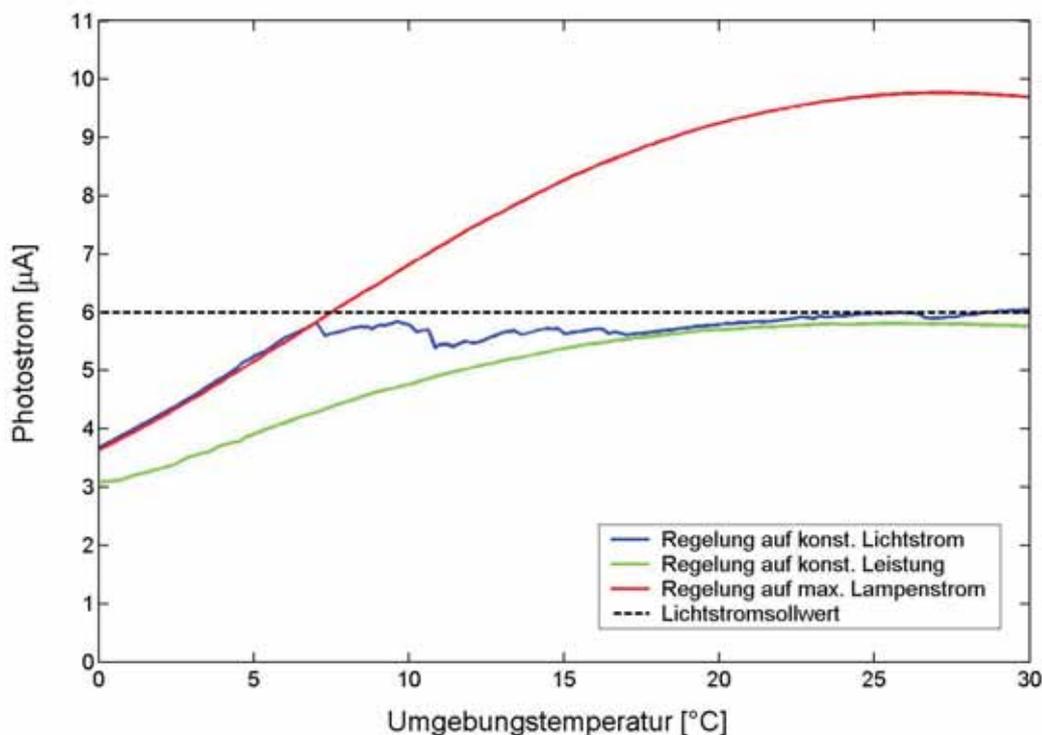
**Abbildung 8.8:** Blockschaltbild der digitalen Lichtstromregelung

Überblick über das Zusammenspiel der verschiedenen digitalen Funktionen zeigt das Blockschaltbild 8.8. Die weiß unterlegten Blöcke zeigen die bereits vorhandene Wirkleistungserfassung und -regelung. Der Mikrocontroller erfasst mit seinem Analog-Digital-Wandler-Modul die analog aufbereiteten Betriebsgrößen Lampenstrom und Lampenspannung. Der Prozessor bestimmt aus diesen Werten die Lampenwirkleistung  $P_{ist}$ . In jedem Regelschritt der Leistungsregelung wird der aktuelle Leistungswert  $P_{ist}$  berechnet und dem zeitdiskreten PI-Regler zugeführt. Dieser berechnet die notwendige Stellgröße  $f$  für die Lampenansteuerung im Lampenkreis. Die gelb hinterlegten Blöcke zeigen die notwendigen Funktionen zur Lichtstromregelung. Zusätzlich zur erfassten Wirkleistung  $P_{ist}$  benötigt der Lichtstrom-Schätzer den Betragsmittelwert der Lampenspannung  $U_{mean}$ . Die Mittelwerterfassung erfolgt mit Hilfe der Methode der äquidistanten Abtastung, in der die Lampenspannung an äquidistanten Punkten in aufeinander folgenden Perioden erfasst wird. Der aktuelle Lichtstrom  $\Phi_{ist}$  wird über die Kennfeld-Interpolation bestimmt und einem zweiten, zeitdiskreten PI-Regler zugeführt. Ebenfalls benötigt der PI-Regler den gewünschten Lichtstrom  $\Phi_{soll}$ , welcher mit Hilfe einer seriellen Kommunikationsschnittstelle über eine Bedienoberfläche vom Anwender angegeben wird. Der Lichtstrom-Regler berechnet die Stellgröße  $P_{soll}$  für die Regelschleife der Leistungsregelung. Damit der Lichtstromregler die leistungsgeregelte Lampe als statisches System betrachtet, muss die Leistungsrege-

lung mit ihrer Wiederholfrequenz  $f_{Leistung}$  deutlich schneller sein als die der Lichtstromregelung. Der Rechenaufwand der Leistungserfassung begrenzt die Leistungsregelung auf eine Wiederholfrequenz von  $f_{Leistung} = 3kHz$ . Die Wiederholfrequenz des Lichtstromreglers wurde auf  $f_{Lichtstrom} = 30Hz$  eingestellt. Somit sind sowohl eine geringe Beeinflussung des Leistungsreglers als auch kurze Reaktionszeiten der Lichtstromregelung auf veränderte Randbedingungen und Sollwerte gewährleistet.

### 8.5 Arbeitsweise des Reglers

Die folgende Messung 8.9 zeigt die Auswirkung verschiedener Regler bei einem langsamen Temperaturanstieg von  $0^\circ$  bis  $30^\circ$  Grad. Beobachtet wurde



**Abbildung 8.9:** Lichtstromabhängigkeiten der digitalen Leistungs- und Lichtstromregelung

der Lichtstrom in Abhängigkeit von der Temperatur bei der Regelung auf drei verschiedene Größen: den maximalen Lampenstrom, die Lampenleistung oder den Lichtstrom. In der Abbildung 8.9 zeigt die schwarz gestri-

chelte, waagerechte Kennlinie den eingestellten Lichtstromsollwert  $\Phi_{soll}$ . Die Regelung auf den maximal zulässigen Lampenstrom ist mit der roten Kennlinie dargestellt. Diese Kennlinie zeigt den maximal sich einstellenden Lichtstrom der Lampe über den gesamten Temperaturbereich und dient in dieser Abbildung als Vergleichswert. Die digitale Lichtstromregelung, im Bild 8.9 die blaue Kennlinie, reagiert bestmöglich auf den geforderten Sollwert und hält den gewünschten Lichtstrom über einen weiten Temperaturbereich konstant. Die geringen Lichtstromschwankungen zwischen 7° und 20° Grad sind auf temperaturabhängige Messunsicherheiten der digitalen Leistungserfassung zurückzuführen. Die digitale Leistungsbestimmung ist für eine Umgebungstemperatur von 25° Grad optimiert worden. Bei tieferen Temperaturen verändert sich die Signalform der Betriebsparameter. Somit kommt es zu Messfehlern in der Leistungsbestimmung, die sich in den Regelschwankungen bemerkbar machen. Unterhalb einer Umgebungstemperatur von 7° Grad kann der geforderte Lichtstrom  $\Phi_{soll}$  nicht eingestellt werden, da der maximal zulässige Lampenstromwert erreicht ist und als Begrenzung dient. Im Vergleich dazu liefert der Leistungsregler, dargestellt mit der unteren Kennlinie, eine zunehmende Lichtemission  $\Phi$  mit steigender Temperatur. Ab einer Umgebungstemperatur von 25°C erreicht die Leistungsregelung den geforderten Lichtstrom. Unterhalb dieser Temperatur wird der gewünschte Lichtstrom  $\Phi$  nicht erreicht.

## 8.6 Zusammenfassung

Es wurde der digital geregelte und flickerfreie Dimmbetrieb des Lichtstroms einer T5 FH 14W Leuchtstofflampe auf eine von großen Temperaturschwankungen unabhängige Lichtstromregelung erweitert, welche ohne externe Sensorik auskommt. Für diese auf dem heutigen Markt neue Funktion wird eine Kennfeldregelung verwendet, die anhand der Lampenspannung bei eingestellter Leistung auf die Umgebungstemperatur schließt und den entsprechenden Lichtstrom anpasst. Untersuchungen ergaben, dass die digitale Lichtstromregelung in einem Temperaturbereich von 7°C bis 30°C gut funktioniert (Abbildung 8.9). Unterhalb von 7° Grad wird der Lichtstrom durch den maximal zulässigen Lampenstrom begrenzt. Oberhalb dieses Temperaturbereiches kann der Lichtstrom nicht eindeutig über die Lampenbetriebsparameter bestimmt werden. Eventuell kann über die Variation der Lampenleistung herausgefunden werden, auf welcher Sei-

te des Widerstandsmaximums sich die Lampe befindet. Somit könnte die Lichtstromregelung mit Hilfe eines zweiten Kennfelds erweitert und der Temperaturbereich oberhalb 30° Grad abgedeckt werden.

