

Masterarbeit

Entwicklung einer höchsteffizienten, weichschaltenden Totem-Pole PFC Stufe basierend auf GaN Transistoren

Universität Stuttgart

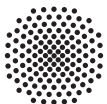
An der Universität Stuttgart vorgelegt von:

Siyuan Lu

Matrikelnummer: 3232422

Betreuer: Maximilian Nitzsche, M. Sc.

Prüfungsdatum: 02. 03 2020



Eidesstattliche Erklärung

Ich versichere,

dass ich die Arbeit selbständig verfasst habe,

dass ich keine anderen als die angegebenen Quellen benutzt habe und ich alle wörtlich oder
sinngemäß aus anderen Werken übernommenen als solche gekennzeichnet habe,

dass die eingereichte Arbeit weder vollständig noch in wesentlichen Teilen Gegenstand eines
anderen Prüfungsverfahrens gewesen ist,

dass ich die Arbeit noch nicht veröffentlicht habe

und dass das elektronische Exemplar mit dem gedruckten übereinstimmt.

Datum: _____ Unterschrift: _____

Zusammenfassung

In der Arbeit wird eine Totem-Pole Power Factor Correction (PFC¹)-Stufe vorgestellt, die als die Eingangsstufe für ein zweistufiges Ladegerät für E-Bike mit Nennleistung 180 W arbeitet. Und die Ausgangsspannung ist zwischen 360 V und 400 V einstellbar. Die PFC ist auf GaN²-HEMT³ von TI⁴ basiert und so aufgebaut, dass sie in zwei unterschiedlichen Modulationsverfahren betreiben kann: Triangular Current Mode (TCM⁵) und Continuous Current Mode (CCM⁶). Bei CCM wird die PFC mit konstanter Schaltfrequenz und Hard Switcing betrieben. Dagegen arbeitet sie bei TCM mit variabler Schaltfrequenz und Zero Voltage Switching (ZVS⁷), die zu besserem Wirkungsgrad und schlechterem Leistungsfaktor (PF⁸) im Vergleich zu bei CCM führt. Die Hauptaufgabe der Arbeit ist Entwurf, Aufbau und Inbetriebnahme der PFC-Stufe. Und die Messungen für Verläufe der elektrischen Größen, Wirkungsgrad und Temperatur der Bauteile werden bei unterschiedlicher Systemkonfigurationen durchgeführt, um die Entwurf und Aufbau zu validieren und Systemverhalten zu vergleichen. Der maximale Wirkungsgrad des Systems erreicht über 99 % durch die Anwendung von GaN-HEMT und TCM.

Schlüsselwörter: Totem-Pole, Power Factor Correction (PFC), Triangular Current Mode (TCM), Continuous Current Mode (CCM), hohe Effizienz, Zero Voltage Switching (ZVS)

¹PFC: Power Factor Correction

²GaN: Galliumnitri

³HEMT: High Electron Mobility Transistor

⁴TI: Texas Instruments

⁵TCM: Triangular Current Mode

⁶CCM: Continious Conduction Mode

⁷ZVS: Zero Voltage Switching

⁸PF: Power Factor

Abstract

In this paper a Totem-Pole Power Factor Correction (PFC)-stage is presented, which works as the input stage for a two-stage charger for e-bikes with nominal power 180 W. And the output voltage is adjustable between 360 V and 400 V. The PFC is based on GaN-HEMT from TI and is designed to operate in two different modulation modes: Triangular Current Mode(TCM) and Continuous Current Mode(CCM). With CCM, the PFC is operated with a constant switching frequency and hard switching. In contrast, at TCM, it operates with a variable switching frequency and zero voltage switching(ZVS), which results in better efficiency and worse power factor(PF) compared to CCM. The main task of the work is the design, construction and commissioning of this PFC stage. And the electrical quantities, efficiency and temperature of the components are measured under different system configurations to validate the design and construction and to compare different system behaviour. The maximum efficiency of this system is achieved over 99 % by using GaN-HEMT and TCM.

Keywords: totem-pole, Power Factor Correction (PFC), Triangular Current Mode(TCM), Continuous Current Mode(CCM), high efficiency, zero voltage switching(ZVS)

Inhaltsverzeichnis

Tabellenverzeichnis	VI
Abbildungsverzeichnis	VII
Abkürzungsverzeichnis	IX
Symbolverzeichnis	XI
1 Einleitung	1
2 Grundlagen	3
2.1 Drossel	3
2.2 Leistungsfaktor	5
2.3 GaN-Transistor	8
3 Funktionsweise und ZVS der Totem-Pole PFC	9
3.1 Grundaufbau und Funktionsweise der Totem-Pole PFC	9
3.2 ZVS der Totem-Pole PFC	15
4 Entwurf und Aufbau	27
4.1 Entwurf und Aufbau von Regelsystem	27
4.1.1 Analoge Berechnung	28
4.1.2 MicroLabBox	29
4.1.3 TCM-Modulation	33
4.2 Entwurf und Aufbau von Hardware	42
4.2.1 PFC-Paltine	42
4.2.2 TCM-Paltine	44
4.2.3 Halbbrücke	45
4.2.4 Kommunikationsplatine	46
4.2.5 Eingangsinduktivität	47

5	Messergebnisse	54
5.1	Kurvenverläufe der PFC	54
5.2	FFT ⁹ -Analyse der Messergebnisse	63
5.3	Der Verlust und Wirkungsgrad	70
6	Zusammenfassung und Ausblick	73
	Literaturverzeichnis	75
A	Anhang Schaltplans	77
A.1	TCM-Platine	77
A.2	PFC-Platine	81
A.3	Kommunikationsplatine	85

⁹FFT: Fast Fourier Transform

Tabellenverzeichnis

3.1	Typischer wert von L und C_{oss}	17
3.2	Parameter für die Berechnung von Schaltfrequenz und $i_{L, Ein}$	23
4.1	Nenndaten für Totem-Pole PFC-Stufe	27
4.2	Funktionstabelle für SR ¹⁰ -Flipflop	35
4.3	Parameter für die Totzeit-Kompensationsschaltung	37
5.1	Verwendete Messgeräte zur Messung von unterschiedlichen Größen	54
5.2	Parameter für die Einstellung von ZVS	57
5.3	Vergleich von Durchschnittswert von I_h^2 und der Bandbreite bei unterschiedlicher L	67
5.4	Vergleich THDi ¹¹ von i_L mit unterschiedlicher L bei Nennleistung	67
5.5	Vergleich THDi und PF von i_{AC} mit unterschiedlicher L bei Nennleistung	68
5.6	Messergebnisse von PF von i_{AC} mit unterschiedlicher L bei Nennleistung	69

¹⁰SR: Set-Reset

¹¹THDi: Total Harmonic Distortion of Current

Abbildungsverzeichnis

2.1	Der Aufbau eines Magnetkreises für eine Spule	3
2.2	Der schematische Aufbau eine Drossel mit PQ-Kern	5
2.3	Bauelemente-Struktur von GaN-HEMT[7]	8
3.1	Blockschaltbild für ein zweistufiges Ladegerät	9
3.2	Grundaufbau der Totem-Pole PFC	10
3.3	Topologie der Totem-Pole PFC als ungesteuerten Gleichrichter	10
3.4	Verlauf der u_{AC} , u_{DC} und i_L beim Betrieb als ungesteuerten Gleichrichter	11
3.5	ESB ¹² von Totem-Pole PFC bei $u_{AC} > 0$ V	12
3.6	Funktionsweise eine Totem-Pole PFC	14
3.7	Schaltvorgang von Totem-Pole PFC bei $u_{AC} > 0$ V für die Analyse der Resonanz	16
3.8	ESB von Totem-Pole PFC bei $u_{AC} > 0$ V für die Analyse der Resonanz	17
3.9	ZVS-Vorgang in Zustand-Trajektorie (link) und in Zeitverlauf (recht) mit 0 V < $u_{AC} < u_{DC}/2$	20
3.10	ZVS-Vorgang in Zustand-Trajektorie (link) und in Zeitverlauf (recht) mit $u_{AC} =$ $u_{DC}/2$	21
3.11	ZVS-Vorgang in Zustand-Trajektorie (link) und in Zeitverlauf (recht) mit $u_{DC}/2 <$ u_{AC}	22
3.12	Verlauf von $i_{L, Ein}$ in halber Netzperiode mit $P_{Ein} = 180$ W	24
3.13	Verlauf von $i_{L, Ein}$ in halber Netzperiode mit $P_{Ein} = 50$ W	24
3.14	Verlauf von f_s in halber Netzperiode mit unterschiedlicher P_{Ein}	25
3.15	Stromverlauf und Schaltbefehle mit $u_{AC} > 0$ bei TCM	26
4.1	Schematischer Aufbau des Regelsystems	28
4.2	Schematischer Aufbau der Stufe analoger Berechnung	29
4.3	Schematische Darstellung für die Steuerung der Relais	30
4.4	Schematische Darstellung für die Regelung in MicroLabBox	32
4.5	Verlauf von $i_{L, max, soll}$ und $i_{L, min, soll}$	33
4.6	Schematischer Aufbau der TCM-Modulation	34

¹²ESB: Ersatzschaltbild

4.7	Verlauf der TCM-Modulation	36
4.8	Verlauf der Totzeitskompensation	38
4.9	Vergleich von G_1 und G_2 mit und ohne Kompensation	39
4.10	Startprozess bei dem Nulldurchgang der Netzspannung	40
4.11	Bild der PFC mit Beschriftung der Bauelemente	42
4.12	Bild der PFC-Platine mit Beschriftung der Bauelemente	43
4.13	Bild der TCM-Platine mit Beschriftung der Bauelemente	44
4.14	Bild der Halbbrücke-Platine mit Beschriftung der Bauelemente	45
4.15	Bild der Kommunikationsplatine mit Beschriftung der Bauelemente	47
4.16	Struktur der Drossel 2,857 mH	48
4.17	Struktur der Drossel 990,3 μ H	50
4.18	Struktur der Drossel 486,6 μ H	51
4.19	Struktur der Drossel 331,5 μ H	52
5.1	Vergleich von i_L bei TCM und CCM mit $P_{Aus} = 180$ W	55
5.2	Verlauf von i_L und u_{ds2} bei TCM	56
5.3	Schaltvorgang bei TCM	57
5.4	Startprozess bei TCM	58
5.5	Verlauf von i_L bei der Startprozess für positive Halbwelle der Netzspannung	59
5.6	Verlauf von i_L bei der Startprozess für negative Halbwelle der Netzspannung	59
5.7	Startprozess mit Berücksichtigung der Ausgangskapazität bei Transistor	60
5.8	Verlauf von i_{AC} bei TCM	62
5.9	Vergleich zwischen i_L und i_{AC} bei TCM	63
5.10	Vergleich des Frequenzspektrums von i_L bei TCM und CCM	64
5.11	Vergleich des Frequenzspektrums von i_L und i_{AC} mit $L = 990,3$ μ H	65
5.12	Vergleich des Frequenzspektrums von i_L und i_{AC} mit $L = 486,6$ μ H	66
5.13	Vergleich des Frequenzspektrums von i_L und i_{AC} mit $L = 331,5$ μ H	66
5.14	Vergleich des Frequenzspektrums von i_L mit unterschiedlicher Drossel	67
5.15	Leistungsfaktor mit unterschiedlicher L und P_{Aus}	69
5.16	Wirkungsgrad mit unterschiedlicher L und P_{Aus}	70
5.17	Wirkungsgrad mit unterschiedlicher U_{DC}	71
5.18	Wärmebilder wichtiger Bereiche der PFC	71

Abkürzungsverzeichnis

Abkürzung	Beschreibung
2DEG	2 Dimensional Electron Gas
AC	Alternating Current
AD	Analog-Digital
CCM	Continious Conduction Mode
DA	Digital-Analog
DC	Direct Current
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
ESB	Ersatzschaltbild
FFT	Fast Fourier Transform
FPGA	Field Programmable Gate Array
GaN	Galliumnitri
HB	Halbbrücke
HEMT	High Electron Mobility Transistor
HF	High Frequency
LF	Low Frequency
MOSFET	Metall-Oxid-Halbleiter-Feldefekttransistor
OP	Operationsverstärker

Abkürzungsverzeichnis

Abkürzung	Beschreibung
PF	Power Factor
PFC	Power Factor Correction
PI	Proportional–Integral
PLL	Phase-Locked Loop
RMS	Root Mean Square
SiC	Silicon Carbide
SMZ	Strommesszange
SR	Set-Reset
TCM	Triangular Current Mode
THD	Total Harmonic Distortion
THDi	Total Harmonic Distortion of Current
THDv	Total Harmonic Distortion of Voltage
TI	Texas Instruments
ZVS	Zero Voltage Switching

Symbolverzeichnis

Symbol	Einheit	Beschreibung
A	m^2	Fläche
A_{\min}	m^2	Minimale Fläche von Kern
B_{\max}	T	maximaler Betrag der magnetischen Flussdichte
C	F	Kapazität
C_{Aus}	F	Ausgangskapazität des Systems
C_{Ein}	F	Eingangskapazität des Systems
C_{oss}	F	Ausgangskapazität des Schaltelements
$C_{\text{Tot,komp}}$	F	Kapazität für die Kompensation der Totzeit
D	s	Tastverhältnis
D_1	–	Quasi-Diode von S_1
D_2	–	Quasi-Diode von S_2
D_4	–	Quasi-Diode von S_4
$D_{\text{Tot,komp}}$	–	Diode für die Kompensation der Totzeit
E_{oss}	J	Die in der Ausgangskapazität C_{oss} gespeicherte Energie
f_{Netz}	$1/s$	Netzfrequenz
f_s	$1/s$	Schaltfrequenz
$f_{s,\max}$	$1/s$	Maximale Schaltfrequenz
H_{pi}	–	Übertragungsfunktion des PI-Regelers
I	A	Effektivwert eines elektrischen Stroms
i	A	Momentanwert eines elektrischen Stroms
I_0	A	Der Gleichanteil des Stroms i
I_1	A	Effektivwert der Grundschwingung des Stroms i
i_1	A	Momentanwert der Grundschwingung des Stroms i
i_{AC}	A	Momentanwert des Netzstromes

Symbolverzeichnis

Symbol	Einheit	Beschreibung
$\hat{i}_{AC,fund}$	A	Spitzenwert der Grundswinung von i_{AC}
$i_{C_{oss,1}}$	A	Momentanwert des Stromes durch die C_{oss} von S_1
$i_{C_{oss,2}}$	A	Momentanwert des Stromes durch die C_{oss} von S_2
I_H	A	Effektivwert der Summe der Harmonische des Stroms i
I_h	A	Effektivwert der h. Harmonische des Stroms i
i_H	A	Summe der Harmonische des Stroms i
i_h	A	Momentanwert der h. Harmonische des Stroms i
\hat{i}_L	A	Spitzenwert vom i_L in einer Netzperiode
I_L	A	Effektivwert des Stromes durch L
i_L	A	Momentanwert des Stromes durch L
$i_{L,0}$	A	Anfangswert von i_L
$i_{L,Aus}$	A	Momentanwert von i_L beim Ende der aktive Ladung der L
$i_{L,Ein}$	A	Momentanwert von i_L beim Ende der aktive Entladung der L
$i_{L,durch}$	A	Durchschnittswert von i_L innerhalb eine T_s
$\hat{i}_{L,fund}$	A	Spitzenwert der Grundswinung von i_L
$\hat{i}_{C_{Ein}}$	A	Spitzenwert des Stromes durch die C_{Ein}
$\hat{i}_{L,harm}$	A	Spitzenwert der Oberswinung von i_L
$i_{L,max}$	A	Einhüllende des Maximalwerts von i_L
$i_{L,max,soll}$	A	Sollwert von $i_{L,max}$
$i_{L,min}$	A	Einhüllende des Minimalwerts von i_L
$i_{L,min,soll}$	A	Sollwert von $i_{L,min}$
$I_{L,s}$	A	Effektivwert des Stromes durch L in einer Schaltperiode
$i_{L,Schutz}$	A	Begrenzung vom i_L
$I_{L,soll}$	A	Effektivwert von $i_{L,soll}$
$i_{L,soll}$	A	Momentansollwert von i_L
$\hat{i}_{L,soll}$	A	Spitzenwert von $i_{L,soll}$
$i_{L,Sp}$	A	Spitzenwert von i_L innerhalb einer Schaltperiode
$i_{L,Tal}$	A	Talwert von i_L innerhalb einer Schaltperiode
$i_{L,um}$	A	Umgerechneter Momentanwert des Stromes durch L

Symbolverzeichnis

Symbol	Einheit	Beschreibung
$i_{L,ZVS}$	A	Momentanwert von i_L , wenn u_{ds2} null erreicht.
K_i	–	Verstärkung von dem Integrationsanteil
K_p	–	Verstärkung von dem proportionalen Anteil
L	H	Induktivität
l	m	Länge einer Strecke
N	–	Windungszahl
P	W	Leistung
P_{Aus}	W	Ausgangsleistung des Systems
P_{Ein}	W	Eingangsleistung des Systems
P_{Last}	W	Leistung von Last
P_{nenn}	W	Nennleistung des Systems
R	Ω	elektrischer Widerstand
R_{Laden}	Ω	Widerstand zum Laden
R_m	$^1/H$	magnetischer Widerstand
$R_{m,Luft}$	$^1/H$	magnetischer Widerstand von Luftspalt
$R_{Tot,komp}$	Ω	Widerstand für die Kompensation der Totzeit
S	VA	Scheinleistung
S_1	–	gesteuertes Schaltelement auf High-side von Halbbrücke mit Hochfrequenz
S_2	–	gesteuertes Schaltelement auf Low-side von Halbbrücke mit Hochfrequenz
S_3	–	gesteuertes Schaltelement auf High-side von Halbbrücke mit Niederfrequenz
S_4	–	gesteuertes Schaltelement auf Low-side von Halbbrücke mit Niederfrequenz
S_{Haupt}	–	Hauptschalter
S_{Laden}	–	Schlter für Laden
t	s	Zeit
$T_{Entladung}$	s	Zeitintervall für Entladung der L
T_{Ladung}	s	Zeitintervall für Ladung der L
T_{Netz}	s	Periodendauer des Netzs

Symbolverzeichnis

Symbol	Einheit	Beschreibung
$T_{\text{Res,Aus}}$	s	Zeitintervall für Resonanz nach T_{Ladung}
$T_{\text{Res,Ein}}$	s	Zeitintervall für Resonanz nach $T_{\text{Entladung}}$
T_s	s	Periodendauer einer Schaltperiode
T_{S2}	s	Zeitintervall für leitende S_2
$T_{ZVS,\text{min}}$	s	Minimale Wert für T_{ZVS}
T_{ZVS}	s	Zeitintervall für ZVS
U	V	Effektivwert einer elektrischen Spannung
u	V	Momentanwert einer elektrischen Spannung
U_0	V	Der Gleichanteil der Spannung u
U_h	V	Effektivwert der h. Harmonische der Spannung u
u_h	V	Momentanwert der h. Harmonische der Spannung u
U_1	V	Effektivwert der Grundschiwingung der Spannung u
u_1	V	Momentanwert der Grundschiwingung der Spannung u
U_{AC}	V	Effektivwert der Wechselspannung
$u_{AC,\text{start}}$	V	Momentanwert der Wechselspannung bei Start
u_{AC}	V	Momentanwert der Wechselspannung
$u_{AC,\text{um}}$	V	Umgerechneter Momentanwert der Wechselspannung
U_{DC}	V	Effektivwert der Gleichspannung
u_{DC}	V	Momentanwert der Gleichspannung
$u_{DC,\text{Laden}}$	V	Minimale Wert der Gleichspannung nach der Ladenvorgang
$U_{DC,\text{max}}$	V	Maximaler Effektivwert der Gleichspannung
$u_{DC,\text{max}}$	V	Maximale Wert der Gleichspannung
$u_{DC,\text{min}}$	V	Minimale Wert der Gleichspannung
$U_{DC,\text{mittel}}$	V	Mittelwert der Gleichspannung
$u_{DC,\text{Schutz,max}}$	V	Obere Begrenzung der Gleichspannung
$u_{DC,\text{Schutz,min}}$	V	Untere Begrenzung der Gleichspannung
$U_{DC,\text{soll}}$	V	Sollwert des Effektivwerts der Gleichspannung
$u_{DC,\text{um}}$	V	Umgerechneter Momentanwert der Gleichspannung
u_{ds1}	V	Momentanwert der Drain-Source-Spannung von S_1
$u_{\text{ds1},0}$	V	Anfangswert der u_{ds1}

Symbolverzeichnis

Symbol	Einheit	Beschreibung
u_{ds2}	V	Momentanwert der Drain-Source-Spannung von S_2
$u_{ds2,0}$	V	Anfangswert der u_{ds2}
$u_{ds2,um}$	V	Umgerechneter Momentanwert der Drain-Source-Spannung von S_2
u_{ds3}	V	Momentanwert der Drain-Source-Spannung von S_3
u_{ds4}	V	Momentanwert der Drain-Source-Spannung von S_4
G_1	V	Momentanwert des Schaltbegehls von S_1
G_2	V	Momentanwert des Schaltbegehls von S_2
U_H	V	Effektivwert der Summe der Harmonische der Spannung u
u_H	V	Summe der Harmonische der Spannung u
\hat{u}_{AC}	V	Spitzenwert der Wechselspannung
u_L	V	Momentanwert der Spannung der L
u_{ds2}	V	Momentanwert der Source-Drain-Spannung von S_2
Z_r	Ω	Charakteristische Impedanz
α_1	rad	Phase von u_1
α_h	rad	Phase von u_h
β_1	rad	Phase von i_1
β_h	rad	Phase von i_h
δ	m	Länge eines Luftspalts
Θ	A	magnetische Durchflutung
Δi_L	A	Welligkeit von i_L in einer Schaltperiode
μ_0	V^s/A_m	Permeabilität des Vakuums
μ_r	–	relative Permeabilität
η	–	Wirkungsgrad
Φ_{sat}	V s	magnetischer Fluss bei Sättigung
Φ_{max}	V s	maximaler magnetischer Fluss
τ	s	Zeitkonstante
Δu_{DC}	V	Welligkeit der Ausgangsspannung
Φ_h	Wb	magnetisch verkoppelter Hauptfluss

Symbolverzeichnis

Symbol	Einheit	Beschreibung
Φ_{σ}	Wb	magnetischer Streufluss
ω	rad/s	Kreisfrequenz
ω_r	rad/s	Charakteristische Kreisfrequenz
Ψ	V s	Flussverkettung
$i_{C_{\text{Ein}}}$	A	Momentanwert des Stromes durch die C_{Ein}

1 Einleitung

Die steigende Nachfrage nach einem sauberen und energieeffizienten Transport führt zu immer größerem Bedarf der elektrischen Fahrzeuge z.B. Elektromobilität und E-Bike[1]. Deswegen spielt das Ladegeräte für die Batterie von auch eine sehr wichtige Rolle. Um die Schnellladefunktion zu realisieren, ist die Nennleistung des Ladegeräts typischerweise auch groß. In Europa ist eine aktive PFC notwendig für ein Ladegeräte, des Nennleistung größer als 75 W ist. Auf einer Seite sollten Größe, Gewicht und Geräusch des Ladegeräts so gering wie möglich sein, um die Benutzererfahrung zu gewährleisten. Die effektivsten Maßnahmen dafür bestehen darin, die Schaltfrequenz der PFC zu erhöhen, um die Leistungsdichte zu erhöhen, oder die Kühlaufwand durch Verbesserung der Systemeffizienz bzw. Verringerung von Verlust zu verringern. Auf anderer Seite bietet die Entwicklung von GaN-HEMT, der ein sehr kleines Einschaltwiderstand und spezielle Reverse Recovery Eigenschaft hat, bietet die Möglichkeit der brückenlose PFC an. Der Wirkungsgrad der konventionellen PFC, die Brückengleichrichter aus Dioden beim Eingang hat, wird durch den hohen Durchlassverlust davon beschränkt[2]. Eine Lösung dafür ist die Totem-Pole PFC Stufe basierend auf GaN Transistoren, die der brückenlosen PFC-Familie gehört.

Die Totem-Pole PFC hat auch zwei unterschiedliche Betriebsarten: CCM und TCM. Bei CCM werden die Transistoren mit einer konstanten Schaltfrequenz und hart ein- und ausgeschaltet. Aber bei TCM werden sie mit einer variable Schaltfrequenz und hart ausgeschaltet und weich eingeschaltet. Und das Bereich der Schaltfrequenz ist hauptsächlich von die Drossel beim Eingang der PFC abhängig. Deswegen wird die Systemeigenschaft der PFC stark von Systemkonfiguration und Modulationsverfahren mit gleicher Totem-Pole Topologie beeinflusst. Deswegen ist das sinnvoll, dass eine Totem-Pole PFC aufgebaut wird, die nicht nur in CCM sondern auch in TCM betreiben kann, um die Unterschied zwischen verschiedene Systemkonfigurationen zu bestimmen und die Besten für einer bestimmten Anwendung herauszufinden. Das Ziel der Arbeit ist, die Hardware und Software einer solchen PFC zu entwerfen, aufzubauen und in Betrieb zu nehmen.

Am Anfang der Arbeit wird zuerst die Grundlagen für Totem-Pole PFC erklärt. Danach wird im Kapitel 3 die Funktionsweise der Totem-Pole PFC bei TCM und CCM ausführlich diskutiert. Außerdem wird auch die Möglichkeit von ZVS in zwei Betriebsarten analysiert. Im Kapitel 4 wird der

Entwurf von Regelsystem und Hardware dargestellt. Außerdem wird der Aufbau von vier unterschiedlicher Induktivitäten in diesem Kapitel gezeigt. Danach werden die Messergebnisse in CCM und TCM im Kapitel 5 beschrieben und diskutiert. Und die Messergebnisse werden auch weiter ausgewertet, um die Vor- und Nachteile unterschiedlicher Systemkonfigurationen zu vergleichen. Die Arbeit endet einer Zusammenfassung und einem Ausblick.

2 Grundlagen

2.1 Drossel

Um die Induktivität einer Drossel zu berechnen, muss theoretisch das davon erzeugte Magnetfeld analysiert werden. Das führt zu sehr hoher Schwierigkeit der Berechnung. Aber mit einigen Annahmen kann das Magnetfeld einer Spule zu einem Magnetkreis vereinfacht werden. Und die davon geführte Abweichung kann bei Engineering-Anwendungen fast vernachlässigt werden. Die Methode der Analyse eines Magnetkreises wird in [3] detailliert erläutert. In der Abbildung 2.1 wird der Aufbau eines Magnetkreises für eine Spule dargestellt. Der in der Windung fließende Strom i

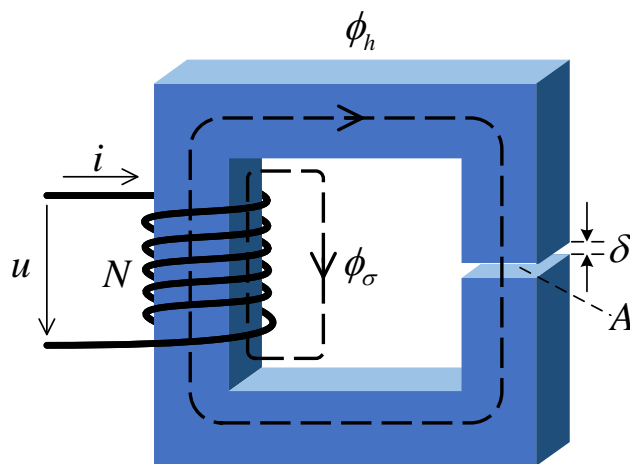


Abbildung 2.1: Der Aufbau eines Magnetkreises für eine Spule

erzeugt ein Magnetfeld. Die Magnetfeldlinien sind nicht nur durch Kern (Φ_h) sondern auch durch Luft (Φ_σ) abgeschlossen. Und der Kern besteht typischerweise aus Ferrit, der hohe Permeabilität hat. Deswegen magnetischer Streufluss ist sehr klein im Vergleich zum Hauptfluss und kann vernachlässigt werden. Und die Länge des Luftspalts: δ ist typischerweise weit kleiner im Vergleich zu der Länge und Breite des Querschnitts von Kern: A . Deswegen kann das Magnetfeld im Luftspalt fast als homogen betrachtet und der Leakage-Fluss neben dem Luftspalt vernachlässigt werden. Bzw. ist der magnetische Fluss durch die Windung, den Kern und den Luftspalt identisch und homogen.

Mit dieser Annahme kann die Berechnung der Induktivität vereinfacht werden. Die Definition der Induktivität wird in der Formel 2.1 dargestellt.

$$L = \frac{\Psi}{i} = N \cdot \frac{\Phi_h}{i} \quad (2.1)$$

Mit dem Durchflutungsgesetz kann man die Formel 2.1 zu 2.2 umrechnen.

$$L = N^2 \cdot \frac{1}{R_m} \quad (2.2)$$

Außerdem gibt

$$\Theta = N \cdot i = \Phi_h \cdot R_m. \quad (2.3)$$

Davon ist der R_m magnetischer Widerstand und nach der Formel 2.3 definiert.

$$R_m = \frac{l}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A}. \quad (2.4)$$

Davon sind l und A die Dimension des Magnetkreises. μ_0 und μ_r sind von Material abhängig. Aus der Formel 2.2 und 2.3 ist das erkennbar: je größer die μ_r ist, desto kleineren Einfluss hat das Segment des Magnetkreises auf die Induktivität L . Z.B. ist die relative Permeabilität vom Ferrit-Material N49 nach [4] gleich 1500, wenn der Kern nicht gesättigt ist. Deswegen kann der magnetische Widerstand von Ferritkern im Vergleich zu von Luftspalt fast vernachlässigt werden. Zusammengefasst ist die Induktivität L hauptsächlich von Luftspalt abhängig. Und gibt

$$L \approx N^2 \cdot \frac{1}{R_{m, \text{Luft}}} = N^2 \cdot \frac{\mu_0 \cdot A}{\delta} \quad (2.5)$$

In dieser Arbeit werden alle Drosseln mit PQ-Kern und drei Luftspalten aufgebaut. Und in der Abbildung 2.2 wird die Struktur der Drossel dargestellt. Aus der Abbildung 2.2 ist das erkennbar, dass die Fläche des Luftspalts A von dem Ferritkern schon festgelegt ist und als konstant betrachtet werden. Deswegen kann die L aus Formel 2.5 nur durch unterschiedlicher N und δ verändert werden.

Um die Sättigung von Ferritkern zu vermeiden, kann der Magnetfluss Φ_h nicht zu groß sein. Für die Anwendung der Spule in dieser Arbeit wird der maximale Strom durch dadurch von der maximalen Leistung beschränkt und ist von der Induktivität fast unabhängig. Der Grund darin wird im Kapitel

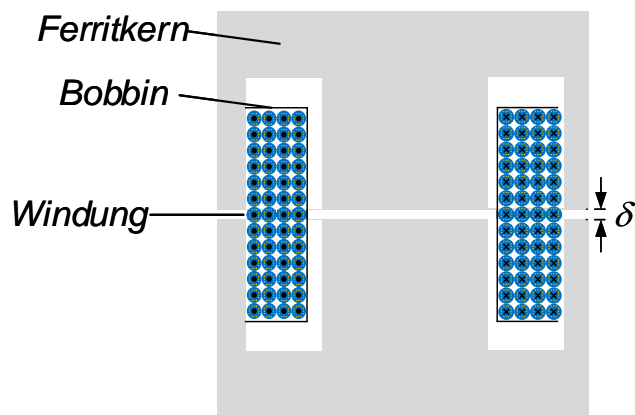


Abbildung 2.2: Der schematische Aufbau eine Drossel mit PQ-Kern

3 erklärt. Deswegen muss die die Drossel die Bedingung in 2.6 erfüllen.

$$\Phi_{\text{sat}} > \frac{L \cdot i_{L,\text{max}}}{N} \quad (2.6)$$

Aus 2.5 und 2.6 ist klar, dass der Entwurf einer Drossel ein iterativen Vorgang ist, um N und δ gleichzeitig anzupassen. Aber praktisch wird eine einfachere Methode verwendet. Die Windungszahl wird auch von Bobbin und Durchmesser der Litze begrenzt. Deswegen wird praktisch die eine Spule mit bestimmter Bobbin und Litze so viel wie möglich gewickelt. Dabei kann die Sättigung der Drossel am möglichsten vermieden. Und die Induktivität L kann durch unterschiedlich Luftspalt verändert werden. Wenn der Luftspalt zu groß ist, kann eine kleiner Ferritkern verwendet werden. Aber der Nachteil der Methode ist, dass so viel Windungen nicht notwendig sein könnte und zusätzlich ohmschen Verlust ausgelöst wird. Wegen der Anwendung der Hochfrequenzlitze aus Kupfer bringt die nicht optimierte Windungszahl keine große Unterschied auf Verlust der Drossel. Und der Hauptteil des Verlusts ist von Kern ausgelöst. Deswegen ist der Entwurf aller Drosseln in dieser Arbeit nach der einfachen Methode durchgeführt.

2.2 Leistungsfaktor

Die Aufgabe einer PFC ist, den Leistungsfaktor zu erhöhen. Der Leistungsfaktor kann sehr einfach berechnet werden, wenn die Spannung und der Strom perfekt sinusförmig sind. Und er ist nur von der Phasenverschiebung dazwischen abhängig. Weil Netzspannung als eine ideale Wechselspannungsquelle betrachtet werden kann, soll der Eingangsstrom der PFC zwei Bedingungen erfüllt, um den Leistungsfaktor zu erhöhen. Zuerst ist, dass die Phasenverschiebung zwischen Spannung und Strom so klein wie möglich sein soll. Zweite verläuft der Strom so sinusförmig wie möglich.

Wegen der Eigenschaft der Leistungselektronik (Einschalten und Ausschalten) wird Harmonische unvermeidlich hinzugefügt. Deswegen ist das notwendig, die Berechnung des Leistungsfaktor mit Berücksichtigung der Harmonische zu erläutern. Dagegen spielt die Phasenverschiebung zwischen Spannung und Strom fast keine Rolle bei PFC. In diesem Kapitel wird angenommen, dass die Phasenverschiebung zwischen die Grundschiwingung von Spannung und Strom gleich null ist. In [5] werden alle Parameter (Spannung, Strom und Leistung) in zwei Teilen: Grundschiwingung und Harmonische getrennt betrachtet. Der Momentanwert von nicht sinusförmige periodische Spannung und Strom kann wie die Formel 2.7 beschrieben werden.

$$\begin{cases} u &= u_1 + u_H, \\ i &= i_1 + i_H \end{cases} \quad (2.7)$$

Und dabei gibt

$$\begin{cases} u_1 &= \sqrt{2} \cdot U_1 \cdot \sin(\omega \cdot t + \alpha_1), \\ i_1 &= \sqrt{2} \cdot I_1 \cdot \sin(\omega \cdot t + \beta_1) \end{cases} \quad (2.8)$$

Mit Annahme in diesem Kapitel gibt

$$\alpha_1 = \beta_1. \quad (2.9)$$

Und die Harmonische können wie in der Formel 2.10 geschrieben.

$$\begin{cases} u_H &= U_0 + \sqrt{2} \cdot \sum_{h \neq 1} U_h \cdot \sin(h\omega \cdot t + \alpha_h), \\ i_H &= I_0 + \sqrt{2} \cdot \sum_{h \neq 1} I_h \cdot \sin(h\omega \cdot t + \beta_h) \end{cases} \quad (2.10)$$

Weil u und i sind periodisch, haben sie nur ganzzahlige Harmonische. Deswegen sind alle Harmonische senkrecht zu Grundschiwingung. Damit ist der Effektivwert von u und i einfach zu berechnen.

$$\begin{cases} U^2 &= \frac{1}{T_{\text{Netz}}} \cdot \int_0^{T_{\text{Netz}}} u \cdot dt = U_1^2 + U_H^2 = U_1^2 + U_0^2 + \sum_{h \neq 1} U_h^2, \\ I^2 &= \frac{1}{T_{\text{Netz}}} \cdot \int_0^{T_{\text{Netz}}} i \cdot dt = I_1^2 + I_H^2 = I_1^2 + I_0^2 + \sum_{h \neq 1} I_h^2 \end{cases} \quad (2.11)$$

Davon sind U_H und I_H der Effektivwert der allen Harmonische. Weil in diesem Kapitel nur die Harmonische bzw. die Verzerrung von Spannung und Strom betrachtet wird, ist das sinnvoll, dass die Verzerrung durch eine Angabe beschrieben wird. In Formel wird die Total Harmonic Distorti-

on(THD¹) von Spannung(THDv²) und Strom(THDi) definiert.

$$\begin{cases} THDv &= \frac{U_H}{U_1} = \sqrt{\left(\frac{U}{U_1}\right)^2 - 1} \\ THDi &= \frac{I_H}{I_1} = \sqrt{\left(\frac{I}{I_1}\right)^2 - 1} \end{cases} \quad (2.12)$$

Wenn das Netz als eine ideale Wechselspannungsquelle betrachtet wird, ist das erkennbar, dass U_H und THDv von Netzspannung u_{AC} gleich null sind. Weil alle Harmonische von Strom senkrecht zu der Netzspannung, kann die Wirkleistung direkt berechnet wird.

$$P = I_1 \cdot I_1 + U_{AC} \cdot I_1 \quad (2.13)$$

Und die Scheinleistung S wird nach der Formel 2.14 definiert.

$$S^2 = (U \cdot I)^2 = (U_1^2 + U_H^2) \cdot (I_1^2 + I_H^2) \quad (2.14)$$

Mit der Annahme der Netzspannung kann der Formel 2.14 vereinfacht werden.

$$S^2 = U_{AC}^2 \cdot (I_1^2 + I_H^2) = P^2 + (U_{AC} \cdot I_H)^2 \quad (2.15)$$

Und der Leistungsfaktor PF wird allgemein nach der Formel 2.16 definiert.

$$PF = \frac{P}{S} \quad (2.16)$$

Mit Formeln 2.12, 2.15 und 2.16 kann die Beziehung zwischen PF und THDi einfach umgerechnet werden.

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + THDi^2}} \quad (2.17)$$

Deswegen kann der PF schwer direkt zu messen. Um eine PFC als einen Verbraucher zu bewerten, kann der PF durch THDi berechnet werden. Dazu muss die Frequenzanalyse für den Netzstrom durchgeführt und die Amplitude aller Harmonische berechnet werden.

¹THD: Total Harmonic Distortion

²THDv: Total Harmonic Distortion of Voltage

2.3 GaN-Transistor

Galliumnitrid (GaN) ist ein breitlückiger Halbleitermaterial. Und das kann zu lateralen Transistoren verarbeitet werden, die als High-Electron-Mobility Transistor (HEMT) bekannt sind. Und Drain-, Source- und Gateanschlüsse liegen auf einer Seite des Transistors. Die leitende Schicht von GaN-HEMT besteht aus dem sogenannten 2-Dimensional-Electron-Gas(2DEG³). Das 2DEG ist hoch leitfähig [6]. Durch die Spannung bei Gateanschulss wird das 2DEG erschöpft oder verstärkt, so dass der Transistor ein- und ausgeschaltet werden. Außerdem hat GaN-HEMT hat auch ein sehr kleines Einschaltwiderstand aufgrund der außergewöhnlichen Elektronenbeweglichkeit der 2DEG-Schicht. Und das Einschaltwiderstand zeigt eine niedrige Temperaturabhängigkeit. In der Abbildung 2.3 wird die Bauelemente-Struktur von GaN-HEMT dargestellt.

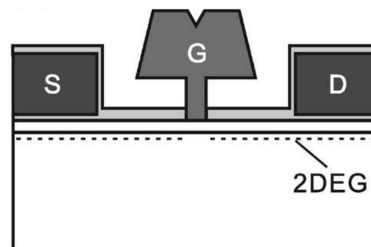


Abbildung 2.3: Bauelemente-Struktur von GaN-HEMT[7]

Und die hohe Elektronenbeweglichkeit bringt auch einen Vorteil, dass benötigt GaN-HEMT geringere Gate-Ladung und deren Spannungsniveau im Vergleich zu SiC⁴-MOSFET⁵, um eingeschaltet zu werden [8]. Außerdem hat die Ausgangskapazität des Transistors großen Einfluss auf Schaltvorgang. Beim harten Einschalten reduziert sich der Schaltverlust fast auf Wert der in der Ausgangskapazität gespeicherte Energie: E_{oss} . Die E_{oss} von GaN-HEMT ist fast auf einem gleichen Level von Superjunction-Transistor. Deswegen wird fast kein Vorteil gebracht, wenn GaN-HEMT in einpoliger Topologie z.B. konventioneller Boost-PFC, weil dabei der Transistors nie rückwärts betreibt. Aber für halbbrückenbasierte Topologie z.B. Totem-Pole PFC bringt GaN-HEMT großen Vorteil, weil die Quasi-Diode von GaN-HEMT in jeder Schaltvorgang geleitet wird. Und Er wird in der Abschnitt 3.2 genau analysiert. Die Reverse Recovery Eigenschaft von GaN-HEMT führt nur zu niedrigem Schaltverlust im Vergleich zu SiC-MOSFET. Deswegen kann SiC-MOSFET bei relativ hoher Schaltfrequenz die durch Schaltverlust ausgelöste hohe Temperatur nicht vertragen. Zusammengefasst ist GaN-HEMT ein sehr geeigneter Bauteil in der Anwendung von der Topologie des Totem-Pole PFCs. Und die Analyse, Berechnung, Aufbau und Messung der Arbeit sind sämtlich auf GaN-HEMT basiert. In folgend wird das nicht mehr wiederholt.

