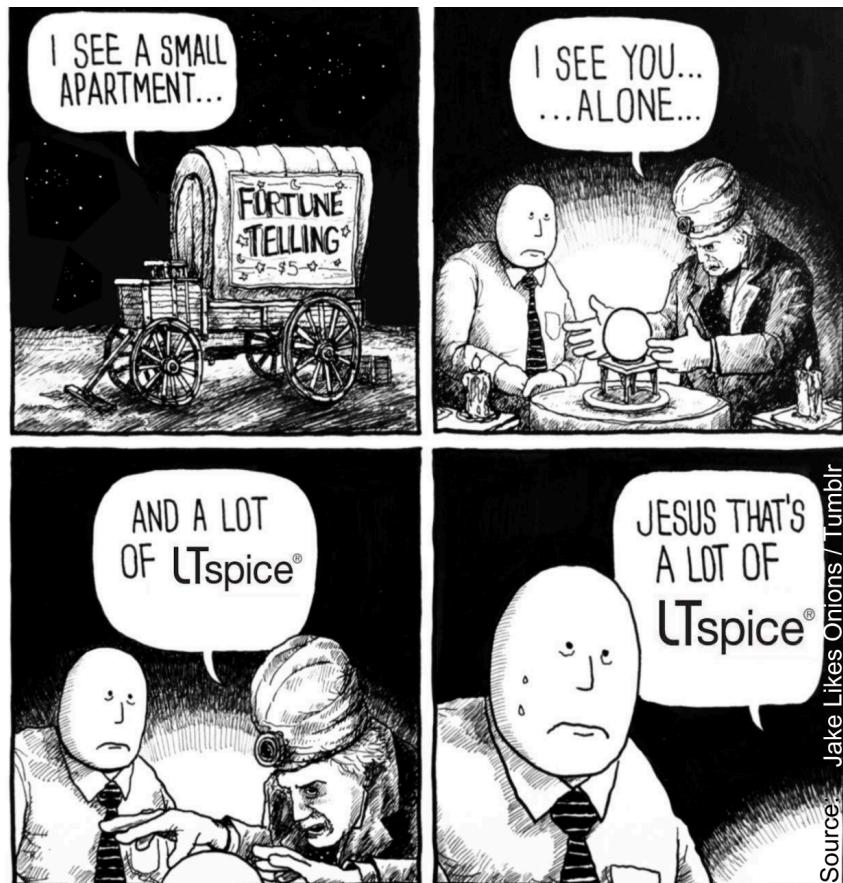


# Open Source DC/DC-Konverter Dokumentation

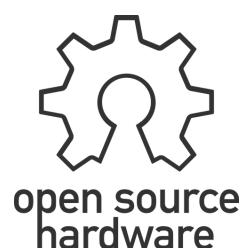


*Was lange währt, wird endlich gut.*

Autor:  
Datum:  
Handbuch für Hardware:  
Sprache:  
Lizenz:

Rootthecause  
26.01.2025  
v9-3 / v9-3r  
Deutsch  
CERN-OHL-W

GitHub: <https://github.com/Rootthecause/DCDC>



Open Hardware Logo von Macklin Chaffee,  
lizenziert unter [CC SA 4.0](#)

# 1 Vorwort

Für die Versorgung von Niederspannungskomponenten aus einer Hochspannungsquelle wurde im Rahmen der Formula Student (FS) seit 2020 ein DC/DC-Konverter entwickelt. Diese Dokumentation ist besonders den FS-Teams gewidmet, die nach einer Alternative zu teuren Kaufteilen suchen oder mit der bisherigen Lösung nicht zufrieden sind.

Obwohl der Konverter bereits 2022 (Version 8) zufriedenstellend funktional war, gab es einige ungenutzte Potenziale, aber auch Unklarheiten, die einer weiteren Auseinandersetzung aus persönlichem Antrieb bedurften. Die ungeahnte Komplexität einiger Problemstellungen führte zu einer Verzögerung des Open Source Releases um etwa 2 Jahre. Die Erfahrungen durch diese, wenn auch sehr zeitintensiven Weiterentwicklungen sind in Retrospektive unersetzlich für zukünftige Eigenentwicklungen im Bereich der Leistungselektronik.