---

## 9 Prozessoranforderungsprofil

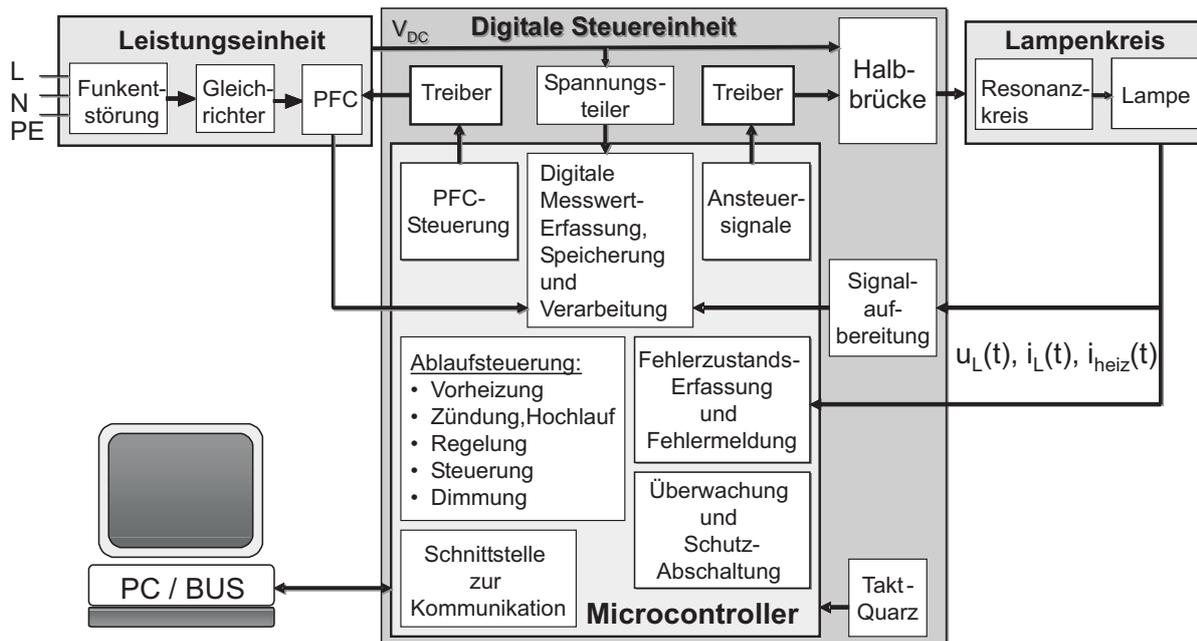
Die Implementierung aller digitalen Funktionen bis auf die PFC-Integration erfolgte in einen Mikrocontroller von Texas Instruments Typ MSP430-F149. Es wurde ein entsprechendes digitales EVG entwickelt und aufgebaut. Hierbei sind die analogen Komponenten auf ein Minimum reduziert worden und mit digitalen Komponenten ersetzt. Der analoge EVG-Teil besteht aus drei analogen Grundelementen eines EVG und den Signalaufbereitungen. Um einen möglichst kostengünstigen Mikrocontroller einzusetzen, muss die Software höchst effizient arbeiten sowie mit gezielten Methoden aufwendige Rechenoperationen der Hardware einsparen. Das Gesamtkonzept des digitalen EVG und das Zusammenspiel zwischen den nötigen Hard- und Softwarekomponenten wird in diesem Kapitel diskutiert.

### 9.1 Konzept eines fortgeschrittenen digitalen EVG

Das Blockschaltbild 9.1 zeigt den Aufbau eines digitalen EVGs und veranschaulicht die Schnittstellen zwischen den analogen und den digital realisierbaren Funktionen. Das analoge Fundament bilden die drei Komponenten:

- AC-DC-Wandler
- Halbbrücke
- Lampenkreis

Der AC-DC-Wandler wandelt die sinusförmige Netzspannung in eine gleichgerichtete Zwischenkreisspannung  $V_{DC}$  um. Die Gleichspannung wird mit den Halbbrücken-Transistoren in eine rechteckförmige, hochfrequente Spannung  $V_{HB}$  zerhackt. Diese frequenzvariable Spannung wird dem Lampenkreis zugeführt. Der Resonanzkreis übernimmt zwei Aufgaben. Zum einen



**Abbildung 9.1:** Funktionen eines digitalen EVG

die Vorheizung der Wendeln und die Bereitstellung der Zündspannung bei einer ungezündeten, hochohmigen Lampe und zum anderen stellt dieser den Lampenstrom im Lampenbetrieb ein. Messaufnehmer erfassen den hochfrequenten Lampenstrom, den Wendelstrom und die Lampenspannung, sowie die Zwischenkreisspannung und den Drosselstrom der Leistungseinheit. Die signifikante Schnittstelle zwischen den analogen und digitalen Funktionen ist die analoge Signalaufbereitung, welche die Messsignale soweit modifiziert, dass die digitale Steuer- und Regeleinheit die aufbereiteten Signale verarbeiten kann. Die Art der Modifizierung der Signale hat einen entscheidenden Einfluss auf das zukünftige Mikrocontroller-Profil.

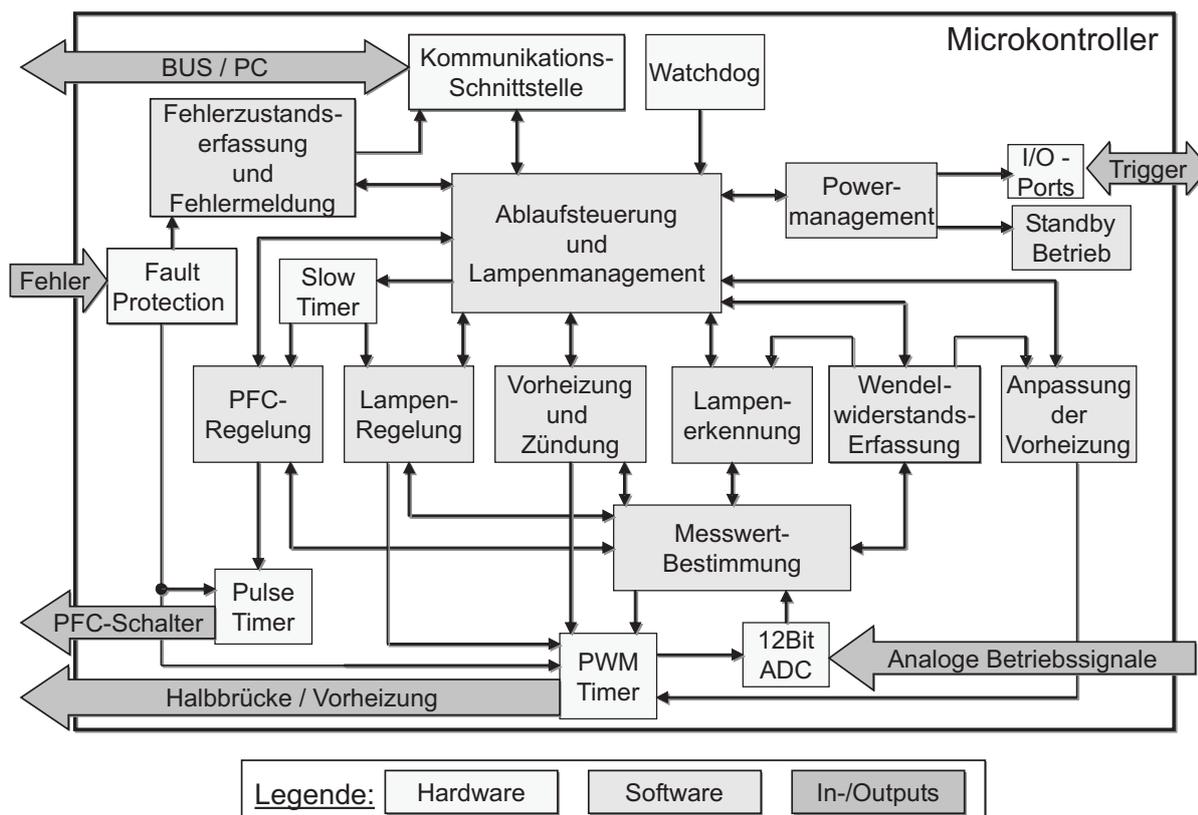
### Digitale Steuer- und Regeleinheit

Die digitale Komponente des EVGs bildet die Steuer- und Regeleinheit. Diese basiert auf einem Mikrocontroller in Verbindung mit Treibern für die Leistungstransistoren. Der Mikrocontroller koordiniert mit der Ablaufsteuerung die einzelnen digitalen Funktionen und übernimmt das Lampenmanagement. Eine große Anzahl von digitalen Funktionen ist in den Prozessor integrierbar. Mit der Implementierung der Leistungsfaktorkor-

rektur-Regelung (PFC), welche die Zwischenkreisspannung stabilisiert und eine sinusförmige Netzstromaufnahme gewährleistet, wird der analoge PFC-Baustein, welcher in den bisherigen EVGs notwendig ist, eingespart. Der Mikrocontroller generiert die pulsweitenmodulierten Ansteuersignale für die Halbbrückentransistoren und den Schalttransistor des AC-DC-Wandlers. Der Prozessor erfasst, speichert und verarbeitet die Betriebszustände wie Lampenstrom, Lampenspannung, Heizstrom, Zwischenkreisspannung, etc.. Die digitale Messdatenerfassung des künftigen Mikrocontroller-Profiles wird durch den gewählten Algorithmus maßgeblich geprägt. Eine hohe Sicherheit wird mit der Überwachung kritischer Betriebszustände und der notwendigen Schutzabschaltung der Ansteuersignale erreicht. Eine digitale Kommunikation ist über BUS-Systeme oder einer Bedienoberfläche am PC möglich. Hierbei werden Betriebsparameter des EVGs digital eingestellt, die Dimmstufe und sonstige Parameter vorgegeben und Fehlerursachen sowie Betriebszustände angezeigt.