³2DEG: 2 Dimensional Electron Gas

⁴SiC: Silicon Carbide

⁵MOSFET: Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor

3 Funktionsweise und ZVS der Totem-Pole PFC

In diese Arbeit wird eine PFC-Stufe für ein zweistufiges Ladegerät für E-Bike. Das Blockschaltbild wird in der Abbildung 3.1 dargestellt.

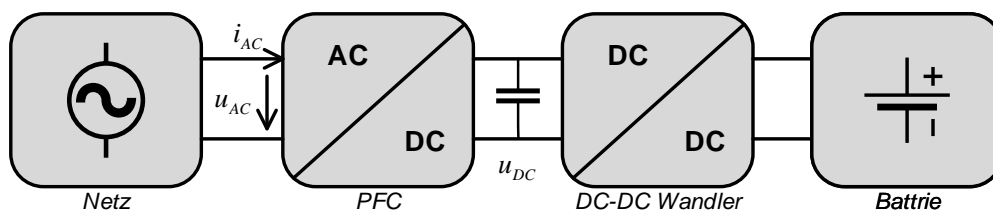


Abbildung 3.1: Blockschaltbild für ein zweistufiges Ladegerät

Weil die Nennleistung des Ladegeräts gleich 180 W ist, wird eine PFC-Stufe gefordert. Die Hauptaufgabe einer PFC ist, zuerst die zu gleichrichten und eine stabile u_{DC} zu generieren. Zweite ist die Leistungsfaktor bei Eingang zu erhöhen. Die Netzspannung u_{DC} ist sinusförmig. Um die Leistungsfaktor des Ladegeräts zu verbessern, soll der Eingangsstrom i_{AC} durch die PFC so geregelt werden, dass i_{AC} auch so sinusförmig wie möglich verläuft. Und die Phaseverschiebung zwischen u_{AC} und i_{AC} soll auch möglichst klein sein. Im diesem Kapitel wird die Funktionsweise die in dieser Arbeit betrachtete PFC-Stufe: Totem-Pole PFC erläutert. Und die ZVS-Prozess davon wird auch analysiert.

3.1 Grundaufbau und Funktionsweise der Totem-Pole PFC

Totem-pole PFC, die zur Familie der brückenlosen PFC gehören, können nicht nur Leitungsverluste reduzieren, sondern zeichnen sich auch durch eine geringe Emission von Gleichtakt-Rauschen aus [9]. Die Abbildung 3.2 zeigt den Aufbau der Topologie.

Die Hauptschaltung wird von zwei Halbbrücken aufgebaut. Die Low-Frequency(LF¹)-Halbbrücke taktet mit Netzfrequenz(50 Hz). Die High-Frequency(HF²)-Halbbrücke wird mit Schaltfrequenz

¹LF: Low Frequency

²HF: High Frequency

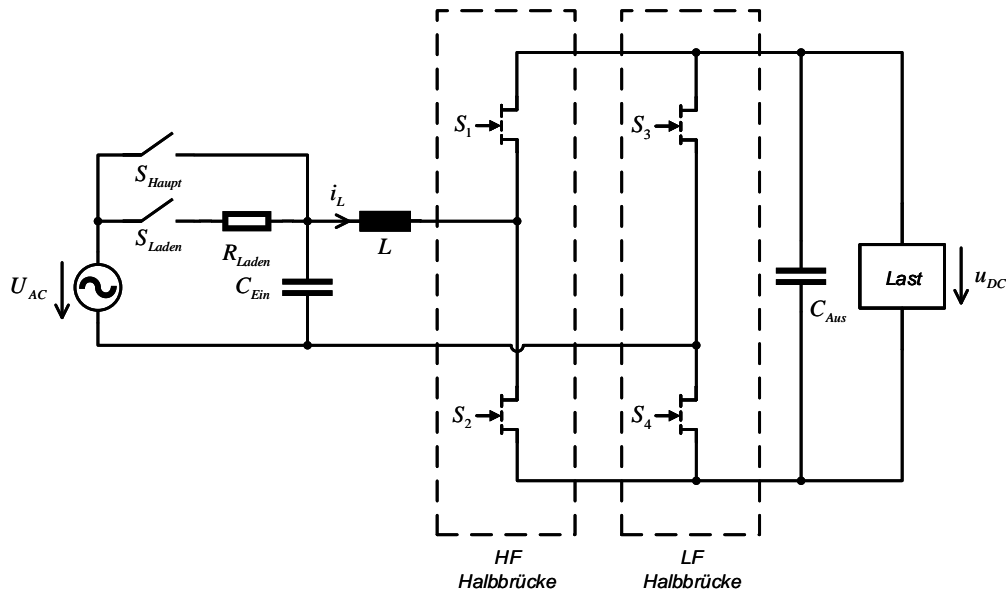


Abbildung 3.2: Grundaufbau der Totem-Pole PFC

ein- und ausgeschaltet wird. Und die Schaltfrequenz muss mehrfach größer als Netzfrequenz sein.

S_{Haupt} , S_{Laden} und R_{Laden} bauen zusammen die Ladenschaltung für den Start auf. Beim Anlauf müssen die Kondensatoren beim Eingang C_{Ein} und beim Ausgang C_{Aus} zunächst geladen werden. Beim Laden werden alle Schaltelemente S_1 bis S_4 gesperrt. C_{Ein} wird direkt von Netz geladen. Und die C_{Aus} wird durch den Gleichrichter geladen, der von Quasi-Dioden D_1 bis D_4 aufgebaut wird. Das ESB des Gleichrichters wird in der Abbildung 3.3 dargestellt.

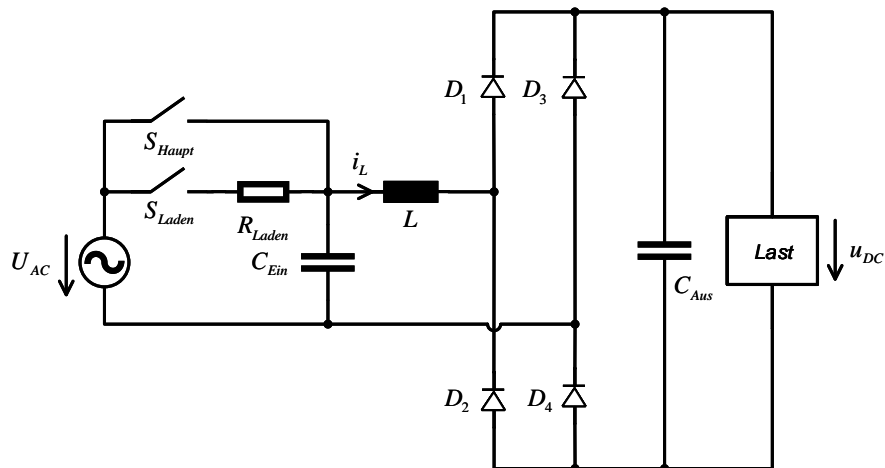


Abbildung 3.3: Topologie der Totem-Pole PFC als ungesteuerten Gleichrichter

Aber wenn S_{Haupt} beim Start eingeschaltet werden, könnten die Ladenströme durch C_{Ein} und C_{Aus} sehr groß sein, weil die Netzspannung nicht gleich null bei diesem Zeitpunkt sein kann. Um die

Kondensatoren und Schaltelementen zu schützen und die große Ladenströme zu begrenzen, ist das Widerstand zum Laden R_{Laden} notwendig.

Deswegen wird zuerst der S_{Laden} beim Start eingeschaltet. Durch R_{Laden} werden C_{Ein} und C_{Aus} geladen. Nach Ladung wird S_{Haupt} eingeschaltet, um das R_{Laden} kurzzuschließen. Bzw. soll die Energie nicht durch das R_{Laden} im normalen Betrieb fließen. Außerdem können die S_{Haupt} und S_{Laden} auch die PFC bei Überspannung oder Überstrom schützen.

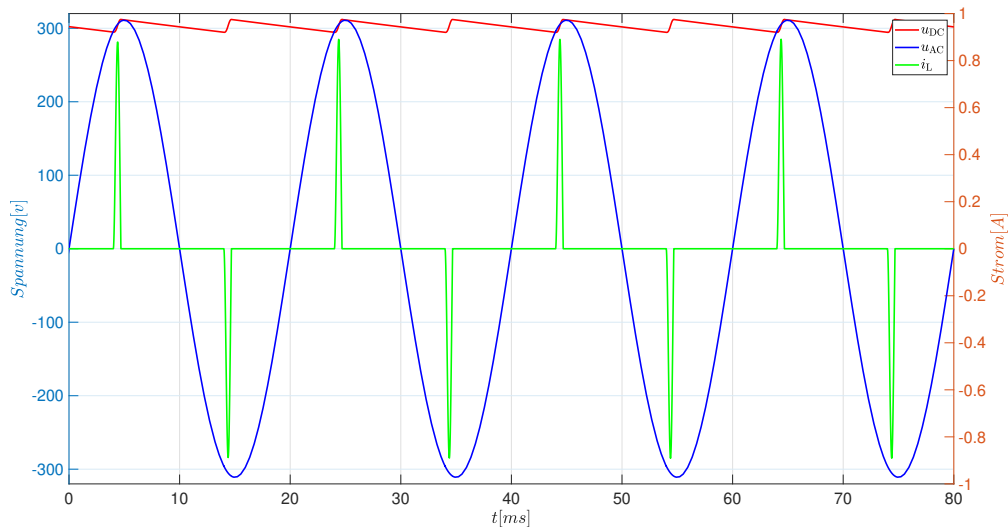


Abbildung 3.4: Verlauf der u_{AC} , u_{DC} und i_L beim Betrieb als ungesteuerten Gleichrichter

In der Abbildung 3.4 wird der Verlauf der u_{AC} , u_{DC} und i_L beim Betrieb als ungesteuerten Gleichrichter dargestellt. Zuerst wird das Lastwiderstand sehr groß bzw. kleine Ausgangsleistung eingestellt. Und die Ausgangsleistung wird bis 10 W beschränkt. Der Grund liegt darin, dass einer Überstrom durch gesteuertes Schaltelement verhindert werden muss, weil die Diode nur ganz kurz leitet. Und gleichzeitig wird die Kapazität beim Ausgang C_{Aus} geladen. Und die Ausgangsspannung u_{DC} ist fast eine Konstante bei kleiner Ausgangsleistung und auch fast gleich Spitzenwert der Wechselspannung \hat{u}_{AC} .

Nach Ladung wird das System in Betrieb genommen. Die Funktionsweise des Systems kann man in zwei Zeitintervalle getrennt betrachten bzw. bei $u_{AC} > 0\text{ V}$ und bei $u_{AC} < 0\text{ V}$. Hier wird die Funktionsweise bei $u_{AC} < 0\text{ V}$ als Beispiel genommen und diskutiert. Mit $u_{AC} > 0\text{ V}$ leitet S_4 immer. Deswegen wird das ESB der PFC in der Abbildung 3.5 vereinfacht und dargestellt. Um den Kurzschluss zu vermeiden, dürfen S_1 und S_2 nie gleichzeitig eingeschaltet werden. Außerdem soll $i_{L,soll}$ (Momentansollwert von i_L) bei $u_{AC} > 0\text{ V}$ auch größer als null aus der Definition der PFC sein. Wenn $i_{L,soll} > 0$ bei $u_{AC} > 0\text{ V}$ angenommen wird, hat die in der Abbildung 3.5 dargestellte Schaltung nur zwei Zustände. Die erste ist, dass S_2 leitet. Dabei fließt der Strom i_L des roten Pfeil entlang und immer durch S_2 . Gleichzeitig steigt i_L linear, wenn u_{AC} als konstant betrachtet.

Aus dem Energieaspekt steigt die in der Induktivität L gespeicherte Energie in diesem Zeitschnitt. Bzw. wird L geladen. Das ist auch erkennbar, dass wegen D_1 S_1 nicht eingeschaltet werden muss, wenn S_2 gesperrt wird. Aber um den Verlust zu reduzieren, soll S_1 auch eingeschaltet werden, weil die Durchlassspannung der Diode normalerweise größer als den Spannungsabfall des Transistors wegen kleines Durchgangswiderstands des Transistors.

Und die zweite ist, dass S_2 sperrt. Mit der Annahme $i_L > 0$ fließt der Strom i_L auf jeden Fall durch S_1 wegen D_1 . Dabei fließt der Strom i_L des blauen Pfeil entlang und immer durch S_1 . Gleichzeitig sinkt i_L linear, wenn u_{AC} als konstant betrachtet. Bzw. wird L entladen.

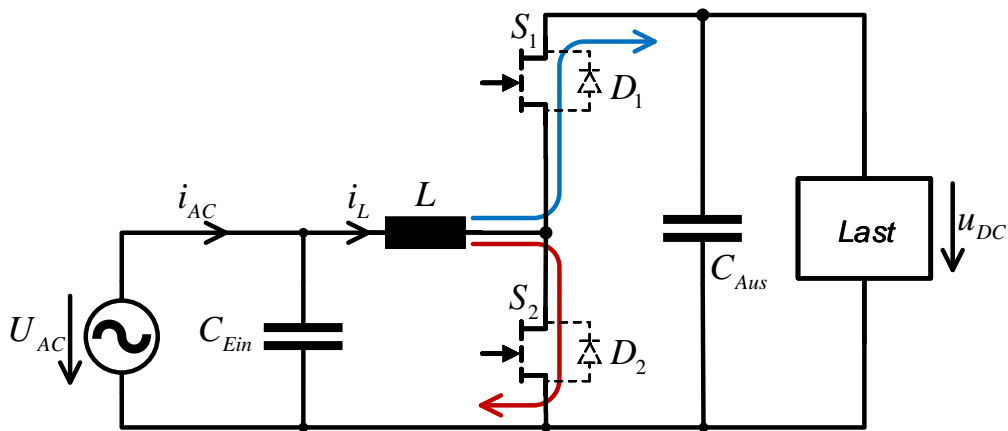


Abbildung 3.5: ESB von Totem-Pole PFC bei $u_{AC} > 0$ V

Die Funktionsweise der PFC bei $u_{AC} < 0$ ist ähnlich wie bei $u_{AC} > 0$. Dabei muss S_3 immer eingeschaltet werden. Und $i_{L,soil}$ soll immer kleiner als null sein. i_L sinkt linear, wenn S_1 geleitet wird. Mit der Annahme $i_L < 0$ wird die Spule L geladen. Dagegen steigt i_L linear, wenn S_1 gesperrt wird. In diesem Zeitintervall wird die Spule L entladen.

Aus der Abbildung 3.5 ist das auch erkennbar, dass mit $u_{AC} > 0$ das System einfach ein Hochsetzsteller ist. Und die Formel 3.1 ist das Spannungsverhältnis von Hochsetzsteller [10].

$$\frac{u_{DC}}{u_{AC}} = \frac{1}{1-D} \quad (0 \leq D \leq 1) \quad (3.1)$$

Davon ist D das Tastverhältnis. Und bei $u_{AC} > 0$ gibt

$$D = \frac{T_{S2}}{T_s}. \quad (3.2)$$

Wenn die Ausgangskapazität C_{Aus} als ideal und unendlich groß betrachtet wird, ist die Ausgangsspannung u_{DC} fast konstant. Und u_{AC} verändert sich mit Zeit. Deswegen muss D auch damit verändert werden, um das Spannungsverhältnis in 3.1 zu erfüllen. Und die Energiebalance zwischen Ein-

und Ausgang wird von dem Strom i_L behalten. Mit u_{AC} und u_{DC} kann man das D umrechnen.

$$D = 1 - \frac{u_{AC}}{u_{DC}} \quad (3.3)$$

Mit $0 \leq D \leq 1$ ist klar, dass u_{DC} stetig größer als u_{AC} ist. Bzw. soll u_{DC} größer als Spitzenwert der Wechselspannung \hat{u}_{AC} sein.

$$u_{DC} > \hat{u}_{AC} \quad (3.4)$$

Aber die Ausgangskapazität C_{Aus} kann tatsächlich nicht als ideal oder unendlich groß betrachtet werden. Deswegen schwingt die Ausgangsspannung u_{DC} in einer Netzperiode. Wenn man den Verlust des Systems vernachlässigt, gibt

$$P_{Aus} = P_{Ein} = \hat{u}_{AC} \cdot \hat{i}_{L,soll} \cdot \sin^2(2\pi \cdot f_{Netz} \cdot t) \quad (3.5)$$

Bei stabilem Betrieb muss der Mittelwert von P_{Aus} innerhalb einer Netzperiode gleich P_{Last} sein.

$$\begin{aligned} P_{Last} &= \frac{1}{T_{Netz}} \cdot \int_0^{T_{Netz}} P_{Aus} \cdot dt \\ &= \frac{\hat{u}_{AC} \cdot \hat{i}_{L,soll}}{2} \end{aligned} \quad (3.6)$$

Und die Differenz zwischen P_{Last} und P_{Aus} wird von die in C_{Aus} gespeicherte Energie kompensiert.

Mit 3.5 und 3.6 kann man die Beziehung zwischen die Welligkeit der Ausgangsspannung und Ausgangskapazität berechnen.

$$C_{Aus} = \frac{P_{Last}}{\pi \cdot f_{Netz} \cdot \Delta u_{DC} \cdot \sqrt{4 \cdot U_{DC}^2 - \Delta u_{DC}^2}} \quad (3.7)$$

Δu_{DC} wird in der Formel 3.8 definiert.

$$\Delta u_{DC} = u_{DC,max} - u_{DC,min} \quad (3.8)$$

In der Abbildung 3.6 werden die Schaltbefehlen und die Veränderung vom Strom i_L in einer Netzperiode dargestellt.

Aus der Abbildung 3.6 kann man auch zusammenfassen, dass i_L immer erhöht wird, wenn S_2

3 Funktionsweise und ZVS der Totem-Pole PFC

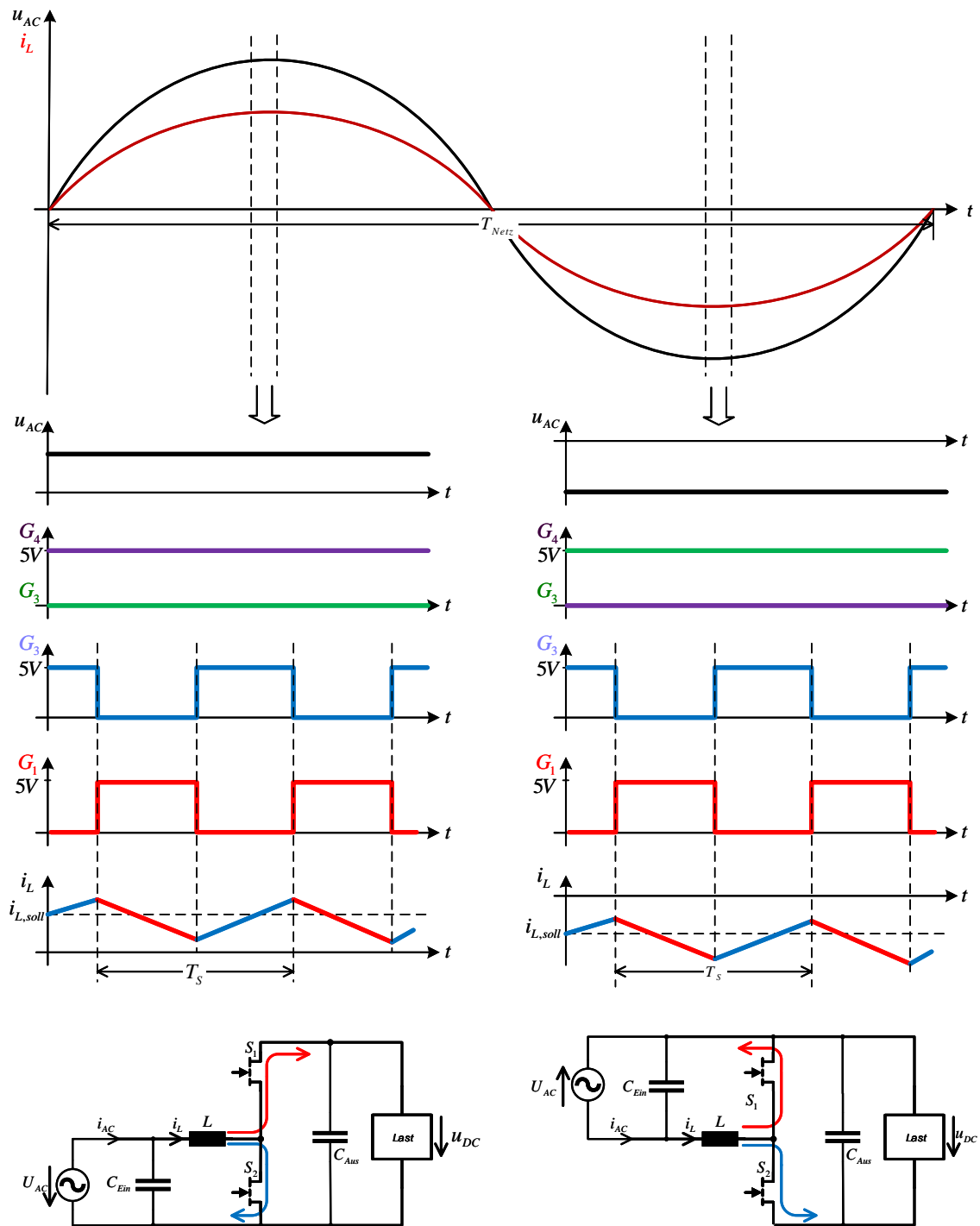


Abbildung 3.6: Funktionsweise eine Totem-Pole PFC

eingeschaltet wird. Dagegen sinkt i_L immer wenn S_1 eingeschaltet wird.

Mit der Analyse der Funktionsweise der PFC bei CCM kann auch die Schwingung vom i_L berechnet werden. Wenn die PFC immer mit bestimmte f_s arbeitet, kann man einfach die Welligkeit von

i_L in eine Schaltperiode: Δi_L berechnen.

$$\Delta i_L = \frac{u_{AC} \cdot D}{L \cdot f_s} = \frac{(u_{DC} - u_{AC}) \cdot (1 - D)}{L \cdot f_s} = \frac{(u_{DC} - u_{AC}) \cdot u_{AC}}{L \cdot f_s \cdot u_{DC}} \quad (3.9)$$

Aus der Formel 3.9 ist das erkennbar, dass die maximale Δi_L immer bei einem bestimmten Phasenwinkel der Netzspannung auftaucht, wenn sich die U_{DC} , U_{AC} , L und f_s nicht verändern. Dabei gibt $2 \cdot u_{AC} = u_{DC}$. Wenn $U_{DC} = 400 \text{ V}$ und $U_{AC} = 220 \text{ V}$ angenommen werden, ist der Phasenwinkel gleich 40° . Und er wird nicht von L und f_s abhängig. Deswegen ist dabei fast immer die Worst-Case von Δi_L , weil sich U_{DC} nur in einem kleinem Bereich verändert. Die Welligkeit von i_L bei CCM wird in folgend immer bei Phasenwinkel gleich 40° berechnet.

3.2 ZVS der Totem-Pole PFC

In dem Kapitel 3.1 wird der Grundaufbau von Funktionsweise eine Totem-Pole-PFC diskutiert. Das System arbeitet immer in CCM. Bzw. ist der Strom i_L immer größer als null bei $u_{AC} > 0$. Mit diesem Annahme kann man den Schaltvorgang analysieren. Die Abbildung 3.7 zeigt den Schaltvorgang in einer Schaltperiode bei $u_{AC} > 0 \text{ V}$.

Im Zeitabschnitt t_1 bis t_2 wird S_2 gesperrt und S_1 noch nicht eingeschaltet bzw. ist die Totzeit. Deswegen muss i_L durch D_1 fließen. Dabei ist die Drain-Source-Spannung von S_1 u_{ds1} fast gleich null, wenn die Durchlassspannung idealerweise zu null angenommen wird. Deswegen wird S_1 bei t_2 weich eingeschaltet. Aber im Zeitabschnitt t_3 bis t_4 wird S_1 gesperrt und S_2 noch nicht eingeschaltet. Bei t_4 ist die Drain-Source-Spannung von S_2 u_{ds2} fast gleich u_{DC} . Deswegen kann S_2 nicht weich eingeschaltet werden.

Außerdem kann die D_1 nach die Ausschaltung von S_2 nicht sofort geleitet werden, wenn die Bauteil als nicht ideal betrachtet wird und der Umladevorgang zwischen die Ausgangskapazität von S_1 und S_2 berücksichtigt wird. Das bedeutet, dass die Totzeit ausreichend lang sein muss, um die ZVS von S_1 zu gewährleisten. Zusammengefasst kann man sagen, dass bei CCM das unmöglich ist, S_1 und S_2 weich einzuschalten.

Aber mit Triangular Current Mode (TCM) kann die weiche Einschaltung von S_1 und S_2 gleichzeitig realisiert werden. Um den weichen Schaltvorgang zu vereinfachen, soll der Umladevorgang zwischen die Ausgangskapazität von S_1 und S_2 und L zunächst analysiert werden. In der Abbildung 3.5 wird der ESB von Totem-Pole PFC bei $u_{AC} > 0$ dargestellt. Aber dabei wird die Ausgangskapazität C_{oss} von S_1 und S_2 vernachlässigt. Außerdem hat die Eingangskapazität C_{Ein} und

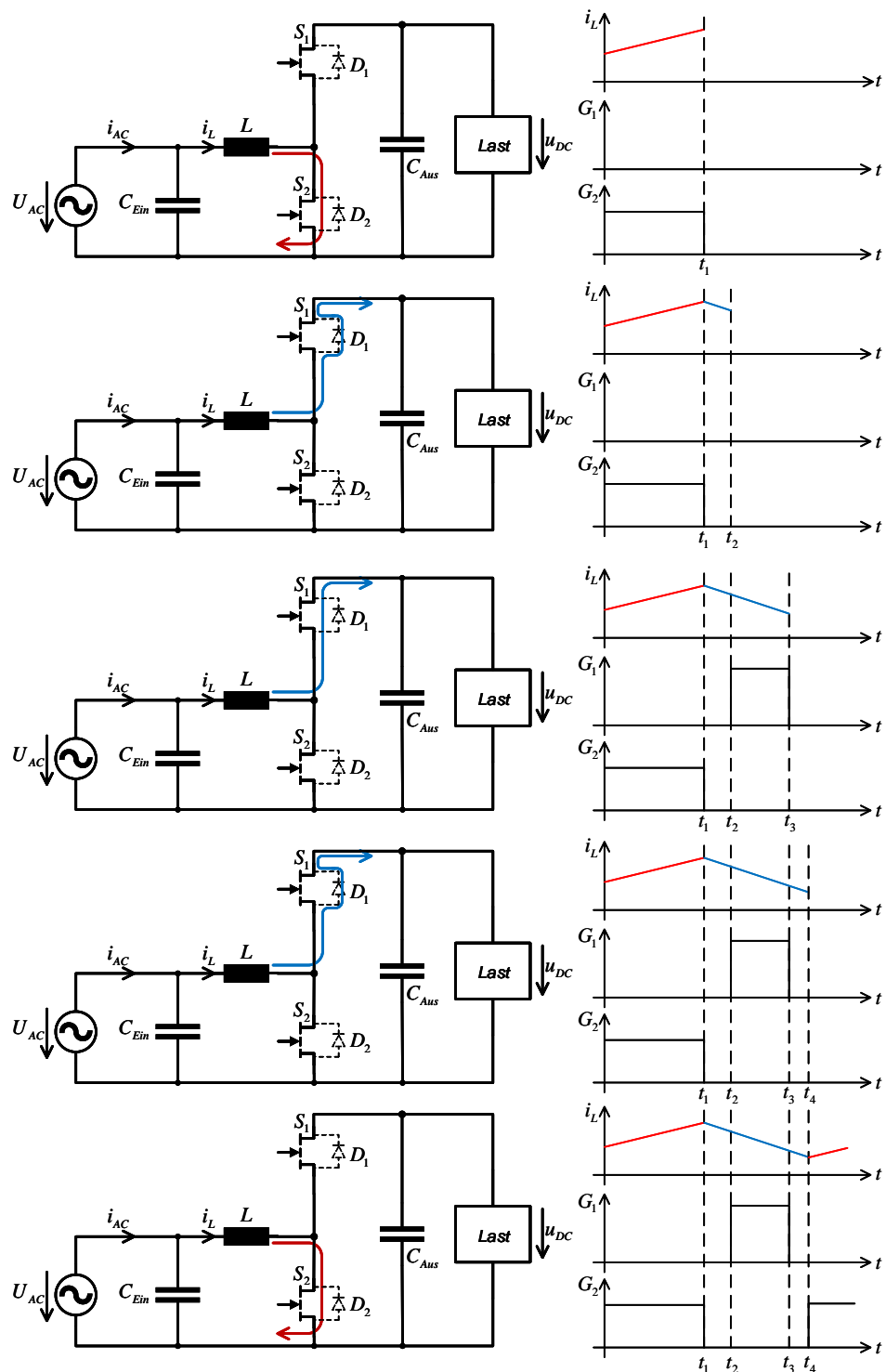


Abbildung 3.7: Schaltvorgang von Totem-Pole PFC bei $u_{AC} > 0 V$ für die Analyse der Resonanz

die Ausgangskapazität C_{Aus} auch Einfluss auf dem Schaltvorgang. Um die Resonanz bei Schaltvorgang deutlicher darzustellen und die Analyse zu vereinfachen, wird die Abbildung 3.5 in die Abbildung 3.8 verwandelt.

Ein typischer Wert von L und C_{oss} wird in Tabelle dargestellt.

Tabelle 3.1: Typischer wert von L und C_{oss}

L	1 mH
C_{oss}	70 pF

Damit kann die Zeitkonstante der LC Schaltung τ in der Abbildung 3.8 berechnet werden.

$$\begin{aligned} \tau &= 2\pi \cdot \sqrt{2 \cdot L \cdot C_{oss}} \\ &= 2,35 \mu\text{s} \end{aligned} \tag{3.10}$$

Typischer sind Eingangskapazität C_{Ein} und Ausgangskapazität C_{Aus} viel größer als die Ausgangskapazität des Schaltelements C_{oss} und τ aus Formel 3.10 viel kleiner als Periodendauer des Netzes T_{Netz} . Deswegen kann die u_{AC} und u_{DC} während Resonanzvorgang als Konstante betrachtet. Und der Einfluss von C_{Ein} und C_{Aus} kann auch vernachlässigt werden. Die Abbildung 3.8 ist ein geeignetes ESB für die Analyse der Resonanz.

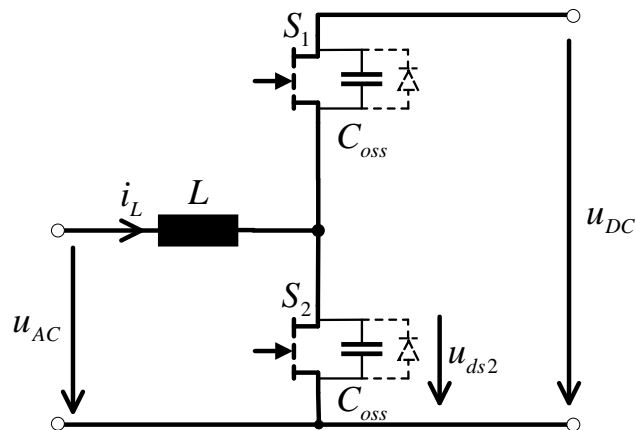


Abbildung 3.8: ESB von Totem-Pole PFC bei $u_{AC} > 0$ V für die Analyse der Resonanz

Mit der Abbildung 3.8 und Kirchhoffsches Gesetz [11] kann man die Gleichungen in 3.11 bekommen.

$$\begin{cases} u_{ds1} + u_{ds2} = u_{DC}, \\ i_{C_{oss,1}} + i_L = i_{C_{oss,2}}, \\ u_L + u_{ds2} = u_{AC} \end{cases} \tag{3.11}$$

Die Anfangsbedingungen bei der Ausschaltung von S_2 bzw. dem Ende der Ladung von i_L wird in

Gleichungen 3.12 dargestellt.

$$\begin{cases} i_{L,0} = i_{L,Aus}, \\ u_{ds1,0} = u_{DC}, \\ u_{ds2,0} = 0 \text{ V} \end{cases} \quad (3.12)$$

Und die Anfangsbedingungen bei der Ausschaltung von S_1 bzw. dem Ende der Entladung von i_L wird in Gleichungen 3.13 dargestellt.

$$\begin{cases} i_{L,0} = i_{L,Ein}, \\ u_{ds1,0} = 0 \text{ V}, \\ u_{ds2,0} = u_{DC} \end{cases} \quad (3.13)$$

Die Gleichungen 3.14 beschreiben die Spannung-Strom Beziehung der Bauteilen.

$$\begin{cases} u_L = L \cdot \frac{di_L}{dt}, \\ i_{C_{oss,1}} = C_{oss} \cdot \frac{du_{ds1}}{dt}, \\ i_{C_{oss,2}} = C_{oss} \cdot \frac{du_{ds2}}{dt} \end{cases} \quad (3.14)$$

Mit die Gleichungen von 3.11 bis 3.14 kann man den Verlauf der Spannungen und Strom lösen. Um das Ergebnis zu vereinfachen, wird die Verläufe mit charakteristischer Impedanz Z_r und charakteristischer Kreifrequenz ω_r in Formel 3.15 vereinfacht. Die beide Parametern sind nur von der Größe der Bauteilen abhängig.

$$\begin{cases} Z_r = \sqrt{\frac{L}{2 \cdot C_{oss}}}, \\ \omega_r = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot L \cdot C_{oss}}} \end{cases} \quad (3.15)$$

Der zeitliche Verlauf von i_L , u_{ds1} und u_{ds2} in Resonanzvorgang nach Ausschaltung von S_2 bzw. in $T_{Res,Aus}$ ist

$$\begin{cases} i_L = i_{L,Aus} \cdot \cos(\omega_r \cdot t) + \frac{u_{AC}}{Z_r} \cdot \sin(\omega_r \cdot t), \\ u_{ds1} = u_{DC} - u_{AC} \cdot [1 - \cos(\omega_r \cdot t)] - i_{L,Aus} \cdot Z_r \cdot \sin(\omega_r \cdot t), \\ u_{ds2} = i_{L,Aus} \cdot Z_r \cdot \sin(\omega_r \cdot t) - u_{AC} \cdot \cos(\omega_r \cdot t) + u_{AC}. \end{cases} \quad (3.16)$$

Weil $u_{ds1} + u_{ds2} = u_{DC}$ bzw. u_{ds1} und u_{ds2} voneinander abhängig sind, ist eine davon keine Zustandsgröße und kann gelöscht werden. Deswegen kann man das Ergebnis in 3.16 in die Beziehung in 3.17 einfach umrechnen. Hier werden i_L bzw. $i_L \cdot Z_r$ und u_{ds2} als Zustandsgröße betrachtet.

$$(i_L \cdot Z_r)^2 + (u_{ds2} - u_{AC})^2 = (i_{L,Aus} \cdot Z_r)^2 + u_{AC}^2 \quad (3.17)$$

Hier ist erkennbar, dass die Zustandsgrößen $i_L \cdot Z_r$ und u_{ds2} im Koordinatensystem zusammen ein Kreis aufbauen. Und sie bewegen sich mit Zeitlauf des Kreises entlang in $T_{Res,Aus}$.

Analog der Analyse für die Zustandsgrößen $T_{Res,Aus}$ kann man auch das Ergebnis für die Zustandsgrößen in Zeitintervall für Resonanz nach $T_{Entladung}$, $T_{Res,Ein}$, in 3.18 und 3.19 berechnen.

$$\begin{cases} i_L &= i_{L,Ein} \cdot \cos(\omega_r \cdot t) - \frac{u_{DC}-u_{AC}}{Z_r} \cdot \sin(\omega_r \cdot t), \\ u_{ds1} &= (u_{DC} - u_{AC}) \cdot [1 - \cos(\omega_r \cdot t)] - i_{L,Ein} \cdot Z_r \cdot \sin(\omega_r \cdot t), \\ u_{ds2} &= i_{L,Ein} \cdot Z_r \cdot \sin(\omega_r \cdot t) + (u_{DC} - u_{AC}) \cdot \cos(\omega_r \cdot t) + u_{AC} \end{cases} \quad (3.18)$$

$$(i_L \cdot Z_r)^2 + (u_{ds2} - u_{AC})^2 = (i_{L,Ein} \cdot Z_r)^2 + (u_{AC} - u_{AC})^2 \quad (3.19)$$

Mit den Ergebnissen in 3.17 und in 3.19 kann die Zustandsgrößen $i_L \cdot Z_r$ und u_{ds2} im Koordinatensystem und zeitlichen Verlauf dargestellt.

Die Abbildung 3.9 sind die Veränderung von $i_L \cdot Z_r$ und u_{ds2} in einer Schaltperiode mit der Randbedingung $0 \text{ V} < u_{AC} < u_{DC}/2$. Mit Hilfe von Zustand-Trajektorie des ZVS-Vorgangs und Geometrie können ein paar wichtigen Werte berechnet.