Der Autor versucht nach bestem Wissen und Gewissen die Informationen für dieses Projekt in diesem Dokument festzuhalten. Dabei wird ein Einblick in die vielseitigen Schwierigkeiten der Praxis gegeben und verschiedene, teilweise erfolglose Lösungsansätze dokumentiert. Einige Teile können jedoch aufgrund der Komplexität vereinfacht sein und möglicherweise einem wissenschaftlichen Anspruch nicht gerecht werden. Gerne können auf GitHub im [Diskussionsbereich](#) offene Fragen hierzu geklärt werden, welche bei Bedarf in aktualisierten Versionen dieses Dokuments Einfluss finden. Der Autor möchte außerdem darauf aufmerksam machen, dass es sich um ein freiwilliges, zum Großteil selbstfinanziertes Freizeitprojekt handelt und bittet bei etwaigen Fragestellungen oder Kritik darauf zu achten.

# 2 Danksagung

Ende 2019 entstand die Grundidee für dieses Projekt. Seitdem unterstützt mich TzTz, ein guter Freund von mir. Die Empfehlung für die LLC-Topologie sowie ein Großteil der Precharge-Schaltung sind auf ihn zurückzuführen. Dank seiner Erfahrung und hilfreichen Tipps konnten viele Problemstellungen schnell gelöst werden. Ohne ihn wäre der Konverter in seiner jetzigen Form nicht so klein und zuverlässig geworden. Vielen Dank TzTz!

Des Weiteren möchte ich meinem Formula Student Team und den Unterstützern des Teams danken. Ohne das Team wäre die Entwicklung eines DC/DC-Konverters nicht notwendig gewesen und hätte nicht die nötige Erprobung am Fahrzeug durchlaufen, die für die Weiterentwicklung des Designs unerlässlich waren.

# Inhaltsverzeichnis

<b>1 Vorwort.....</b>	<b>2</b>
<b>2 Danksagung.....</b>	<b>2</b>
<b>3 Vokabular und Abkürzungsverzeichnis.....</b>	<b>5</b>
<b>4 Konzept und Versionshistorie.....</b>	<b>6</b>
4.1 Version 1 bis 4 (2019 - 2021).....	6
4.2 Version 5 (Jan. 2022).....	6
4.3 Version 6 (Feb. 2022).....	6
4.4 Version 7 (April 2022).....	6
4.5 Version 8 (Juli 2022).....	7
4.6 Pre-Version 9 (Okt. 2022).....	9
4.7 Version 9 (Jan. 2023).....	9
4.8 Version 9-2 (Mai 2024), 24 V.....	11
4.9 Version 9-3 (Sep. 2024).....	11
4.10 Version 9-3r (Januar. 2025).....	12
4.11 Version 10 ?.....	12
<b>5 Vorgaben durch das Formula Student Regelwerk.....</b>	<b>12</b>
<b>6 Aufbau (v9-3 / v9-3r).....</b>	<b>14</b>
6.1 Übersicht.....	14
6.2 Signal- und Leistungsfluss.....	16
6.3 Module.....	16
6.3.1 Start-Kondensator, Buck-Converter, Boost-Converter.....	16
6.3.2 Precharge.....	17
6.3.3 Discharge.....	19
6.3.4 Zwischenkreiskondensator.....	19
6.3.5 Steuer IC UCC25600.....	20
6.3.6 Schwingkondensatoren.....	26
6.3.7 Gate Treiber UCC21520.....	27
6.3.8 Aktive Gleichrichtung mit NCP4305.....	27
6.3.9 LLC-Topologie.....	28
6.3.10 Schwingkreis.....	29
6.3.11 Regelkreis.....	30
6.3.12 Transformatoren.....	34
6.3.12.1 Crashkurs Transformatoren.....	34
6.3.12.2 Kernform.....	39
6.3.12.3 Wicklungsdesign.....	40
6.3.12.4 Design eines LLC-Transformators.....	41
6.3.12.5 Erreichen der gewünschten Trafo-Parameter.....	42
6.3.12.6 Primärinduktivität (L <sub>p</sub> ).....	43
6.3.12.7 Streuinduktivität (L <sub>r</sub> ).....	44