## 9.2 Zusammenspiel der Hard- und Softwarekomponenten

Es ist unter Umständen möglich, alle aufgezeigten digitalen Funktionen in einen Mikrocontroller zu implementieren. Damit der Prozessor eine T5-Lampe stabil betreiben kann, müssen die notwendigen Anforderungen dieses Lampentyps an den Lampendimmbetrieb vom Prozessor eingehalten werden. Um dieses zu gewährleisten, müssen einige digitale Funktionen vereinfacht und an die Prozessorarchitektur und Hardwarekomponenten angepasst werden. Die Implementierung aller Funktionen erfordert ein genaues Zeitmanagement der Hardware, da einige Hardwarekomponenten von den digitalen Funktionen mehrfach belegt sind. Das Bild 9.2 verdeutlicht das Zusammenspiel zwischen den Hard- und Softwarekomponenten des Prozessors. Die Softwarekomponenten, dargestellt mit den grauen Blöcken, entsprechen den digitalen EVG-Funktionen, welche alle in den Prozessor implementiert sind. Die weißen Blöcke zeigen die nötigen, im Abschnitt 9.4 erläuterten Hardware-Komponenten, welche von den verschiedenen Funktionen verwendet werden. Die Pfeile entsprechen den externen Anschlüssen des Mikrocontrollers, womit eine Verbindung zur Außenwelt gegeben ist. Über diese Schnittstelle erhält der Mikrocontroller Informationen über seine Umwelt, beispielsweise Befehle über das



**Abbildung 9.2:** Zusammenspiel zwischen Hard- und Software im Prozessor

BUS-System (wie Lampe ein/aus, Dimmzustand, etc.), analoge Betriebs-eingangssignale oder Triggersignale wie die Stromnulldurchgangserkennung (ZCD). Ebenfalls steuert der Prozessor mit pulswerten modulierten Ausgangssignalen die Halbbrücke und die Vorheizung des Lampenkreises, generiert das Ansteuersignal für den PFC-Schalter und gibt Fehlermeldungen oder Betriebszustände an die Bedienoberfläche weiter. In diesem Blockdiagramm ist deutlich zu erkennen, dass die einzelnen Hardwarekomponenten mehrfach von den digitalen Softwarefunktionen bedient werden. Die Ablaufsteuerung koordiniert alle digitalen Funktionen sowie den zeitlichen Einsatz der Hardwarekomponenten. Eine zentrale Bedeutung in diesem Prozessablauf hat die Messwertbestimmung. Denn sie dient als Informationsquelle der aktuellen Betriebsparameter, welche für eine korrekte Ausführung der digitalen Funktionen notwendig ist. Der Messwernerfassung werden die analogen Betriebssignale Lampenspannung  $U_L$ , Lampenstrom  $I_L$  und Wendelheizstrom  $I_{heiz}$  über den Analog/Digital-Wandler

zugeführt. Hieraus werden die Lampenwirkleistung  $P_W$  und die gemittelte Lampenspannung  $U_{mean}$  bestimmt und der Lampenregelung zugeführt. Mit der digitalen Leistungs- und der digitalen Lichtstromregelung kann die Lampe gedimmt betrieben werden. Der erfasste Wendelheizstrom  $I_{heiz}$  wird zur Wendelwiderstandserkennung  $R_{Wendel}$  und der optimierten Anpassung der Vorheizung verwendet. Während der Lampenzündung werden zusätzlich der Lampenstrom  $I_{mean}$  und die Lampenspannung  $U_{mean}$  bestimmt. Im Anschluss kann der im EVG eingesetzte Lampentyp über diese beiden Betriebsparameter einschließlich des berechneten Wendelwiderstands  $R_{Wendel}$  bestimmt werden. Mittels der ebenfalls erfassten Zwischenkreisspannung  $U_0$  kann die Leistungsfaktorkorrektur geregelt werden. Somit wird die Zwischenkreisspannung trotz veränderlicher Lampenleistung auf einem konstanten Wert gehalten. Mit dem Puls-Timer wird das Ansteuersignal für den PFC-Schalter generiert. Eine langsamere Zählleinheit, der slow timer, stellt die nötige Wiederholfrequenz für die Lampen- und PFC-Regelung zur Verfügung. Die kritischen Betriebszustände werden aufgrund der permanenten Messwerterfassung softwareseitig überwacht. Zusätzlich kann mit der Hardwarekomponente Fault Protection innerhalb von einer Mikrosekunde auf Fehlerzustände reagiert werden. Hierzu müssen die zu überwachenden, analogen Betriebszustände in High-Low-Signale umgesetzt und diesem Hardwaremodul zugeführt werden, beispielsweise erzeugt von Komperatorschaltungen. Die erkannten Fehler führen zur einer schnellen Abschaltung -innerhalb 500ns- aller generierten Ansteuersignale. Sie werden über die Kommunikationsschnittstelle an das Bedienfeld ausgegeben. Aufgrund der schnellen Abschaltung kann eine Zerstörung der analogen Peripherie vermieden werden. Der Watch dog überwacht permanent das laufende Softwareprogramm. Wenn die Software in einer Routine steckenbleiben sollte, erkennt dieses der Watch dog und setzt das Ablauf-Programm zurück, womit die Lampe von neuem gestartet und betrieben wird. Das Powermanagement wird über die Ablaufsteuerung gesteuert und betreibt den Prozessor in einem effizienten Energiesparmodus. Somit kann ein Standby Betrieb mit einem minimalen Ruhestrom erreicht werden, wenn die Lampe nicht eingeschaltet ist. In diesem Standby-Modus werden die CPU und die hochfrequente Taktversorgung bestimmter Hardware-Module ausgeschaltet. Die Empfangsbereitschaft für Daten bleibt jedoch erhalten. Somit kann der Prozessor über die serielle Kommunikationsschnittstelle wieder aktiviert werden und kehrt in seinen normalen Betriebsmodus zurück. Eine weitere Energieein-

sparung liefert der Low-Power-Modus, indem die CPU abgeschaltet wird, wenn diese nicht gebraucht wird. Diese drei Betriebsmodi werden über das Powermanagement gesteuert. Somit wird ein stromsparender Betrieb des Mikrocontrollers erreicht.

### 9.3 Notwendige Vereinfachungen

Damit die Implementierung und das zeitliche Zusammenspiel aller Funktionen gewährleistet ist, müssen die Hard- und Softwarekomponenten gut aufeinander abgestimmt werden. Es müssen Kompromisse in der Softwareausführung gemacht werden, da die Prozessorhardware einige Funktionen einschränkt. Vor allem soll ein kostenoptimierter Mikrocontroller eingesetzt werden, welcher möglichst mit Standard-Hardwaremodulen arbeiten kann. Aus diesem Grund können mit einer effizient abgestimmten Software einige Prozessorleistungen eingespart werden. Die zentrale Stützsäule für einen reibungslosen Prozessablauf und einen stabilen Lampenbetrieb ist die Messwerterfassung der verschiedenen Betriebsparameter. Die Anforderungen an eine optimale Messwerterfassung sind Reproduzierbarkeit, Genauigkeit und Schnelligkeit der erfassten und berechneten Messwerte.

#### 9.3.1 Minimierung der ADC-Hardware

Der Hardware-Aufbau des Analog-Digital-Wandlers wird geprägt von der Methode der digitalen Wirkleistungsbestimmung. Die äquidistante Messwertmethode ist mit großen Messunsicherheiten und hoher Rechenleistung verbunden. Zur Realisierung dieser Methode ist ein aufwendiges Analog-Digital-Wandler-Modul notwendig, welches im Unterkapitel 9.4.6 beschrieben ist. Diese aufwendige Hardwareeinheit steht im Gegensatz zu einem kostenoptimierten Mikrocontroller. Zu dem ist die Rechenleistung hierbei so groß, dass die zusätzlichen Funktionen wie die Lichtstromregelung und Kommunikation kaum zu bewältigen sind. Aus diesem Grund wurde die vereinfachte Messmethode herangezogen werden, welche mit einem herkömmlichen A/D-Wandler inklusive Abtast- und Haltglied auskommt. Der Kompromiss dieser Lösung beinhaltet eine zusätzliche externe Signalverarbeitung zur Detektion des Stromnulldurchgangs.

### 9.3.2 Verzicht auf Gleitkommazahlberechnung

Die T5-Lampen besitzen ein kritisches und leicht von äußeren Störungen beeinflussbares Dimmverhalten, welches eine hohe Anforderung an den Regelalgorithmus stellt. Damit dieser mit einer einfachen Integer-Berechnung ausführbar ist, wurde die 16 Bit-Fixpoint-Arithmetik entwickelt [Dau, 1999]. Hierbei werden virtuelle Kommastellen zur Berechnung der Stellgröße zur Halbbrückensteuerung eingeführt, die über mehrere Regelungsschritte aufintegriert werden. Somit lassen sich die kleinstmöglichen Stellgrößen gezielt bei jedem Regelschritt einstellen. Bei einer Betrachtung dieser Stellgrößeneinstellung über mehrere Regelschritte wird eine Gewichtung der kleinstmöglichen Stellgrößen-Schrittweite erreicht. Dadurch stellen sich Lampenleistungen ein, die ohne Fixpoint-Arithmetik nicht erreichbar waren. Dieses ermöglicht eine stabile Regelung auch bei starker Dimmung. Mit dieser Methode kann eine Hardware aufwendige Gleitkommarechnung (Floatingpoint) im Prozessor vermieden und die Kosten reduziert werden.

### 9.3.3 Zeitoptimierte Berechnung des Abtastabstands

Zur Vermeidung von zeitaufwendigen Divisionen bei der Abtastpunktbe-rechnung werden nur Abtastpunkte mit der Anzahl  $m = 2^n$  gesetzt. Dieses beruht darauf, dass die Berechnung durch einfache Registerverschiebung anstatt mit einer Division erfolgt. Die Register sind mit binären Zahlen beschrieben und eine Verschiebung um ein Bit nach rechts entspricht einer Division durch zwei. Dementsprechend ist beispielsweise durch drei Registerverschiebungen eine Division durch acht zu erreichen. Der Prozessor benötigt für eine Verschiebung um ein Bit einen CPU-Takt von  $t_{cpu} = 125ns$ . Im Vergleich dazu benötigt eine Division mehrere Mikrosekunden. Dieses Verfahren wird bei der Berechnung der Abtastabstände und bei der digitalen Mittelwertfilterung über mehrere erfasste Werte angewandt. Damit kann zusätzliche Rechenzeit eingespart werden.