Der Talwert von i_L innerhalb einer Schaltperiode $i_{L,Tal}$ kann berechnet werden.

$$i_{L,Tal} = -\sqrt{\left(\frac{u_{DC} - u_{AC}}{Z_r}\right)^2 + i_{L,Ein}^2} \quad (3.20)$$

Mit $i_{L,Tal}$ kann der $i_{L,ZVS}$ (Momentanwert von i_L , wenn u_{ds2} null erreicht.) auch berechnet werden,

$$i_{L,ZVS} = -\sqrt{i_{L,Tal}^2 - \left(\frac{u_{AC}}{Z_r}\right)^2} \quad (3.21)$$

In T_{ZVS} ist i_L kleiner als null. Das bedeutet, dass der i_L durch D_2 fließt und u_{ds2} immer gleich null. Deswegen kann ZVS realisiert werden, wenn in T_{ZVS} S_2 eingeschaltet wird. Wenn die u_{ds2} vor der Einschaltung von S_2 vernachlässigt wird, ist die u_L in T_{ZVS} immer gleich u_{AC} . Mit der Vereinfachung kann die T_{ZVS} berechnet werden.

$$T_{ZVS} = L \cdot \frac{-i_{L,ZVS}}{u_{AC}} \quad (3.22)$$

Analog kann man auch den Spitzenwert von i_L innerhalb einer Schaltperiode $i_{L,Sp}$ und Momentan-

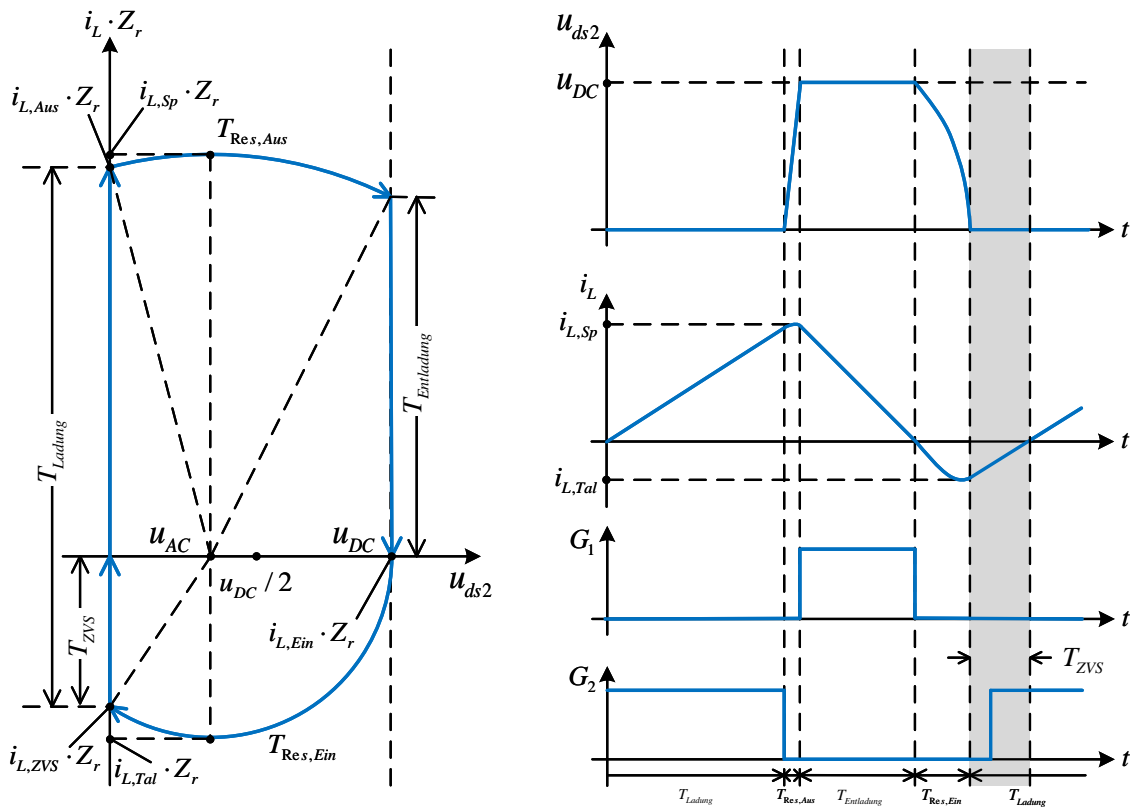


Abbildung 3.9: ZVS-Vorgang in Zustand-Trajektorie (link) und in Zeitverlauf (recht) mit $0 \text{ V} < u_{AC} < u_{DC}/2$

wert von i_L beim Ende der aktiven Ladung der L $i_{L,Aus}$ berechnen.

$$i_{L,Sp} = \sqrt{i_{L,Aus}^2 + \left(\frac{u_{AC}}{Z_r}\right)^2} \quad (3.23)$$

$$i_{L,Aus} = \sqrt{i_{L,Sp}^2 - \left(\frac{u_{AC}}{Z_r}\right)^2} \quad (3.24)$$

Weil die Phasenverschiebung zwischen der Sollwert von i_L und die Eingangsspannung u_{AC} gleich null sein soll, kann die $i_{L,soll}$ durch P_{Ein} und u_{AC} wie in 3.25 berechnet werden.

$$i_{L,soll} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_{Ein}}{U_{AC}^2} \cdot \sin(2\pi \cdot f_{Netz} \cdot t) \quad (3.25)$$

Zuerst sind u_{DC} und u_{AC} in T_s fast als Konstante zu betrachten. Dann steigt und sinkt i_L in T_{Ladung} und $T_{Entladung}$ linear. Außerdem sind $T_{Res,Aus}$ und $T_{Res,Ein}$ im Vergleich zu T_{Ladung} und $T_{Entladung}$ schon

ganz klein. Mit den drei Annahmen bekommt man die Formel 3.26

$$i_{L,\text{soll}} = i_{L,\text{durch}} \approx \frac{i_{L,\text{Sp}} + i_{L,\text{Tal}}}{2} \quad (3.26)$$

Aus der Abbildung 3.9 ist das erkennbar, dass mit $u_{AC} < u_{DC}/2$ T_{ZVS} immer größer als null ist, wenn S_2 bei $i_L = 0$ A ausgeschaltet wird. Aber wenn u_{AC} gleich $u_{DC}/2$ ist, gilt das Ergebnis nicht mehr. Wie in der Abbildung 3.10 dargestellt wird, ist T_{ZVS} gleich null, wenn S_2 bei $i_L = 0$ ausgeschaltet wird. Bzw. erreichen i_L und u_{ds2} gleichzeitig null. Und D_2 leitet nicht. Weiterhin wenn u_{AC} größer als $u_{DC}/2$ ist, erreicht i_L null, bevor C_{oss} von S_2 vollständig entladen wird. Der Verlauf wird wie der rote Kreis in der Abbildung 3.11 dargestellt. Das bedeutet, dass ZVS nicht mehr realisiert werden kann, wenn S_2 weiter bei $i_L = 0$ ausgeschaltet wird.

Mit der Berücksichtigung der Verzögerung von Regelung, Schaltbefehle und Einschaltung von S_2 muss die Bedingung für ZVS in Formel 3.27 erfüllt werden, um die ausreichende zeitliche Marge für ZVS zu bekommen.

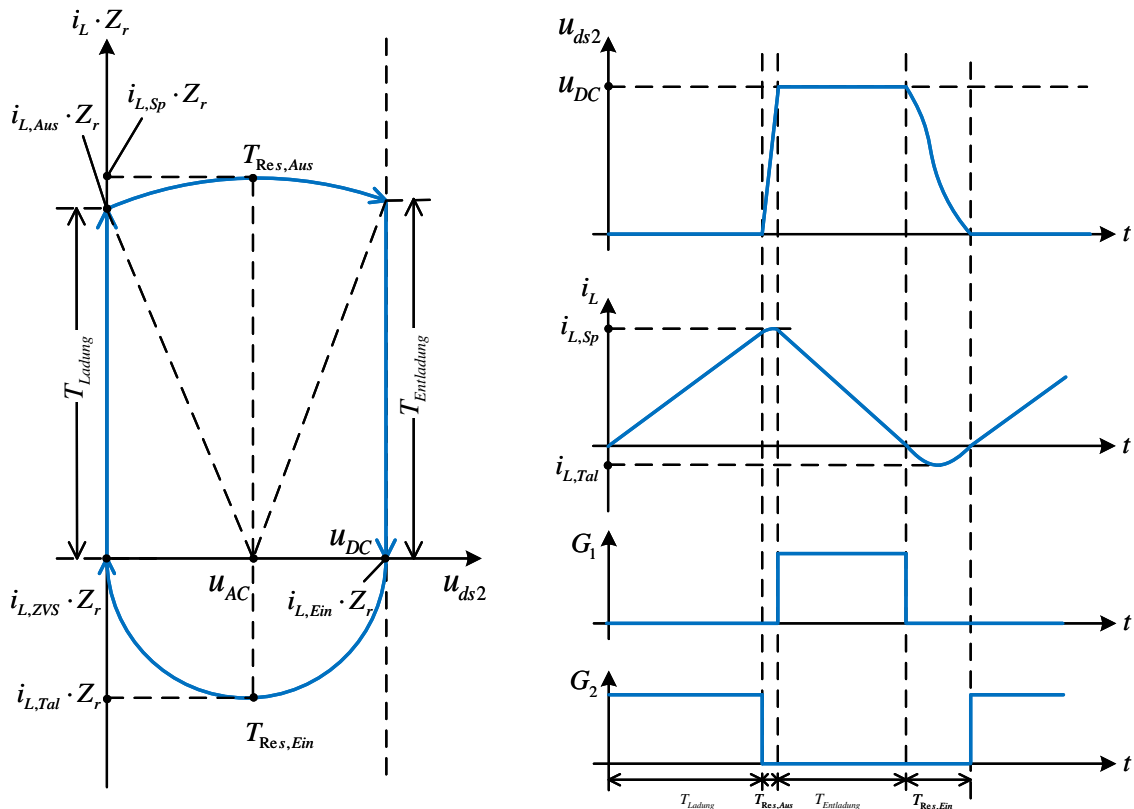


Abbildung 3.10: ZVS-Vorgang in Zustand-Trajektorie (link) und in Zeitverlauf (recht) mit $u_{AC} = u_{DC}/2$

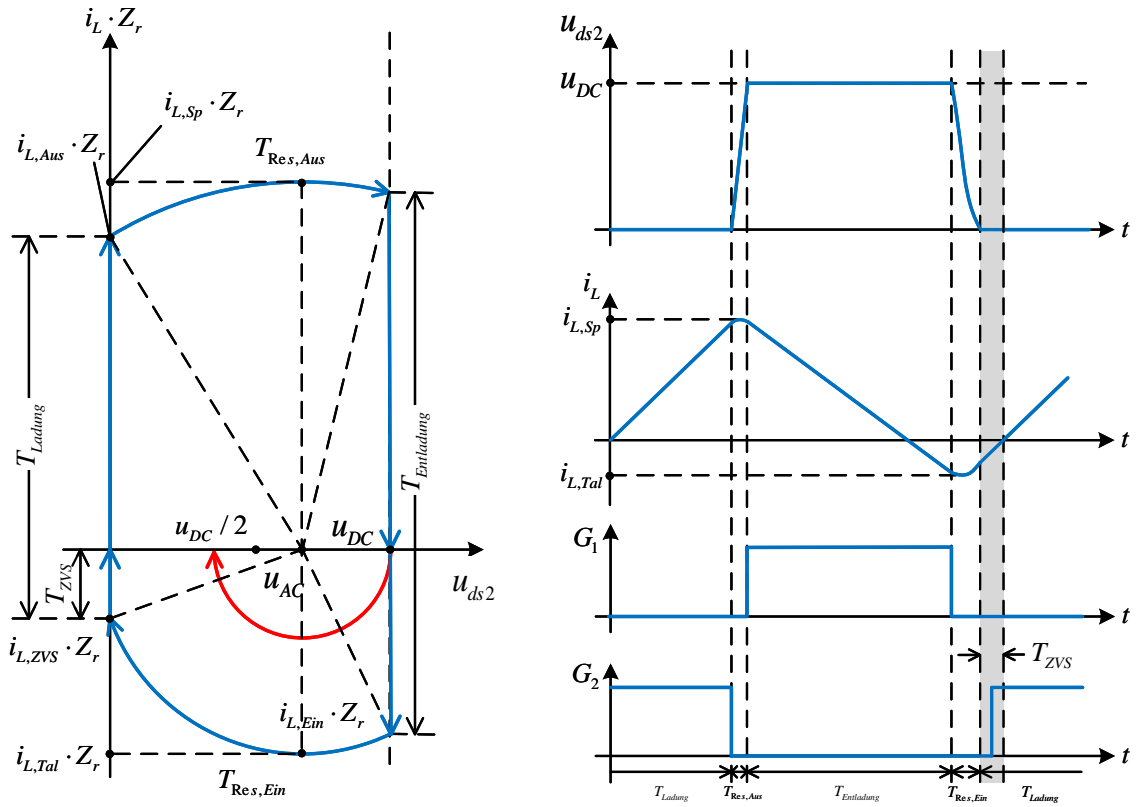


Abbildung 3.11: ZVS-Vorgang in Zustand-Trajektorie (link) und in Zeitverlauf (recht) mit $u_{DC}/2 < u_{AC}$

$$T_{ZVS} \geq T_{ZVS,min} \quad (3.27)$$

Deswegen soll S_1 gesperrt werden, wenn i_L kleiner als null ist, um die Bedingung in Formel 3.27 zu erfüllen. Man kann einfach die Formeln 3.20, 3.21, 3.22 und 3.27 zu 3.28 umrechnen.

$$i_{L,Ein}^2 \geq \left(\frac{T_{ZVS,min} \cdot u_{AC}}{L} \right)^2 + \frac{2 \cdot u_{AC} \cdot u_{DC} - u_{DC}^2}{Z_r^2} \quad (3.28)$$

Außerdem ist ein möglicher Betriebspunkt der PFC ist, dass $i_{L,soll}$ bei Nulldurchgang der u_{AC} fast gleich null. Wenn der $i_{L,Ein}$ nur die Bedingung in der Formel 3.28 erfüllt, werden $i_{L,Sp}$ und $i_{L,Tal}$ ganz klein. Das bedeutet, dass S_2 fast sofort ausgeschaltet wird, nachdem S_2 eingeschaltet wird. Das führt zu sehr hoher Schaltfrequenz. Um die Halbleiterbauelementen zu schützen und der Schaltverlust zu reduzieren, muss die f_s begrenzt werden. Und neben der Formel 3.28 soll die Bedingung in der Formel 3.29 auch erfüllt werden.

$$f_s \leq f_{s,max} \quad (3.29)$$

Weil $T_{\text{Res,Aus}}$ und $T_{\text{Res,Ein}}$ im Vergleich zu T_{Ladung} und $T_{\text{Entladung}}$ sehr klein sind, ist das sinnvoll, die Periodendauer einer Schaltperiode T_s wie in der Formel 3.30 zu vereinfachen.

$$\frac{1}{f_s} = T_s \approx L \cdot \frac{i_{L,\text{Sp}} - i_{L,\text{Tal}}}{u_{\text{AC}}} + L \cdot \frac{i_{L,\text{Sp}} - i_{L,\text{Tal}}}{u_{\text{DC}} - u_{\text{AC}}} \geq \frac{1}{f_{s,\text{max}}} \quad (3.30)$$

Mit den Formeln von 3.20 bis 3.26 kann 3.30 weiter zu 3.31 vereinfacht werden.

$$i_{L,\text{Ein}}^2 \geq \left[\max \left\{ \frac{u_{\text{AC}} \cdot (u_{\text{DC}} - u_{\text{AC}})}{2 \cdot L \cdot f_{s,\text{max}} \cdot u_{\text{DC}}} - i_{L,\text{soll},0} \right\}, 0 \right]^2 - \left(\frac{u_{\text{DC}} - u_{\text{AC}}}{Z_r} \right)^2 \quad (3.31)$$

Außerdem muss die Bedingung

$$i_{L,\text{Ein}} \leq 0 \quad (3.32)$$

auch gleichzeitig erfüllt werden.

Zusammengefasst kann man sagen, dass die ZVS von S_2 realisiert werden kann, wenn die drei Bedingungen in den Formeln 3.28, 3.31 und 3.32 gleichzeitig erfüllt werden.

Weil $i_{L,\text{soll}}$ immer größer als null bei $u_{\text{AC}} > 0$ ist, ist $i_{L,\text{Sp}}$ auch immer größer als $i_{L,\text{Tal}}$ aus der Formel 3.26. Bzw. muss die ZVS-Bedingung von S_1 erfüllt werden, wenn S_2 bei Zero-Voltage eingeschaltet werden kann.

Mit den in der Tabelle 3.2 dargestellten typischen Parametern kann man den Verlauf der Schaltfrequenz und $i_{L,\text{Ein}}$ in halber Netzperiode berechnen und zeigen.

Tabelle 3.2: Parameter für die Berechnung von Schaltfrequenz und $i_{L,\text{Ein}}$

Parameter	Wert	Parameter	Wert
U_{AC}	220 V	U_{DC}	400 V
L	1 mH	C_{oss}	70 pF
$f_{s,\text{max}}$	150 kHz	$T_{\text{ZVS,min}}$	400 ns
P_{nenn}	180 W		

Mit den Formeln 3.28, 3.31 und 3.32 kann der Verlauf von $i_{L,\text{Ein}}$ mit unterschiedlicher Leistung berechnen. Und die Berechnung wird mit zwei Vereinfachung durchgeführt. Der Verlust und die Welligkeit der Ausgangsspannung u_{DC} werden vernachlässigt. Die Abbildung 3.12 zeigt den Verlauf von $i_{L,\text{Ein}}$ bei Nennleistung.

Je größer die Eingangsspannung u_{AC} ist, desto kleiner muss der Strom i_L sein, um die Umladung zwischen C_{oss} und i_L vollständig durchzuführen ausreichende T_{ZVS} zu gewährleisten. Weil mit der

3 Funktionsweise und ZVS der Totem-Pole PFC

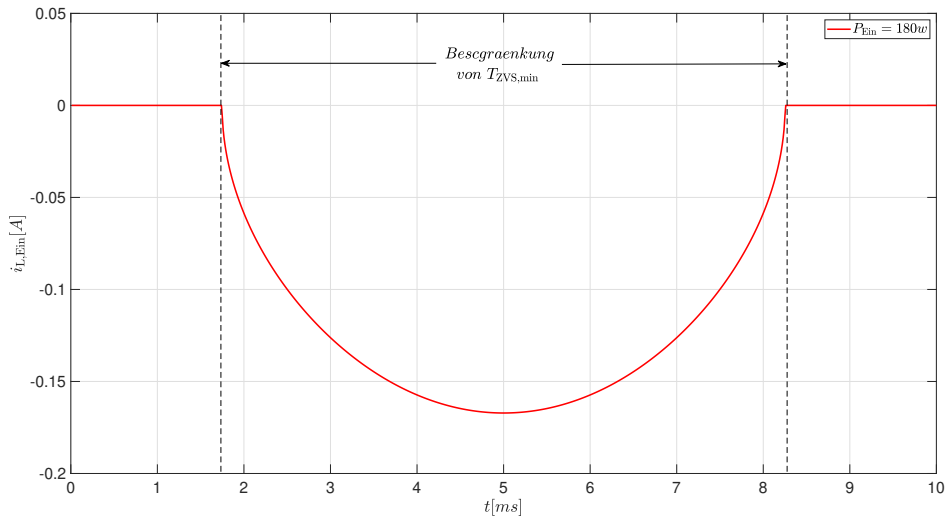


Abbildung 3.12: Verlauf von $i_{L, \text{Ein}}$ in halber Netzperiode mit $P_{\text{Ein}} = 180 \text{ W}$

steigenden u_{AC} die Ladung der L immer schneller wird, ist ein immer kleinerer $i_{L, \text{Ein}}$ erforderlich, um die ausreichende T_{ZVS} zu gewährleisten.

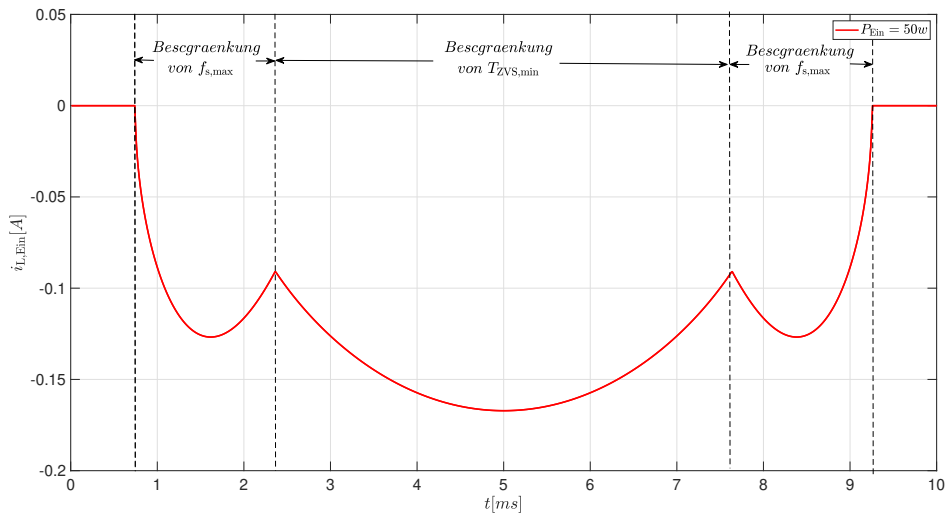


Abbildung 3.13: Verlauf von $i_{L, \text{Ein}}$ in halber Netzperiode mit $P_{\text{Ein}} = 50 \text{ W}$

Außerdem wird der Strom $i_{L, \text{Ein}}$ bei Nennleistung nicht durch $f_{s, \text{max}}$ begrenzt. Aber bei niedriger Leistung wird der Strom $i_{L, \text{Ein}}$ durch $f_{s, \text{max}}$ beschränkt.

Aus der Abbildung 3.14 ist das auch erkennbar, dass sich die Schaltfrequenz kontinuierlich von 0 Hz bis einer bestimmter maximaler Schaltfrequenz verändert. Im Vergleich zu CCM ist die f_s bei TCM eine variable Frequenz. Theoretisch ist die Harmonische mit niedrigster Ordnung bei CCM ist fast gleich f_s . Und die Frequenz der harmonischen muss gleich ganze Zahl der f_s sein.

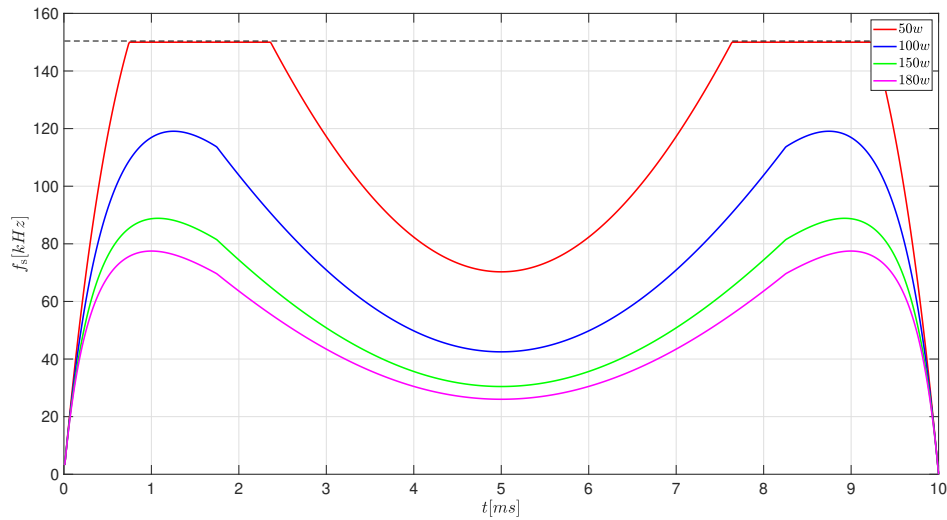


Abbildung 3.14: Verlauf von f_s in halber Netzperiode mit unterschiedlicher P_{Ein}

Aber bei TCM hat die Harmonische ein kontinuierliches Spektrum in Frequenzbereich und theoretisch von von 0 Hz bis einer bestimmter maximaler Schaltfrequenz. Aber bei Nulldurchgang der Netzspannung wird das PFC-System praktisch nicht gestartet. Und wenn der absolute Wert der u_{AC} größer als einen bestimmten Wert $u_{\text{AC,start}}$. Aus der Abbildung 3.14 ist das auch klar, dass die Harmonische mit niedriger Ordnung nur bei Nulldurchgang der u_{AC} erscheinen. Das bedeutet, dass bei praktischem System die Harmonische mit niedrigster Ordnung von i_L viel größer als null bzw. Netzfrequenz (50 Hz) ist.

Und die Abbildung 3.15 zeigt den Verlauf von i_L und Schaltbefehle. Weil die Kapazität typischerweise sehr klein ist, kann die Differenz zwischen $i_{L,\text{Sp}}$ und $i_{L,\text{Aus}}$, $i_{L,\text{Tal}}$ und $i_{L,\text{Ein}}$ im Vergleich zu der Veränderung des i_L s schon vernachlässigt werden. Deswegen wird die Differenz zwischen $i_{L,\text{Sp}}$ und $i_{L,\text{Aus}}$, $i_{L,\text{Tal}}$ und $i_{L,\text{Ein}}$ nicht mehr streng unterschieden. $i_{L,\text{max}}$ ist die Einfüllende des Maximalwerts von i_L und besteht aus den Maximalwerten von i_L jeder Schaltperiode. Dagegen ist $i_{L,\text{min}}$ die Einfüllende des Minimalwerts von i_L und besteht aus den Minimalwerten von i_L jeder Schaltperiode. Wenn i_L bei $u_{\text{AC}} > 0$ V sinkt, ist die Spannung zwischen die Spule immer gleich u_{DC} . Obwohl sich die Gleichspannung mit der Zeit schwingt, kann die Veränderung der u_{DC} im Vergleich zu dem absoluten Wert vernachlässigt werden. Mit der Annahme sinkt i_L in der Abbildung 3.15 immer mit gleicher Steigung.

Aus dem Stromverlauf kann man auch der Effektivwert von i_L berechnen. Weil $i_{L,\text{min}}$ ist von vielen Parametern z.B. L , C_{oss} und $T_{\text{ZVS,min}}$ abhängig und verändert sich auch mit der Zeit. Aber der absolute Wert davon ist im Vergleich zu $i_{L,\text{max}}$ sehr klein. Um die Berechnung zu vereinfachen,

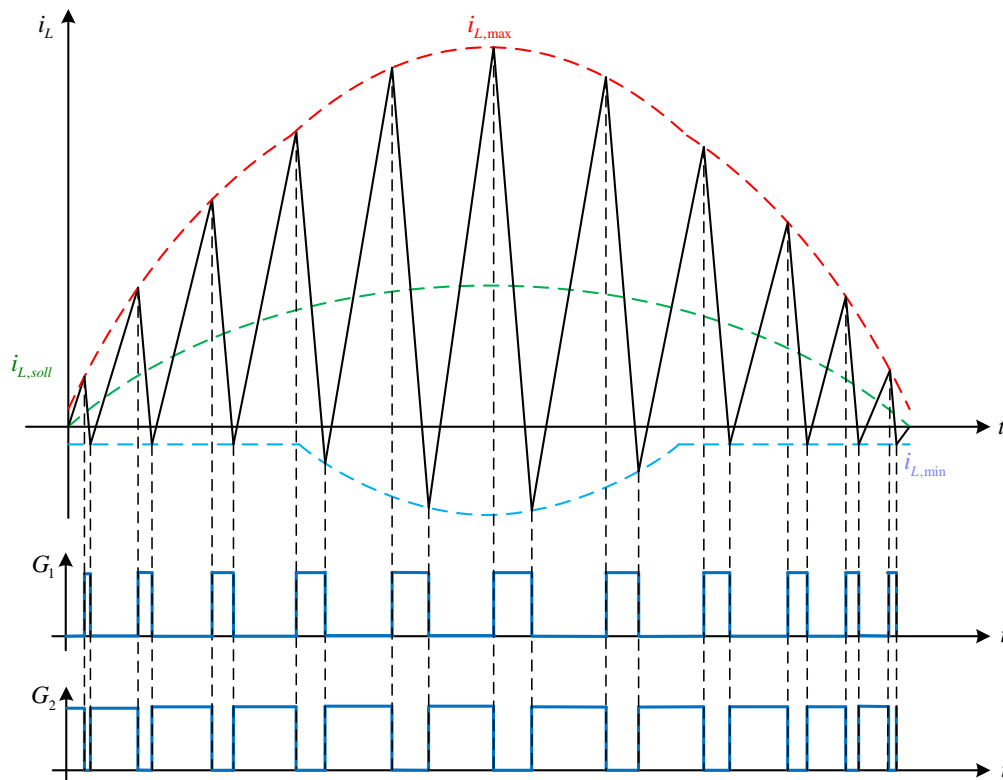


Abbildung 3.15: Stromverlauf und Schaltbefehle mit $u_{AC} > 0$ bei TCM

wird $i_{L,min}$ als null angenommen. Dann gibt

$$i_{L,max} \approx 2 \cdot i_{L,soll}$$

Und mit dem Formfaktor von der Dreiecksschwingung bzw. Effektivwert durch Scheitelwert gleich 0,557 kann man der Effektivwert von i_L in einer Schaltperiode: $I_{L,s}$ berechnen.

$$I_{L,s} \approx 1,14 \cdot i_{L,soll}$$

Im Vergleich zu Netzfrequenz ist Schaltfrequenz sehr hoch. Deswegen wird $i_{L,soll}$ als konstant in einer Schaltperiode betrachtet. Damit kann man auch der I_L bei TCM berechnen. Aber tatsächlich ist $i_{L,min}$ immer gleich oder kleiner als null. $i_{L,max}$ ist auch immer größer als $2 \cdot i_{L,soll}$. Deswegen gibt

$$I_L > 1,14 \cdot I_{L,soll}$$

Und bei CCM kann die Schwingung von i_L in einer Schaltperiode schon vernachlässigt werden. Deswegen I_L bei CCM ist fast gleich $I_{L,soll}$. Das bedeutet, dass der dreieckförmige Strom bei TCM größer Effektivwert hat und zu mehr ohmschem Verlust im Vergleich zu CCM führen könnte.

4 Entwurf und Aufbau

In diesem Kapitel wird der Entwurf und Aufbau von Hardware und Software einer Totem-Pole PFC-Stufe diskutiert. Und Sie ist durch die in der Tabelle 4.1 dargestellten Nenndaten dimensioniert.

Tabelle 4.1: Nenndaten für Totem-Pole PFC-Stufe

Nenndaten	Wert
Nennleistung	180 W
Ausgangsspannung	360 V-400 V

Der Entwurf und Aufbau von Hardware und Software der Totem-Pole PFC-Stufe wird nach diesen Randbedingungen durchgeführt.

4.1 Entwurf und Aufbau von Regelsystem

In dem Kapitel wird der Aufbau des Regelsystems von PFC diskutiert. In der Abbildung 4.2 wird der schematische Aufbau des Regelsystems dargestellt.

Und die Hauptaufgabe davon ist, mit den vier Messwerten u_{AC} , u_{DC} , u_{ds2} und i_L die vier Schaltbefehle zu generieren. Und gleichzeitig muss die im Abschnitt 3.2 analysierte ZVS bei TCM realisiert werden. Außerdem braucht das Regelsystem auch, die PFC vor Überspannung und Überstrom zu schützen. Es besteht hauptsächlich aus drei Teilen: analoge Berechnung, MicroLabBox und TCM-Modulation. Durch die analoge Berechnung werden die Messwerte zuerst verarbeitet und für die nächste Stufe geeignet. Mit Messwerten generiert MicroLabBox $i_{L,max}$, $i_{L,min}$ und Schaltbefehle für LF-Halbbrücke. Und TCM-Modulation ist eine Logikschaltung. Damit werden $i_{L,max}$, $i_{L,min}$ zu die Schaltbefehle für HF-Halbbrücke moduliert. Und die Totzeit wird auch davon kompensiert. PC ist nur für Überwachung und Einstellung der Ausgangsspannung. Die Herausforderung des Regelsystems ist, die Signale mit Hochfrequenz zu verarbeiten und Fehler von Schaltbefehl zu vermeiden. Die Funktionsweise jedes Teil wird in folgenden Abschnitten erläutert.

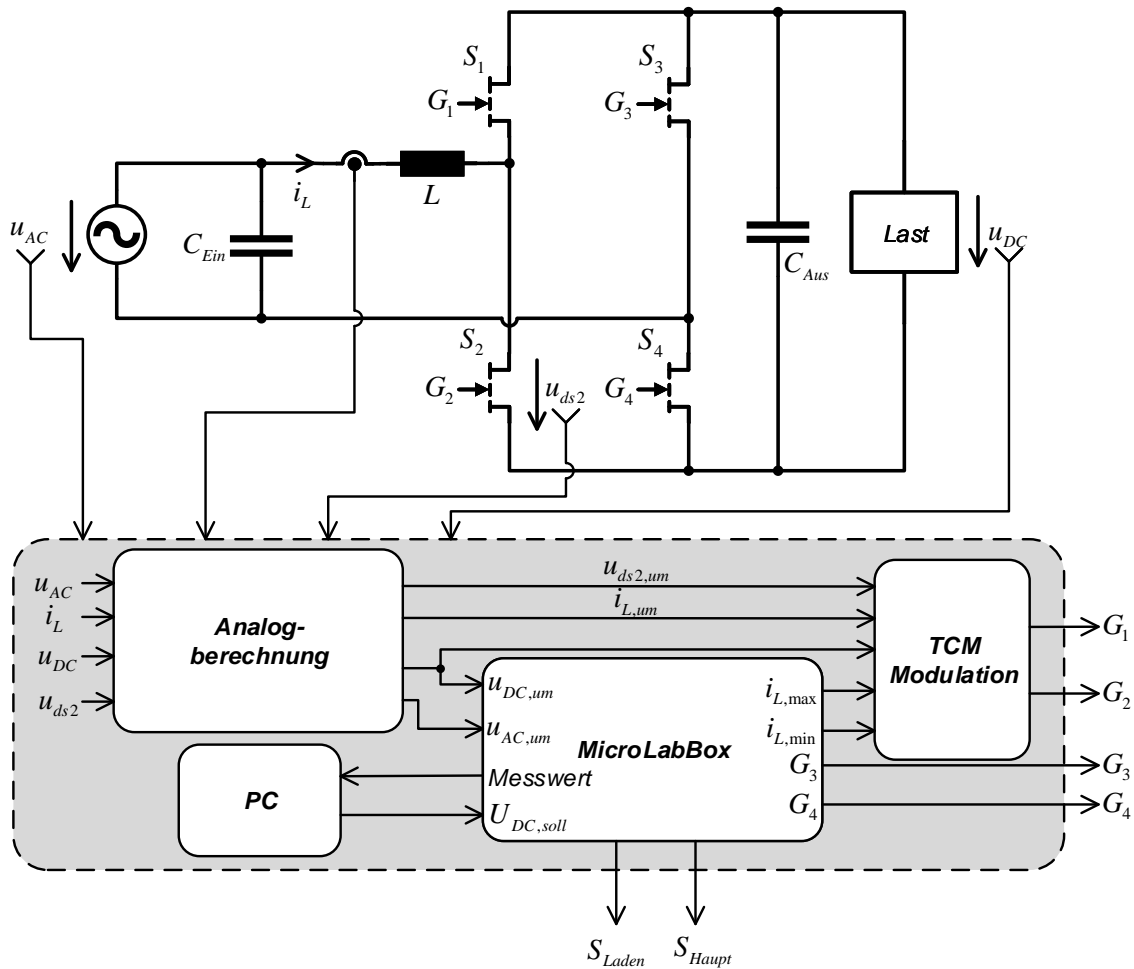


Abbildung 4.1: Schematischer Aufbau des Regelsystems

4.1.1 Analoge Berechnung

Für Regelsystem werden vier Parametern u_{AC} , i_L , u_{ds2} und u_{DC} gemessen. Davon werden alle Spannungen durch Operationsverstärker (OP¹) vermessen. Und i_L wird durch CMS3005 Stromsensor gemessen. Er hat sehr breite Bandbreite bis zu 2 MHz [12] und geeignet für die Anwendung von TCM, weil eine breite Bandbreite erforderlich ist, um einen dreieckförmigen Strom zu messen. Der Wert von i_L wird durch den Sensor zu einer Spannungssignal umgewendet. Die Messsignale direkt nach OP oder Stromsensor ist typischerweise noch nicht geeignet für die nächste Stufe des Regelsystems wegen nicht angepasster Größe oder Impedanzanpassung. Deswegen ist eine Umrechnungsstufe notwendig, um die Spannungssignalen weiter zu bearbeiten. Und die Stufe von analoger Berechnung wird in der Abbildung 3.28 dargestellt.

Zuerst werden alle Signalen durch diese Stufe zu einer für die nächste Stufe des Regelsystems

¹OP: Operationsverstärker

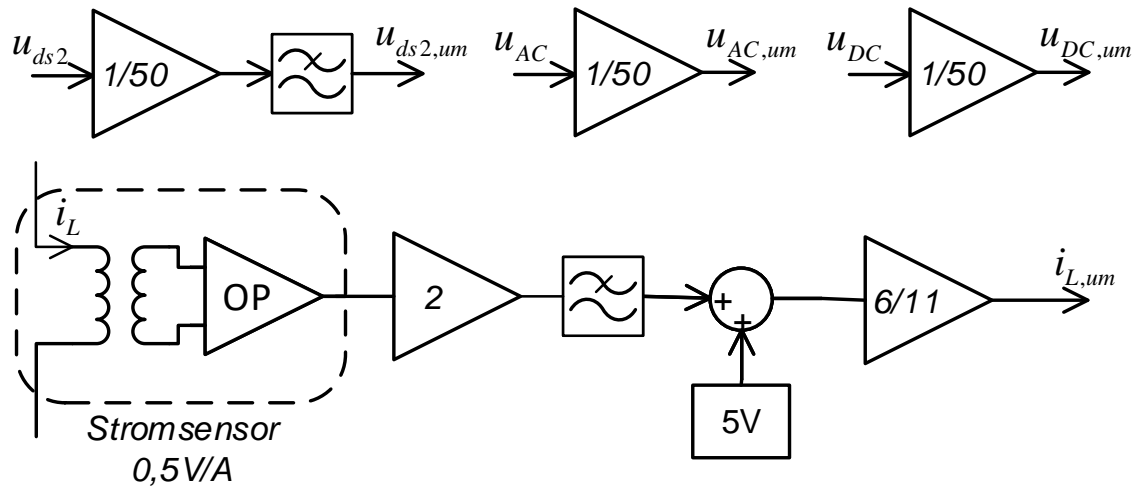


Abbildung 4.2: Schematischer Aufbau der Stufe analoger Berechnung

passende Größe umgerechnet. Danach wird ein Tiefpassfilter für Messsignal aufgebaut, um die von Schaltvorgang erzeugter Störung zu beseitigen. Aber das führt auch zu zusätzliche Verzerrung der Signal. Um das zu vermeiden, wird auch Filter mit einer hoher Bandbreite aufgebaut. Alle Umrechnungen und Filtern werden durch OP realisiert. Wegen des kleines Ausgangswiderstand von OP kann die umgerechneten und gefilterten Spannungssignale direkt die nächste Stufe antrieben. Außerdem spielt der Auswahl des OPs eine wichtige Rolle, weil die vier Messwerte ganz unterschiedliche Frequenz haben. u_{AC} und u_{DC} sind langsame Signal. Die beide werden durch OP TL082 von Texas Instruments(TI) verarbeitet. Und i_L und u_{ds2} verändern sich mit Schaltfrequenz f_s und typischerweise in Kilohertz-Bereich. Außerdem die Ladevorgang von C_{oss} muss auch genau gemessen werden. Das dauert typischerweise hundert Nanosekunde. Deswegen müssen sie durch OP mit höherer Geschwindigkeit bearbeitet werden. Hier wird LM6172 von TI verwendet. Durch die analoge Berechnungsschaltung in der Abbildung 3.28 werden die vier Parameter zu $u_{AC,um}$, $u_{DC,um}$, $u_{ds2,um}$ und $i_{L,um}$ umgerechnet und für die nächste Stufe zur Verfügung gestellt.

4.1.2 MicroLabBox

Dann werden die Messwerte von $u_{AC,um}$ und $u_{DC,um}$ zu MicroLabBox gegeben. Die MicroLabBox von dSpace ist ein kompaktes Entwicklungssystem für das Labor und besteht aus unterschiedliche Schnittstellen, AD²- und DA³-Wandler, Echtzeitprozessor und FPGA⁴. Die Programmierung Die MicroLabBox kann in der Umgebung MATLAB-Simulink durchgeführt. Man kann die vorhandene Blöcke in Simulink verbinden und das Programm aufbauen. Es wird automatisch kompiliert

²AD: Analog-Digital

³DA: Digital-Analog

⁴FPGA: Field Programmable Gate Array

und in MicroLabBox gespeichert. Danach kann auch eine Benutzeroberfläche in ControlDesk gebildet werden. Damit können alle Parameter des Programms in Echtzeit eingestellt und überwacht werden. Die MicroLabBox hat zwei Aufgaben. Zuerst steuert sie die zwei Relais beim Laden oder bei Überspannung und Überstrom. Und die zweite ist, $i_{L,max}$, $i_{L,min}$ und Schaltbefehle für LF-Halbbrücke zu generieren. Die zwei Funktionen wird in folgend detailliert erklärt.

In der Abbildung 4.3 ist Schematische Darstellung für die Steuerung der Relais.