6.3.12.8 Spulenhalter.....	44
6.3.12.9 Wahl der Spulenleiters.....	45
6.3.12.10 Wie gewickelt wird.....	46
6.3.12.11 Verringerung von Transformator-Verlusten.....	48
6.3.13 Isolationsprüfung.....	51
6.3.14 Y-Cap.....	52
6.4 Simulation.....	54
<b>7 Berechnungen.....</b>	<b>56</b>
<b>8 Diskussion der Messverfahren.....</b>	<b>56</b>
<b>9 PCB-Design.....</b>	<b>58</b>
9.1 Design Grundregeln.....	58
9.2 PCB-Anforderungen (für beste Leistung).....	59
9.3 KiCAD Hinweise.....	59
<b>10 Messdaten Auswertung.....</b>	<b>59</b>
10.1 Thermische Analyse.....	59
<b>11 Fazit.....</b>	<b>60</b>
<b>12 Lessons Learned.....</b>	<b>60</b>
<b>13 Facts &amp; Funnys.....</b>	<b>61</b>
<b>14 Verbesserungen.....</b>	<b>62</b>
<b>15 Weiterführende Links und Ressourcen.....</b>	<b>64</b>

### 3 Vokabular und Abkürzungsverzeichnis

241018	...	Datum im Format YYMMDD
$C_r / C_{res}$	...	Resonanzkondensator in LC-Schwingkreisen
CC/CV	...	Constant Current / Constant Voltage
CW/CCW	...	Clockwise / Counterclockwise (Drehrichtung von oben betrachtet)
DCDCv9-3	...	Version 9 des DCDC Konverters in der dritten Verbesserung
Elko	...	Elektrolytkondensator
FET	...	Field Effect Transistor, meist MOSFET gemeint
Folko	...	Folienkondensator
$f_{sw}$	...	switching frequency / Schaltfrequenz
$f_{res}$	...	Resonant frequency
GaN HEMT	...	Gallium Nitride High Electron Mobility Transistor
HV	...	Hochspannung (oft auch als TS bezeichnet, da der Akku in der Regel Hochspannung liefert)
Iso/ISO	...	Isoliert, galvanisch getrennt
Kerko	...	Keramik-Kondensator
$L_r / L_{res}$	...	Resonanzinduktivität bzw. Streuinduktivität eines Transformators
$L_m / L_{mag}$	...	Magnetisierungsinduktivität eines Transformators
$L_p / L_{prim}$	...	Primärinduktivität eines Transformators ( $L_r + L_m$ )
LV	...	Low Voltage, Niederspannung Hochspannungs-Akku im Automobil/Formula Student-Bereich
Pre-Charge	...	Schaltung zum kontrolliertem aufladen des Zwischenkreiskondensators
PFC	...	Power Factor Correction, eine Schaltung zum Erzeugen von Gleichspannung aus einer Wechselspannungsquelle mit nahezu idealem Sinusförmigen Strombezug
TS	...	Tractive System, meist Spannungsversorgung aus einem
UVLO/OVLO	...	Undervoltage Lockout / Overvoltage Lockout
Via	...	Vertical Interconnect Access (durch PCB)
Vpp	...	Peak-Peak Voltage
Vmax	...	Maximum Voltage
Vmin	...	Minimum Voltage
Vrms	...	RMS-Voltage

#### Farben / Textstile

<b>Fett</b>	...	Im Fließtext: Wichtige Angaben, Alleinstehend als Titel/Überschrift
<i>Kursiv</i>	...	Formloser Kommentar des Autors
<b>Rot</b>	...	Nicht aktuell, ungenau, nicht hinreichend belegt, zu aktualisieren
Text	...	Standard Text