### 9.3.4 Zeitoptimierte Setzung der Abtastpunkte

Ein weitere zeitliche Einsparung erfolgt durch die Setzung der Abtastpunkte nur an Stromextremwerten bei der vereinfachten Wirkleistungsbestimmung. Aufgrund der Impedanzänderung des Lampenkreises hervorge-

rufen durch die Frequenzverstellung im Dimmbetrieb verschiebt sich die Phasenlage zwischen Ansteuersignal und Lampensignal über dem gesamten Dimmbereich betrachtet um  $180^\circ$  Grad. Nach der Stromnulldurchgangserkennung berechnet der Prozessor den Abtastpunkt und setzt diesen für den Programmablauf zeitminimiert immer in der zweiten Halbperiode des Ansteuersignals. Somit wird bei einer Abtastaufforderung gewährleistet, dass der Analog-Digital-Wandler innerhalb einer Lampenperiode genügend Zeit zur Initialisierung, Signalabtastung und Einlesen hat. Ansonsten würde der ADC bei ungenügender Vorbereitungszeit erst in der nächsten Periode den Wert einlesen. Dieses summiert sich bei mehreren Einlesevorgängen auf und verzögert zeitlich die Messwertberechnung. Folglich wird das Lampensignal je nach Phasenlage zum Ansteuersignal in der negativen oder positiven Stromamplitude erfasst.

### 9.4 Resultierendes Profil des Mikrocontrollers

Die digitalen Funktionen sind jede für sich in die momentan verfügbaren Mikrocontroller implementierbar. Das Zusammenspiel aller Funktionen in einem Prozessor benötigt ein neues Controller-Design. Das Anforderungsprofil an diesen zukünftigen Mikrocontroller zur digitalen Steuerung und Regelung einer neuen EVG-Generation wird hier vorgestellt. Das Blockschaltbild 9.3 zeigt die notwendige Systemkonfiguration des Mikrocontrollers, mit welchem alle vorgestellten digitalen Funktionen aus dem Bild 3.2 implementiert werden können. Jeder einzelne Block steht für einen Hardwaremodul. Die hellgrau markierten Module sind die wesentlichen Einheiten, welche benötigt werden und in den folgenden Unterkapiteln genauer erläutert werden. Das Profil kann um die dunkelgrau umrandeten Module reduziert werden, wenn auf eine Integration der PFC-Korrektur und eine Kommunikation über die serielle Schnittstelle RS232 verzichtet werden. Eine Einsparung weiterer, digitaler Funktionen ändert die Systemkonfiguration nicht mehr maßgeblich. Die Flash-Speichertiefe ist abhängig von der Anzahl der implementierten Funktionen. Vor allem die digitale Lichtstromregelung benötigt allein mit der Ablegung eines Kennfeldes einen enormen Speicherbedarf von 16kByte. Der System-Clock erzeugt aus einem extern angeschlossenen Schwingquarz zum einen die Haupttaktfrequenz MCKL (Main Clock) mit 8 bzw. 16 MHz und zum anderen die Nebentaktfrequenz SMCKL (Submain Clock) mit 40 MHz. Die-

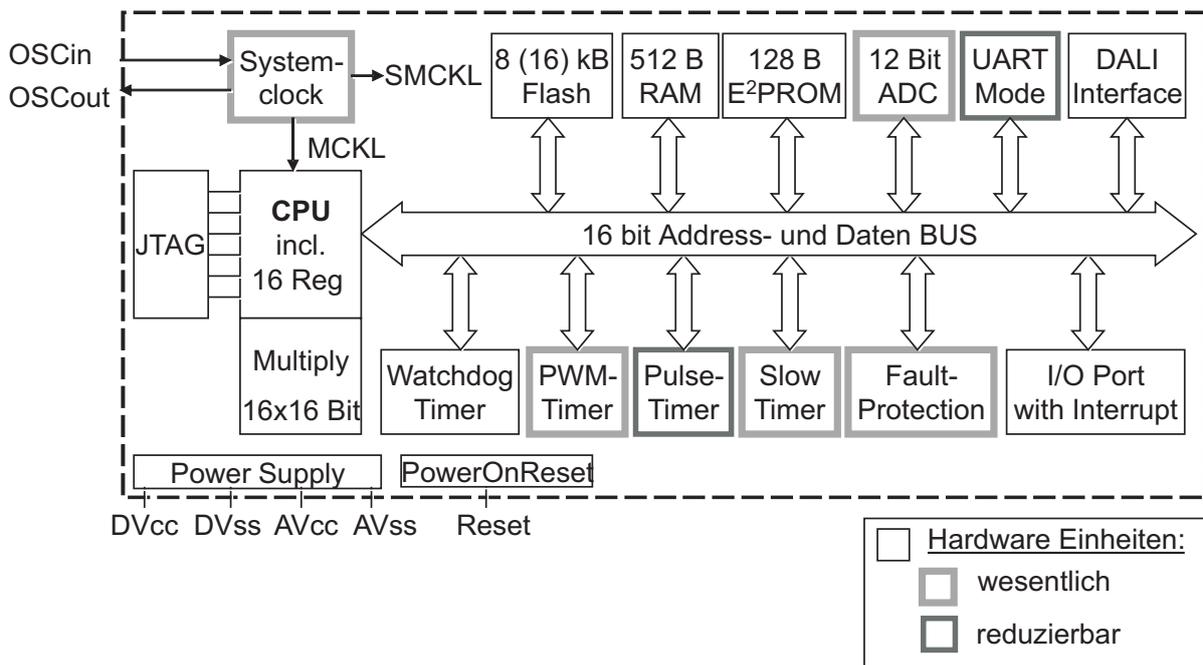


Abbildung 9.3: Systemkonfiguration des Mikrocontrollers

se sind die Taktversorgung für die verschiedenen Module. Die zentrale Prozesssteuerung der Daten und Adressen übernimmt die CPU, welche über einen internen 16 Bit Adress- und Datenbus mit den anderen Modulen verbunden ist. Die Geschwindigkeit der Befehlsbearbeitung sollte 8-10 MIPS<sup>1</sup> betragen, und eine Speicherbewegung (MOVE-Befehl) sollte innerhalb eines Taktes der MCKL erfolgen. Die notwendige, schnelle Multiplikation der Daten wird mit einem 16x16-Bit Hardwaremultiplizierer erreicht, welcher einen MAC-Befehl (Multiplizieren und Addieren) innerhalb eines Hauptprozessortaktes MCKL durchführen kann. Über das JTAG-Modul kann eine Umprogrammierung des Quellcodes im eingebauten Zustand des Prozessors erfolgen. Der Mikrocontroller benötigt für alle digitalen Funktionen ohne implementierte Lichtstromregelung 8kByte Flash-ROM zum Speichern des Quellcodes und 512Byte RAM für die Variablen, den Stack, etc.. Die veränderlichen Betriebsparameter werden in einem 128Byte EEPROM gespeichert. Für die Implementierung der Lichtstromregelung werden zusätzlich 16k Flash für die Kennfelddaten benötigt. Der Flash-Speicher kann reduziert werden, wenn nicht alle Funktionen in den Prozessor implementiert werden. Zur Kommunikati-

<sup>1</sup>Millionen Befehle in einer Sekunde

on über das DALI-Bussystem wird ein DALI-Interface benötigt. Mit dem UART-Modul kann über eine serielle Schnittstelle kommuniziert werden. Dieses ist in der Testphase des Programms notwendig. Der Watchdog-Timer überwacht den Programmablauf und reagiert bei einem Fehlerfall mit einem Programm-Reset. Der Pulse-Timer erzeugt das Ansteuersignal für den PFC-Schalter. Der PWM-Timer generiert die Ansteuersignale für die Halbbrücke, für das Abtast- und Haltglied sowie für die Wendelvorheizung. Die Regelwiederholfrequenz für den Dimmbetrieb wird von dem Slow-Timer bereitgestellt. Eine schnelle Schutzabschaltung bei kritischen Betriebszuständen wird mit der Hardware-Einheit Fault Protection erreicht. Das I/O-Port-Modul hält digitale Ein- und Ausgänge mit Interruptgenerierung zur Triggerung externer Peripherien bereit.

### 9.4.1 PWM-Timer

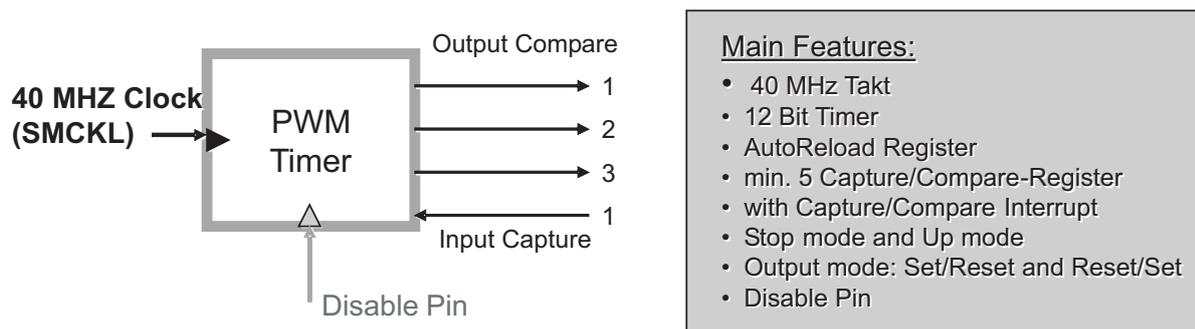


Abbildung 9.4: Hardwarekonfiguration des PWM-Timers

Der PWM-Timer, in dem Bild 9.4 abgebildet, ist ein 12 Bit Zähler und benötigt eine hohe Taktfrequenz SMCKL von 40 MHz. Ein Compare-Register wird zur variablen Frequenzeinstellung benötigt und drei weitere für die Einstellung der Pulsweiten. Alle diese Compare-Register sollten mit einem Autoreload-Register beschreibbar sein, damit keine ungewollten Frequenzen sich einstellen können. Mit Hilfe eines externen Eingangssignals muss ein Input-Capture Register den aktuellen Zählstand bei laufendem Zähler erfassen können. Der Timer kann mittels der Software angehalten (Stop-Modus) und als Aufwärtszähler (Up-Modus) betrieben werden. Die Output-Modi müssen für die drei Compare-Register der Pulsweiteneinstellung getrennt einstellbar sein und über die verschiedenen Modi Reset/Set, Set/Reset, Set und Reset verfügen. Wichtig ist die schnelle,