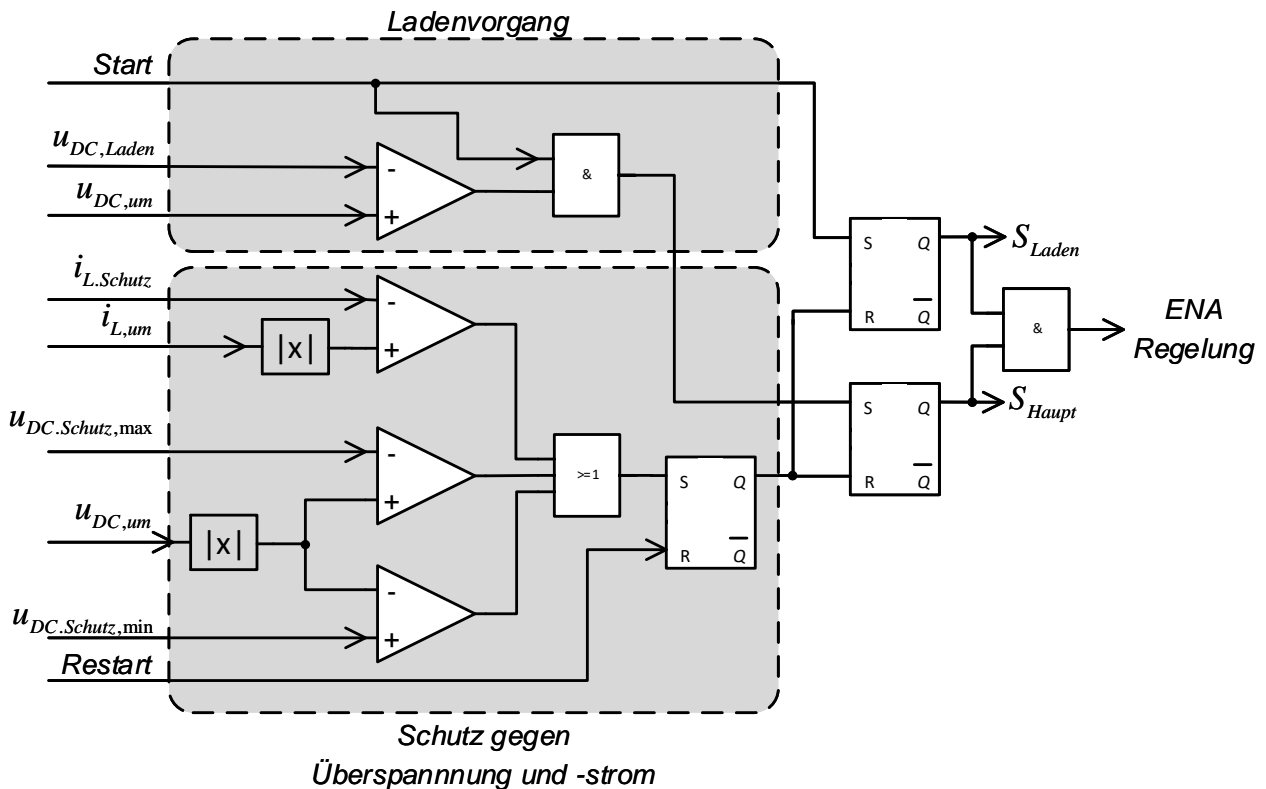


Abbildung 4.3: Schematische Darstellung für die Steuerung der Relais

Die Steuerung der Relais hat zwei Teile: Steuerung vom Ladevorgang und Schutz gegen Überspannung und -strom. Die Startsignal für Ladevorgang wird von PC generiert. Wenn der Ladevorgang von Stratsignal aktiviert wird, wird S_{Laden} auch eingeschaltet. Und Die C_{Aus} wird wie die in der Abschnitt 3.1 analysierte n Vorgang geladen. Und die Ausgangsspannung soll fast gleich \hat{u}_{AC} bzw. gegen 311 V. Hier wird die Minimale Wert der Gleichspannung nach der Ladevorgang: $u_{DC,Laden}$ gleich 290 V eingestellt. Wenn der Ladevorgang fertig ist bzw u_{DC} größer als $u_{DC,Laden}$ ist, wird die S_{Haupt} eingeschaltet und wird dadurch das Ladewiderstand kurzgeschlossen. Und wenn die Steuerungssignale von S_{Laden} und S_{Haupt} gleichzeitig wahr sind, wird eine Freigabesignal von einem Und-Gatter generiert. Und wird die in der Abbildung 4.4 dargestellte Regelung davon aktiviert.

Und Relais schützen auch das System gegen Überspannung und -strom. i_L und u_{DC} darf ihre Begrenzung bzw. Begrenzungen nicht übertreten. Nach der Analyse im Kapitel 3.1 ist i_L bidirektional bzw. könnte positiv oder negativ sein. Deswegen wird zuerst der Absolutwert davon berechnet. Und er darf nicht größer als die Begrenzung vom i_L : $i_{L,Schutz}$ sein. Und der Wert von $i_{L,Schutz}$ ist von Leistung abhängig. Wenn $i_{L,min}$ immer fast gleich null angenommen wird, kann man den Spitzenwert vom i_L in einer Netzperiode: \hat{i}_L mit $P_{nenn} = 180 \text{ W}$ und $\eta = 95 \%$ berechnen.

$$\begin{aligned}\hat{i}_L &= 2 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{P_{nenn}}{U_{AC} \cdot \eta} \\ &= 2 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{180 \text{ W}}{220 \text{ V} \cdot 95 \%} = 2,4 \text{ A}\end{aligned}\tag{4.1}$$

Aber tatsächlich ist $i_{L,min}$ immer kleiner als null und verändert sich mit Zeit in eine Netzperiode. Deswegen wird \hat{i}_L größer als $2,31 \text{ A}$. Mit ausreichender Marge wird hier $i_{L,Schutz}$ auf 3 A eingestellt. Der Wert ist angemessen, weil er noch weit kleiner als den maximalen Drain-Source-Strom vom GaN-Transistor. Analog dazu ist der Schutz gegen Überspannung fast gleich. Aber u_{DC} wird mit die obere Begrenzung: $u_{DC,Schutz,max}$ und die untere Begrenzung: $u_{DC,Schutz,min}$ verglichen. Aus der Analyse im Kapitel 3.1 verhält sich die PFC fast wie ein Hochsetzsteller. Das bedeutet, dass die u_{DC} immer größer als \hat{u}_{AC} (gegen 311 V) sein soll. Deswegen wird $u_{DC,Schutz,min}$ auf 320 V eingestellt. Und der Einstellungsbereich der U_{DC} ist von 360 V bis 400 V . Mit Berücksichtigung der Schwingung der u_{DC} bei Nennleistung bzw. $\Delta u_{DC} = 100 \text{ V}$ gibt

$$\begin{aligned}u_{DC,max} &= U_{DC,mittel} + \frac{\Delta u_{DC}}{2} = U_{DC,max} + \frac{(2 - \sqrt{2}) \cdot \Delta u_{DC}}{4} \\ &= 400 \text{ V} + \frac{2 - \sqrt{2} \cdot 100 \text{ V}}{4} = 414,6 \text{ V}.\end{aligned}\tag{4.2}$$

Um eine ausreichende Marge zu behalte, wird hier $u_{DC,Schutz,max}$ auf 450 V eingestellt. Und der Wert ist noch kleiner als die maximale Spannung der Ausgangskapazität: 500 V .

In der Abbildung 4.4 ist Schematische Darstellung für die Regelung in MicroLabBox.

Zuerst wird der Phase Locked Loop (PLL⁵) mit $u_{AC,um}$ die Phase der Netzspannung berechnet und generiert eine reine Sinussignal mit einer Amplitude gleich eins. Mit dem Ergebnis aus der Formel 3.7 schwingt die Ausgangsspannung $u_{DC,um}$ mit der Periode T_{Netz} . Wenn der $\hat{i}_{L,soll}$ durch $u_{DC,um}$ berechnet wird, verändert sich $\hat{i}_{L,soll}$ gleichzeitig mit $u_{DC,um}$ in einer Netzperiode. Das bedeutet, dass

⁵PLL: Phase-Locked Loop

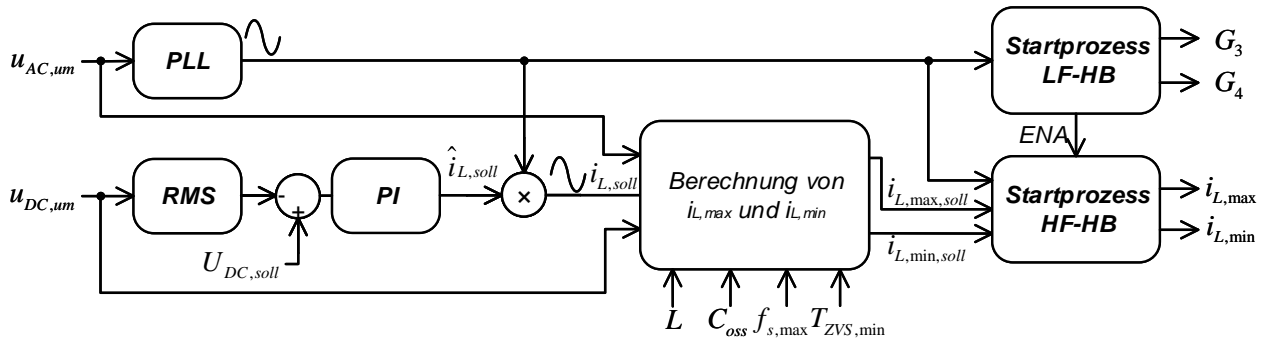


Abbildung 4.4: Schematische Darstellung für die Regelung in MicroLabBox

der $i_{L,soll}$ auch nicht mehr reine sinusförmig ist und das System auch instabil werden könnte. Um die Situation zu vermeiden, soll der $\hat{i}_{L,soll}$ durch den Effektivwert bzw. root-mean-square (RMS⁶) von $u_{DC,um}$ in einer Netzperiode berechnet werden. Bzw. kein Momentanwert sonder Effektivwert der Ausgangsspannung wird geregelt. Der Effektivwert wird nach der Formel 4.3 definiert.

$$U_{DC} = \frac{1}{T_{Netz}} \cdot \int_0^{T_{Netz}} u_{DC} \cdot dt \quad (4.3)$$

Und die Ausgangsspannung u_{AC} kann als eine Summe von einer DC⁷-Spannung und eine AC⁸-Spannung wie die Formel 4.4.

$$u_{DC} = U_{DC,mittel} + \frac{\Delta u_{DC}}{2} \cdot \sin(2\pi \cdot f_{Netz} \cdot t) \quad (4.4)$$

Dann kann man die Formel für U_{DC} einfach berechnen.

$$U_{DC} = U_{DC,mittel} + \frac{\sqrt{2} \cdot \Delta u_{DC}}{4} \quad (4.5)$$

Die Differenz zwischen $U_{DC,soll}$ und U_{DC} ist die Eingangssignal des PI⁹-Regler. Und die Übertragungsfunktion davon wird in der Formel 4.6 dargestellt.

$$H_{pi} = \frac{K_p s + K_i}{s} \quad (4.6)$$

Durch den PI-Regler wird der $\hat{i}_{L,soll}$ berechnet. Wegen des Integrationsanteils kann der Abweichung zwischen U_{DC} und $U_{DC,soll}$ bei eingeschwungenem Zustand beseitigt werden.

Das Produkt von $\hat{i}_{L,soll}$ und der Ausgangssignal von PLL ist der Sollwert des Momentanwerts von

⁶RMS: Root Mean Square

⁷DC: Direct Current

⁸AC: Alternating Current

⁹PI: Proportional-Integral

i_L $i_{L,soll}$. Dann werden $i_{L,max,soll}$ und $i_{L,min,soll}$ mit $i_{L,soll}$ und nach der Formel 3.26 berechnet. Als Beispiel verläuft $i_{L,max,soll}$ bei $u_{AC} > 0$ V fast sinusförmig und immer größer als null. Und $i_{L,min,soll}$ ist immer kleiner als null und wird durch $T_{ZVS,min}$ und $f_{s,max}$ je nach Leistung Eingangs- und Ausgangsspannung begrenzt. Dagegen ist $i_{L,min,soll}$ sinusförmig bei $u_{AC} < 0$ V. Und wird $i_{L,max,soll}$ durch unterschiedliche Randbedingungen begrenzt. In der Abbildung 4.5 wird ein Beispiel des Verlaufs von $i_{L,max,soll}$ und $i_{L,min,soll}$ dargestellt.

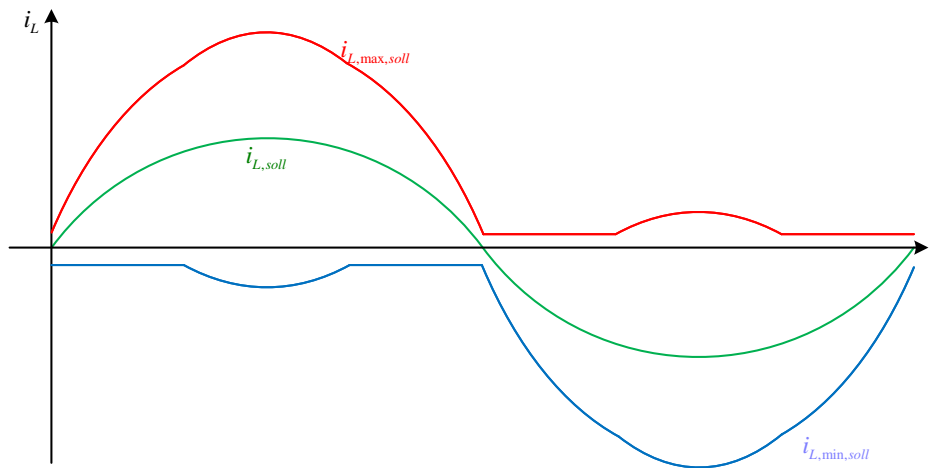


Abbildung 4.5: Verlauf von $i_{L,max,soll}$ und $i_{L,min,soll}$

Das ist erkennbar, dass $i_{L,max,soll}$ und $i_{L,min,soll}$ kontinuierlich in der Zeit sind und $i_{L,max,soll}$ immer größer als $i_{L,min,soll}$. Diese Eigenschaft und die Topologie des TCM-Systems bringen ein Problem, dass mit den beiden Regelsignalen die System der TCM-Modulation keine Self-Strating-Funltion hat. Deswegen ist ein Startprozess nach der Berechnung von $i_{L,max,soll}$ und $i_{L,min,soll}$ notwendig ist. Um die Startprozess zu erklären, muss zuerst die Struktur der TCM-Modulation erläutert werden. Deswegen wird die Funktionsweide von Startprozess im Kapitel 4.1.3 erklärt.

4.1.3 TCM-Modulation

In der Abbildung 4.6 wird die Struktur der TCM-Modulation gezeigt.

Das System für die TCM-Modulation besteht aus zwei Teilen: der Generator der Schaltbefehle und die Kompensation der Totzeit. Der erste Teil generiert die Schaltbefehle durch einige Bedingungen. Zuerst wird der Einschaltsignal durch den Vergleich zwischen $u_{DC,um}$ und $u_{ds2,um}$ erzeugt. Hier wird der Analog-Komparator TLV3502 von TI verwendet. Aus der Analyse im Abschnitt 3.2 kann der HF-HB¹⁰ bei TCM immer weich eingeschaltet werden. Deswegen ist die Einschaltbedingung eines

¹⁰HB: Halbbrücke

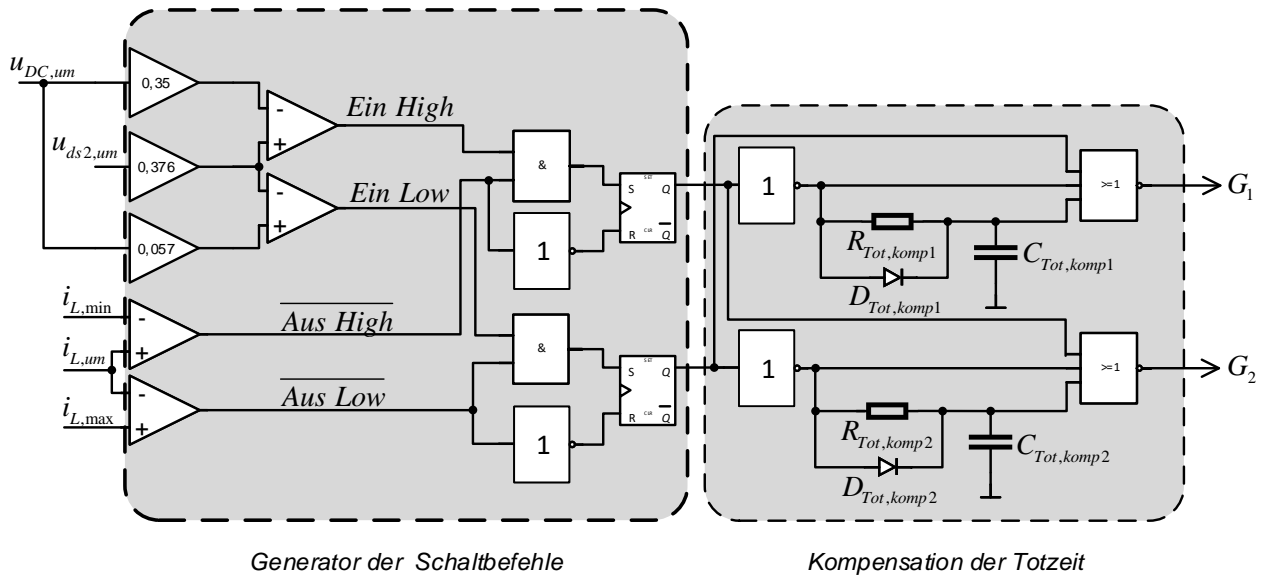


Abbildung 4.6: Schematischer Aufbau der TCM-Modulation

Transistors, dass seine Drain-Source-Spannung gleich null ist. Und die Summe von u_{ds1} und u_{ds2} ist immer gleich die u_{DC} . Dann können die Einschaltbedingung der HF-HB wie folgend verwandelt.

- Einschalten von S_1 : $u_{ds2} = u_{DC}$
- Einschalten von S_2 : $u_{ds2} = 0$

Mit Berücksichtigung der Verzögerung von Logikgatter und der Störung der Messsignalen ist eine Marge für die Bedingungen auch notwendig. Deswegen wird die folgende Einschaltbedingung verwendet.

- Einschalten von S_1 : $u_{ds2} > 0,9 \cdot u_{DC}$
- Einschalten von S_2 : $u_{ds2} < 0,1 \cdot u_{DC}$

Aus der Abbildung 4.2 kann einfach berechnet, dass $u_{ds2,um}$ zwischen 7,2 V und 8 V mit u_{DC} zwischen 360 V und 400 V, wenn S_2 gesperrt wird. Aber diese $u_{ds2,um}$ ist größer als die maximale Eingangsspannung eines Logikgatters mit 5 V-Versorgung. Und typischerweise ist die maximale Eingangsspannung des Analog-komparators 0,5 V größer als die Versorgungsspannung aus Datenblatt von TLV3502[13]. Deswegen ist eine Spannungsverteilungsschaltung nötig, um die $u_{ds2,um}$ und $u_{DC,um}$ weiter zu reduzieren.

Analog zu der Logik der Generation der Einschaltsignalen(*Ein High* und *Ein Low*) kann die Ausschaltsignalen(*Aus High* und *Aus Low*) von S_1 und S_2 durch Vergleich zwischen $i_{L,um}$, $i_{L,max}$ und $i_{L,min}$ erzeugt werden. Aus der Analyse im Abschnitt 3.1 steigt der Strom i_L nicht nur bei $u_{AC} > 0V$ sondern auch bei bei $u_{AC} < 0V$, wenn S_2 eingeschaltet wird. Das bedeutet, dass die

Modulationslogik von TCM ist von die Polarität der Eingangsspannung unabhängig. Bzw. sind die u_{AC} und der Zustand von LF-HB unnötig für die Modulation der HF-HB. Und die Ausschaltbedingungen von S_1 und S_2 für ist wie folgend vereinfacht.

- Ausschalten von S_1 : $i_{L,um} < i_{L,min}$
- Ausschalten von S_2 : $i_{L,um} > i_{L,max}$

Aus dem Schaltplan in der Abbildung 4.6 werden die reversierte Ausschaltssignalen ($\overline{Aus\ High}$ und $\overline{Aus\ Low}$) statt Ausschaltssignalen erzeugt. Nach dem Analog-Komparator sind zwei UND-Gatter, zwei Nicht-Gatter und zwei SR-Flipflop. Durch die zwei Nicht-Gatter können $\overline{Aus\ High}$ und $\overline{Aus\ Low}$ reversiert werde. Deswegen wird SR-Flipflop zu null zurückgesetzt wird, wenn die reversierte Ausschaltssignal auf den niedrigen Logikpegel ist. In der Tabelle 4.2 wird die Funktionstabelle für SR-Flipflop dargestellt. Für einen von zwei NAND-Gattern aufgebauten SR-Flipflop

Tabelle 4.2: Funktionstabelle für SR-Flipflop

S	R	Q
0	0	unverändert
1	0	1
0	1	0
1	1	Fehler

iat die Ausgangssignal falsch, wenn die zwei Eingangssignale gleichzeitig gleich 1 sind. Bzw. ein SR-Flipflop kann nicht gleichzeitig setzt und zurückgesetzt wird. Um diese Situation zu vermeiden, werden zwei AND-Gatter vor Flipflop aufgebaut. Das ist einfach zu erkennen, dass die Set-Signal und Reset-Signal nie gleichzeitig auf dem hohen Logikpegel sind. Aber für normalen Betrieb spielen diese NAND-Gatter keine Rolle, weil $Aus\ High$ und $Ein\ High$ aus der Analyse im Abschnitt 3.1 nie gleichzeitig gleich eins sein können. Deswegen können bei normalen Betrieb die NAND-Gatter vernachlässigt werden.

In der Abbildung 4.7 wird der Verlauf von TCM-Modulation dargestellt, wobei die Bauteile nicht alt ideal betrachtet werden und die Verzögerung davon auch berücksichtigt wird.

Jeder Schaltvorgang wird in acht Abschnitte geteilt. Und Ein- und Ausschaltvorgang sind theoretisch identisch. Deswegen wird in folgend der Einschaltvorgang(links) mit $u_{AC} > 0\text{ V}$ als Beispiel erklärt.

- t_1-t_2 : i_L ist größer als $i_{L,max}$. $\overline{Aus\ High}$ sinkt und noch größer als minimale niedrige Logikpegel der Eingangsspannung des Flipflops. S_2 wird nicht ausgeschaltet. Und i_L steigt weiter linear.

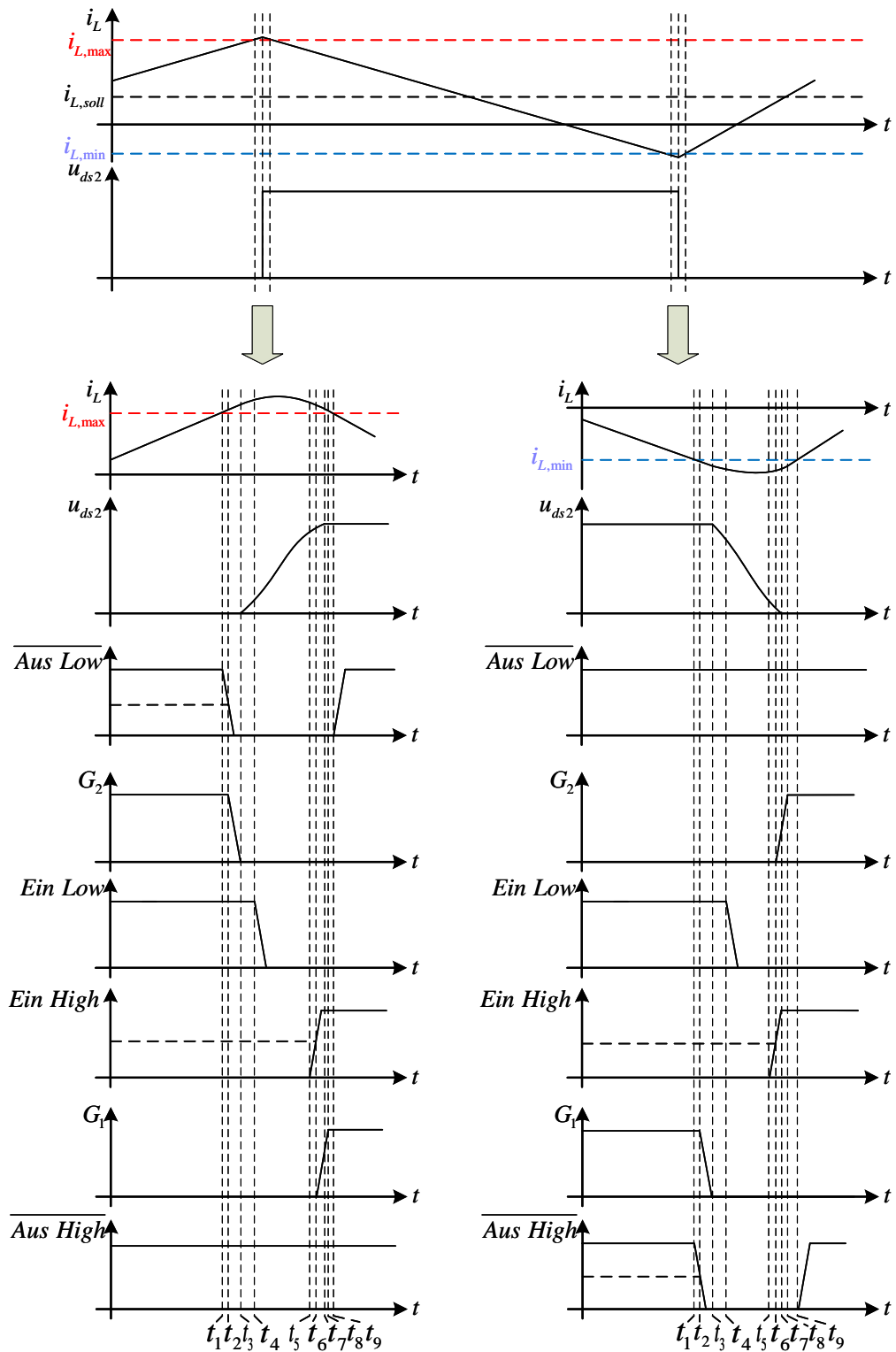


Abbildung 4.7: Verlauf der TCM-Modulation

- t_2 - t_3 : $Aus\ High$ sinkt und schon kleiner als minimale niedrige Logikpegel der Eingangsspannung des Flipflops. G_2 sinkt und noch größer als null. S_2 wird nicht ausgeschaltet. Und i_L

steigt weiter linear.

- t_3-t_4 : G_2 ist gleich null. Und S_1 und S_2 werden ausgeschaltet. Der Resonanzvorgang zwischen L und C_{oss} ist angefangen. i_L steigt weiter. Und u_{ds2} steigt auch. Aber u_{ds2} ist noch kleiner als $0,1 \cdot u_{DC}$
- t_4-t_5 : Der Resonanzvorgang dauert bis u_{ds2} gleich $0,9 \cdot u_{DC}$
- t_5-t_6 : *Ein High* steigt und noch kleiner als maximale hohe Logikpegel der Eingangsspannung des Flipflops. S_1 wird nicht eingeschaltet.
- t_6-t_7 : *Ein High* steigt weiter und schon größer als maximale hohe Logikpegel der Eingangsspannung des Flipflops. G_1 steigt und noch kleiner als 5 V. S_1 wird nicht eingeschaltet. u_{ds2} steigt auch weiter.
- t_7-t_8 : u_{ds2} steigt bis u_{DC} und u_{ds1} ist gleich null. D_1 leitet. Dazwischen kann S_1 weich eingeschaltet. Bei t_8 wird S_1 geleitet. Außerdem sinkt i_L dazwischen linear.
- t_8-t_9 : i_L sinkt weiter linear. Und bei t_9 ist i_L abermals kleiner als $i_{L,max}$. Und *Aus High* fängt an zu steigen.

Aus der Abbildung 4.7 ist das auch erkennbar, dass während des Ladevorgangs S_1 und S_2 gleichzeitig ausgeschaltet werden. Bzw. wird die Totzeit physikalisch gewährleistet. Aber die Länge der Totzeit ist nicht festgelegt und von L und C_{oss} abhängig. Und sie ist auch schwer zu berechnen. Außerdem wenn die Verzögerung und Störung von Logik-Gatter und OP berücksichtigt werden, ist ein Schaltfehler bzw. Kurzschluss bei HF-HB auch möglich. Deswegen ist eine Kompensation der Totzeit auch notwendig, um die Länge davon zu gewährleisten und den Kurzschluss zu vermeiden. Der Zweite Teil in der Abbildung 4.7 ist die Kompensation der Totzeit. Zuerst wird die Eigenschaft der von $R_{Tot,komp}$, $C_{Tot,komp}$ und $D_{Tot,komp}$ aufgebaute Schaltung analysiert. Und die Ausgangssignal von Nicht-Gatter im Kompensationsteil wird als ideal blockförmig betrachtet, weil die Reaktionszeit von Logikgatter viel kleiner als die Zeitkonstante von $R_{Tot,komp}$ und $C_{Tot,komp}$. Außerdem wird auch angenommen, dass sich der Logikgatter als eine Spannungsquelle verhält. Bzw. ist der Ausgangsstrom nicht begrenzt. Und die Begrenzung zwischen hohe und niedrige Logikpegel ist gleich Mittelwert bzw. 2,5 V. Die Analyse wird mit den Parametern in der Tabelle 4.7 durchgeführt. In

Tabelle 4.3: Parameter für die Totzeit-Kompensationsschaltung

Parameter	Wert
$R_{Tot,komp}$	500 Ω
$C_{Tot,komp}$	0,5 nF

der Abbildung 4.8 ist der Verlauf bei Einschalten. Bzw. verändert sich G_1 von 0 V auf 5 V. Wegen des Nicht-Gatter sinkt hier die Spannung von $C_{\text{Tot,komp}}$. Dabei wird $D_{\text{Tot,komp}}$ gesperrt. Und wird die $C_{\text{Tot,komp}}$ vom Nicht-Gatter durch $R_{\text{Tot,komp}}$ entladen. Hier wird SN74AHC1G14 von TI verwendet. Aus [14] ist der maximale Ausgangsstrom gleich ± 20 mA. Die maximale Spannung zwischen $R_{\text{Tot,komp}}$ ist gleich 5 V. Deswegen ist der maximale Entladestrom gleich $5 \text{ V} / 500 \Omega = 10$ mA und kleiner als den maximalen Ausgangsstrom. Und mit sinkender Spannung zwischen $C_{\text{Tot,komp}}$ wird sie immer langsamer entladen. Dagegen wird $D_{\text{Tot,komp}}$ bei Ausschalten geleitet. Und $C_{\text{Tot,komp}}$ wird mit maximalem Ausgangsstrom vom Nicht-Gatter geladen, wenn der Widerstand von $D_{\text{Tot,komp}}$ und $C_{\text{Tot,komp}}$ vernachlässigt wird. Das bedeutet, die $C_{\text{Tot,komp}}$ wird viel langsamer im Vergleich zu Entladen geladen. Zusammengefasst werden alle Flanken von G_1 und G_2 durch die RC -Schaltung verzögert. Aber die Verzögerung bei Einschalten (von 0 V bis 5 V) ist länger. Wenn die G_1 und G_2 als zwei reversierte Signale angenommen werden, wird eine zusätzliche Totzeit dazwischen durch die Kompensationsschaltung hinzugefügt. Und der 3-Eingang-NOR-Gatter in der Kompensationsschaltung kann

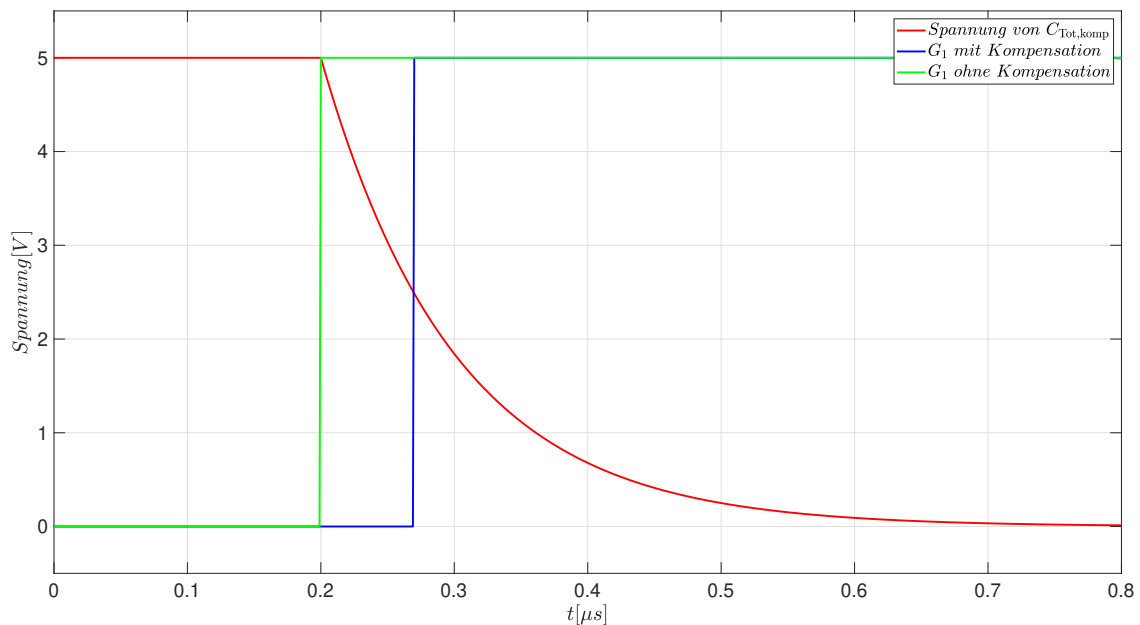


Abbildung 4.8: Verlauf der Totzeitskompensation

den Kurzschluss von HF-HB vermeiden. Wenn G_1 und G_2 ohne Kompensation aus manchem Fehler gleichzeitig gleich 5 V sind, wird G_1 und G_2 mit Kompensation gleichzeitig zu 0 V gesetzt. Bzw. werden S_1 und S_2 zusammen ausgeschaltet. Aus einem anderen Aspekt werden G_1 und G_2 in erstem Teil in der Abbildung 4.6 getrennt generiert. Aber G_1 und G_2 mit Kompensation sind voneinander abhängig. Und der Kurzschluss wird durch Hardware vermieden. In der Abbildung 4.9 wird die Kompensationsschaltung in MATLAB simuliert.

Für die Simulation werden G_1 und G_2 ohne Kompensation als genau reversiert betrachtet. Mit der

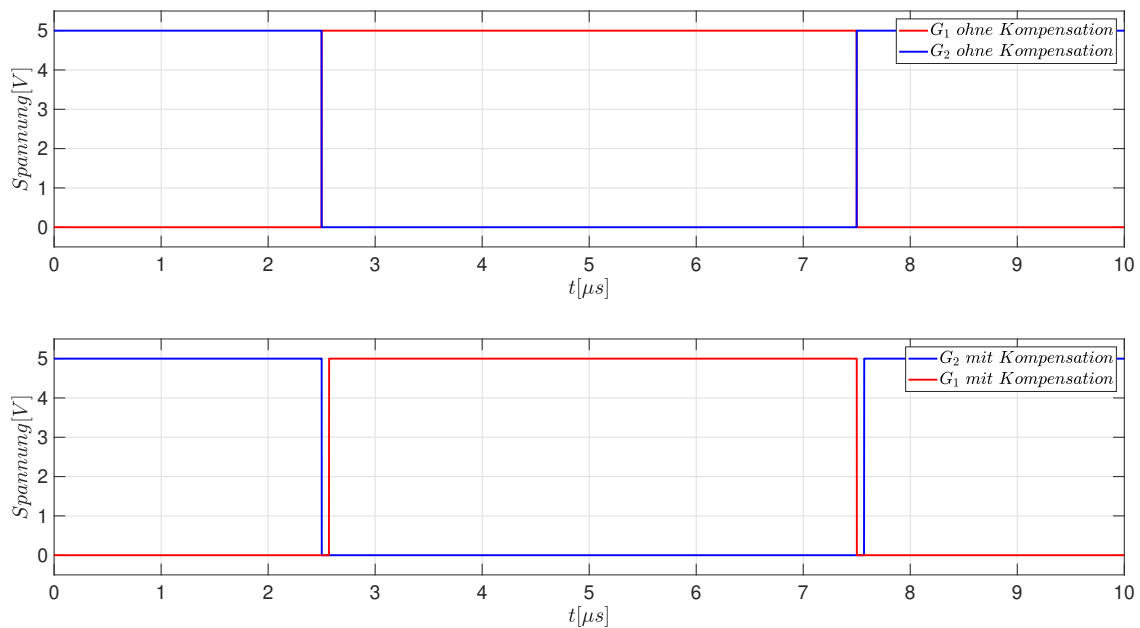


Abbildung 4.9: Vergleich von G_1 und G_2 mit und ohne Kompensation

Kompensationsschaltung mit den Parametern in der Tabelle 4.3 ist die Totzeit nach dem Ergebnis von der Simulation etwa 100 ns.

Außerdem hat die Ausschaltensignale höhere Priorität als die Einschaltensignale. Bzw. wenn $\overline{Aus\ High}$ oder $\overline{Aus\ Low}$ gleich null ist, wird Flipflop immer zurückgesetzt, wobei sich die Einschaltensignale irgendwie verändern. Das ist eine sehr wichtige Eigenschaft der Modulationsschaltung. Damit kann der Start für Laden und nach Nulldurchgang der Netzspannung u_{AC} realisiert werden. Weil die $i_{L,max}$ und $i_{L,min}$ von MicroLabBox generiert und frei eingestellt werden, kann S_1 und S_2 gleichzeitig ausgeschaltet werden, wenn die $i_{L,max}$ und $i_{L,min}$ die folgenden Bedingungen erfüllen.

- $i_L > i_{L,min}$
- $i_L < i_{L,max}$

Physikalisch haben die zwei Bedingungen keine Bedeutung, weil i_L immer zwischen $i_{L,max}$ und $i_{L,min}$ pendelt. Aber tatsächlich ist der Zustand notwendig bei manchen Betriebsfällen. Z.B müssen alle Transistor beim Laden der Ein- und Ausgangskapazität ausgeschaltet werden. Und für Startprozess nach Nulldurchgang der Netzspannung ist diese Eigenschaft auch unerlässlich. Sie wird mit der Abbildung 4.6 detailliert erklärt.

In der Abbildung 4.10 wird die Startprozess bei dem Nulldurchgang der Netzspannung dargestellt. Die Herausforderung nach Nulldurchgang der Netzspannung ist, dass zuerst HF-HB und LF-HB

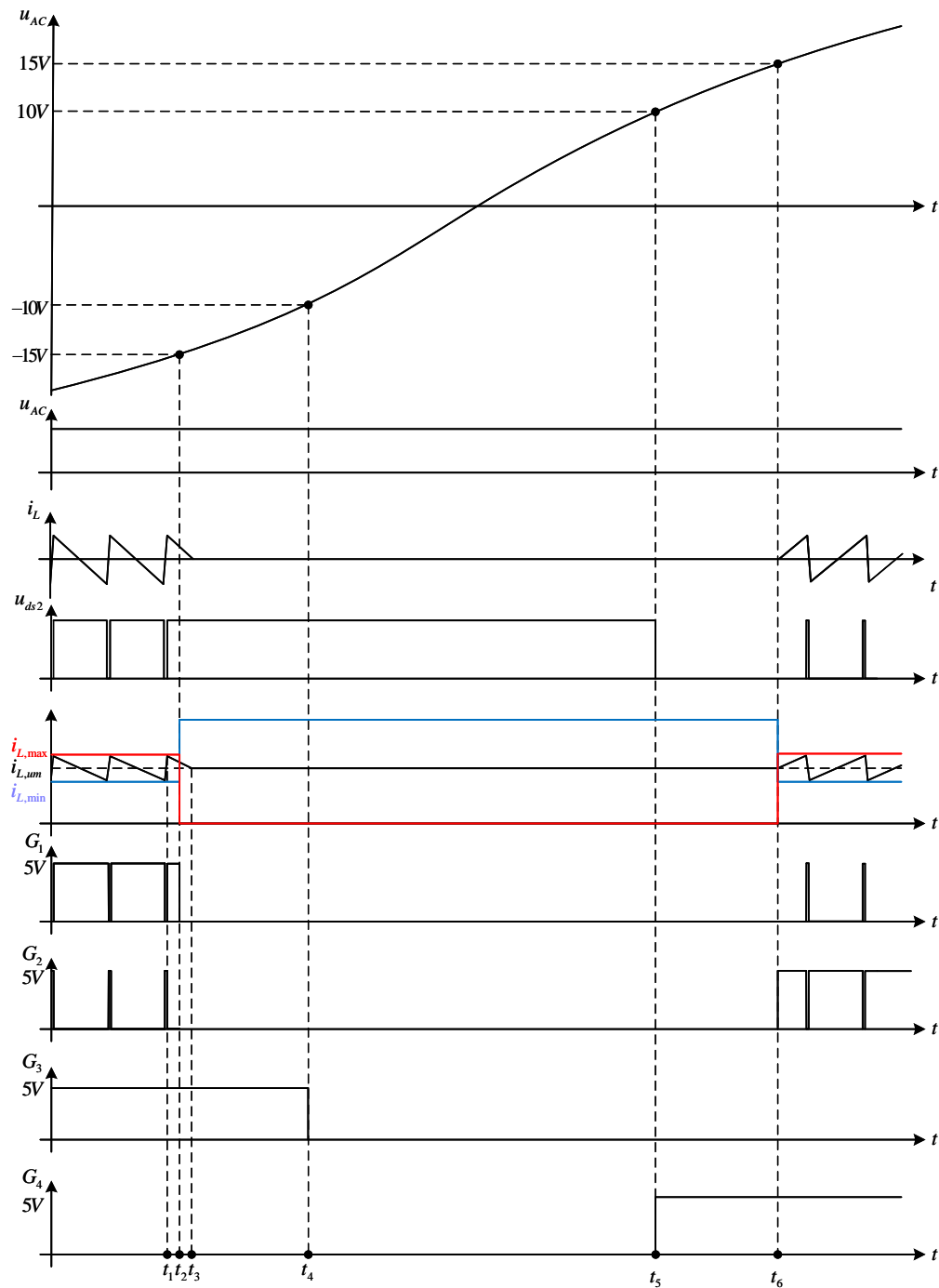


Abbildung 4.10: Startprozess bei dem Nulldurchgang der Netzspannung

in diese Zeitintervall gleichzeitig gesteuert werden müssen. Deswegen ist die zeitliche Reihenfolgen davon ganz wichtig. Zweit hat das in der Abbildung 4.6 dargestellte System keine Self-Start Funktion. Mit der Analyse im Kapitel 3.1 kann die PFC in eine Halbperiode der Netz als einen Hochsetzsteller betrachtet. Und vor Nulldurchgang der Netzspannung wird die PFC stillgelegt und LF-HB umgeschaltet. Nach Nulldurchgang wird er nochmalig in Betrieb genommen. Deswegen

ist der Startprozess sehr wichtig. Und er ist in fünf Abschnitte geteilt. In folgend die der Verlauf in jedem Abschnitt erklärt.