## 4 Konzept und Versionshistorie

### 4.1 Version 1 bis 4 (2019 - 2021)

Erste Recherchen wurden Ende 2019 unternommen. Ein Kandidat war der LT8316 als Flyback-Converter, wobei sich nach umfangreichen Berechnungen herausstellte, dass aufgrund der nötigen Induktivität kaum mehr als 100 W Ausgangsleistung tatsächlich realisierbar gewesen wäre.

Auf der Webseite von [Jörg Rehrmann](#) fanden sich diverse Wandler-Topologien mit guten Erläuterungen und fertigen Schaltplänen. Davon wurde ein klassischer Push-Pull Converter mit Halbbrücke den Bedürfnissen angepasst und nach einem Probeaufbau auf einer Lochrasterplatine (Version 1 bis 4) auch als PCB gefertigt (Version 5).

### 4.2 Version 5 (Jan. 2022)

Mit knapp 200 Bauelementen sowie 150 Stunden Simulations- und Entwicklungszeit konnte der erste DCDC getestet werden. Es zeigte sich ein sehr guter Wirkungsgrad von 96,3 % bei 470 V Input und 500 W am Ausgang sowie eine Maximalleistung von 540 W. Jedoch war dieser Konverter alles andere als zuverlässig und ließ sich schlecht regeln. Kleine Fehler beim Einstellen von Frequenz und Totzeit führten zu einem Verlust von bis zu 10 Bauteilen. Während 75 Versuchen wiederholten sich dies einige Male. Des Weiteren waren bei 600 V kaum mehr als 280 W am Ausgang möglich, ohne Bauteile zu überlasten. Spätere Recherchen zeigten dann ein grundlegendes Verständnisproblem bei der genutzten Topologie.

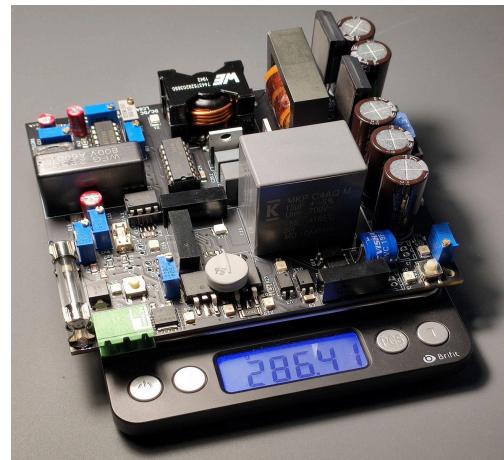


Abb. 2: DCDCv5 (erste PCB),  
100 x 115 mm, 286g, 48 V

### 4.3 Version 6 (Feb. 2022)

Zunächst war der Plan, dass an der Version 5 die Probleme gelöst werden für eine DCDC Version 6. Jedoch wären so viele Änderungen nötig gewesen, dass eine fast vollständige Neuentwicklung einfacher war und Version 6 schlussendlich übersprungen wurde.

### 4.4 Version 7 (April 2022)

Für Version 7 wurde die Topologie auf einen LLC-Converter geändert. Dieser bot den Vorteil, dass der Schwingkreis weniger Bauteile benötigt, eine geringere EMV-Ausstrahlung hat und einen größeren Spannungsbereich abdeckt. Gleichzeitig wurden Schaltungen vereinfacht, unzuverlässige Baugruppen entfernt und Bauteile in SMD Gehäuse gewählt, wann immer möglich. Diese Änderungen führten zur Reduktion auf 100 Bauteile sowie einer Verkleinerung um 40 %. Die angestrebte Leistung wurde erhöht auf 750 W dauerhaft sowie 1000 W Peak für 10 Sekunden.