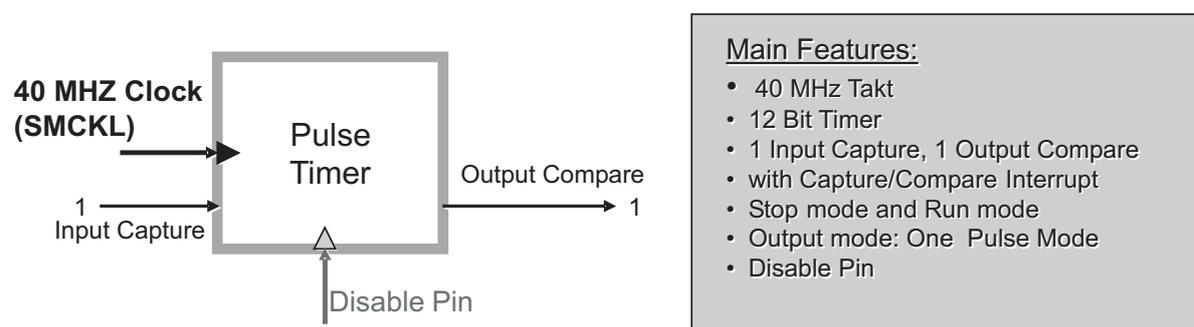
hardwaremäßige Abschaltung des Timers oder der Ansteuersignale mit dem Disable-Pin, welcher von der Schutzabschaltung - siehe Bild 9.8 - gesteuert wird. Dieser Timer wird zum Generieren der folgenden, in der Periodendauer synchronen PWM-Signale benötigt:

1. das Ansteuersignal für die Halbbrücke
2. das Abtastsignal zur Triggerung des Halteglieds vom A/D-Wandler
3. Ein-und Ausschaltsignal für die Vorheizsteuerung

Das Input-Capture wird zur Bestimmung des Timer-Zählerstandes bei einem Stromnulldurchgang des Lampenstroms benötigt.

### 9.4.2 Pulse-Timer

Das Bild 9.5 zeigt den Pulse-Timer. Dieser 12 Bit Zähler besitzt ein Input-Capture und ein Output-Compare, welche beide für den besonderen Betriebsmodus, den **One Pulse Mode**, benötigt werden. Es wird eine hohe Taktfrequenz von 40 MHz benötigt, damit das erzeugte PWM-Signal kleine Pulsdauern generieren kann. Der Timer verfügt über den Stop und Run Mode und sollte einen Interrupt generieren können. Eine schnelle Abschaltung des Compare-Output oder des gesamten Timers muss über den Disable-Pin erfolgen. Dieser Timer sollte über ein Autoreload-Register verfügen und die Verstellung der Pulsweiten sollten ohne Interrupt erfolgen können.



One Pulse mode enables the generation of a pulse when an external event occurs and uses the Input Capture 1 function and the Output Compare 1 function.

**Abbildung 9.5:** Hardwarekonfiguration des Pulse-Timers

### 9.4.3 Slow-Timer

Der Slow-Timer - siehe Bild 9.6 - erzeugt die Regelwiederholfrequenz zwischen 1...5 KHz für den Lampendimmbetrieb und die PFC-Regelung. Der 8 Bit (oder 16 Bit) Zähler wird mit dem Prozessor-Takt  $Takt_{CPU} = MCKL$  von 8 bis 16 MHz betrieben und verfügt über einen programmierbaren Vorteiler von  $\frac{1}{1} \dots \frac{1}{64}$ . Mit einem Autoreload-Register wird das Zählwertregister zeitlich abgestimmt beschrieben, so dass keine unerwünschten Frequenzen sich einstellen können. Ebenfalls sollte der Slow-Timer über ein Compare-Register mit einem Compare-Interrupt verfügen.

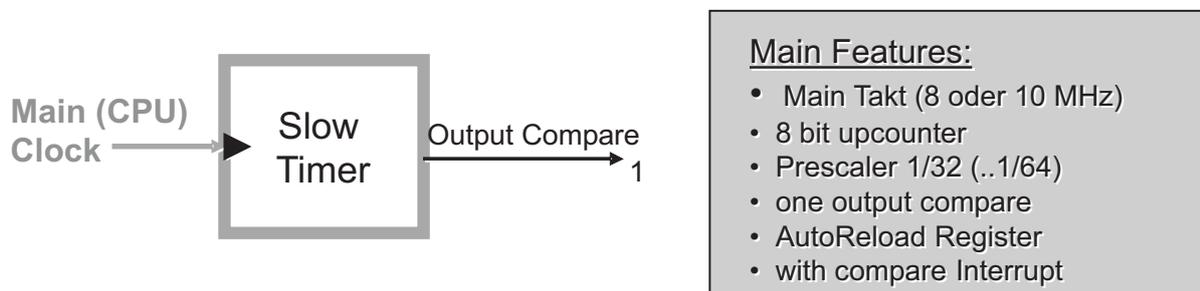


Abbildung 9.6: Hardwarekonfiguration des Regel-Timers

### 9.4.4 Systemtakt-Modul

Dieses Modul 9.7 generiert aus einem extern angeschlossenen Quarz, welcher mit einer Betriebsfrequenz von 8 bis 16 MHz betrieben werden, die zwei Takte MCKL und SMCKL für den Mikrocontroller. Der Zentraltakt (MCKL) muss mindestens 8 MHz betragen und versorgt die CPU und die meisten anderen Hardware-Einheiten. Die nötige hohe Taktfrequenz von 40 MHz erfolgt durch eine Hochtaktung der externen Quarzfrequenz mit einem PLL.

### 9.4.5 Fault-Protection

Diese Einheit - siehe Bild 9.8 - besitzt vier digitale Eingänge, die im Normalbetrieb auf Low Potential liegen. Die Schutzabschaltung erfolgt, wenn mindestens einer der Fault-Eingänge auf High Potential gelegt wird. Der Fault-Pin-Filter speichert die Pinzustände in dem Statusregister. Die Fault-Eingänge sind mit einem Oder-Glied verbunden. Der Ausgang des