- t_1-t_2 : Das System ist noch in normalem Betrieb. Und u_{AC} steigt und ist noch nicht größer als -15 V .
- t_2-t_3 : Bei t_2 steigt u_{AC} bis -15 V . Dabei wird $i_{L,max}$ und $i_{L,min}$ so eingestellt, dass $i_L > i_{L,min}$ und $i_L < i_{L,max}$ erfüllt werden. Und die HF-HB wird blockiert. L wird durch D_1 oder D_2 entladen je nach der Momentanwert vom i_L bei t_2 , bis i_L gleich null ist.
- t_3-t_4 : u_{AC} steigt weiter und ist noch kleiner als -10 V . Dies Zeitintervall ist so lang, dass L vollständig entladen werden kann.
- t_4-t_5 : Bei t_4 ist u_{AC} gleich -10 V . LF-HB wird ausgeschaltet. Die PFC legt still.
- t_5-t_6 : Bei t_5 steigt u_{AC} bis 10 V . Und zuerst wird LF-HB umgeschaltet.
- nach t_6 : Bei t_6 steigt u_{AC} bis 15 V . LF-HB wird danach aktiviert. Die PFC wird in Betrieb genommen.

Nach t_5 wird LF-HB vor HF-HB aktiviert. Und S_4 wird auch eingeschaltet. Deswegen ist u_{ds2} immer gleich u_{AC} zwischen t_5 und t_6 . Weil dazwischen u_{ds2} kleiner als 15 V und auch kleiner als $0,9 \cdot u_{DC}$ ist, liegt *Ein Low* auf hohem Logikpegel. Aber *Aus Low* ist auch auf hohem Logikpegel wegen der Einstellung von $i_{L,max}$ und $i_{L,min}$ und die höheren Priorität von *Aus Low*. Zusammengefasst ist G_1 und G_2 gleichzeitig gleich null zwischen t_5 und t_6 . Nach t_6 werden $i_{L,max}$ und $i_{L,min}$ richtig eingestellt. Weil dabei der Strom i_L noch gleich null und zwischen $i_{L,max}$ und $i_{L,min}$ ist, wird S_2 bei t_6 eingeschaltet. Danach wird die PFC in Betrieb genommen. Und i_L pendelt zwischen $i_{L,max}$ und $i_{L,min}$. Außerdem können die zwei Begrenzungen in der Abbildung 4.10 beliebig einstellen. Aber die zwei Bedingungen:

- Die LF-HB muss vor der Aktivierung der HF-HB eingeschaltet.
- Bei der Aktivierung der HF-HB muss die u_{AC} kleiner als $0,1 \cdot u_{DC}$.

müssen erfüllt werden.

4.2 Entwurf und Aufbau von Hardware

Im Kapitel 3.2 und 4.1 wird die Funktionsweise und der Aufbau der Hauptschaltung und des Regelsystem von der PFC als ideal betrachtet und analysiert. Dieses Kapitel beschäftigt sich mit dem Hardwareentwurf der Totem-Pole PFC. Dabei werden alle im 3.2 und 4.1 beleuchtete Funktionen mit Bauteilen realisiert. Zuerst wird die Struktur des Aufbaus erklärt. In der Abbildung 4.11 wird der realisierte Schaltung der PFC dargestellt.

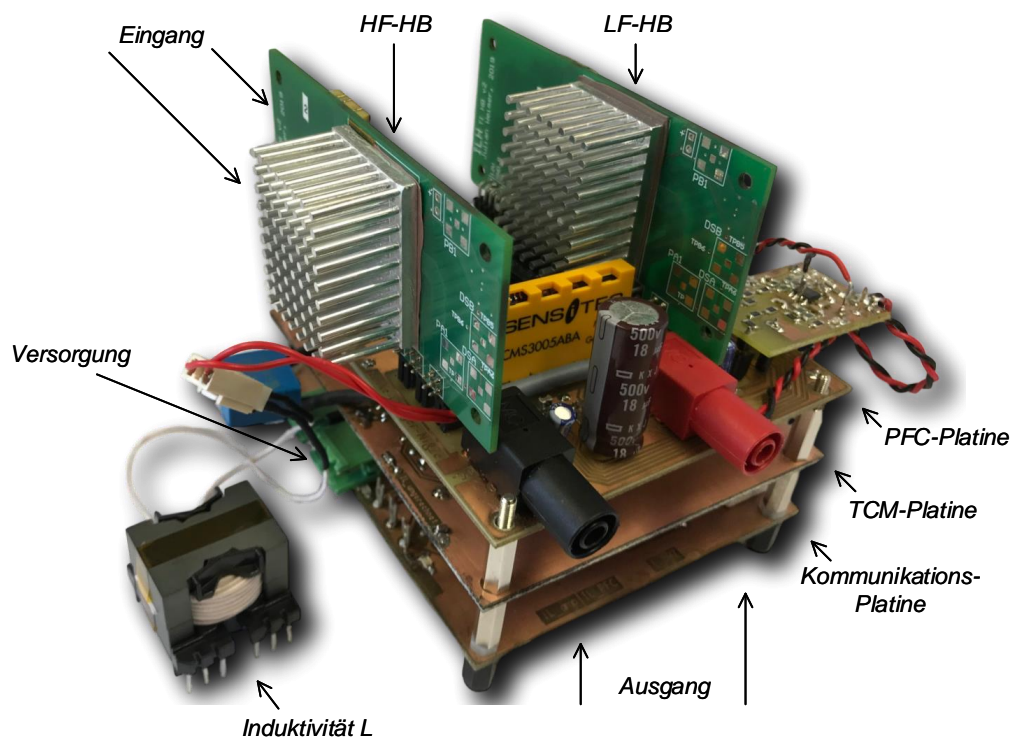


Abbildung 4.11: Bild der PFC mit Beschriftung der Bauelemente

Die PFC besteht aus sechs Teilen: HF-HB, LF-HB, PFC-Platine, TCM-Platine, Kommunikations-Platine und Induktivität. Alle Teile werden durch Stiftleiste verbunden. Weil jede Platine ihre selbstständige Funktion hat, wird sie einfach umgetauscht, wenn etwas kaputt gegangen ist oder das Systemverhalten zwischen unterschiedliche Auslegungen verglichen werden. Und die detaillierte Auslegung und Dimensionierung jeder Platine wird noch erläutert.

4.2.1 PFC-Platine

In der Abbildung 4.12 wird die Platine der PFC-Hauptschaltung dargestellt. Die Platine ist 96,4 mm×107,3 mm und mit 70 µm Kupferdicke. weil die Leiterbahnen darauf nicht nur Signale

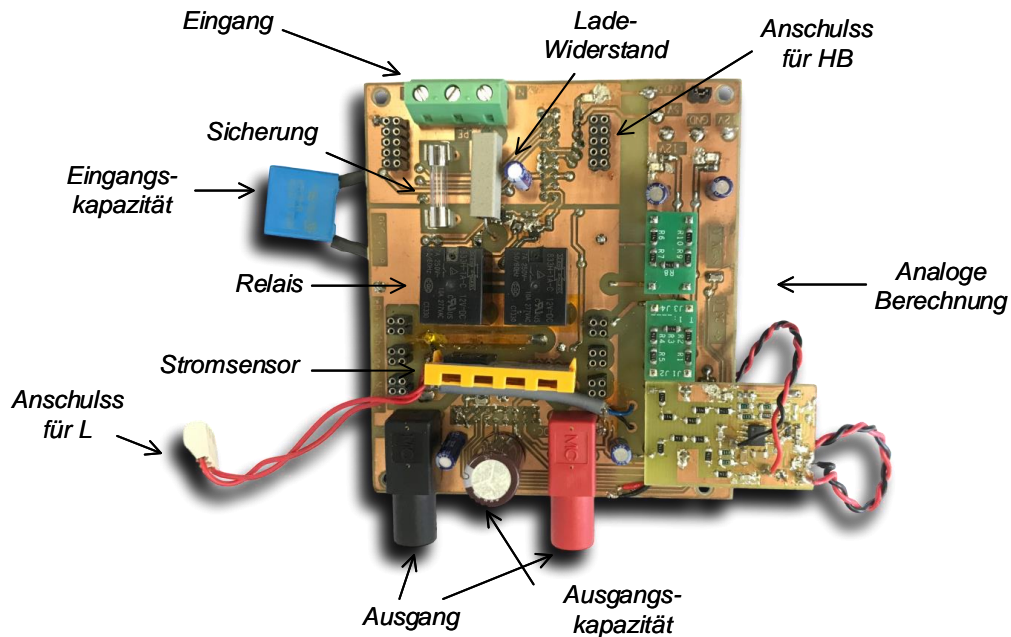


Abbildung 4.12: Bild der PFC-Platine mit Beschriftung der Bauelemente

sondern auch Leistung tragen, ist eine dicke Kupferschicht notwendig. Deswegen ist die Breite der Leiterbahnen in Hautschaltung gleich 2,54 mm. Damit ist der maximale Strom immer größer als 4,5 A. Aus der Analyse im Kapitel 3.2 ist der Strom durch Hauptschaltung nicht größer als 3 A mit $P_{\text{nenn}} = 180 \text{ W}$. Ein- und Ausgang der PFC wird durch Kabel mit dem Netz und Last verbunden. Nach Eingang folgt eine Sicherung mit einem maximalen Strom von 4 A. Obwohl die PFC von Relais aktiv geschützt wird, ist eine passive Sicherung auch notwendig, um das System doppelt zu schützen. Aus der Formel 3.7 ist die Welligkeit der Ausgangsspannung Δu_{DC} hauptsächlich von C_{Aus} und P_{Last} . Mit der Randbedingung maximale Δu_{DC} nicht größer als 100 V bei Nennleistung kann die minimale Wert der C_{Aus} einfach berechnen.

$$C_{\text{Aus}} > \frac{180 \text{ W}}{\pi \cdot 50 \text{ Hz} \cdot 100 \text{ V} \cdot \sqrt{4 \cdot 360 \text{ V}^2 - 100 \text{ V}^2}} \quad (4.7)$$

$$> 16,1 \mu\text{F}$$

Deswegen wird hier ein 18 μF -Elektrolytkondensator mit maximaler Spannung 500 V ausgewählt. Eine große Δu_{DC} für diese PFC ist erlaubt, weil durch kleinen Elektrolytkondensator das System kompakt gerantert wird. Außerdem folgt eine DC-DC-Stufe nach der PFC-Stufe. Und der DC-DC-Wandler wird auch mit eine schwingende Eingangsspannung geregelt. Die Ausgangsspannung davon wird ganz stabil sein. Und für das Haupt- und Schutzrelais S_{Haupt} und S_{Laden} wird Relais 833h-1A-C von Song-Chuan verwendet. Es ist ein einpoliger Schalter mit Arbeitskontakt und mit

maximalem Strom von 7 A bei Netzspannung U_{AC} gleich 250 V. Außerdem ist die Reaktionszeit davon sehr kurz (Anspruchzeit: 10 ms Rückfallzeit: 5 ms). Deswegen kann die Hauptschaltung dadurch gut geschützt werden.

4.2.2 TCM-Platine

In der Abbildung 4.11 wird der TCM-Platine dargestellt. Sie ist durch Stiftleisten mit Kommunikationsplatine verbunden. Dadurch werden $i_{L,max}$, $i_{L,um}$, $i_{L,min}$, $u_{ds2,um}$ und auch $u_{DC,um}$ zu TCM-Platine übertragen. Durch die im Kapitel 4.1.3 erklärte Logikschaltung werden sie verarbeitet und die Schaltsignale für HF-HB generiert. Durch Stiftleisten werden die Schaltsignale zurück zu Kommunikationsplatine gesendet und zu PFC-Platine weitergeleitet. Bzw. gibt keine unmittelbare Verbindung zwischen PFC-Platine und TCM-Platine. Und die Kommunikation dazwischen wird durch die Kommunikationsplatine realisiert. Zuerst wird der i_L durch OP umgerechnet. Mit maximale i_L

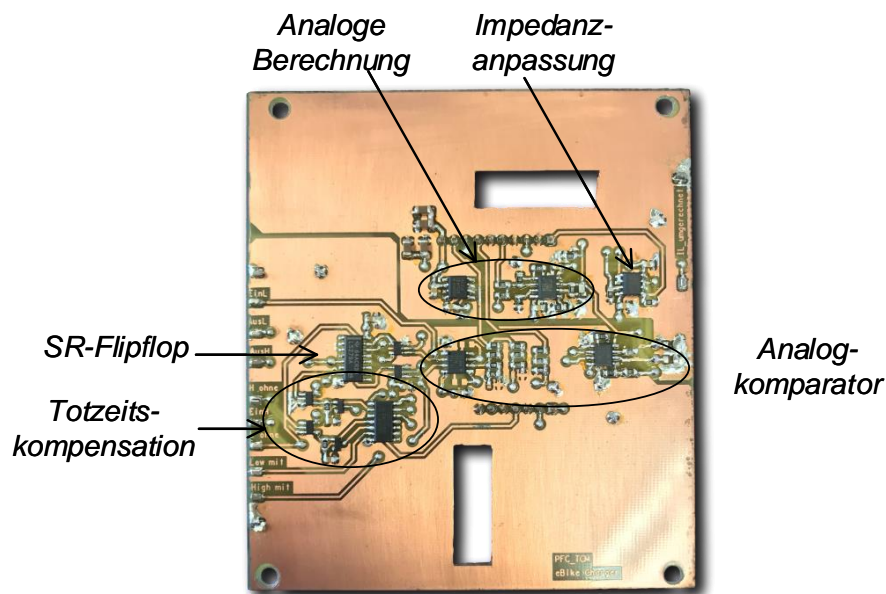


Abbildung 4.13: Bild der TCM-Platine mit Beschriftung der Bauelemente

gleich 3 A kann ermittelt werden, dass die Messsignal von i_L zwischen $\pm 1,5$ V. Aber eine geeignete Eingangssignal für Komparator ist zwischen 0 V und 5 V. Deswegen soll i_L so umgerechnet werden, dass zuerst sie sich immer in diesem Spannungsbereich verändert und zweite der Bereich auch ausgenutzt werden soll. Deswegen wird eine wie in der Abbildung 4.2 dargestellte analoge Berechnungsstufe für i_L aufgebaut. Dann ist Spannungsbereich von $i_{L,um}$ zwischen 1,1 V und 4,36 V. Und der Versatz von $i_{L,um}$ ist gleich 2,72 V. Die 5 V-Referenzspannung wird von REF 02 generiert. Der Versatz ist ein sehr wichtig Parameter für die Modulation bei TCM. Um die Symmetrie von $i_{L,max}$

und $i_{L,\min}$ zu gewährleisten, muss er genau gemessen werden. Und die Signal $i_{L,\text{um}}$ wird für die Modulation von TCM verwendet. Und für die Regelung von CCM wird die Ausgangssignal des Tiefpassfilters verwendet. Außerdem ist die verwendete SR-Flipflop SN54LS279A von TI. Dies Flipflop ist von zwei NOR-Gattern aufgebaut. Deswegen ist es tatsächlich ein $\bar{S} \bar{R}$ -Flipflop. Bzw. ist die Set- und Resetsignal reversiert. Deswegen werden zwei NOT-Gatter beim Eingang davon aufgebaut, um die Funktion von SR-Flipflop zu realisieren.

4.2.3 Halbbrücke

In der Abbildung 4.14 wird die HB-Platine dargestellt. Sie ist vom Institut für Robuste Leistungshalbleitersysteme an der Uni Stuttgart entwickelt und auf GaN-HEMT LMG3410R070 von TI basiert. Und die detaillierte Eigenschaft davon wird später erläutert.

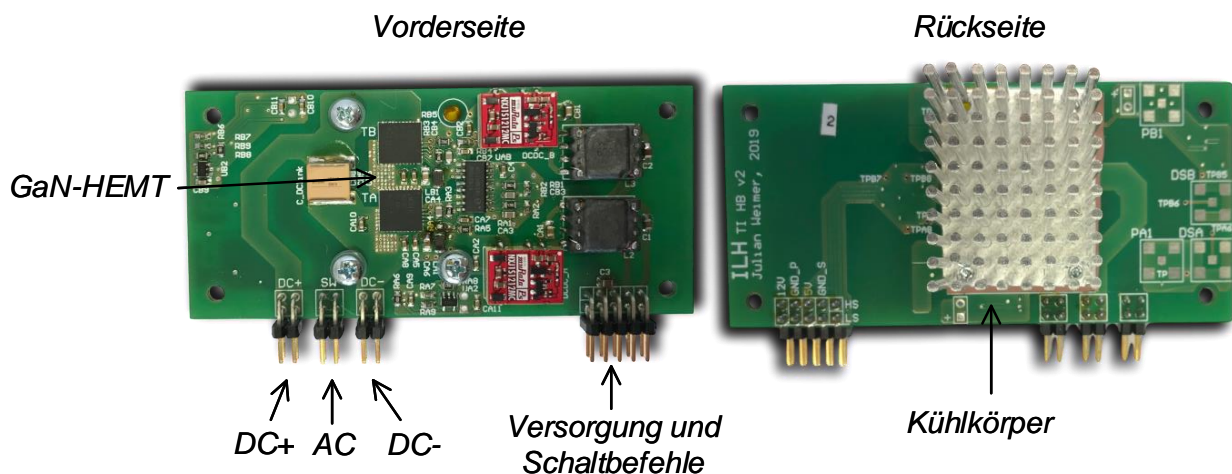


Abbildung 4.14: Bild der Halbbrücke-Platine mit Beschriftung der Bauelemente

Sie ist durch Stiftleisten mit PFC-Platine verbunden. Ein Teil der Stiftleisten ist für die Versorgung und die Kommunikation der Schaltbefehle zuständig. Der andere Teil ist mit Hautschaltung verbunden. GaN-HEMT und seine Peripherieschaltung werden darauf integriert. Deswegen kann ein Logik-Gatter die HB direkt betreiben. Die HB wird auch von Kommunikationsplatine mit $\pm 12\text{ V}$ und 5 V versorgt. Weil eine Halbbrücke in Bereich Leistungselektronik weitverbreitet ist und als eine Element betrachtet werden kann, vereinfacht der Entwurf von HB den Aufbau, Debuggen und Reparatur einer Schaltung sehr stark. Und auf Rückseite der Platine wird auch ein Kühlkörper aufgebaut, um die Temperatur zu begrenzen.

LMG3410R070 ist ein GaN-HEMT mit integriertem Treiber und Schutz. Er hat maximale Drain-Source-Spannung 600 V , Einschaltwiderstand $70\text{ m}\Omega$ und maximale Drain-Source-Strom 30 A bei

100°C. Drain-Source-Spannung und Strom davon kann die Anforderung von dem PFC bzw. maximale u_{DC} gleich 450 V (mit Berücksichtigung der maximalen U_{DC} gleich 400 V und die Welligkeit bei Nennleistung ± 50 V) und der maximale i_L bei Nennleistung gleich 3 A. Aus der Analyse der Funktionsweise bei TCM kann der GaN-HEMT auf HF-HB immer weich eingeschaltet werden. Deswegen wird der Schaltverlust reduziert und ist der ohmsche Verlust ein großer Teil des totalen Verlust anders wie bei CCM. Dabei ist ein kleiner Einschaltwiderstand sehr wichtig und bringt viele Verbesserung des Wirkungsgrads. Deswegen wird hier ein GaN-HEMT mit Einschaltwiderstand 70 m Ω ausgewählt. Er hat auch eine Ausgangskapazität gleich 71 pF. Und dieser Parameter ist wichtig für die Berechnung von $i_{L,max}$ und $i_{L,min}$. Um die ZVS bzw. hier die Einschaltung von GaN-HEMT nach der Einschaltung der Quasi-Diode zu kontrollieren, wird der Verlauf der Drain-Source-Spannung bei Schaltvorgang gemessen. Wenn die Quasi-Diode als ideal betrachtet wird, gibt keine Veränderung vor und nach die Einschaltung. Aber tatsächlich ist die Durchlassspannung der Quasi-Diode viel größer als die von GaN-HEMT. Deswegen ist die Durchlassspannung der Quasi-Diode ein wichtiger Parameter. Hier ist sie gleich 5 V.

Wegen der kleinen Körpergröße von LMG3410R070 (8 mm \times 8 mm \times 0,8 mm) steigt kann die Temperatur sehr hoch sein. Zwar ist der Wirkungsgrad bei Nennleistung größer als 95 % nicht nur bei TCM sondern auch bei CCM. Nach [15] ist die maximale Betriebstemperatur ist gleich 100°C. Und je höher die Temperatur ist, desto größeren Drain-Source-Spannung hat der GaN-HEMT. Das führt auch zu zusätzlichem Verlust. Deswegen um der Transistor zu schützen und seine Leistung zu gewährleisten, ist ein Kühlkörper notwendig.

4.2.4 Kommunikationsplatine

In der Abbildung 4.15 wird die Kommunikationsplatine dargestellt. Sie ist mit TCM-Platine, PFC-Platine und MicroLabBox verbunden und für die Kommunikation zwischen die drei Teile zuständig.

Die PFC kann nicht nur bei TCM sondern auch bei CCM arbeiten. Bei TCM werden die Schaltbefehle von HF-HB von TCM-Platine generiert und bei CCM von MicroLabBox. Und durch zwei Jumper können die Schaltbefehle von unterschiedlicher Modulationsmethode ausgewählt. Außerdem wird die PFC so entworfen, dass sie mit zwei unterschiedlichen Messmethoden von Strom bzw. Strommesszange (SMZ¹¹) und Stromsensor funktionieren kann. Ein BNC-Steckverbinder (Bayonet Neill Concelman), der die meistverbreitete Koaxialstecker-Bauform ist, wird für den Anschluss eine SMZ aufgebaut. Und analog zu Schaltbefehlen wird die Strommesssignal auch durch Jumper von unterschiedlicher Messgeräten ausgewählt. In dieser Arbeit betreibt

¹¹SMZ: Strommesszange

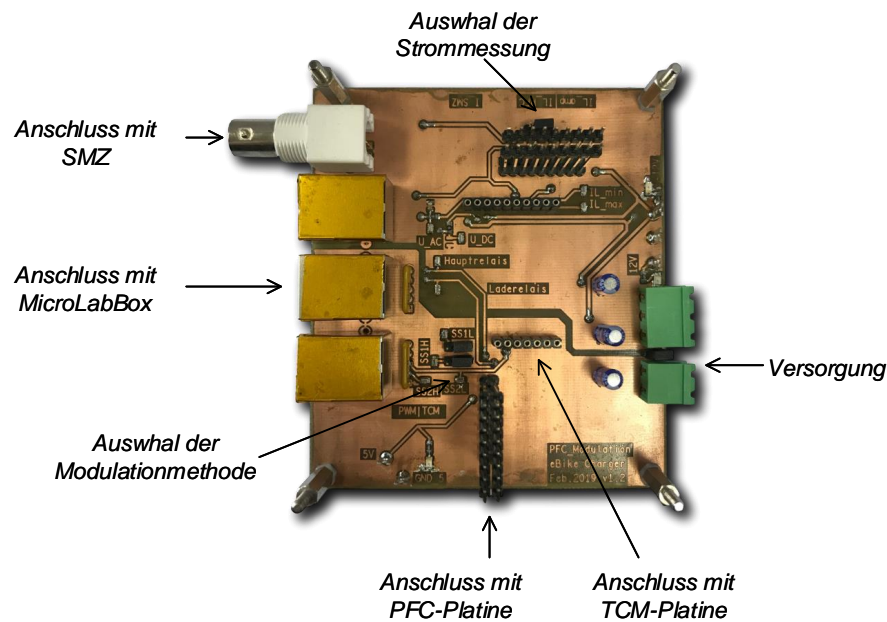


Abbildung 4.15: Bild der Kommunikationsplatine mit Beschriftung der Bauelemente

die PFC nur mit Stromsensor. Und die PFC wird durch drei RJ-45-Steckverbinder mit MicroLab-Box. Die Platine verbindet auch drei Netzteilen, die drei unabhängige Spannungen: $\pm 12\text{ V}$ und 5 V generieren und versorgt das ganze PFC-System.

4.2.5 Eingangsinduktivität

Aus der Analyse im Kapitel 3 ist das klar, dass die Anforderung für die Eingangsinduktivität L ganz unterschiedlich bei TCM und CCM. Bei TCM ist der Strom i_L dreieckförmig und verändert sich stark in eine Schaltperiode. Deswegen ist die Veränderung vom Magnetfeld nicht nur in Ferritkern sondern auch in Litze sehr groß. Das bedeutet, dass der Einfluss von Skin-Effekt und Hystereseverlust berücksichtigt werden müssen. Außerdem um die Nennleistung zu erreichen, ist der maximale Strom größer im Vergleich zu bei CCM. Deswegen braucht die Litze bei TCM höhere Strombelastbarkeit. Weil HF-HB bei TCM immer mit ZVS betreibt und weniger Schaltverlust im Vergleich zu CCM ausgelöst, kann die PFC bei TCM mit höherer Schaltfrequenz arbeiten und höhere Leistungsdichte schaffen. Außerdem ist die Veränderung von i_L viel größer als bei CCM. Deswegen ist die Induktivität und Volumen bei TCM viel kleiner als bei CCM. Das ist auch ein Vorteil von TCM. Dagegen ist der i_L bei CCM fast sinusförmig. Und hat die Schaltfrequenz n_r kleinen Einfluss auf i_L . Skin-Effekt und Hystereseverlust davon ist auch relativ kleiner. Deswegen ist eine Hochfrequenzlitze bei dieser Anwendung nicht erforderlich. Aber die Induktivität darf nicht so klein sein, um eine große Welligkeit des Stroms zu vermeiden. Deswegen ist die Induktivität und Volumen bei CCM viel größer als bei TCM.

Und aus der Analyse von Funktionsweise von TCM ist die Schaltfrequenz bei einer bestimmte Leistung und Ausgangsspannung fast nur von L abhängig. Je kleiner die Drossel ist, desto höher ist die die Schaltfrequenz. Physikalisch verändert sich der i_L schneller mit bestimmter Spannung, wenn die Induktivität kleiner ist. Um das Systemverhalten zwischen unterschiedliche Schaltfrequenz zu vergleichen, ist das notwendig, unterschiedlicher Drossel für TCM aufzubauen.

Zusammengefasst werden vier unterschiedliche Drosseln für die PFC aufgebaut. Eine davon ist für CCM und die andere für TCM. Die Entwurfsmethode wird schon in 2.1 erklärt. Und die detaillierte Auslegung davon wird in folgend erläutert.

Bei den vier Spulen wird die PQ-Kern mit Material N49 verwendet. PQ-Kerne sind speziell für Schaltnetzteile konzipiert. Diese Konstruktion bietet ein optimiertes Verhältnis von Volumen zu Wickelfläche und Oberfläche. Dadurch sind sowohl maximale Induktivität als auch Wicklungsfläche bei minimaler Kerngröße möglich. N49-Ferritmaterial ist auf MnZn basiert. Es ist geeignet für die Anwendung bei Hochfrequenzstrom bis 500 kHz, weil weniger Kernverlust bei Hochfrequenz erzeugt wird. Aber N49 hat relativ kleinere Permeabilität im Vergleich zu anderem Weichmagnetmaterial z.B. N87 oder N95. Aus der Analyse in 3 ist ein Luftspalt notwendig, um die Sättigung zu vermeiden. Bzw. ist der Hauptteil von Magnetwiderstand der Luftspalt. Der Kern hat fast keinen Einfluss auf Magnetkreis. Deswegen kann die von niedriger Permeabilität ausgelöste Reduktion der L oder Erhöhung der Windungszahl fast vernachlässigt werden.

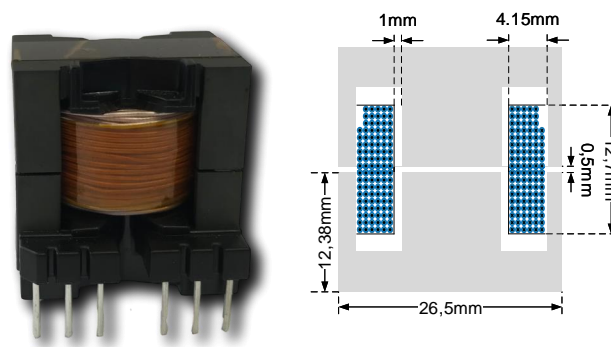


Abbildung 4.16: Struktur der Drossel 2,857 mH

In der Abbildung 4.16 wird die Auslegung der Induktivität für CCM dargestellt. Sie ist gleich 2,857 mH mit Windungszahl gleich 105. Und der PQ-26/25 Ferritkern wird verwendet. Die Dimension davon wird in Diagramm dargestellt. Die zwei Indexe für Kern (z.B. 26 und 25 in PQ-26/25) stehen für die Dimension davon. Aus der Abbildung 4.16 ist das klar, dass die Breite eines Kerns gleich 26 mm ist. Und die Summe der Höhe von zwei Kernen ist gleich 25 mm. Luftspalt ist gleich 0,5 mm. Dabei wird die Spulen von lackisolierter Kupferlitze CLI-S 100/20 von BLOCK gewindet. Die Außendurchmesse davon ist gleich 0,705 mm. Die Lite besteht aus 20 Drähten

mit Durchmesser 0,1 mm. Bei CCM ist die Anwendung von Litze nicht erforderlich wegen kleiner Stromwelligkeit. Und aus der Struktur der Litze hat die Drossle davon relativ niedrigeren Füllfaktor. Aber für ein PFC-System ist Schaltverlust der Hauptteil von dem gesamten Verlust. Und der ohmsche Verlust spielt fast keine Rolle. Der PFC wird auch mit eine von Leitung aufgebaute Induktivität in Betrieb genommen und gemessen. Aus Messergebnis bringt unterschiedliche Litze und Leitung kaum Unterschied auf Systemverhalten. Deswegen wird die Unterschied dazwischen in dieser Arbeit nicht weiter diskutiert.

Aus der Analyse im Kapitel 3.1 taucht die Worst-Case der Welligkeit von i_L bei CCM fast immer bei Phasenwinkel der Netzspannung gleich 40° bzw. $u_{AC} = 200 \text{ V}$. Deswegen kann hier mit $L = 2,857 \text{ mH}$ und $f_s = 100 \text{ kHz}$ die maximale Δi_L berechnet werden.

$$\begin{aligned} \Delta i_L &= \frac{(u_{DC} - u_{AC}) \cdot u_{AC}}{L \cdot f_s \cdot u_{DC}} \\ &= \frac{(400 \text{ V} - 200 \text{ V}) \cdot 200 \text{ V}}{2,857 \text{ mH} \cdot 100 \text{ kHz} \cdot 400 \text{ V}} = 0,35 \text{ A} \end{aligned} \quad (4.8)$$

Dabei ist $i_{L,\text{soll}}$ mit Nennleistung gleich

$$\begin{aligned} i_{L,\text{soll}} &= \sqrt{2} \cdot \frac{P_{\text{nenn}}}{U_{AC} \cdot \eta} \cdot \sin 40^\circ \\ &= \sqrt{2} \cdot \frac{180 \text{ W}}{220 \text{ V} \cdot 95 \%} \cdot \sin 40^\circ = 0,783 \text{ A} \end{aligned} \quad (4.9)$$

Weil $0,783 \text{ A}$ größer als $0,35 \text{ A}/2$ ist, verläuft der i_L kontinuierlich auch bei Worst-Case der Welligkeit davon. Das bedeutet, dass die CCM gewährleistet werden kann, wenn die PFC mit einer Drossle gleich $2,857 \text{ mH}$ arbeitet.

Außerdem gibt auch

$$\begin{aligned} \hat{i}_{L,\text{soll}} &= \sqrt{2} \cdot \frac{P_{\text{nenn}}}{U_{AC} \cdot \eta} \\ &= \sqrt{2} \cdot \frac{180 \text{ W}}{220 \text{ V} \cdot 95 \%} = 1,22 \text{ A}. \end{aligned} \quad (4.10)$$

Damit kann der maximaler magnetischer Fluss Φ_{\max} berechnet werden.

$$\begin{aligned}\Phi_{\max} &= \frac{L \cdot \hat{i}_{L,\text{soll}}}{N} \\ &= \frac{2,857 \text{ mH} \cdot 1,22 \text{ A}}{105} = 33,2 \mu\text{V s.}\end{aligned}\tag{4.11}$$

Aus [16] ist die minimale Fläche von Kern: A_{\min} gleich $108,8 \text{ mm}^2$. Damit kann man der maximale Betrag der magnetischen Flussdichte durch Ferritkern: B_{\max} berechnen.

$$\begin{aligned}B_{\max} &= \frac{\Phi_{\max}}{A_{\min}} \\ &= \frac{33,2 \mu\text{V s}}{108,8 \text{ mm}^2} = 305,15 \text{ mT.}\end{aligned}\tag{4.12}$$

Und aus [4] ist die magnetischen Flussdichte von N49 bei Sättigung gleich 490 mT bei Temperatur 25°C . Deswegen arbeitet die Drossel immer im linearen Bereich.

In der Abbildung 4.17 wird die Auslegung der Induktivität für TCM dargestellt. Sie ist gleich $990,3 \mu\text{H}$ mit Windungszahl gleich 52. Und der PQ-26/25 Ferritkern wird verwendet. Die Dimension davon wird in Diagramm dargestellt. Luftspalt ist gleich $0,4 \text{ mm}$. Dabei wird die Spulen von lackisolierter Kupferlitze von RUPALIT Classic Plus PACK gewindet. Die Außendurchmesse davon ist gleich $0,9 \text{ mm}$. Die Lite besteht aus 12 Drähten mit Durchmesser $0,2 \text{ mm}$. Analog zu die

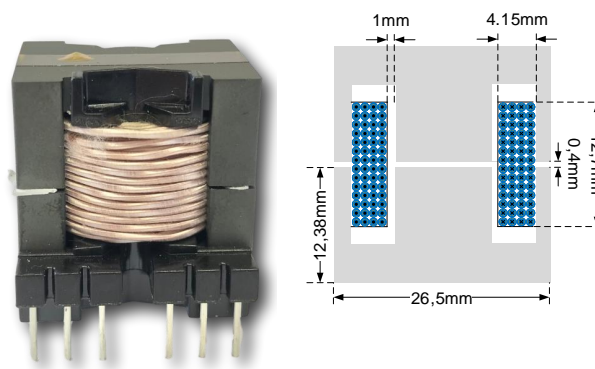


Abbildung 4.17: Struktur der Drossel $990,3 \mu\text{H}$

Berechnung von B_{\max} für die Spule bei CCM kann eine gleiche Analyse für diese Drossel durch-

geführt werden. Und der $i_{L,\max}$ bei TCM wird immer als 3 A betrachtet.

$$\begin{aligned}\Phi_{\max} &= \frac{L \cdot i_{L,\max}}{N} \\ &= \frac{990,3 \mu\text{H} \cdot 3 \text{ A}}{56} = 53,05 \mu\text{V s.}\end{aligned}\tag{4.13}$$

$$\begin{aligned}B_{\max} &= \frac{\Phi_{\max}}{A_{\min}} \\ &= \frac{53,05 \mu\text{V s}}{108,8 \text{ mm}^2} = 487,6 \text{ mT.}\end{aligned}\tag{4.14}$$

Und aus [4] ist die magnetischen Flussdichte von N49 bei Sättigung gleich 490 mT bei Temperatur 25°C. Deswegen arbeitet die Drossel immer im linearen Bereich.

Außerdem werden auch zwei andere Drosseln für TCM aufgebaut. In der Abbildung 4.17 wird die Auslegung der Induktivität für TCM dargestellt. Sie ist gleich 486,6 μH mit Windungszahl gleich 39. Und der PQ-26/25 Ferritkern wird verwendet. Die Dimension davon wird in Diagramm dargestellt. Luftspalt ist gleich 0,6 mm. Dabei wird die Spulen von lackisolierter Kupferlitze RUPALIT Classic Plus von PACK gewindet. Die Außendurchmesse davon ist geleich 1,05 mm. Die Lite besteht aus 15 Drähten mit Durchmesser 0,2 mm.

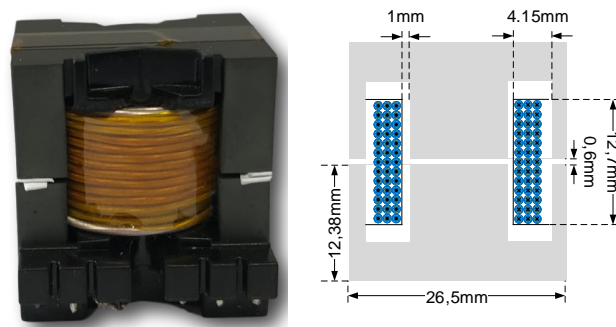


Abbildung 4.18: Struktur der Drossel 486,6 μH

Und kann die B_{\max} auch berechnet werden.

$$\begin{aligned}\Phi_{\max} &= \frac{L \cdot i_{L,\max}}{N} \\ &= \frac{486,6 \mu\text{H} \cdot 3 \text{ A}}{39} = 37,43 \mu\text{V s.}\end{aligned}\tag{4.15}$$

$$\begin{aligned}B_{\max} &= \frac{\Phi_{\max}}{A_{\min}} \\ &= \frac{37,43 \mu\text{V s}}{108,8 \text{ mm}^2} = 344,03 \text{ mT.}\end{aligned}\tag{4.16}$$

In der Abbildung 4.19 wird die Auslegung der Induktivität für TCM dargestellt. Sie ist gleich $331,5 \mu\text{H}$ mit Windungszahl gleich 24. Und der PQ-26/20 Ferritkern wird verwendet. Hier wird ein relativ kleinerer Kern benutzt. Die Dimension davon wird in Diagramm dargestellt. Luftspalt ist gleich $0,4 \text{ mm}$. Dabei wird die Spulen von lackisolierter Kupferlitze RUPALIT Classic Plus von PACK gewindet. Die Außendurchmesse davon ist gleich $1,05 \text{ mm}$. Die Lite besteht aus 15 Drähten mit Durchmesser $0,2 \text{ mm}$.

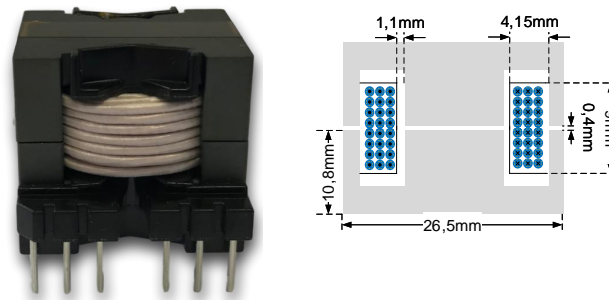


Abbildung 4.19: Struktur der Drossel $331,5 \mu\text{H}$

Die Unterschied zwischen PQ-26/20 und PQ-26/27 ist nur die Höhe. Und die Querschnitte von die zwei Kernen sind gleich. Deswegen die A_{\min} bei PQ-26/20 ist auch gleich $108,8 \text{ mm}^2$. Damit kann die B_{\max} berechnet werden.

$$\begin{aligned}\Phi_{\max} &= \frac{L \cdot i_{L,\max}}{N} \\ &= \frac{331,5 \mu\text{H} \cdot 3 \text{ A}}{24} = 41,44 \mu\text{V s.}\end{aligned}\tag{4.17}$$

$$\begin{aligned} B_{\max} &= \frac{\Phi_{\max}}{A_{\min}} \\ &= \frac{41,44 \mu\text{V s}}{108,8 \text{ mm}^2} = 380,86 \text{ mT}. \end{aligned} \tag{4.18}$$

Und die vier Drosseln werden durch ein Drosselprüfgerät getestet. Es kann eine blockförmige Spannung zwischen die Drossel erzeugen. Und ihre Amplitude und Periode sind einstellbar. Dabei steigt und sinkt der Strom durch die Drossel linear vor Sättigung. Damit können der Sättigungsstrom und Induktivität gemessen. Die vier Drosseln werden getestet, dass der maximale Strom bei Nennleistung je nach TCM oder CCM immer kleiner als den Sättigungsstrom ist.

5 Messergebnisse

In den Kapiteln 3 und 4 werden die Verläufe wichtiger elektrischer Größen analysiert, damit alle Bauteilen als ideal betrachtet werden. Und in diesem Kapitel solche Größe tatsächliche gemessen und mit idealer Analyse verglichen werden, um die im Kapitel 4 entworfenen Funktion der PFC zu überprüfen. Und die Unterschied zwischen theoretische Analyse und Messergebnisse bzw. der Einfluss von praktischen Bauteilen wird auch erläutert. Danach wird das Systemverhalten bei CCM, TCM und unterschiedlicher Drossel verglichen. Die Messergebnisse werden durch Fast Fourier Transform(FFT) analysiert und Frequenzbereich dargestellt. Außerdem der Wirkungsgrad, PF, THDi und auch die Wärmebilder der PFC auch diskutiert, um das Systemverhalten zu bewerten.

Zuerst werden alle Messungen in diesem Kapitel durch die in der Tabelle 5.1 aufgelisteten Messgeräte durchgeführt.

Tabelle 5.1: Verwendete Messgeräte zur Messung von unterschiedlichen Größen

Größe	Messgerät
Die Spannungen größer als 15 V	PMK BumbleBee
Die Spannungen kleiner als 15 V	Tektronix Oszilloskop-Tastkopf P6139A 500 MHz
Ströme	Tektronix TCP312
Oszilloskop	Tektronix MSO56
Temperatur	Jenoptik VarioCAM Wärmebildkamera
Leistung	ZES ZIMMER LMG670

5.1 Kurvenverläufe der PFC

In der Abbildung 5.2 werden die wichtigste elektrische Größen: u_{AC} , u_{DC} und i_L in zwei Netzperiode bei Nennleistung und $L = 990,3 \mu\text{H}$ dargestellt. Dabei wird auch der Verlauf von u_{AC} bei CCM mit gleicher Leistung auch gezeigt. Davon kann die Funktion anschaulich überprüft werden.

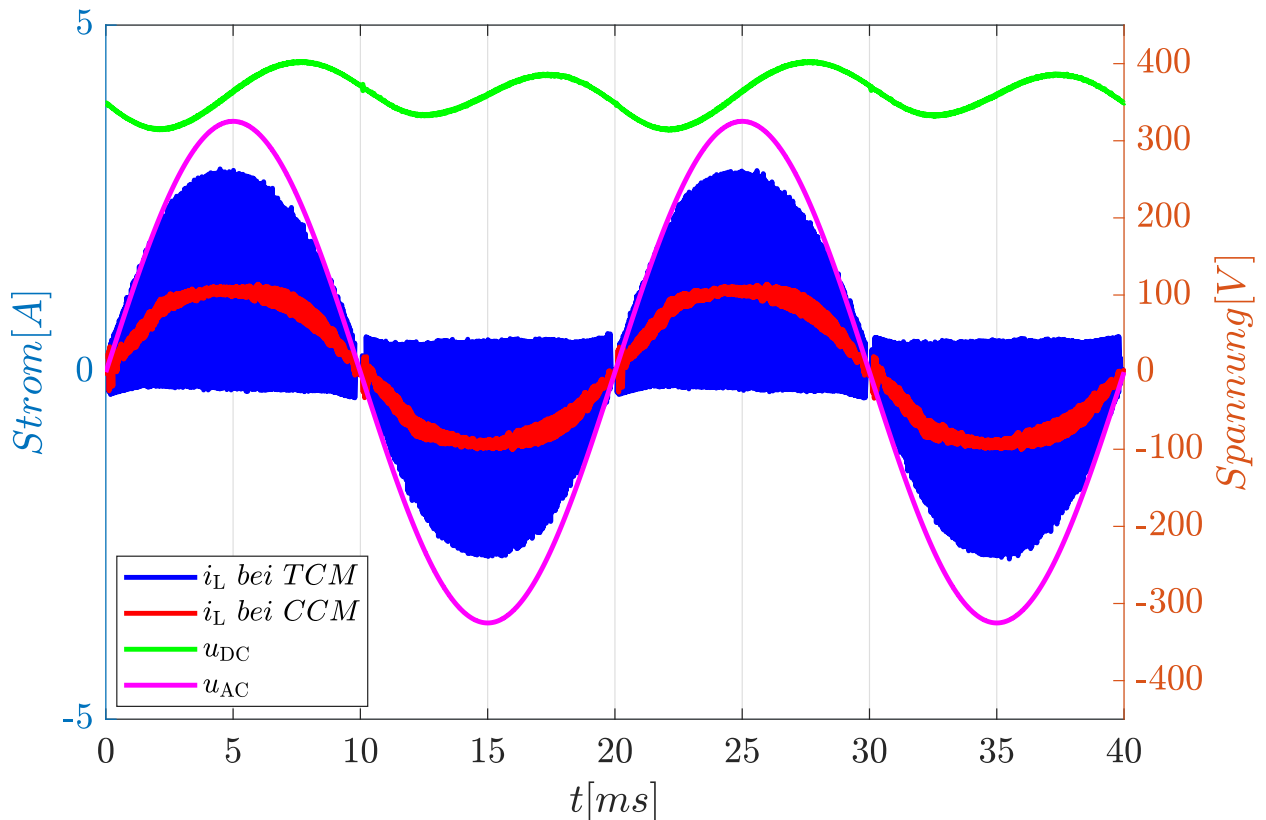


Abbildung 5.1: Vergleich von i_L bei TCM und CCM mit $P_{Aus} = 180 \text{ W}$

Die grüne Kurve in 5.2 ist die u_{DC} . Die DC-Spannung bleibt immer bei U_{DC} , die hier als 360 V eingestellt wird, mit kleine Schwingung. Und sie ist auch immer größer als u_{AC} , weil die PFC als einen Hochsetzsteller arbeitet.

Aus der Analyse der Funktionsweise der PFC bei TCM im Kapitel 3.2 pendelt der i_L zwischen $i_{L,max}$ und $i_{L,min}$. Aber in der Abbildung 5.2 ist die Pendelung von i_L bei TCM nicht anschaulich wegen der Hochschaltfrequenz im Vergleich zu Netzfrequenz. Und im Vergleich zu $i_{L,max}$ ist $i_{L,min}$ immer ganz kleiner und fast gleich null. Dagegen ist $i_{L,max}$ fast gleich zweifach von $i_{L,soll}$. Bei gleicher Leistung ist i_L fast gleich $i_{L,soll}$, wenn die Schwingung davon vernachlässigt wird. Aus 5.2 ist die sinusförmige Einhüllende von blauer Kurve gleich zweifach der roten Kurve. Außerdem kann die Δu_{DC} auch abgelesen werden.

$$\Delta u_{DC} = 87,2 \text{ V} < 100 \text{ V} \quad (5.1)$$

Aus der Analyse im 4.2.2 gibt $\Delta u_{DC} < 100 \text{ V}$ bei $C_{Aus} = 18 \mu\text{F}$. Und aus der Formel 3.9 taucht die maximale Δi_L bei CCM bei $u_{AC} = 180 \text{ V}$ bzw. $t = 1,96 \text{ ms}$, wenn die u_{DC} auf 360 V eingestellt und als konstant betrachtet wird. Die rote Kurve in 5.2 gegen Zeitpunkt $t = 1,96 \text{ ms}$ ist deutlicher breiter als die bei anderem Zeitpunkt. Und das ist auch erkennbar, dass der maximale Wert von i_L

bei Nennleistung gleich 2,927 A und kleiner als 3 A. Deswegen wird die Drossel nie gesättigt.

Zusammengefasst ist das Messergebnis mit der theoretischer Analyse übereinstimmt und die Funktion der PFC soweit durch den Aufbau realisiert. Aber der Schaltvorgang muss weiter analysiert werden.

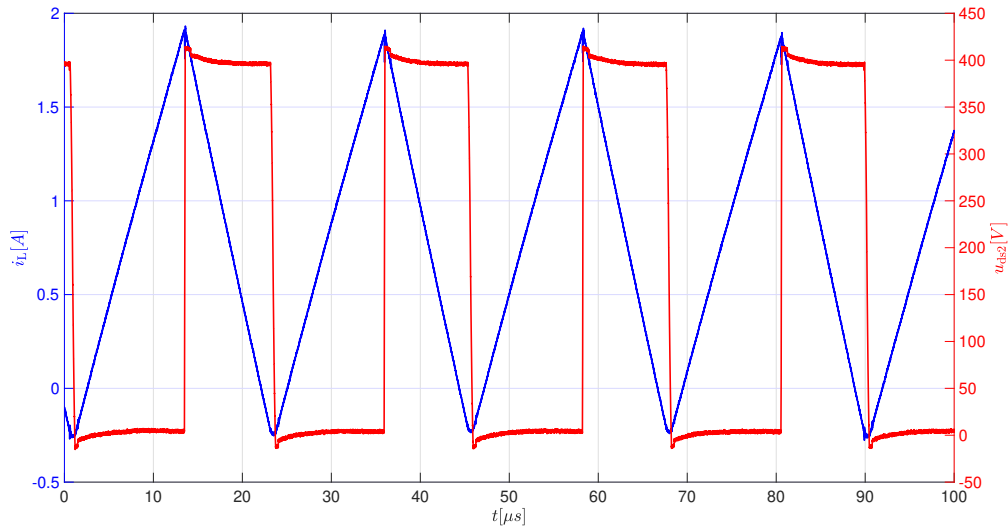


Abbildung 5.2: Verlauf von i_L und u_{ds2} bei TCM

In der Abbildung 5.2 werden die vergrößerten Verläufe von i_L und u_{ds2} dargestellt. Weil die Schaltfrequenz viel größer als die Netzfrequenz ist, kann die $i_{L,max}$ und $i_{L,min}$ fast als konstant betrachtet werden. Bzw. pendelt i_L zwischen zwei Konstante. Hier ist $i_{L,max}$ gleich 1,9 A und $i_{L,min}$ gleich $-0,22$ A. Und mit $u_{AC} > 0$ V steigt i_L linear bei $u_{ds2} = 0$. Die Verläufe stimmen mit die Analyse überein. Und nach Einschaltung von S_1 oder S_1 soll sich die u_{ds2} nicht verändern und immer gleich u_{DC} oder 0 V, wenn die GaN-HEMTs als ideal betrachtet werden. Aber aus der Abbildung 5.2 verändert sich die u_{ds2} tatsächlich beim Laden und Entladen von L z.B. in Zeitintervall von 70 μ s bis 80 μ s. Zwei mögliche Gründe darin sind der Einfluss von dem sich änderndem i_L und der C_{oss} .

Aus der Abbildung 5.2 ist das klar, dass sich der i_L schon nach der in der Abbildung 3.15 dargestellten TCM verändert. Und seiner minimaler Wert ist kleiner als null. Aber wegen des im Kapitel 3.2 erklärten Ladevorgang von C_{oss} kann die Funktion von ZVS noch nicht davon gewährleistet werden. Deswegen muss der Schaltvorgang auch detailliert analysiert werden, um diese Funktion zu überprüfen.

In der Abbildung 5.3 wird der Einschaltvorgang von S_2 bei $u_{AC} > 0$ V dargestellt. In dem oberen Bild davon werden die Verläufe von u_{ds2} und i_L gezeigt. Und in dem unteren Bild sind die zwei Schaltbefehle für HF-HB. Und die Parameter für ZVS werden wie in Tabelle 5.2 eingestellt.

In folgend wird der Systemzustand in unterschiedlicher Zeitintervall in 5.3 erläutert.

5 Messergebnisse

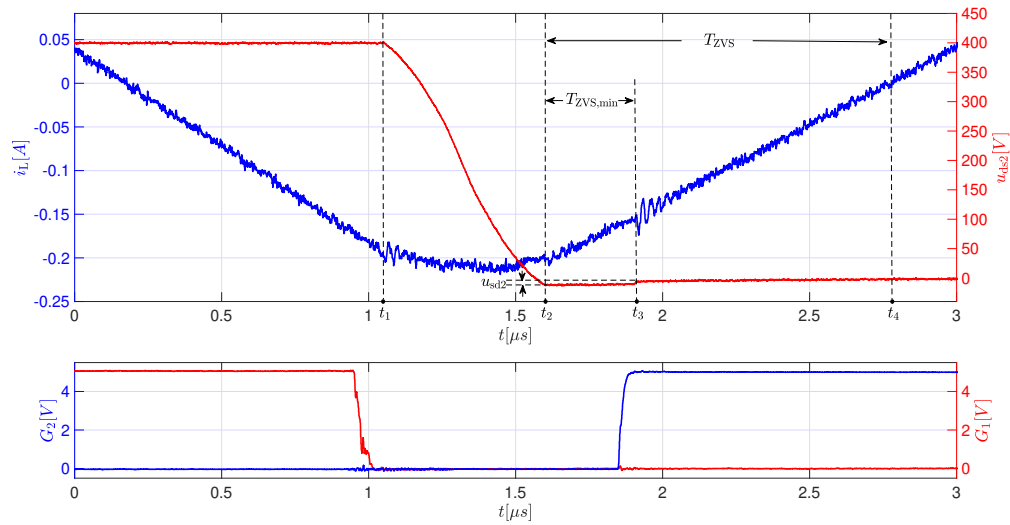


Abbildung 5.3: Schaltvorgang bei TCM

Tabelle 5.2: Parameter für die Einstellung von ZVS

Parameter	Wert
T_{ZVS}	1 μs
C_{oss}	71 pF
L	990,3 μH

- t_1 : S_1 wird ausgeschaltet.
- t_1-t_2 : S_1 und S_2 sperren. Dabei ist die Ladevorgang zwischen L und C_{oss} von S_1 und S_2 . u_{ds2} sinkt kontinuierlich. Dagegen wird i_L zuerst reduziert und danach erhöht. Der Vorgang stimmt mit der Analyse im Kapitel 3.2.
- t_2 : u_{ds2} sinkt auf 0 V. Und i_L ist noch kleiner als null.
- t_2-t_3 : Die Bedingungen für ZVS werden schon erfüllt. Und der i_L fließt durch die D_2 . Wegen der Durchlassspannung der Diode ist u_{ds2} kleiner als null. Diese Zeitintervall ist die Verzögerung der Modulation. Und diese Zeit entspricht auch die $T_{ZVS,min}$.
- t_3 : S_2 wird weich eingeschaltet. Und u_{ds2} steigt auf fast 0 V, weil i_L nicht mehr durch D_2 fließt sondern durch GaN-HEMT und die Spannungsabfall dazwischen viel kleiner als von D_2 ist.
- t_3-t_4 : Dazwischen wird i_L durch u_{AC} linear bis 0 A erhöht. Zwischen t_2 und t_4 kann die ZVS von S_2 immer realisiert werden. Und diese Zeitintervall ist T_{ZVS} .

Zusammengefasst wird die ZVS durch den im Kapitel 4 erläuterte Entwurf realisiert.

Außerdem kann die $T_{ZVS} = 1,178 \mu\text{s}$ von der Abbildung 5.3 abgelesen werden. Das Messergebnis passt gut zu dem eingestellten Wert $1 \mu\text{s}$ für T_{ZVS} . Außerdem ist $T_{ZVS,\text{min}}$ aus 5.3 gleich 305 ns . Deswegen wird eine genügende Marge für ZVS durch $1,178 \mu\text{s}$ T_{ZVS} gewährleistet. Theoretisch kann die T_{ZVS} weiter reduziert werden, um das Systemverhalten weiter zu optimieren. Aber mit Berücksichtigung des Einflusses von EMV¹ und der Abweichung der Verzögerung der Modulation ist $T_{ZVS,\text{min}}$ keine Konstante. Aus Messung steigt die Wahrscheinlichkeit der Schaltfehler, wenn T_{ZVS} kleiner als $1 \mu\text{s}$ ist. Deswegen wird in folgenden Messungen die T_{ZVS} immer als $1 \mu\text{s}$ eingestellt.

In folgend wird die Startprozess nach Nulldurchgang der Netzspannung detailliert diskutiert. In der Abbildung 5.4 wird die Verläufe von i_L und u_{ds2} nach dem Ende der negative Halbwellen der Netzspannung.

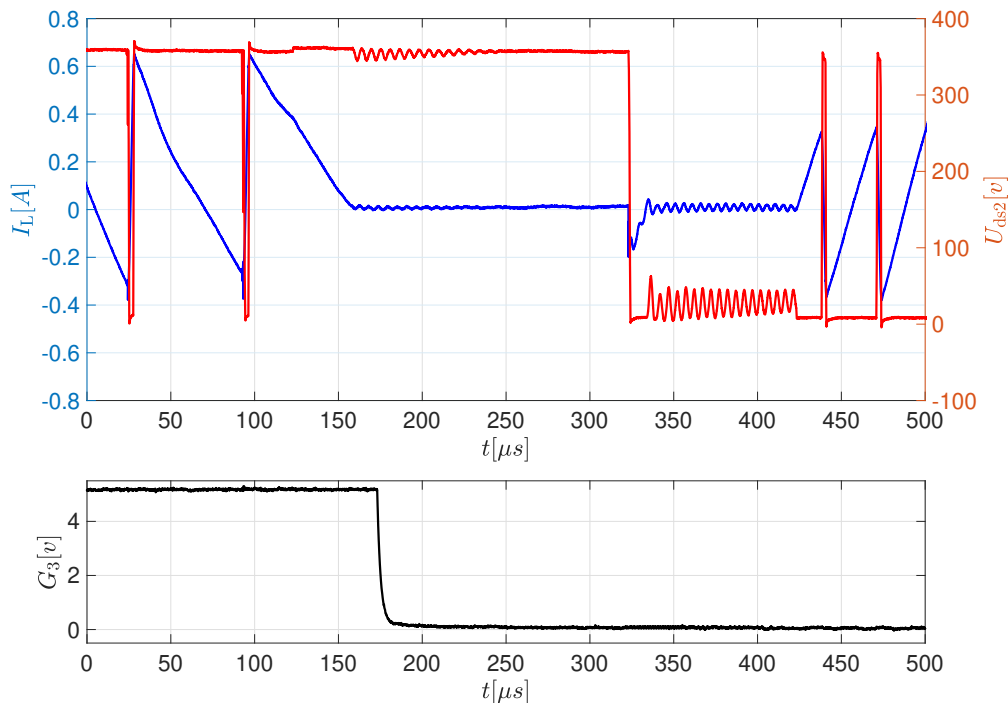


Abbildung 5.4: Startprozess bei TCM

Der Systemzustand in unterschiedlicher Zeitintervall wird folgend aufgelistet.

- vor $121 \mu\text{s}$: Die HF- und LF-HB sind aktiviert. Und die PFC ist noch in Betrieb.
- $121 \mu\text{s}$ bis $156 \mu\text{s}$: Die HF-HB sind deaktiviert. Dagegen arbeitet die LF-HB noch normal. Die PFC ist in Freilaufzustand. Die Drossel wird durch die u_{DC} bis $i_L = 0 \text{ A}$ entladen.
- $156 \mu\text{s}$ bis $321 \mu\text{s}$: Dazwischen legt die PFC still.

¹EMV: Elektromagnetische Verträglichkeit

- 321 μs bis 425 μs : Die LF-HB wird aktiviert und umgeschaltet. Und Die HF-HB ist noch deaktiviert. Deswegen dazwischen ist die $u_{\text{ds}2}$ immer gleich u_{AC} .
- nach 425 μs : Die HF-HB ist noch aktiviert. Nach Einstellung des Regelsystem ist $u_{\text{ds}2}$ gleich 10 V bei $t = 425 \mu\text{s}$ und kleiner als $0,1 \cdot u_{\text{DC}} = 36 \text{ V}$. Deswegen werden die Bedingungen der Einschaltung von S_2 bei 425 μs erfüllt. Dann wird die Drossel von u_{AC} geladen. Und i_{L} steigt linear. Der Logikzyklus der TCM wird aktiviert. Und die PFC wird nochmalig nach dem Nulldurchgang in Betrieb genommen.

Im Vergleich zu der in der Abbildung 4.10 stimmt die das Messergebnis der Startprozess mit Entwurf des Regelsystems überein. Aber bei 325 μs in der 5.4 gibt eine Flanke von i_{L} , die von der Einschaltung S_1 ausgelöst wird. Und in den Abbildungen 5.5 und 5.6 wird die Flanke von i_{L} vergrößert dargestellt.

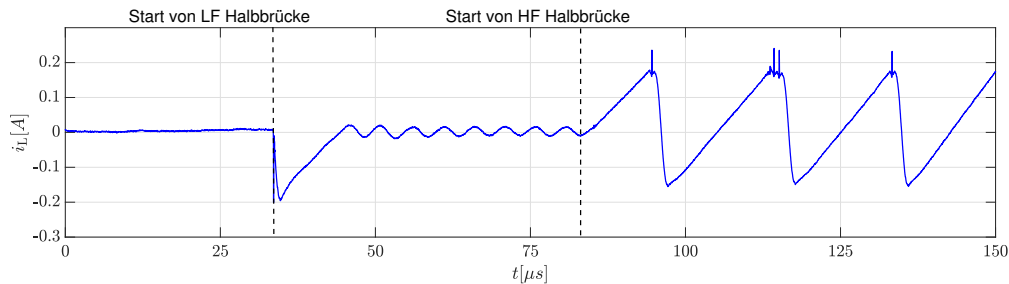


Abbildung 5.5: Verlauf von i_{L} bei der Startprozess für positive Halbwelle der Netzspannung

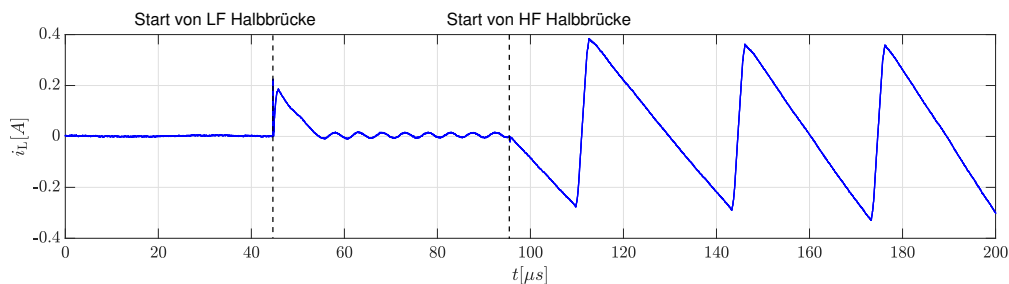


Abbildung 5.6: Verlauf von i_{L} bei der Startprozess für negative Halbwelle der Netzspannung

Die Flanke taucht nicht nur vor positiver Halbwelle sondern auch vor vor negativer Halbwelle auf. Und mit Annahme von den idealen Bauteilen kann der Grund davon nicht herausgefunden. Deswegen muss der Grund darin mit Berücksichtigung des Einfluss von praktischen Bauteilen analysiert werden.

In der Abbildung 5.7 wird die Startprozess mit Berücksichtigung der Ausgangskapazität bei Transistor dargestellt. Damit kann der Grund für die Flanke von i_{L} bei Aktivierung der LF-HB erklärt werden. Außerdem wird hier das Messergebnis in 5.4 als Beispiel genommen.

5 Messergebnisse

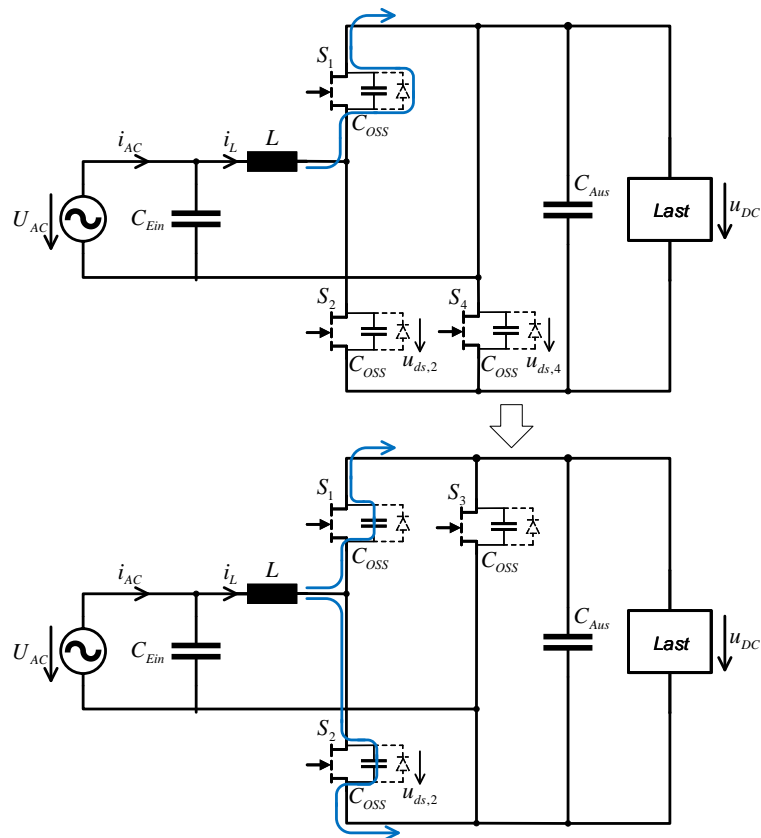


Abbildung 5.7: Startprozess mit Berücksichtigung der Ausgangskapazität bei Transistor

- 121 μs bis 156 μs : Die HF-HB sind deaktiviert. Dagegen arbeitet die LF-HB noch normal. Die PFC ist in Freilaufzustand. Die Drossel wird durch die u_{DC} bis $i_{\text{L}} = 0 \text{ A}$ entladen. Der i_{L} fließt durch die D_1 . Und S_3 leitet noch. Das ESB in dieser Zeitintervall ist der obere Schaltplan in 5.7. Deswegen sind die $u_{\text{ds}2}$ und $u_{\text{ds}4}$ gleich u_{DC} ohne Berücksichtigung der Durchlassspannung der D_1 .
- 156 μs bis 183 μs : Dazwischen legt die PFC still. Die LF-HB sind auch deaktiviert. Weil i_{L} schon gleich null ist, verändern sich $u_{\text{ds}2}$ und $u_{\text{ds}4}$ nicht und sind immer fast gleich u_{DC} . Mit dem kirchhoffschen Gesetz ist das auch klar, dass die Summe von u_{AC} und die Spannung zwischen L gleich die Differenz zwischen $u_{\text{ds}2}$ und $u_{\text{ds}4}$ ist. Bzw. gibt

$$u_{\text{ds}2} - u_{\text{ds}4} = u_{\text{AC}} + u_{\text{L}}. \quad (5.2)$$

Weil die Veränderung von i_{L} dazwischen gleich null ist, bleibt die Spannung zwischen L auch immer auf 0 V. Deswegen gibt

$$u_{\text{ds}2} - u_{\text{ds}4} = u_{\text{AC}}. \quad (5.3)$$

Damit sind u_{ds1} und u_{ds3} auch immer gleich 0 V.

- 156 μ s bis 321 μ s: Die u_{ds1} bis u_{ds4} verändern sich nicht.
- nach 321 μ s: Die LF-HB wird aktiviert. Bzw. wird S_4 eingeschaltet. Danach gibt

$$u_L + u_{ds2} = u_{AC}. \quad (5.4)$$

Außerdem bei Nulldurchgang gilt

$$u_L \approx -u_{ds2}. \quad (5.5)$$

Deswegen wird eine negative Flanke von i_L durch die in der C_{oss} bei S_2 gespeicherte Ladung generiert.

Diese Analyse ist mit einer Annahme, dass der Strom i_L bei 121 μ s größer als null ist. Und fließt durch D_1 nach der Deaktivierung der HF-HB. Nach Freilauf muss u_{ds2} gleich u_{DC} sein. Und wenn i_L kleiner als null bei der Deaktivierung ist, muss u_{ds2} danach auch gleich u_{DC} sein, weil die S_4 noch leitet und die C_{oss} von S_2 auf jeden Fall geladen wird. Zusammengefasst sind die Flanke des i_L s und die Polarität davon unabhängig von dem Zeitpunkt der Deaktivierung der LF-HB.

Und aus physikalischer Aspekt gibt immer mit $i_L = 0$ A und $i_L \approx 0$ V

$$\begin{aligned} u_{ds1} &\approx u_{ds3} \\ u_{ds2} &\approx u_{ds4}. \end{aligned} \quad (5.6)$$

Wenn die LF-HB zuerst umgeschaltet, wird die Umladung zwischen C_{oss} von S_3 und C_{oss} von S_4 durch GaN-Transistor durchgeführt. Aber die Umladung zwischen C_{oss} von S_1 und C_{oss} von S_2 kann nur durch L realisiert werden, weil die S_1 und S_2 noch sperren. Davon ist eine mögliche Lösung für das Problem ist, dass die beide HB synchron aktiviert werde. Aber das für einfach zu Fehler. Deswegen ist das Problem fast unvermeidbar bei dem in der Kapitel 4.1 erläuterten Regel- und Modulationsmechanismus.

In der Abbildung 5.8 wird der Verlauf von i_{AC} bei P_{Ein} . Aus der ESB in 3.3 wird die C_{Ein} in Parallel zu Netz geschaltet. Wenn das Netz als eine ideale Spannungsquelle betrachtet wird, kann der Strom durch C_{Ein} berechnet werden.

$$i_{C_{Ein}} = C_{Ein} \cdot \frac{du_{AC}}{dt} \quad (5.7)$$

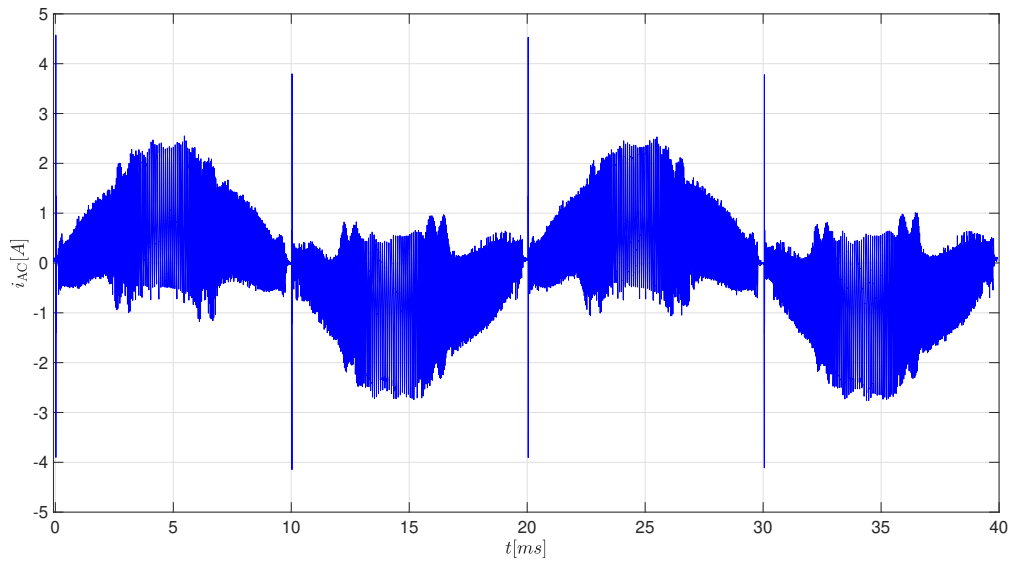


Abbildung 5.8: Verlauf von i_{AC} bei TCM

Aus Kirchhoffsche Gesetz kann der i_{AC} einfach berechnet werden.

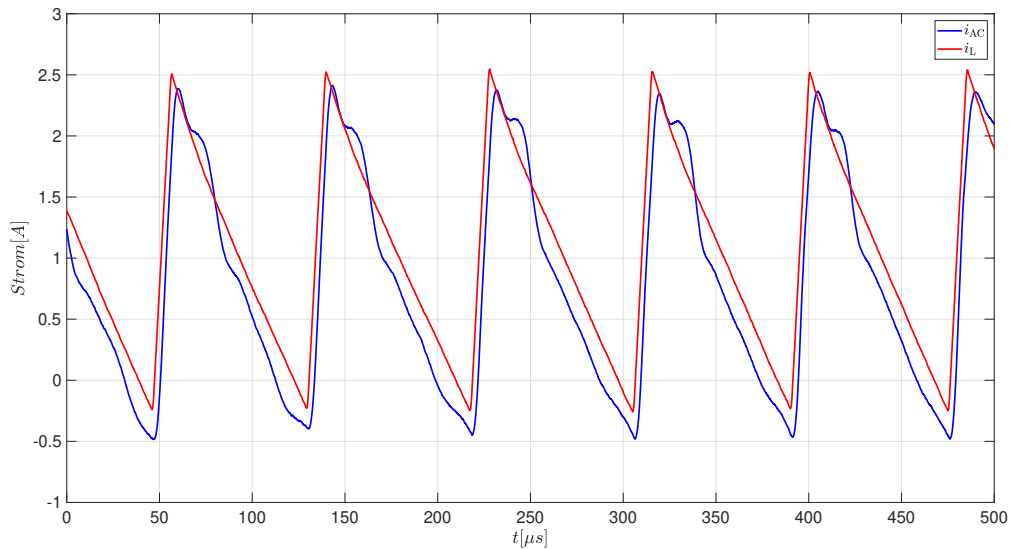
$$i_{AC} = i_{C_{Ein}} + i_L \quad (5.8)$$

$$(5.9)$$

$$= C_{Ein} \cdot \frac{du_{AC}}{dt} + i_L \quad (5.10)$$

Im Vergleich zu der Abbildung 5.1 sind i_{AC} und i_L unterschiedlich. Und aus 5.10 ist i_{AC} gleich die Summe von $i_{C_{Ein}}$ und i_L . Davon ist $i_{C_{Ein}}$ sinusförmig und mit Frequenz 50 hertz. Deswegen kann $i_{C_{Ein}}$ in einer Schaltperiode fast als eine Konstante betrachtet werden. Das bedeutet, dass der i_{AC} auch dreieckförmig und mit einer vertikalen Verschiebung im Vergleich zu i_L .

In der Abbildung 5.9 ist der Vergleich zwischen i_{AC} und i_L . Und i_{AC} hat nicht nur eine vertikale Verschiebung sondern auch eine Verzerrung im Vergleich zu i_L . Das Messergebnis stimmt mit der Analyse nach der Formel 5.10 nicht überein. Deswegen ist die Annahme der Analyse, bei der die Netzspannung als ideal betrachtet wird, nicht geeignet. Der Grund ist, dass di

Abbildung 5.9: Vergleich zwischen i_L und i_{AC} bei TCM

5.2 FFT-Analyse der Messergebnisse

In diesem Abschnitt werden die Messergebnisse ausgewertet, um das Systemverhalten zwischen CCM und TCM und mit unterschiedlicher Drossel zu vergleichen. Zuerst wird die i_L und i_{AC} durch FFT analysiert werden. Alle folgende Ergebnisse werden durch MATLAB berechnet. Und alle Berechnungen sind auf Messwert in zwei Netzperiode bzw 40 mm. basiert. Die Abtastrate ist gleich 25 MHz und 1000000 Abtastpunkte insgesamt. Außerdem wird die Frequenz der Grundschiwingung als 50 Hz eingestellt. Aus der Analyse im Abschnitt 3.2 verändert sich die Schaltfrequenz bei TCM in einer Schaltperiode. Und das Bereich der Schaltfrequenz ist von U_{DC} , P_{Ein} und L abhängig. Um die Messergebnisse vergleichbar zu machen, muss der i_L und i_{AC} unter gleicher Bedingungen gemessen werden: $U_{DC} = 360 \text{ V}$, $P_{Ein} \approx P_{Aus} = 180 \text{ W}$. Dagegen ist die Schaltfrequenz bei CCM eine Konstante und einstellbar. Hier wird die Schaltfrequenz bei CCM als 100 kHz eingestellt.

In der Abbildung 5.10 wird der Vergleich des Frequenzspektrums von i_L bei TCM und CCM dargestellt. Auf linke Seite ist der Vergleich zwischen die Grundschiwingung bei TCM und CCM. Auf linke Seite ist der Vergleich zwischen Oberschwingungen. Aus der Analyse im Kapitel 2.2 hat die Oberschwingungen nur Einfluss auf Blindleistung. Und die Wirkleistung kann nur durch die Grundschiwingung von i_L versorgt werden. Bzw. soll die Amplitude der Grundschiwingung immer identisch bei Nennleistung bei irgendwelcher Betriebsmethode und Drossel sein. Spitzenwert der Grundschiwingung von i_L : $\hat{i}_{L,\text{fund}}$ ist einfach zu berechnen.

$$\hat{i}_{L,\text{fund}} = \sqrt{2} \cdot \frac{P_{\text{Ein}}}{U_{\text{AC}}} \approx \sqrt{2} \cdot \frac{P_{\text{Aus}}}{U_{\text{AC}} \cdot \eta} = \sqrt{2} \cdot \frac{180 \text{ W}}{220 \text{ V} \cdot 95 \%} = 1,218 \text{ A} \quad (5.11)$$

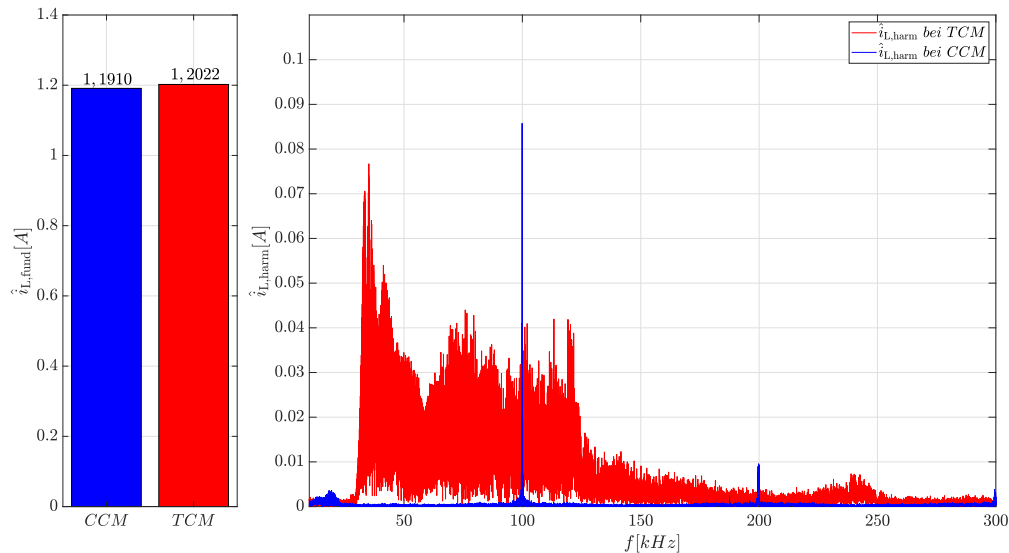


Abbildung 5.10: Vergleich des Frequenzspektrums von i_L bei TCM und CCM

Aus der Abbildung 5.10 ist die Grundschiwingung bei CCM und TCM fast gleich das Ergebnis in 5.11. Deswegen stimmt das Messergebnis mit der theoretischen Analyse überein. Und das Frequenzspektrum bei TCM ist eine kontinuierliche Kurve in Frequenzbereich. Dagegen ist es bei CCM nur ein paar diskrete Werte. Und die Frequenz der Oberschwingungen ist gleich ein ganzzahlig Vielfaches der Schaltfrequenz(hier gleich 100 kHz). Obwohl die maximale Amplitude der $\hat{i}_{L,\text{harm}}$ bei TCM kleiner als bei CCM ist, bedeutet das nicht, dass TCM besser PF hat. Dagegen ist der PF eines nonsinusförmigen i_L aus dem Ergebnis im Kapitel 2.2 von allen Oberschwingungen abhängig. Deswegen ist die THDi und der PF bei TCM eher schlechter als bei CCM. Aus der Definition von THDi in der Formel 2.12 kann die THDi einfach berechnet werden. Und der Vergleich von PF und THDi zwischen TCM und CCM wird erklärt.