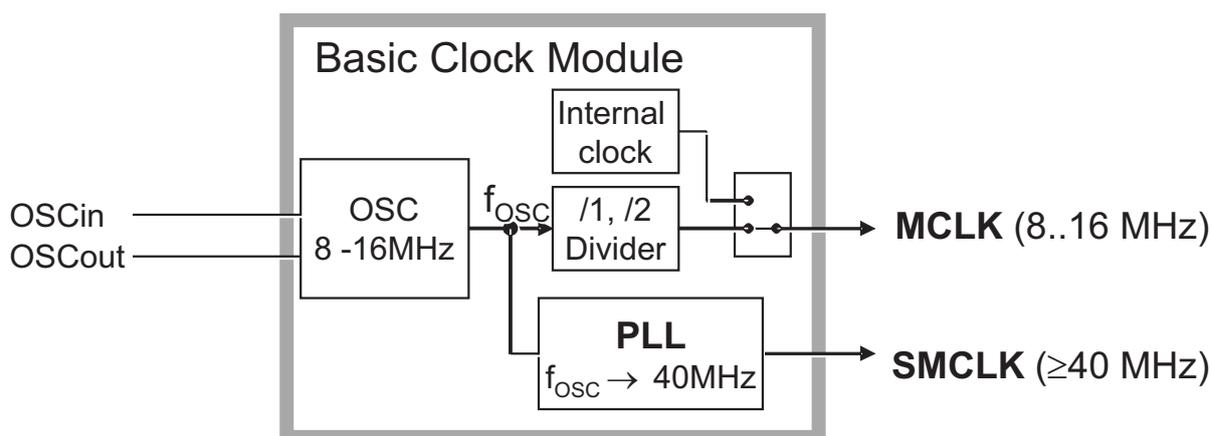


Abbildung 9.7: Erzeugung der notwendigen Taktfrequenzen

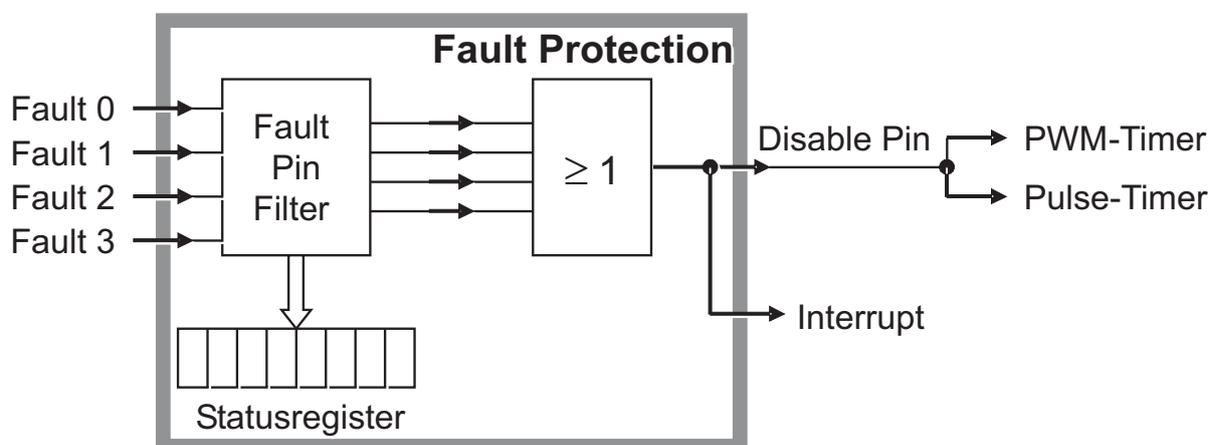
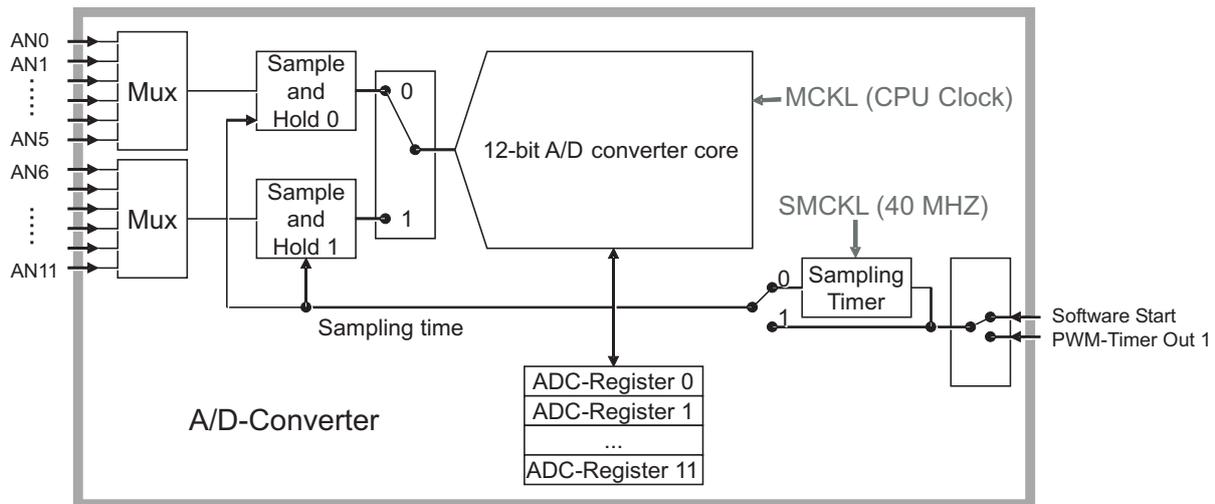


Abbildung 9.8: Hardwarekonfiguration für eine schnelle Schutzabschaltung

Oder-Glieds ist der Disable-Pin, welcher direkt an den PWM-Timer und den Pulse-Timer weitergeleitet wird. Somit werden die Ansteuersignale direkt über die Hardware gestoppt. Gleichzeitig wird ein Interrupt ausgelöst, in dem per Software der aufgetretene Fehlerzustand mit Hilfe des Status-Registers lokalisiert und am Bedienfeld angezeigt werden kann. Ein auf High gesetzter Disable-Pin kann nur mit der Software zurückgesetzt werden.



**Abbildung 9.9:** Hardwarekonfiguration des A/D-Converters für die äquidistante Messwerterfassung

### 9.4.6 A/D-Wandler

Das Design des A/D-Wandlers wird von der gewählten Messwertbestimmung entscheidend geprägt. Das Bild 9.9 zeigt die notwendige Hardware für die aufwendige Messwerterfassung über äquidistante Abtastpunkte. Das ADC-Modul sollte zwölf analoge Eingänge besitzen, die auf zwei Multiplexer verteilt werden. Es werden zwei Abtast- und Halteglieder benötigt, welche gleichzeitig angesteuert werden und somit zur selben Zeit einlesen können. Dieses wird benötigt zum gleichzeitigen Einlesen von Lampenspannung  $U_L$  und Lampenstroms  $I_L$ . Die Einlesezeitdauer  $s$  sollte kleiner 500ns betragen. Die Zeitkonstante  $\tau$  des Abtast- und Halteglieds muss kleiner 40ns sein. Danach werden die eingelesenen Werte nacheinander vom 12-Bit A/D-Wandler digitalisiert und bis zum Auslesen in ein Register gespeichert. Das Einlesesignal erzeugt ein Sampling-Timer, welcher von einem Compare-Output-Signal des PWM-Timers getriggert wird. Der Sampling-Timer muss für diese Messwerterfassungsmethode synchron zur PWM-Timertaktfrequenz getaktet werden, folglich ebenfalls mit 40 MHz. Die A/D-Wandlung selbst kann mit dem Haupttakt MCKL von 8 MHz getaktet werden. Dieses ist ein sehr aufwendiger Aufbau für einen A/D-Wandler. Aber nur somit werden die prozessorseitigen Messunsicherheiten reduziert und ein schnelles Einlesen gewährleistet.

### Vereinfachte Messwerterfassung

Die vereinfachte Messwerterfassungsmethode reduziert das Hardware-Design erheblich, siehe Bild 9.10. Es entsteht ein 12-Bit-A/D-Wandlermodul mit 12 analogen, multiplexbaren Eingängen inklusive eines Abtast- und Halteglieds. Der Abtastzeitpunkt wird mit einem Outputsignal des PWM-Timer erzeugt. Der Sampling-Timer wird mit der SMKL versorgt, kann aber alternativ mit dem Haupttakt MCKL betrieben werden. Die übrige Hardware des A/D-Moduls ist mit dem aus Bild 9.9 identisch.

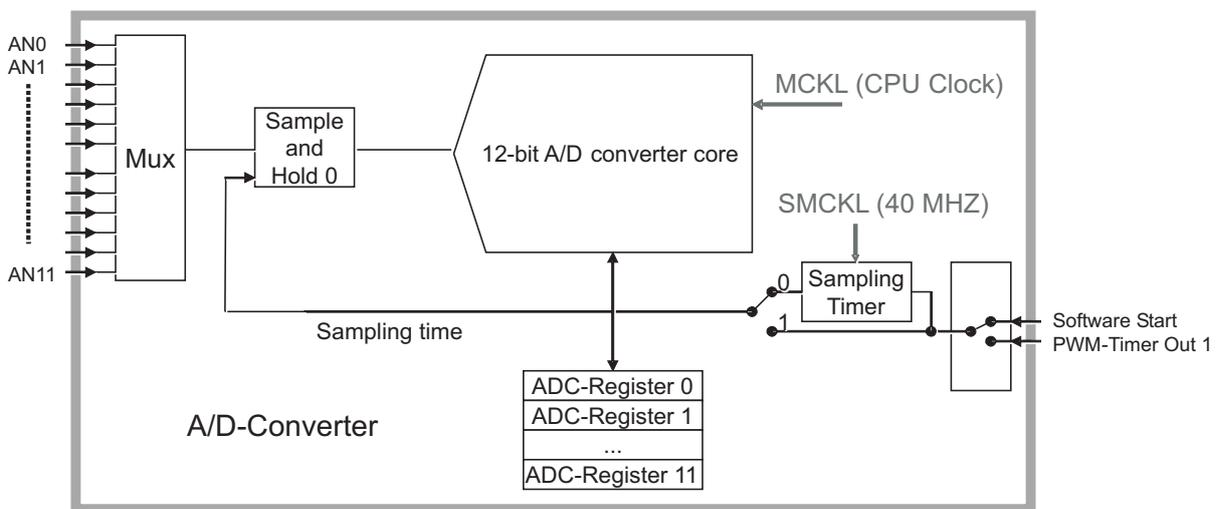


Abbildung 9.10: Hardwarekonfiguration des A/D-Converters



---

## 10 Ausblick

Die vorgestellte Arbeit hat zum Ergebnis ein intelligentes, digitales EVG zum Betrieb von T5-Leuchtstofflampen aller Leistungsklassen. Es sind neuartige und komfortable Funktionen implementiert worden, wodurch ein selbstständig auf äußere Umwelteinflüsse und verschiedene T5-Lampentypen reagierendes EVG entstanden ist. Das EVG ist imstande trotz Temperaturschwankungen einen geregelten Lichtstrom zu liefern. Weiterhin werden die Wendeln schonend vorgeheizt, womit eine optimale Zündung mit minimaler Zündspannung gewährleistet wird. Hierdurch verringert sich der schädigende Prozess eines Emitttermaterialabtrags und die Lebenserwartung der Lampe und der Wendeln erhöht sich. Permanent wirkende Schutz- und Überwachungsfunktionen runden das komfortable Gesamtsystem ab.

Dieses EVG kann alle T5-Lampentypen dimmbar betreiben. Mittels der implementierten Wirkleistungsbestimmung anhand der Lampenbetriebsparameter Lampenstrom und Lampenspannung erfolgt ein auf die Lampenwirkleistung geregelter Dimmbetrieb von 1%..100% des Lichtstroms. Die Erweiterung der digitalen, temperaturunabhängigen Lichtstromregelung auf alle T5-Lampentypen ist möglich. Aber in Anbetracht der großen Datensätze der Kennfelder ist hierfür eine erhebliche Speicherkapazität des Prozessors notwendig. Denn für diese digitale Funktion ist pro Lampentyp ein im Prozessor gespeichertes Kennfeld mit Lampenleistung und Lampenspannung als unabhängige Betriebsparameter nötig. Ein Kennfeld-Datensatz hat einen Speicherbedarf von etwa 16kByte. Allein das Ablegen der Kennfeld-Daten für die neun verschiedenen T5-Lampentypen erfordert eine Speichergröße von 144kByte. Die Speicherung eines solchen Datensatzes würde die Prozessorgröße und die Kosten erheblich in die Höhe treiben.

Eine andere Möglichkeit ist die Ausdehnung der Lampenerkennung auf andere Lampengruppen. Die implementierte Erkennungsmethode ist erweiterbar auf andere Lampengruppen, beispielsweise die T8-Lampentypen oder die Kompaktleuchtstofflampen. Die entwickelte, optimale Wendeler-

kennung ist ohne weitere Anpassung anwendbar auf alle Wendeltypen. Nach Identifizierung wird jeder Wendeltyp optimal vorgeheizt und die Lampe anschließend kontrolliert gezündet. Die anschließende Erkennung weiterer Lampentypen muss allerdings um die neuen Selektionsdaten wie Lampenstrom, Nennstrom und Lampenspannung erweitert werden. Es gibt derzeit weit über 50 verschiedene Lampentypen bei den Leuchtstoff- und Kompaktleuchtstofflampen. Alle Lampentypen können mit dem entwickelten Verfahren nicht eindeutig erkannt werden, da manche Lampentypen sich in ihren Betriebsparametern sehr ähnlich sind. Es ist denkbar, dass Lampengruppen, welche ähnliche Betriebsparameter wie Lampenstrom und Lampenleistung aufweisen, vom Prozessor in eine Lampengruppe zugeordnet werden kann. Hier muss allerdings ein Kompromiss eingegangen werden, da nur ein Nennpunkt je Lampengruppe zugeordnet werden kann. Somit sind nicht alle Lampen exakt in ihrem Nennbetriebspunkt betreibbar, sondern es stellt sich in der Regel ein Lampenbetriebspunkt nahe des eigentlichen Nennbetriebs ein. Dabei ist zu beachten, dass der Betriebspunkt der verschiedenen Lampengruppen so eingestellt ist, dass die einzelnen Lampen außerhalb ihres kritischen Lampenbetriebs bleiben. Also die Lampe sollte nicht mit zu großem Lampennennstrom oder Lampennennleistung betrieben werden.

Weiterhin ist es schwierig oder gar unmöglich, einen optimal arbeitenden Resonanzkreis für alle Lampentypen auszulegen. Denn es unterscheiden sich die Lampentypen stark in den Lampennennströmen, beispielsweise der Lampentyp T8 L10W mit einem Nennstrom von  $I_n = 130mA$  von dem der Kompaktleuchtstofflampe KLL-L 80W mit  $I_n = 555mA$ . Ebenso unterscheiden sich die Lampenleistungen des Lampentyps KLL-S/E-5W mit einer Nennleistung von  $P_L = 5W$  und die der Lampen T5 FQ80W oder KLL-L80W mit einer Nennleistung von  $P_L = 80W$ . Zur optimalen Dimensionierung von Lampendrossel und Resonanzkreis sollten die Lampengruppen in unterschiedliche Leistungsklassen eingeteilt werden. Beispielsweise eine Lampengruppe für kleine Leistungen bis 40W und eine andere Leistungsklasse bis 80W. Bei einer Aufteilung der Lampen in Leistungsgruppen arbeitet das EVG effizienter sowie der Lampenkreis mit einer vertretbar guten Auslastung.

Das digitale EVG bietet viele Vorteile und eröffnet neue Anwendungsbereiche in der Beleuchtungstechnik. Es wird zukünftig nur noch eine gemeinsame Topologie der EVG-Hardware mit digitaler Steuereinheit notwendig sein. Hierbei ist die gleiche digitale Steuereinheit einsetzbar für verschie-

---

dene Leistungsklassen und Gehäusebauformen. Das EVG kann durch programmierte Software-Änderung schnell an den EVG-Typ angepasst und die benötigten EVG-Optionen hinzugefügt werden. Der Mikrocontroller steuert den gesamten Programmablauf, welcher das Lampenmanagement, die Vorheizung, Zündung sowie den Lampenbetrieb und Regelung beinhaltet. Weiterhin werden die Lampenüberwachung und die Sicherheitsabschaltung vom Prozessor ausgeführt. Es besteht die Möglichkeit zusätzliche fortschrittliche Funktionen zu integrieren, welche die Qualität dieser neuen EVG-Generation deutlich gegenüber den herkömmlichen EVGs verbessert. Die optimale Abstimmung der Soft- und Hardware des Mikrocontrollers fördert die maximale Auslastung des Prozessors und somit die hohe Effizienz des EVGs. Mit der Implementierung aller digitalen Funktionen entsteht ein smartes, digitales EVG der Zukunft, welches es mit dieser Vielfalt anspruchsvoller Eigenschaften hinsichtlich Komfort, Sicherheit und Energieersparnis am heutigen Markt noch nicht gibt.



---

# 11 Zusammenfassung

In dieser Arbeit wurde ein neuartiges, digitales elektronisches Vorschaltgerät zum Betreiben von Leuchtstofflampen entwickelt. Aufgrund der starken Vereinfachung der digitalen Signalverarbeitung ist es möglich neben den EVG-Grundfunktionen neue Zusatzfunktionen zu implementieren, welche es in dieser Form auf dem heutigen EVG-Markt noch nicht gibt. Dieses sind z. B. die Lampentyperkennung oder die Lichtstromregelung durch die Verwendung digitaler Signalverarbeitung. Die gute Abstimmung zwischen Soft- und Hardware ermöglicht die hohe Integration von digitalen Funktionen in nur einen Mikrocontroller. Dieses neuartige Betriebsgerät hebt sich im Vergleich zu den bisherigen digitalen Vorschaltgeräten durch seine besonderen Eigenschaften wie Kostenreduktion aufgrund der Bauteilminimierung, Energieeinsparung, Wirtschaftlichkeit, Sicherheit, Flexibilität, Zuverlässigkeit und lampenschonenden Betrieb bei einer hoch optimierten Auslastung des Prozessors hervor. Das digitale EVG wurde auf die modernen T5-Lampen angepasst, welche aufgrund ihrer hohen Lichtausbeuten bei relativ kleinen Leistungen heutzutage bevorzugt in der Beleuchtungstechnik eingesetzt werden.

In dieser Arbeit wurde der Dimmbetrieb mit den Lampentypen T5 FH 14W bis 35W untersucht und die Kriterien für einen digital geregelten und flickerfreien Betrieb analysiert. Basierend auf diesen Ergebnissen wurde eine stabile, schnelle und genaue Wirkleistungsbestimmung entwickelt und implementiert. Hierbei bestimmt der Prozessor die Lampenwirkleistung aus den erfassten Betriebsparametern Lampenstrom und Lampenspannung. Die analytische Berechnung der auftretenden Messunsicherheiten zeigt deutlich, dass die Leistungsbestimmung mit der äquidistanten Abtastung vieler Lampenwerte für einen stufenlosen Dimmbetrieb viel Rechenleistung des Prozessors erfordert und ein aufwendiger Analog-Digital-Wandler im Mikrocontroller benötigt wird. Zusätzlich treten nicht vermeidbare prozessorinterne Messunsicherheiten auf. Basierend auf diesen Resultaten ist eine neuartige Methode zur digitalen Wirkleistungserfassung von Entladungslampen entwickelt worden. Diese optimierte Funktion

ist zusätzlich zu den Steuer- und Regelfunktionen in einen Mikrocontroller integriert worden. Somit ist ein digital geregelter Betrieb der Lampentypen T5 FH 14W bis 35W in einem stufenlosen Dimmbereich von 1 bis 100% des Nennlichtstroms möglich.

Weiterhin wurde der digital geregelte und flickerfreie Dimmbetrieb des Lichtstroms einer T5 FH 14W Leuchtstofflampe auf eine von großen Temperaturschwankungen unabhängige Lichtstromregelung erweitert, welche ohne externe Sensorik wie Photosensor oder Temperaturfühler auskommt. Für diese auf dem heutigen Markt neue Funktion wird eine Kennfeldregelung verwendet, die anhand der Lampenspannung bei eingestellter Leistung auf die Umgebungstemperatur schließt und den entsprechenden Lichtstrom anpasst. Untersuchungen ergaben, dass die digitale Lichtstromregelung in einem Temperaturbereich von 7°C bis 30°C optimal eingesetzt werden kann. Unterhalb von 7° Grad wird der Lichtstrom durch den maximal zulässigen Lampenstrom begrenzt. Oberhalb dieses Temperaturbereiches kann der Lichtstrom nicht eindeutig über die Lampenbetriebsparameter bestimmt werden.

Eine lampenschonende und Lebensdauer verlängernde Funktion wurde mit der Implementierung der digitalen Wendelwiderstandserfassung erreicht, womit zum einen die Erkennung des Wendeltyps und zum anderen die optimale Anpassung des Heizenergiebedarfs individuell an die jeweilige Wendel möglich ist. Bekanntlich wird die Wendelbeschichtung erheblich bei der Zündung abgetragen, welches sich auf die Lampenlebensdauer auswirkt. Dieser Schädigungsprozess wird wesentlich reduziert, wenn jeder Wendeltyp solange vorgeheizt wird, bis der optimale Warmwiderstand der jeweiligen Wendel erreicht ist. Hierzu wurden die Eigenschaften der Lampenwendeln verschiedener T5-Lampentypen sowie unterschiedlicher Lampenhersteller messtechnisch untersucht und anschließend der Wendelwiderstandsverlauf während der Aufheizphase numerisch berechnet. Die Untersuchungen zeigten, dass der Typus und die Auftragsdicke des Emittermaterials einen bedeutenden Einfluss auf den nötigen Heizenergiebedarf hat. In Anlehnung an diese Ergebnisse wurde eine neue, wendelschonende und effiziente Vorheizung der Wendeln implementiert. Hierbei passt sich mittels der permanent aktiven Wendelwiderstandserfassung der notwendige Heizbedarf individuell an jede Wendel an, unabhängig davon, ob die Lampe mehrere Tage nicht gestartet wurde oder ob die letzte Zündung erst wenige Minuten vergangen ist. Des Weiteren erkennt diese Funktion innerhalb von 400ms, ob eine Lampe in die Fassung richtig gesteckt ist

---

oder ob ein Wendelbruch vorliegt.