In den Abbildungen 5.11, 5.12 und 5.13 wird Vergleich des Frequenzspektrums von i_{AC} und i_L mit unterschiedlicher Drossel dargestellt. i_{AC} ist der Eingangsstrom auf Netzseite. Und i_L ist der Drosselstrom. Aus der Formel 5.10 ist das erkennbar, dass i_{AC} die Summe von i_L und i_{CEin} ist. Dabei ist i_{CEin} auch sinusförmig und mit Netzfrequenz. Deswegen hat i_{CEin} keinen Einfluss auf dem Frequenzspektrums von i_{AC} . Bzw. haben i_{AC} und i_L gleiche Harmonische. Aus 5.11, 5.12 und 5.13 ist das erkennbar, dass das blaue Frequenzspektrums fast vollständig das rote Frequenzspektrums überlappt. Zusammengefasst hat der Einsatz von C_{Ein} fast keinen Einfluss auf dem Frequenzspektrums. Aber für Grundschiwingung ist das unterschiedlich. Aus der Formel 5.10 ist das erkennbar, dass

die Phaseverschiebung zwischen $i_{C_{\text{Ein}}}$ und u_{AC} gleich ist 90° . Und dagegen hat $\hat{i}_{L,\text{fund}}$ eine gleiche Phasenlage wie u_{AC} . Bzw. ist $\hat{i}_{L,\text{fund}}$ orthogonal zu $i_{C_{\text{Ein}}}$. Deswegen gibt die Formel:

$$\hat{i}_{AC,\text{fund}}^2 = \hat{i}_{C_{\text{Ein}}}^2 + \hat{i}_{L,\text{fund}}^2 \quad (5.12)$$

Mit $C_{\text{Ein}} = 1 \mu\text{F}$ und $\hat{u}_{AC} = 331 \text{ V}$ kann $\hat{i}_{C_{\text{Ein}}}$ berechnet werden.

$$\begin{aligned} \hat{i}_{C_{\text{Ein}}} &= 2\pi \cdot f_{\text{Netz}} \cdot \hat{u}_{AC} \cdot C_{\text{Ein}} \\ &= 2\pi \cdot 50 \text{ Hz} \cdot 331 \text{ V} \cdot C_{\text{Ein}} \cdot 1 \mu\text{F} = 0,098 \text{ A} \end{aligned}$$

$\hat{i}_{L,\text{fund}} = 1,218 \text{ A}$ und $\hat{i}_{C_{\text{Ein}}} = 0,098 \text{ A}$ können in die Formel 5.12 eingesetzt werden. Und $\hat{i}_{AC,\text{fund}}$ kann auch berechnet werden.

$$\hat{i}_{AC,\text{fund}} = 1,22 \text{ A} \quad (5.13)$$

Deswegen hat der Einsatz der Eingangskapazität auch fast keinen Einfluss auf $\hat{i}_{AC,\text{fund}}$. Und $\hat{i}_{AC,\text{fund}}$ ist fast gleich $\hat{i}_{L,\text{fund}}$.

Aber aus den Abbildungen 5.11, 5.12 und 5.13 gibt auch kleine Unterschied zwischen Frequenzspektrums von i_L und i_{AC} . Und die Beziehung zwischen $\hat{i}_{L,\text{fund}}$ und $\hat{i}_{AC,\text{fund}}$ stimmt nicht ganz genau mit der theoretischer Herleitung. Der Grund ist, dass alle Analyse auf der Annahme basiert, bei der das Netz als ideale Spannungsquelle betrachtet wird. Aber tatsächlich ist kann der induktive Anteil(z.B. der Einfluss von Transformator) von Netz nicht vernachlässigt werden. Und kann das auch von der Abbildung 5.10 herausgefunden werden.

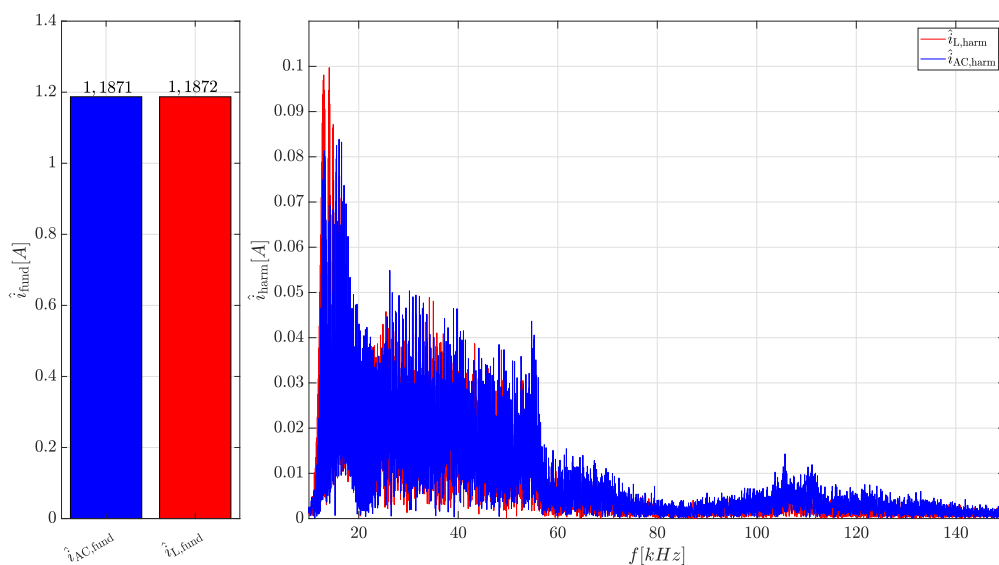


Abbildung 5.11: Vergleich des Frequenzspektrums von i_L und i_{AC} mit $L = 990,3 \mu\text{H}$

5 Messergebnisse

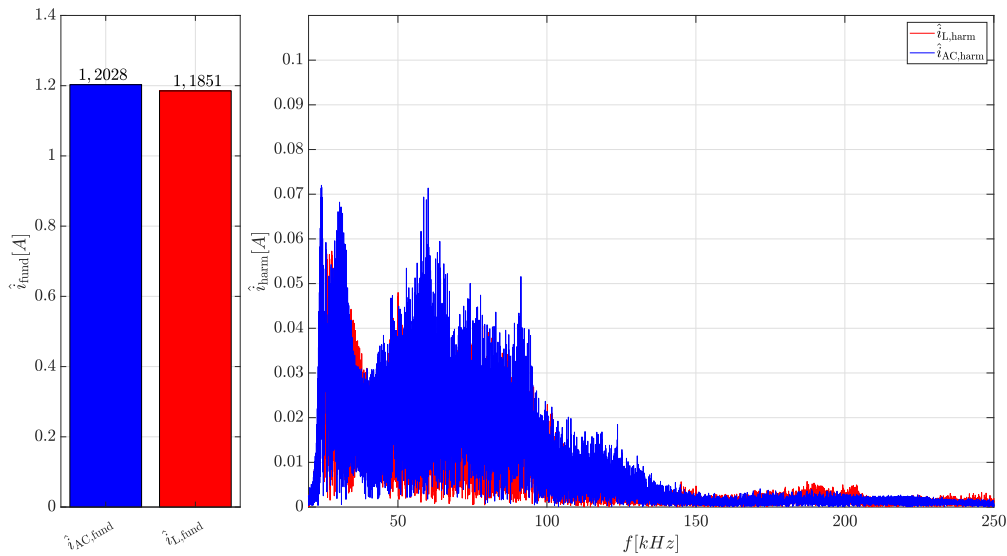


Abbildung 5.12: Vergleich des Frequenzspektrums von i_L und i_{AC} mit $L = 486,6 \mu\text{H}$

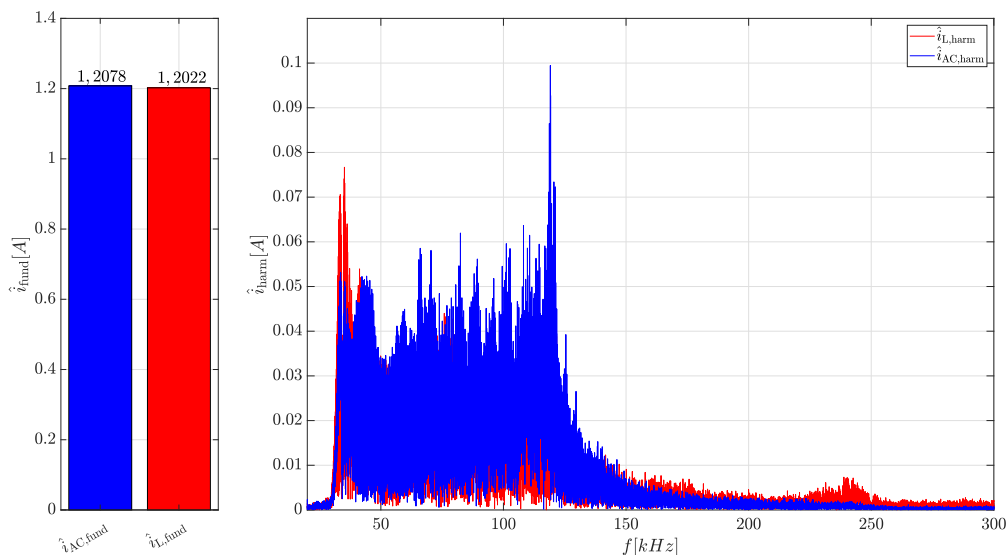


Abbildung 5.13: Vergleich des Frequenzspektrums von i_L und i_{AC} mit $L = 331,5 \mu\text{H}$

In der Abbildung 5.15 wird der Vergleich zwischen das Frequenzspektrums von i_L mit unterschiedlicher Drossel dargestellt. Davon ist das erkennbar, dass nicht nur die Größe der Schaltfrequenz sondern auch die Bandbreite davon von der Drossel abhängig ist.

Aus der Formel 2.11 hat nicht nur die Amplitude sondern auch die Anzahl(oder Bandbreite) der Harmonische Einfluss auf THDi und PF. Aus 5.15 kann herausgefunden werden, dass die Bandbreite mit kleinerer L ausgeprägt steigt. Dagegen sinkt die Amplitude der Harmonische kaum.

In folgt wird der Durchschnittswert von I_h^2 und der Bandbreite bei unterschiedlicher L berechnet und in der Tabelle 5.3 dargestellt. Und durch das Produkt davon kann die THDi qualitativ einge-

5 Messergebnisse

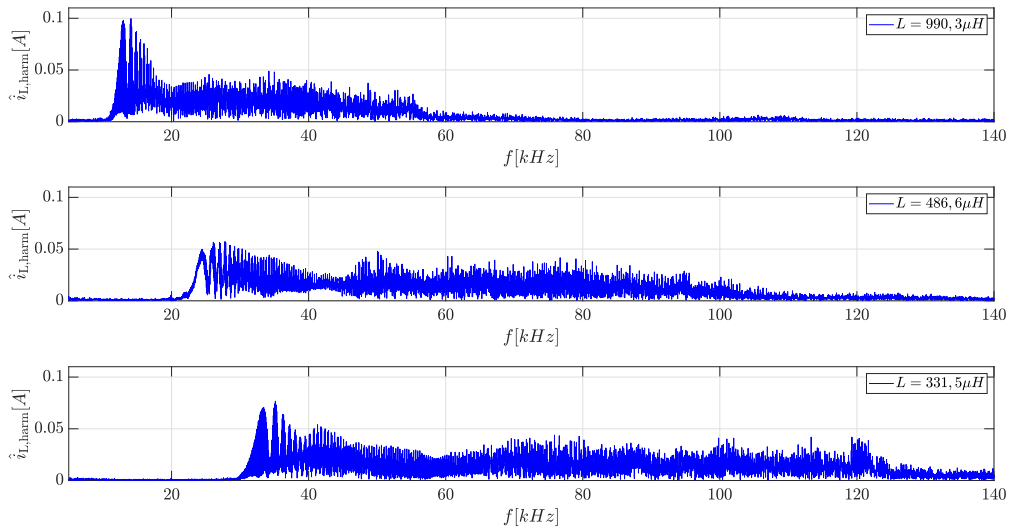


Abbildung 5.14: Vergleich des Frequenzspektrums von i_L mit unterschiedlicher Drossel

schätzt werden. Je größer das Produkt ist, desto größer ist die THDi und schlechter ist der PF.

Tabelle 5.3: Vergleich von Durchschnittswert von I_h^2 und der Bandbreite bei unterschiedlicher L

L	Bandbreite	Durchschnittswert von I_h^2	Produkt
990,3 μH	11 kHz bis 60 kHz	0,00023 A^2	0,01127 $\text{A}^2 \cdot \text{kHz}$
486,6 μH	22,5 kHz bis 105 kHz	0,000168 A^2	0,01386 $\text{A}^2 \cdot \text{kHz}$
331,5 μH	31 kHz bis 125 kHz	0,000167 A^2	0,015698 $\text{A}^2 \cdot \text{kHz}$

Mit den Ergebnissen von FFT kann die THDi von i_L mit unterschiedlicher L bei Nennleistung genau berechnet werden. Und die THDi von i_L werden in Tabelle 5.4 dargestellt.

Tabelle 5.4: Vergleich THDi von i_L mit unterschiedlicher L bei Nennleistung

L	THDi von i_L
990,3 μH	0,811
486,6 μH	0,907
331,5 μH	0,962

Die Ergebnisse in der Tabelle 5.4 stimmen mit die Einschätzung nach der Tabelle 5.3 überein. Und aus der Formel 2.17 kann der Leistungsfaktor von i_L bei den drei Betriebspunkten berechnet werden.

Mit $L = 990,3 \mu\text{H}$ gibt

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + THDi^2}}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{1 + 0,811^2}} = 0,75.$$

Mit $L = 486,6 \mu\text{H}$ gibt

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + THDi^2}}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{1 + 0,907^2}} = 0,74.$$

Mit $L = 331,5 \mu\text{H}$ gibt

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + THDi^2}}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{1 + 0,962^2}} = 0,72.$$

Und analog dazu kann die gleich Berechnung für i_{AC} durchgeführt. Die Ergebnisse werden in der Tabelle 5.5 dargestellt.

Tabelle 5.5: Vergleich THDi und PF von i_{AC} mit unterschiedlicher L bei Nennleistung

L	THDi von i_{AC}	PF von i_{AC}
990,3 μH	0,879	0,751
486,6 μH	1,138	0,660
331,5 μH	1,338	0,599

In der Abbildung wird der Leistungsfaktor von i_{AC} mit unterschiedlicher L und P_{Aus} . Er wird durch ZES ZIMMER LMG670 gemessen.

Von der Abbildung 5.15 ist das erkennbar, dass der Leistungsfaktor bei CCM besser als bei TCM ist. Und bei Nennleistung hat die PFC auch höheren PF mit einer größeren L bei TCM.

Von der Abbildung kann der Leistungsfaktor bei Nennleistung mit unterschiedlicher L abgelesen und in Tabelle 5.6 dargestellt werden. Die Ergebnisse in der Tabelle 5.5 und 5.6 sind fast gleich. Deswegen sind die Annahme von Formel 2.17 vernünftig. Und dadurch werden die mit gleicher Methode berechneten Ergebnisse von i_L auch validiert. Durch Vergleich zwischen PF von i_L und

5 Messergebnisse

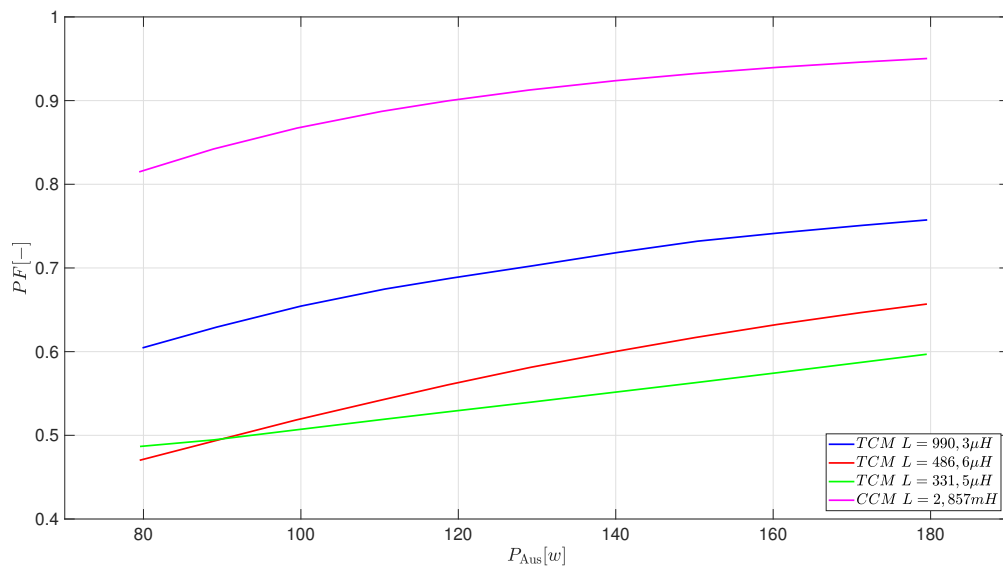


Abbildung 5.15: Leistungsfaktor mit unterschiedlicher L und P_{Aus}

Tabelle 5.6: Messergebnisse von PF von i_{AC} mit unterschiedlicher L bei Nennleistung

L	PF
990,3 μH	0,7574
486,6 μH	0,6569
331,5 μH	0,5969

i_{AC} ist das erkennbar, dass der Einsatz von C_{Ein} fast keinen Einfluss auf PF mit $L = 990,3 \mu H$ hat. Aber mit kleiner Induktivität führt die C_{Ein} zu schlechterem Leistungsfaktor.

5.3 Der Verlust und Wirkungsgrad

In der Abbildung 5.16 wird der Vergleich von Wirkungsgrad bei unterschiedlichen Konfigurationen der PFC-Stufe mit steigender Leistung. Bei CCM ist die L gleich $2,857\text{ mH}$ und Schaltfrequenz gleich 60 kHz . Bei TCM wird der Wirkungsgrad mit den im Abschnitt 4.2.5 genannten L gemessen. Und alle Messungen werden mit U_{DC} durchgeführt. Aus der Funktionsweise von TCM ist die Schaltfrequenz der HF-HB keine Konstante. Um die Messergebnisse vergleichbar zwischen TCM und CCM zu gewährleisten, wird die Schaltfrequenz 60 kHz für TCM ausgewählt. Aus der Abbildung 5.14 befindet sich 60 kHz in allen drei Spektren. Im Vergleich zu CCM wird der Wirkungsgrad bei TCM mit allen drei unterschiedlichen L erhöht, weil durch ZVS der Schaltverlust von HF-HB beim Einschalten beseitigt wird. Gleichzeitig wird die mögliche Erhöhung von den Kernverlusten und ohmschen Verlusten durch die Anwendung von dem weichmagnetischen Werkstoff und Litze aus Kupfer vermieden. Deswegen wird der Verlust erheblich reduziert. Außerdem hat die Konfiguration, TCM und $L = 990,3\ \mu\text{H}$, immer den höchsten Wirkungsgrad bei allen Betriebspunkten. Der größte Wirkungsgrad erscheint bei $P_{\text{Aus}} = 100\text{ W}$ und ist gleich $99,2\%$. Und bei Nennleistung 180 W ist der Wirkungsgrad auch gegen 99% . Der Grund davon ist, dass mit einer großer Eingangs-drossel das Bereich der Schaltfrequenz von HF-HB niedriger. Das führt zu kleiner von Schaltfrequenz abhängiger Verlust z.B. der Kernverlust und Schaltverlust bei der Ausschaltung.

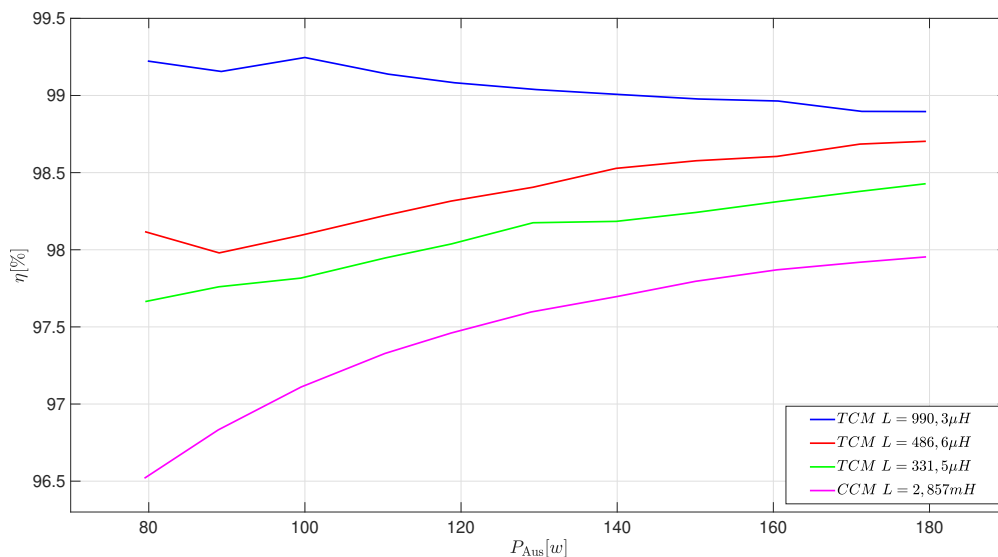


Abbildung 5.16: Wirkungsgrad mit unterschiedlicher L und P_{Aus}

In der Abbildung 5.17 wird die Veränderung von Wirkungsgrad mit steigender Ausgangsleistung bei unterschiedlicher Ausgangsspannung dargestellt. Die Veränderung davon schwankt sich mit unterschiedlicher Ausgangsleistung. Aber grundsätzlich hat die PFC-Stufe höheren Wirkungsgrad

5 Messergebnisse

mit einer kleinen Ausgangsspannung, weil die Schaltverlust bei der Ausschaltung hauptsächlich von der Drain-Source-Spannung abhängig ist. Je höhere die Spannung ist, desto größer ist der Schaltverlust. Deswegen wird der Wirkungsgrad mit einer höherer U_{DC} reduziert. Aber der absolute Wert der Schwankung davon ist nicht ganz groß. Außerdem sinkt der Wirkungsgrad mit steigender Leistung. Der Grund davon soll auch analysiert werden.

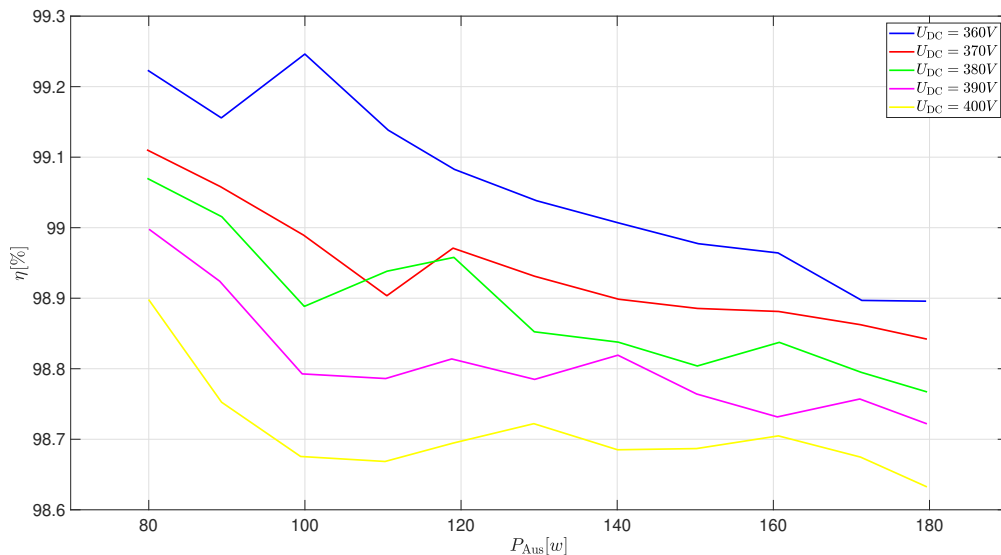


Abbildung 5.17: Wirkungsgrad mit unterschiedlicher U_{DC}

Die Abbildung zeigt die thermische Verteilung der PFC bei TCM und CCM mit gleichen Randbedingungen: $P_{Aus} = 180 W$ und $U_{DC} = 360 V$. Die Messungen werden mit $31^{\circ}C$ Raumtemperatur

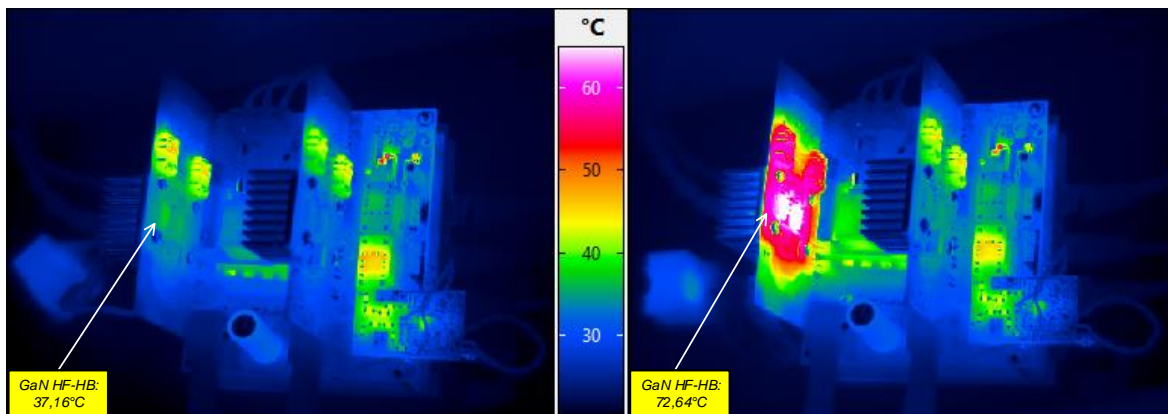


Abbildung 5.18: Wärmebilder wichtiger Bereiche der PFC

und nach 10 Minuten Einschwingdauer durchgeführt. Das ist erkennbar, dass die größte Unterschied dazwischen bei den Transistoren auf HF-HB legt und die Temperatur davon durch ZVS von $72,64^{\circ}C$ auf $37,16^{\circ}C$ reduziert wird. Und die Temperatur anderer Bauteilen wird kaum durch

TCM verändert. Besonders wichtig ist, dass die Temperatur der L fast nicht davon beeinflusst wird. Deswegen ist der Auswahl von Kern und Litze erfolgreich. Durch die stark reduzierte Temperatur ist das möglich, den passiven Kühlkörper der Halbbrücken zu sparen.

6 Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit wird eine Totem-Pole PFC mit Nennleistung 180 W und einstellbare Ausgangsspannung zwischen 360 V und 400 V für ein zweistufiges Ladegerät aufgebaut und bei nicht nur CCM sondern auch bei TCM erfolgreich in Betrieb genommen. Bei CCM werden die Transistoren mit einer konstanten Schaltfrequenz und hart ein- und ausgeschaltet. Dabei werden die Regelung und Generation der Schaltbefehle direkt durch MicroLabBox realisiert. Dagegen wird die PFC bei TCM durch MicroLabBox geregelt. Und die Schaltbefehle dabei werden durch die Kooperation zwischen MicroLabBox und die Modulationsschaltung generiert, die aus analogen Komparatoren und Logikgatter besteht. Außerdem werden auch unterschiedlicher Drosseln für die PFC aufgebaut, um die Systemeigenschaft mit verschiedener Konfigurationen zu vergleichen. Durch die Messergebnisse von Oszilloskop wird die Grundfunktion der PFC validiert. Der Eingangsstrom i_{AC} bei CCM und die obere oder untere Begrenzung davon bei TCM sind qualitativ sinusförmig. Außerdem werden die Ausgangsspannung und Leistung nach eingestelltem Wert in Regelsystem gut geregelt. Das ZVS bei TCM wird auch durch die Analyse vom Schaltvorgang validiert. Durch FFT werden der i_{AC} und i_L mit unterschiedlicher Systemkonfiguration analysiert. Und der PF und THDi davon werden auch berechnet. Durch Leistungsmessgerät wird der Wirkungsgrad der PFC in unterschiedlicher Betriebspunkt gemessen. Die maximale Wirkungsgrad ist gleich 99,2 %. Und der Verlust der PFC wird durch ZVS erheblich erhöht. Durch das Wärmebilder kann das nachgewiesen, dass der reduzierte Verlust hauptsächlich von Transistoren auf HF-HB ist. Der Grund davon ist, dass durch TCM die Transistoren weich eingeschaltet werden. Und Durch ZVS bzw. TCM wird die Temperatur der Transistoren von $72,64^{\circ}C$ auf $37,16^{\circ}C$ reduziert. Aber TCM führt zu schlechteren PF und THDi im Vergleich zu CCM.

In diese Arbeit wird nur die Realisierung von TCM betrachtet. Aber die schlechter PF ist für Netz nicht akzeptierbar. Deswegen ist eine interleaved-Topologie notwendig, um die Anforderungen vom Netz zu erfüllen. Die interleaved-Topologie besteht einfach aus zwei identische PFC-Schaltung in der Abbildung 3.2. Sie verwenden zusammen eine LF-HB und haben eine eigene HF-HB. Und sie funktionieren getrennt mit eine Verzögerung von halbe Schaltperiode. Deswegen kann die große Schwankungsbreite des Eingangstroms dadurch ausgeglichen werden. Aber die Regelung und Ansteuerung dafür ist komplexer und kann in weitere Arbeit betrachtet werden. Außerdem wird bei der Messung auch herausgefunden, dass die Schaltfehler von den von EMV

beeinflussten Messsignalen ausgelöst werden können. Das führt zu zusätzliche Verlust und beschränkt den Wirkungsgrad. In weiterer Arbeit können die Sensoren gegen EMV weiter optimiert werden, um die Systemzuverlässigkeit zu erhöhen.

Literaturverzeichnis

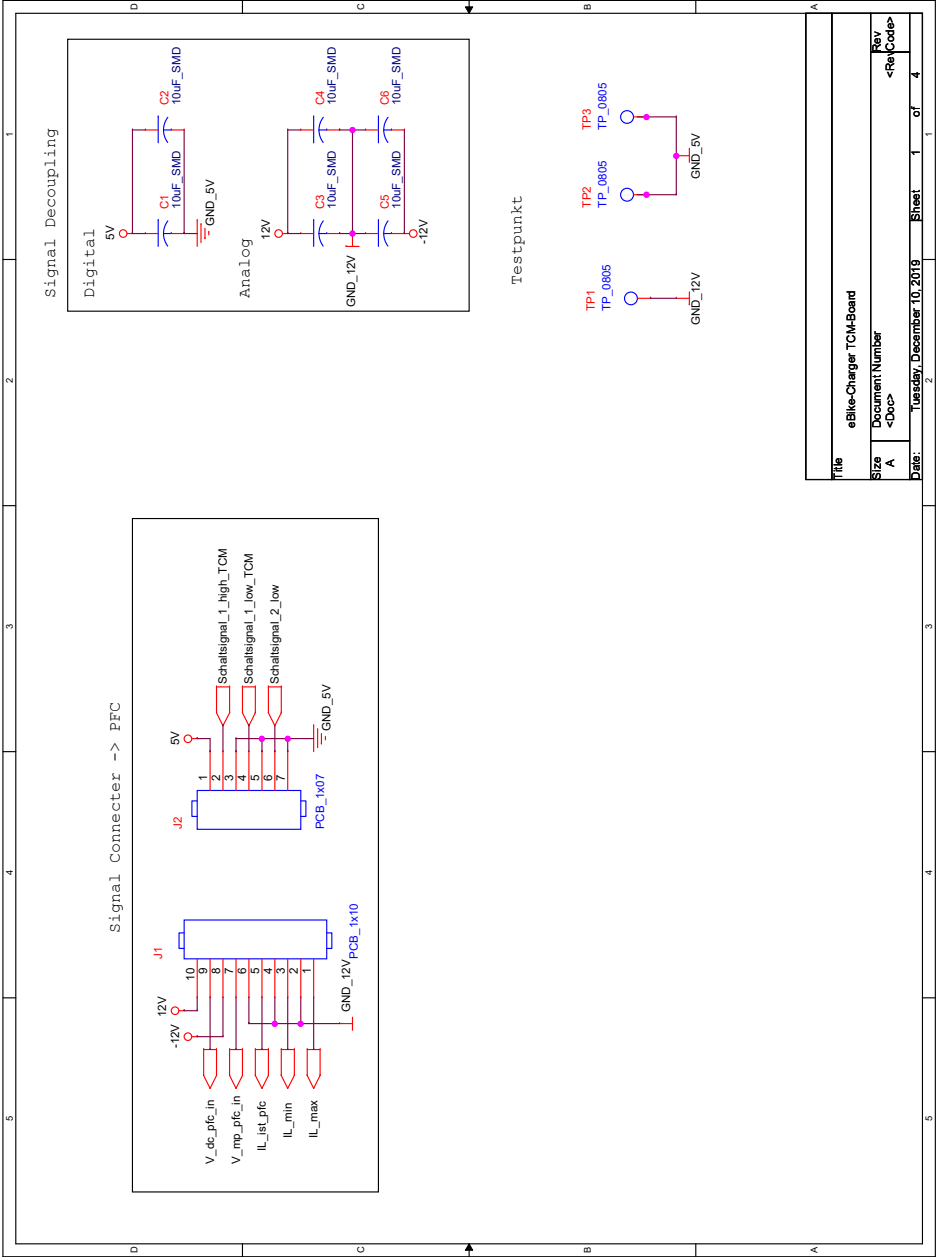
- [1] R. Pandey und B. Singh, „A Power Factor Corrected LLC Resonant Converter for Electric Vehicle Charger Using Cuk Converter“, in *2018 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, Dez. 2018, S. 1–6. doi: 10.1109/PEDES.2018.8707550.
- [2] L. Huber, Y. Jang und M. M. Jovanovic, „Performance Evaluation of Bridgeless PFC Boost Rectifiers“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 23, Nr. 3, S. 1381–1390, Mai 2008, ISSN: 1941-0107. doi: 10.1109/TPEL.2008.921107.
- [3] M. Ceraolo und D. Poli, „Magnetic Circuits and Transformers“, in *Fundamentals of Electric Power Engineering: From Electromagnetics to Power Systems*. IEEE, 2014, S. 215–238, ISBN: null. doi: 10.1002/9781118922583.ch07. Adresse: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6817736>.
- [4] *Ferrites and accessories*, SIFERRIT material N49, TDK, Mai 2017. Adresse: <https://www.tdk-electronics.tdk.com/download/528856/cf394eea3fae828c345f46dc297b76ab/pdf-n49.pdf>.
- [5] „IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions - Redline“, *IEEE Std 1459-2010 (Revision of IEEE Std 1459-2000) - Redline*, S. 1–52, März 2010, ISSN: null. doi: 10.1109/IEEESTD.2010.5953405.
- [6] E. Persson, „Breaking Boundaries with Infineon’s New GaN Solution“, *Power Systems Design*,
- [7] M. Higashiwaki, T. Mimura und T. Matsui, „Enhancement-Mode AlN/GaN HFETs Using Cat-CVD SiN“, *IEEE Transactions on Electron Devices*, Jg. 54, Nr. 6, S. 1566–1570, Juni 2007, ISSN: 1557-9646. doi: 10.1109/TED.2007.896607.
- [8] G. Deboy und R. Mente, „Der Königsweg der Leistungshalbleiter“, *Elektronik Journal*,
- [9] R. S. Yeung, J. W. Fan und H. S. Chung, „A totem-pole PFC using hybrid pulse-width-modulation scheme“, in *2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017 - ECCE Asia)*, Juni 2017, S. 1286–1290. doi: 10.1109/IFEEC.2017.7992229.

- [10] M. G. Simes und F. A. Farret, „DESIGNING POWER ELECTRONIC CONTROL SYSTEMS“, in *Modeling Power Electronics and Interfacing Energy Conversion Systems*. IEEE, 2017. DOI: 10.1002/9781119058458.ch5. Adresse: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7748371>.
- [11] E. Lipiansky, „Circuit Theorems and Methods of Circuit Analysis“, in *Electrical, Electronics, and Digital Hardware Essentials for Scientists and Engineers*. IEEE, 2013.
- [12] *Highly Dynamic MagnetoResistive Current Sensor (IPN = 5 A)*, CMS3005, SENSITEC, Juni 2018. Adresse: https://www.sensitec.com/fileadmin/sensitec/Service_and_Support/Downloads/Data_Sheets/CMS3000/SENSITEC_CMS3005_DSE_05.pdf.
- [13] *4.5-ns, Rail-to-Rail, High-Speed Comparator in Microsize Packages*, TLV3502, Texas Instruments, Apr. 2016. Adresse: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlv3502.pdf>.
- [14] *Single Schmitt-Trigger Inverter Gate*, SN74AHC1G14, Texas Instruments, Sep. 2015. Adresse: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn74ahc1g14.pdf>.
- [15] *600-V 70 mΩ GaN with Integrated Driver and Protection*, LMG341xR070, Texas Instruments, Okt. 2018.
- [16] *PQ 26/25 Core and accessories*, PQ 26/25, TDK, Mai 2017.