Zugleich wurde eine exakte Bestimmung des Lampentyps in den Mikrocontroller implementiert. Die neu entwickelte Lampenerkennung beginnt mit einer optimal an die unbekannte Wendel angepassten Vorheizung und anschließender, lampenschonender Zündung. Aufgrund der Wendeltypbestimmung kann die unbekannte Lampe sofort nach der Zündung in einem geregelten Nennbetrieb gefahren werden. Dort findet innerhalb von 30 Betriebssekunden die Lampenerkennung anhand der Lampenbetriebsparameter statt. Dieses Verfahren ist sehr lampenschonend, weil die Lebensdauer der Lampe durch die Vorheizung und die schnelle und optimale Lampenerkennung nicht beeinträchtigt wird. Diese Qualitätsmerkmale wie lampenschonender Start, optimale Vorheizung, Schnelligkeit und Genauigkeit der Lampenerkennung sind auf dem heutigen Markt noch nicht erhältlich. Aufgrund der Temperaturabhängigkeit der Lampenbetriebsparameter können die Lampen mit dem entwickelten Verfahren nur in einem Temperaturbereich von 10° bis 60° Grad eindeutig erkannt werden. Für niedrigere Umgebungstemperaturen wurde die Lampenerkennung um eine Kennfeldregelung erweitert, womit die Lampen unabhängig von der Umgebungstemperatur ermittelbar sind. Hierzu bedarf es bei Temperaturen kleiner 10°C einer zusätzlichen Erkennungszeit von etwa 30 Sekunden, in der der Lampenspannungsverlauf über unterschiedliche Dimmstellungen überprüft wird und dementsprechend die Lampe einsortiert werden kann.



---

## Literaturverzeichnis

- [Bronstein1985] BRONSTEIN, SEMENDJAJEW: *Taschenbuch der Mathematik*. Teubner Verlagsgesellschaft, Leipzig, 1985.
- <sup>13</sup> [Cayless1983] CAYLESS, MARSDEN: *Lamps and Lighting*. Thorn EMI, 1983.
- <sup>6</sup> [Dau1999] DAU, ANTJE: *Digitale Regelung elektronisch betriebener Entladungslampen*. Diplomarbeit, Lichttechnisches Institut der Universität Karlsruhe, 1999.
- <sup>7</sup> [Daub2003] DAUB, DOMINIQUE: *Ein vereinfachtes Verfahren zur digitalen Wirkleistungserfassung an Kompaktleuchtstofflampen*. Studienarbeit, Lichttechnisches Institut der Universität Karlsruhe, 2003.
- [Dau2004] DAU, HEERING: *Digitales EVG- optimale Integration von Regel- und Steuerfunktionen sowie der Kommunikation in einem Mikrocontroller*. Tagungsbeitrag auf der Licht 2004, Dortmund, 2004.
- [Dedeke1999] DEDEKE, MARTIN: *Modellierung von Niederdruckgasentladungen mit Hilfe von Elektronenwolken*. GCA-Verlag, 1999.
- [DIN2003] DEUTSCHE, INDUSTRIE NORM: *Zweiseitig gesockelte Leuchtstofflampen - Anforderungen an die Arbeitsweise*. DIN - EN 60081 A2, 2003.
- [Engel1932] ENGEL, STEENBECK: *Elektrische Gasentladungen*. Julius Springer Verlag, 1932.
- <sup>11</sup> [Foellinger1993] FÖLLINGER, OTTO: *Laplace- und Fourier-Transformation*. Hüthig, 1993.
- [Foellinger1994] FÖLLINGER, OTTO: *Regelungstechnik*. Hüthig, 1994.

- [Flury1997] FLURY, DANIEL: *Aufbau und Programmierung eines Mikrocontrollersystems zur zeitkritischen Steuerung und Regelung von Vorschaltgeräten*. Diplomarbeit, Lichttechnisches Institut der Universität Karlsruhe, 1997.
- [Gerthsen] GERTHSEN: *Physik*. Springer-Lehrbuch, 16. Auflage.
- [Granowski1955] GRANOWSKI: *Der elektrische Strom im Gas*. Akademie Verlag Berlin, 1955.
- <sup>2</sup> [Heinz2004] HEINZ, ROLAND: *Grundlagen der Lichterzeugung*. Highlight Verlagsgesellschaft, 2004.
- <sup>15</sup> [Herrmann1948] HERRMANN, WAGENER: *Die Oxidkathode*. Johann Ambrosius Barth Verlag, 1948.
- [Hirschmann1990] HIRSCHMANN, HAUENSTEIN: *Schaltnetzteile*. Siemens, 1990.
- [Hoek2002] HOEK, THIJSEN, HEIJDEN: *Emitter depletion studies o electrodes of 50Hz mercury/noble das discharge lamps during ignition*. Journale of Physics 35, 2002.
- [Auralight2003] INTERNATIONAL, AURALIGHT: *Homogenous Cathode Unit*. Patent - WO 03/088307 A1, 2003.
- [Jansen1992] JANSEN: *Plasmatechnik*. Hüthig, 1992.
- [Jaworski1993] JAWORSKI: *Physik griffbereit*. Vieweg, 1993.
- <sup>10</sup> [Kroschel1996] KAMMEYER, KROSCHER: *Digitale Signalverarbeitung*. Teubner, 1996.
- [Kernighan1983] KERNIGHAN, RITCHIE: *Programmieren in C*. Hanser, 1983.
- <sup>9</sup> [Kiencke1995] KIENCKE, KRONMÜLLER: *Messtechnik*. Springer-Verlag, 1995.
- [Kopitzki1993] KOPITZKI: *Einführung in die Festkörperphysik*. Teubner Verlag, 1993.

- [Mazx1993] MARX: *Handbuch der Radiologie*. Leipzig Allgemeine Verlagsgesellschaft, 1993.
- [Mierdel1970] MIERDEL: *Elektrophysik*. VEB-Verlag, 1970.
- <sup>4</sup> [Mueller2004] MÜLLER, STEPHAN: *Leuchtstofflampen T5 High Output - Themisch kritische Lampen?* Tagungsbeitrag auf der Licht 2004, Dortmund, 2004.
- <sup>12</sup> [Olbrich2004] OLBRICH, STEPHAN: *Digitale Lichtstromregelung*. Studienarbeit, Lichttechnisches Institut der Universität Karlsruhe, 2004.
- [Osram2000] OSRAM: *Specification T5 Linear Lamps (FQ)*. EL-A/SP/83, 2000.
- [Osram2001] OSRAM: *Specification T5 Linear Lamps (FH)*. EL-A/SP/63, 2001.
- <sup>8</sup> [Popp1993] POPP, H.-P.: *Grundgebiete der Elektrotechnik I*. Lichttechnisches Institut, Universität Karlsruhe, 1993.
- [Treuhand2001] PATENT-TREUHAND-GESELLSCHAFT: *Mikrocontroller, Schaltnetzteil, Vorschaltgerät zum Betrieb mindestens einer elektrischen Lampe und Verfahren zum Betreiben mindestens einer elektrischen Lampe*. Patent - DE 101 02 940 A1, 2001.
- [Schulz1968] SCHULZ: *Elektronische Vorgänge in Gasen und Festkörpern*. Verlag G. Braun Karlsruhe, 1968.
- <sup>5</sup> [Schwarz2000] SCHWARZ, P.: *Betriebsgeräte und Verfahren zur effizienten Erzeugung ultravioletter Strahlung*. Shaker-Verlag, 2000.
- <sup>16</sup> [Soules1989] SOULES, INGOLD, SPRINGER: *Thermal model of the fluorescent lamp electrode*. Journal of the Illuminating Engineering Society, Summer 1989.
- <sup>3</sup> [Sturm1992] STURM, E. KLEIN: *Betriebsgeräte und Schaltungen für elektrische Lampen*. Siemens, 1992.
- [Tietze1985] TIETZE, SCHENK: *Halbleiter-Schaltungstechnik*. Springer-Verlag, 1985.

- [Trilux2000] TRILUX-LENZE: *Method and ballast for operating a lamp fitted with a flourescent tube*. Patent W0 00/25554, 2000.
- [Tridonic2000] TRILUX-LENZE: *Verfahren und Vorschaltgerät zum Dimmen einer mit Leuchtstofflampe versehenen Leuchte*. Patent - DE 100 16 035 A1, 2000.
- [Tridonic1997] TRIDONIC: *Vorschaltgerät für mindestens eine Gasentladungslampe*. Patent - EP 0707438 B1, 1995.
- [Tridonic1995] TRIDONIC: *Vorschaltgerät für mindestens eine Gasentladungslampe*. Patent - DE 195 01 695 A1, 1995.
- [Tridonic1996] TRIDONIC: *Verfahren und elektronische Steuerschaltung zum Regeln des Betriebsverhalten von Gasentladungslampen*. Patent - DE 196 13 257b A1, 1996.
- [Tridonic1999] TRIDONIC: *Elektronisches Vorschaltgerät für mindestens eine Niederdruck-Entladungslampe*. Patent - DE 199 23 945 A1, 1999.
- [Tridonic2001] TRIDONIC: *Elektronisches Vorschaltgerät mit digitaler Steuereinheit*. Patent - DE 101 28 586 A1, 2001.
- <sup>14</sup> [Waymouth1971] WAYMOUTH, JOHN F.: *Electric Discharge Lamps*. American Book-Stratford Press, 1971.
- [Wrenger2006] WRENGLER: *Intelligente elektronische Betriebsgeräte als Basis für statische und dynamische Lichtlösungen*. Fünftes Symposium, Licht und Gesundheit, TU Berlin, 2006.

# Lebenslauf

Antje Dau  
geboren am 24.04.1969 in Hannover

## Schulbildung

1975 - 1979	Grundschule in Wolfsburg
1979 - 1981	Orientierungsstufe in Wolfsburg
1981 - 1988	Albert-Schweitzer-Gymnasium in Wolfsburg

## Berufsbildung

1990 - 1993	Ausbildung zur Radio- und Fernsehtechnikerin
1993	Gesellenprüfung

## Studium

1993 – 1999	Elektrotechnikstudium an der Universität Karlsruhe (TH)
1999	Diplomabschluss

## Berufstätigkeit

2000 – 2006	Wissenschaftliche Angestellte am Lichttechnischen Institut der Universität Karlsruhe (TH)
-------------	---