Anhang A

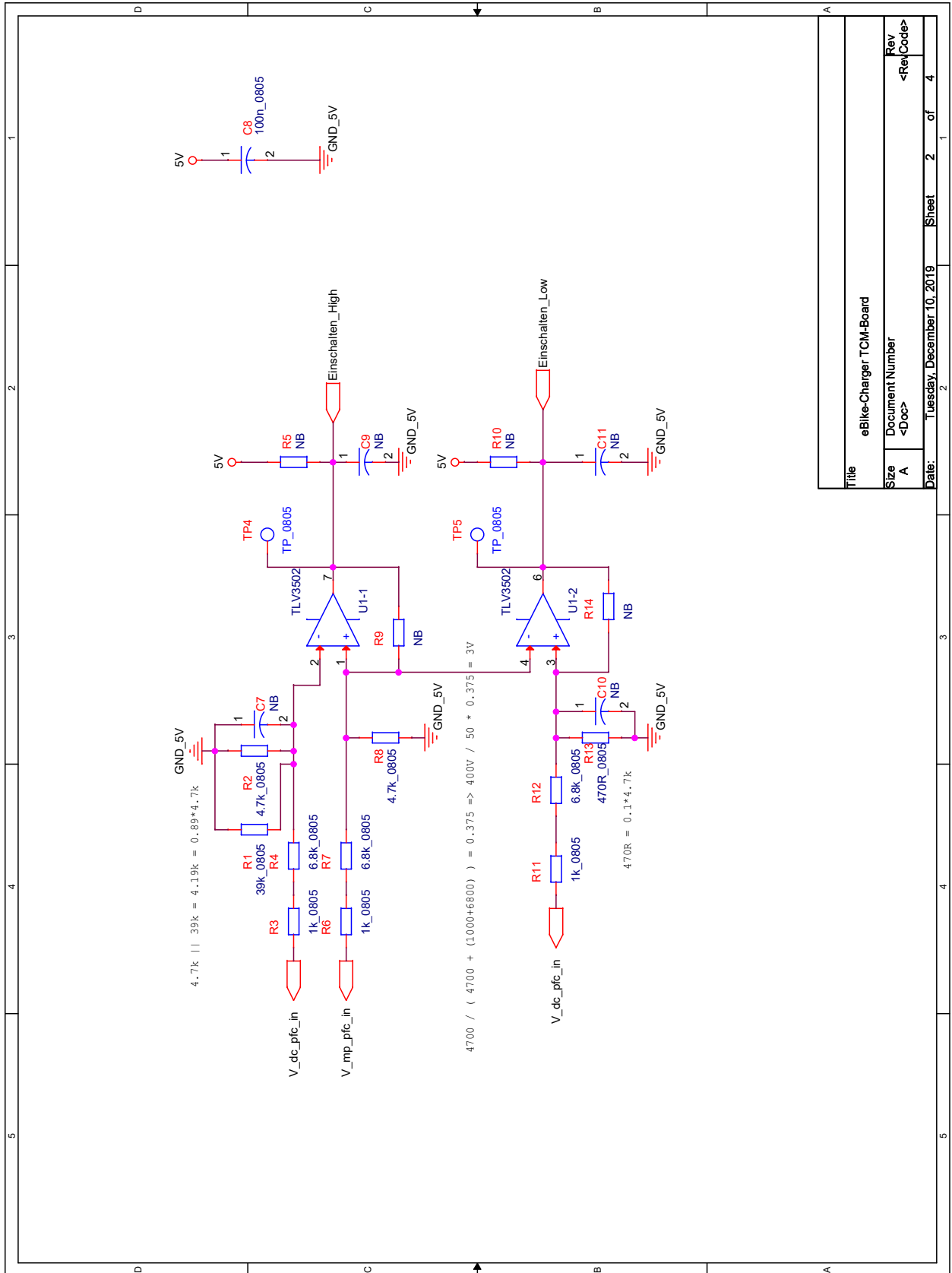
Anhang Schaltplans

A.1 TCM-Platine



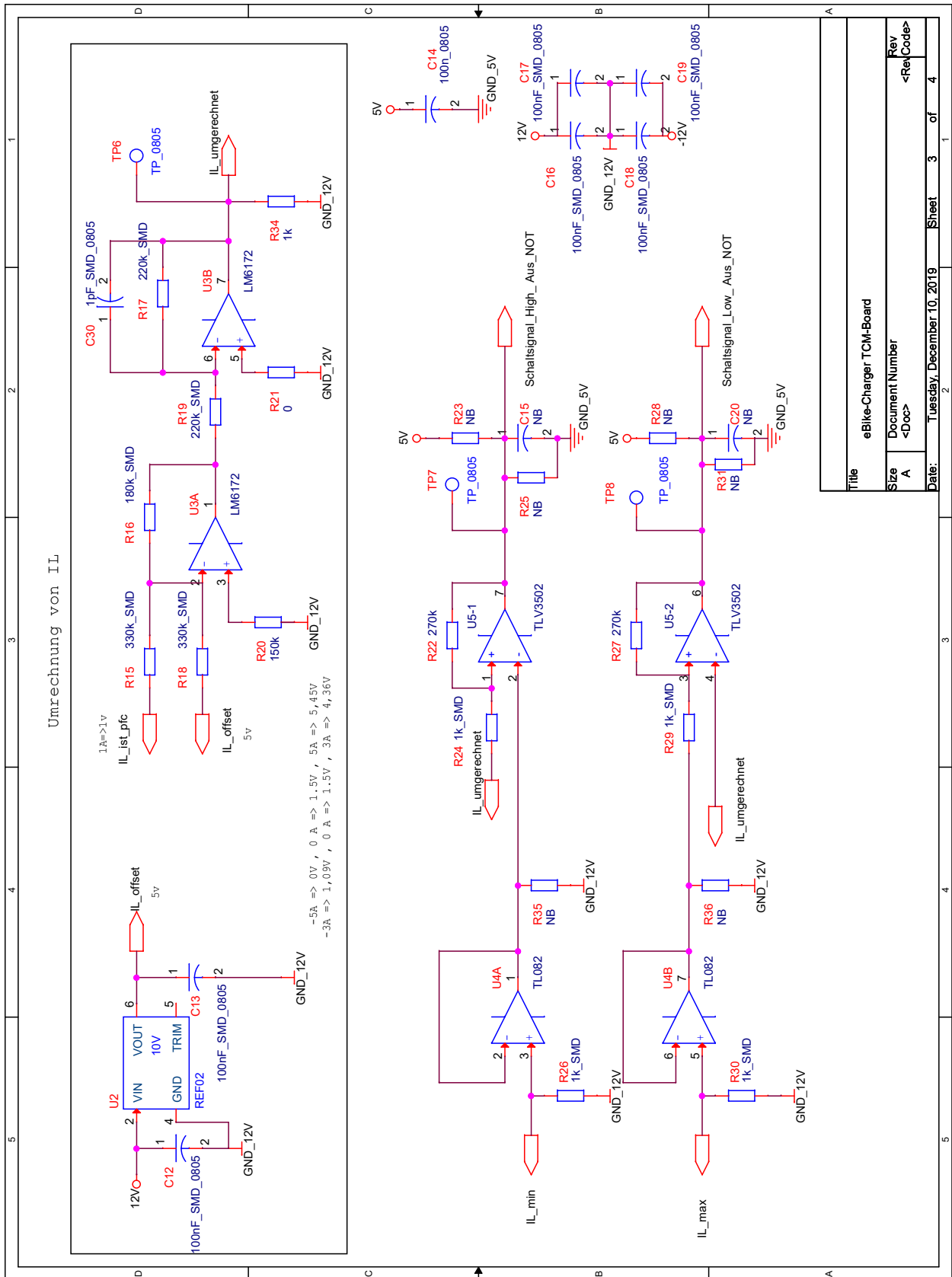
Title	eBike-Charger TCM-Board		
Size	Document: Number	Rev	<Rev Code>
A	<Doc>	1	4
Date:	Tuesday, December 10, 2013	Sheet	1 of 4

Anhang A Anhang Schaltplans



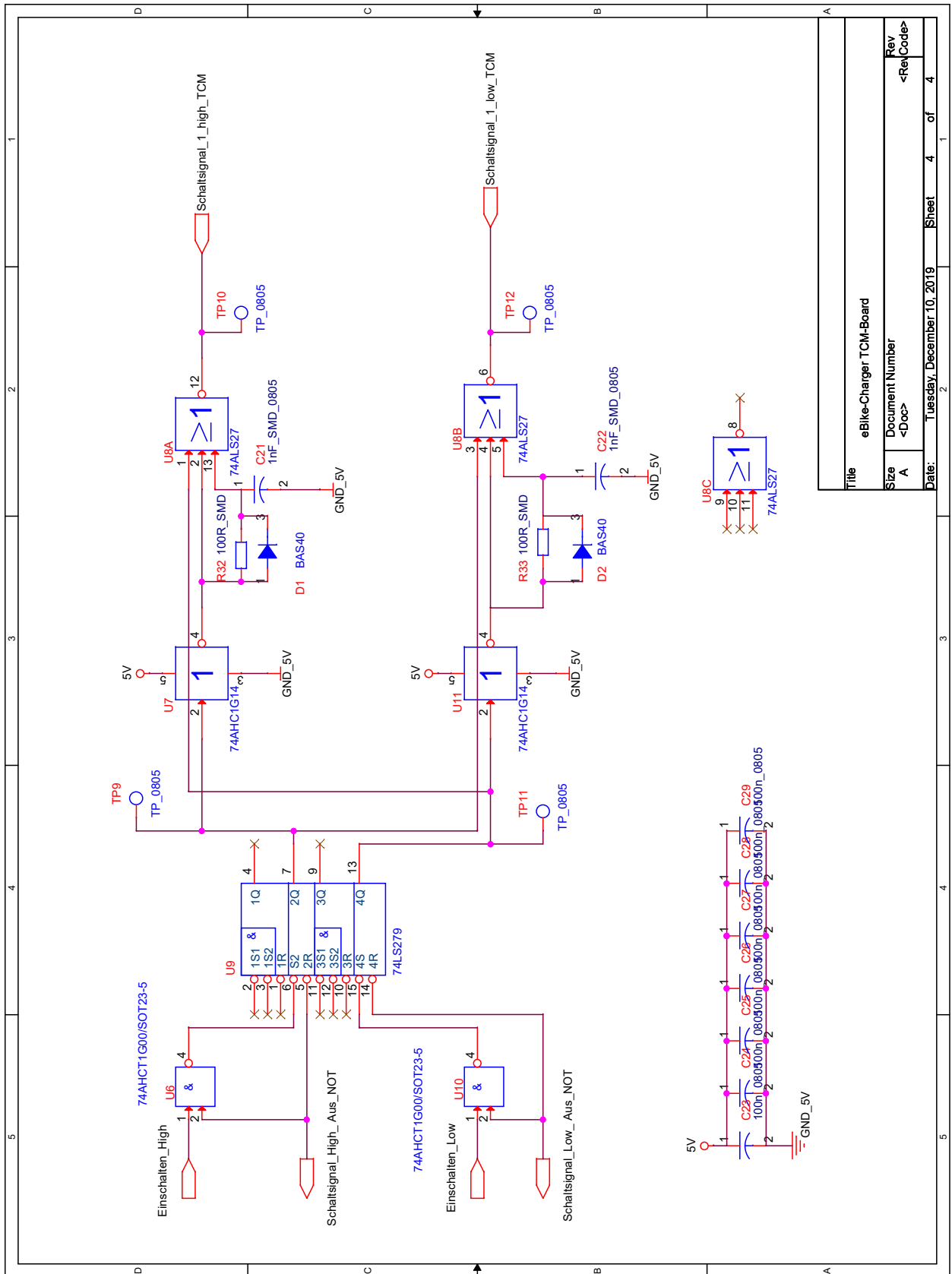
Title		eBike-Charger TCM-Board	
Size	A	Document Number	<Doc>
Rev	<RevCode>	Date:	Tuesday, December 10, 2019
Sheet	2	of	4

Anhang A Anhang Schaltplans



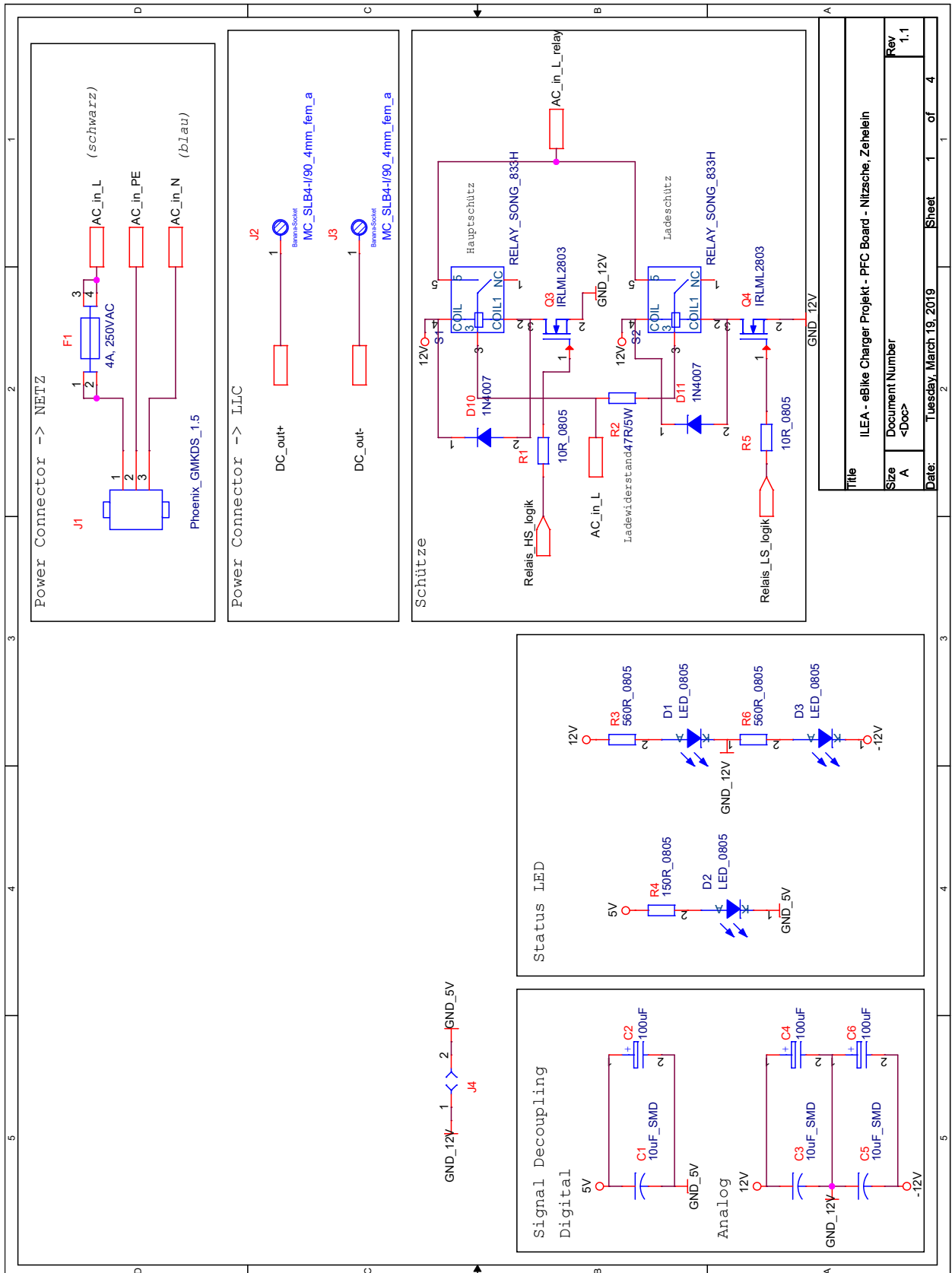
Title		eBike-Charger TCM-Board	
Size	A	Document Number	<Doc>
Rev	<RevCode>	Date:	Tuesday, December 10, 2019
Sheet	3	of	4

Anhang A Anhang Schaltplans

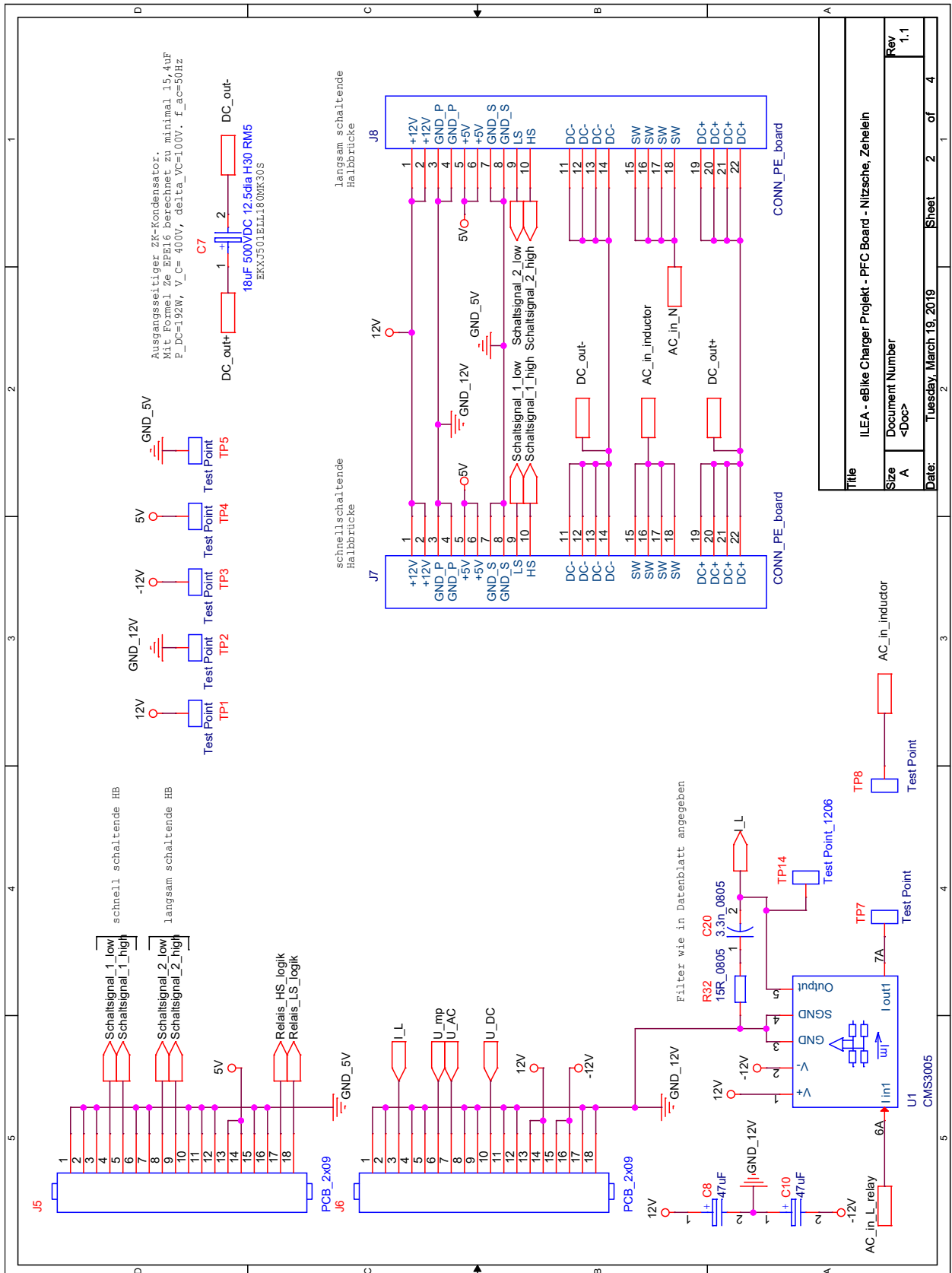


Title		eBike-Charger TCM-Board	
Size	A	Document Number	<Doc>
Date:	Tuesday, December 10, 2019	Sheet	4 of 4
Rev	<RevCode>		

A.2 PFC-Platine

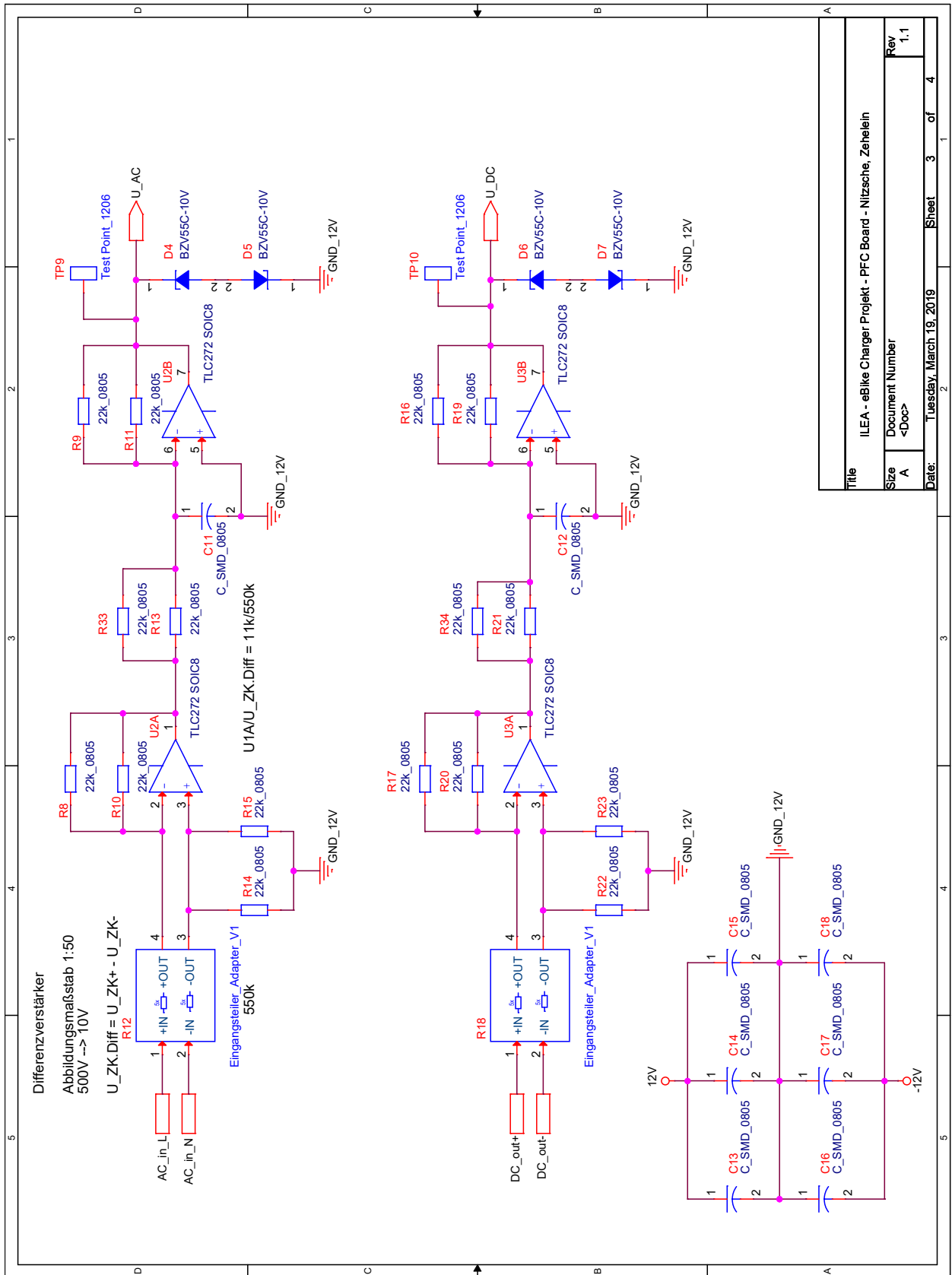


Anhang A Anhang Schaltplans



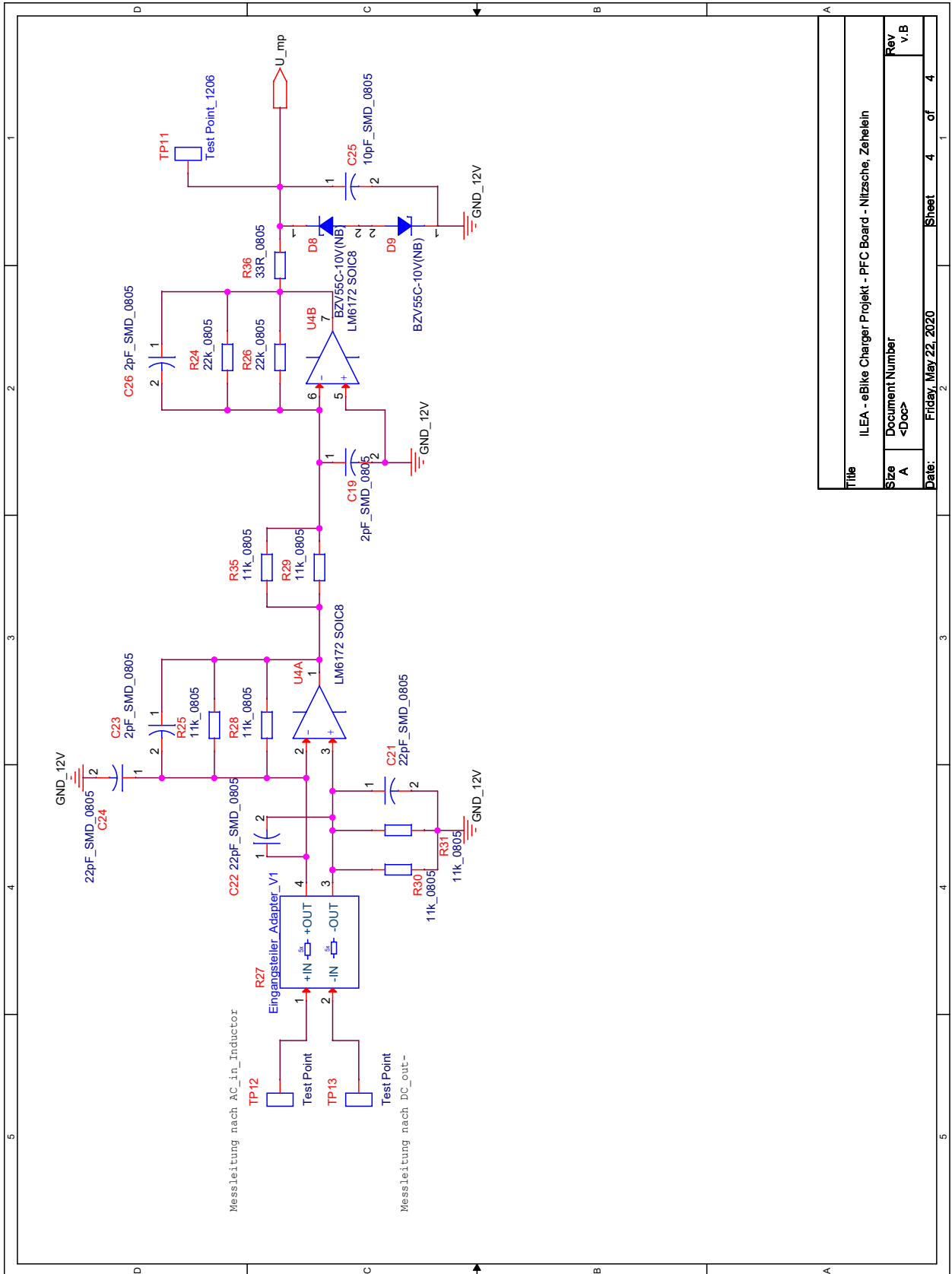
Title		ILEA - eBike Charger Projekt - PFC Board - Nitzsche, Zehelein	
Size	A	Document Number	<Doc>
Date:	Tuesday, March 19, 2019	Sheet	2 of 4
Rev	1.1		

Anhang A Anhang Schaltplans



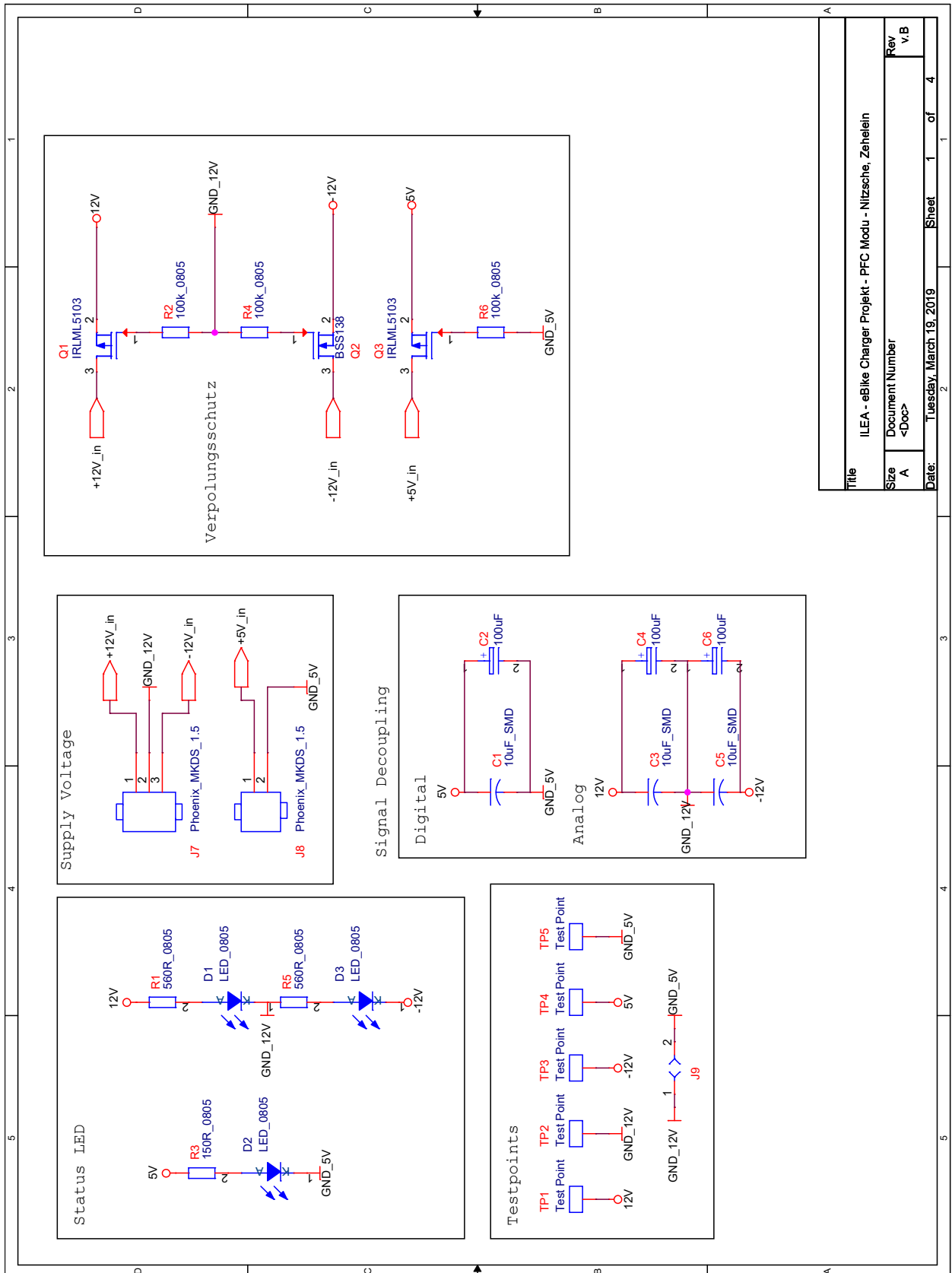
Title		ILEA - eBike Charger Projekt - PFC Board - Nitzsche, Zehelein	
Size	A	Document Number	<Doc>
Rev	1.1	Date:	Tuesday, March 19, 2019
Sheet		3	of 4

Anhang A Anhang Schaltplans



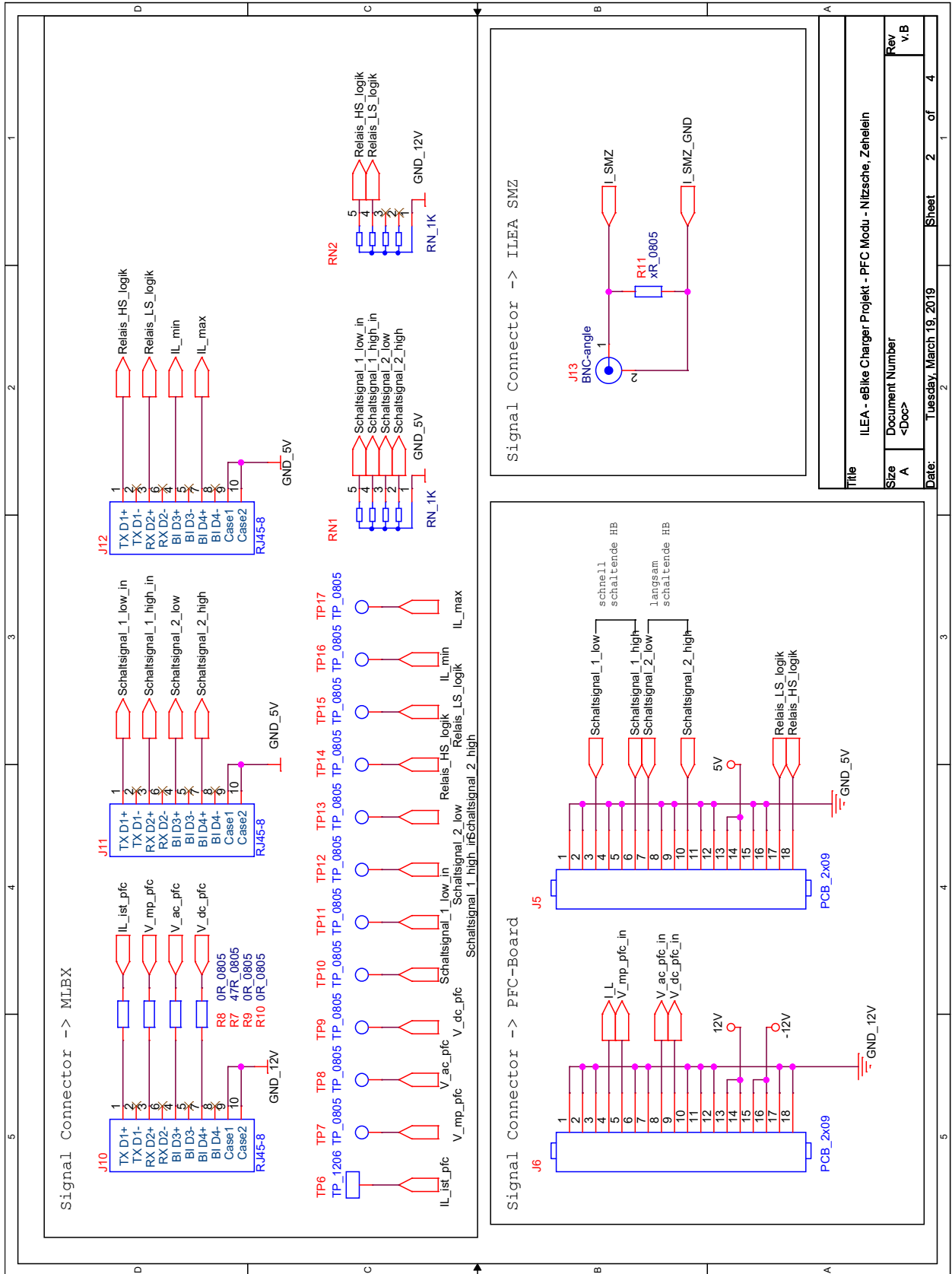
Title		ILEA - eBike Charger Projekt - PFC Board - Nitzsche, Zehelein	
Size	A	Document Number	<Doc>
Rev	v.B	Date:	Friday, May 22, 2020
Sheet		4	of 4

A.3 Kommunikationsplatine



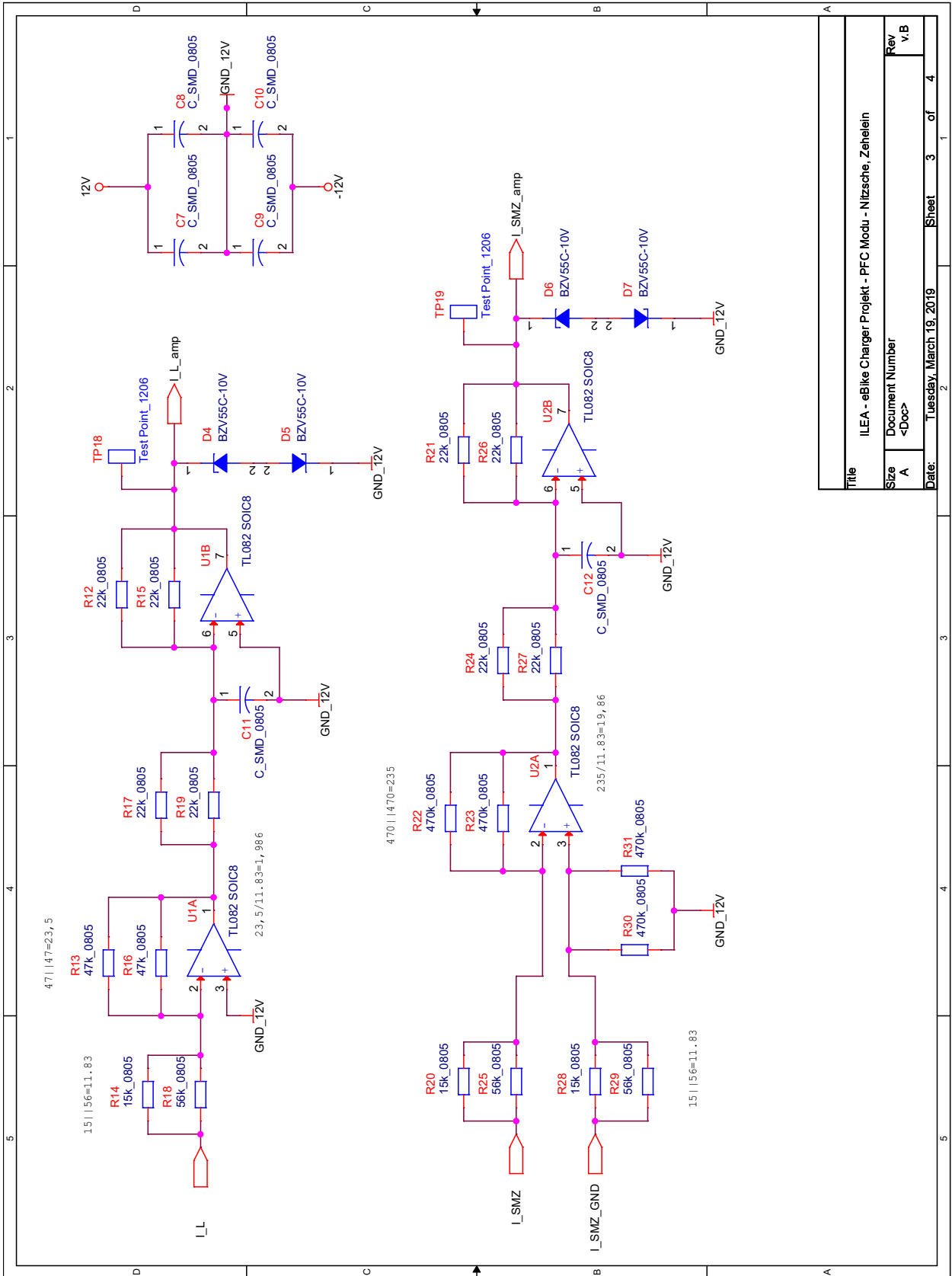
Title		ILEA - eBike Charger Projekt - PFC Modu - Nitzsche, Zehelein	
Size	Document Number	Rev	v.B
A	<Doc>		
Date:	Tuesday, March 19, 2019	Sheet	1 of 4

Anhang A Anhang Schaltplans



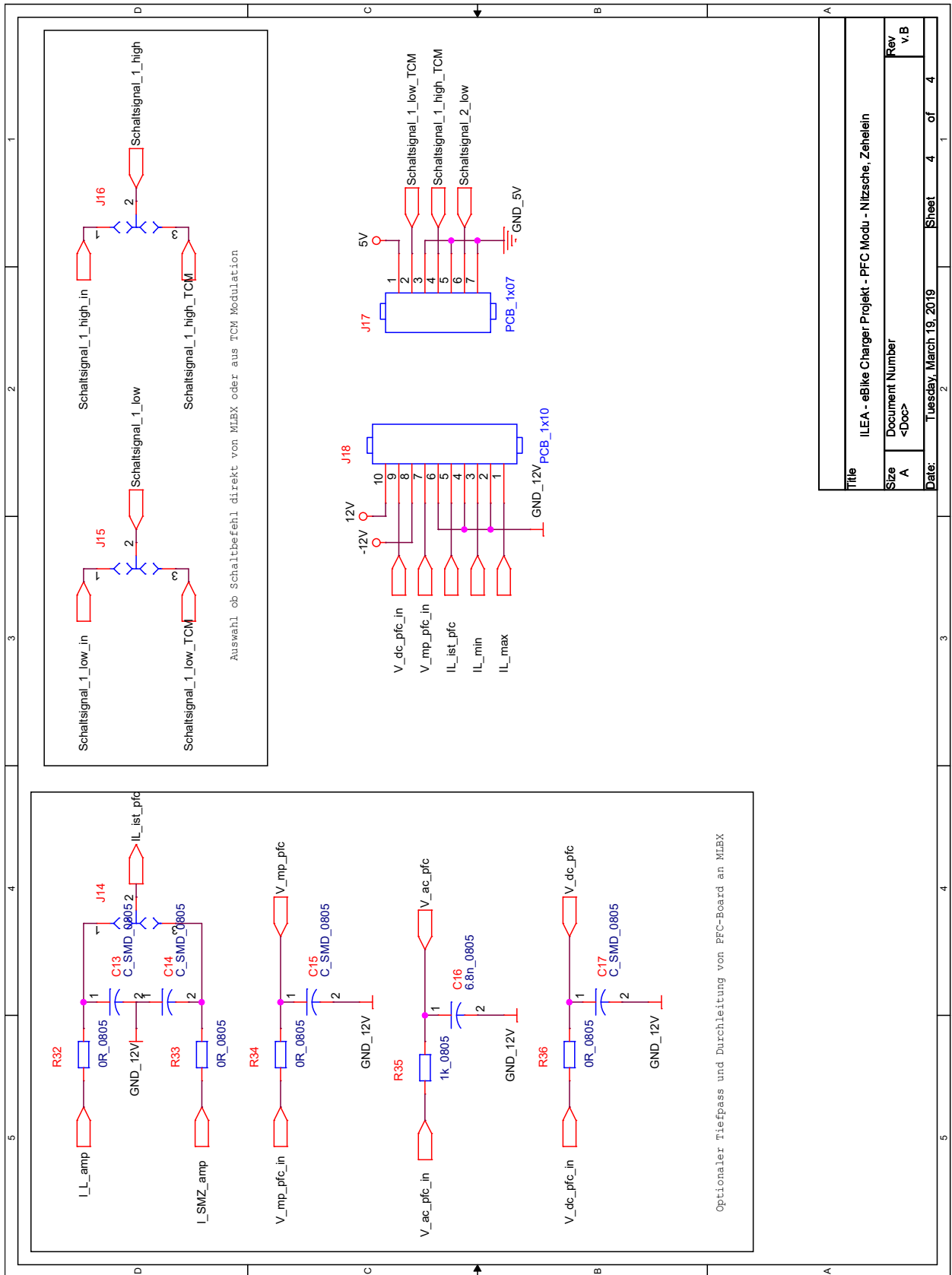
Title		ILEA - eBike Charger Projekt - PFC Modu - Nitzsche, Zehelein	
Size	A	Document Number	<Doc>
Date:	Tuesday, March 19, 2019	Sheet	2 of 4
Rev	v.B		

Anhang A Anhang Schaltplans



Title		ILEA - eBike Charger Projekt - PFC Modu - Nitzsche, Zehelein	
Size	A	Document Number	<Doc>
Rev	v.B	Date:	Tuesday, March 19, 2019
Sheet		3	of 4

Anhang A Anhang Schaltplans



Title		ILEA - eBike Charger Projekt - PFC Modu - Nitzsche, Zehelein	
Size	A	Document Number	<Doc>
Rev	v.B	Date:	Tuesday, March 19, 2019
Sheet		4	of 4