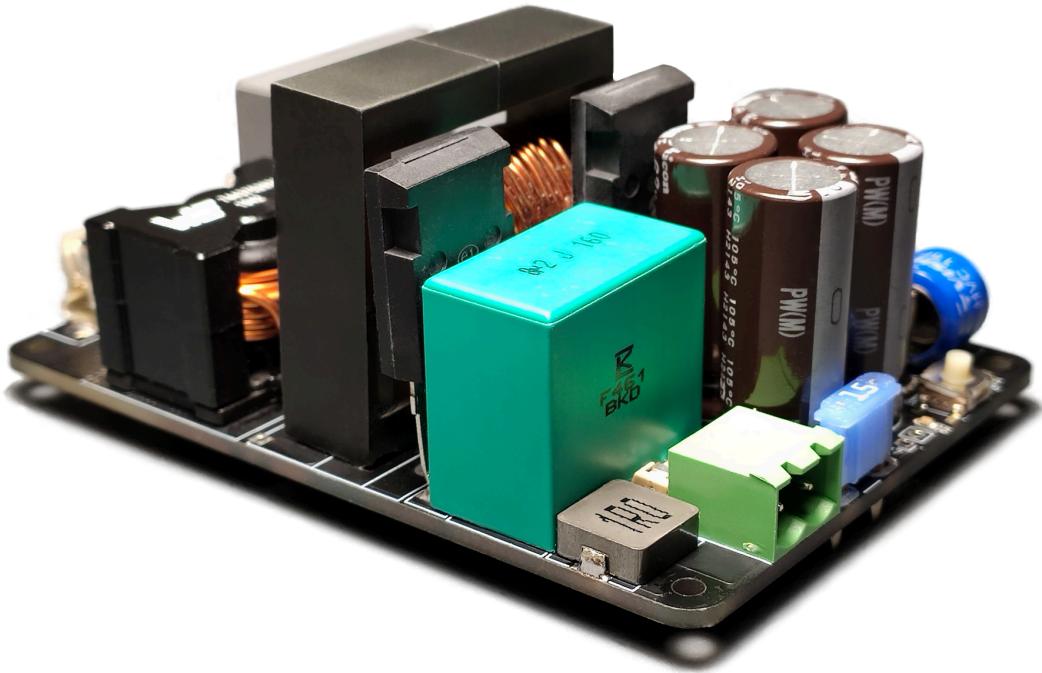


Abb. 3: DCDCv7, 100 x 70 mm, 235 g, 48 V

Dieser neue Konverter hatte zum Ziel, möglichst einfach und zuverlässig zu sein. Daher wurde auf einen Gate-Treiber verzichtet und stattdessen ein Gate-Transformator verwendet. Leider zeigte sich nach vielen Versuchen, dass der Gate-Transformator nur neue Schwierigkeiten verursachte (siehe Appendix [Lessons Learned](#)). Eine modifizierte Version mit dem Gate-Treiber IC aus der vorherigen Version lieferte hingegen sehr gute Resultate. Damit konnten zum ersten Mal die angestrebten Leistungen nicht nur erreicht, sondern übertroffen werden. Es waren für 30 Sekunden 1000 W möglich und für 10 Sekunden sogar 1500 W. Das größte Problem war dabei die Hitzeentwicklung des Transformators und der Gleichrichterdioden.

#### 4.5 Version 8 (Juli 2022)

Auch wenn Version 7 recht erfolgreich mit einer 2-lagigen Platine realisiert wurde, waren wesentliche Verbesserungen im Layout unter Beachtung von parasitären Leitungsinduktivitäten und Kapazitäten nur mit einer 4-lagigen Platine möglich. Damit ließen sich wichtige Strompfade um die Hälfte verkürzen und Leitungsquerschnitte teilweise vervierfachen. Darüber hinaus konnte sowohl eine passive als auch aktive Gleichrichtung genutzt werden. Im Test stieg mit der aktiven Gleichrichtung der Wirkungsgrad um durchschnittlich 2 % und löste damit das Überhitzungsproblem der Gleichrichterdioden am Ausgang.

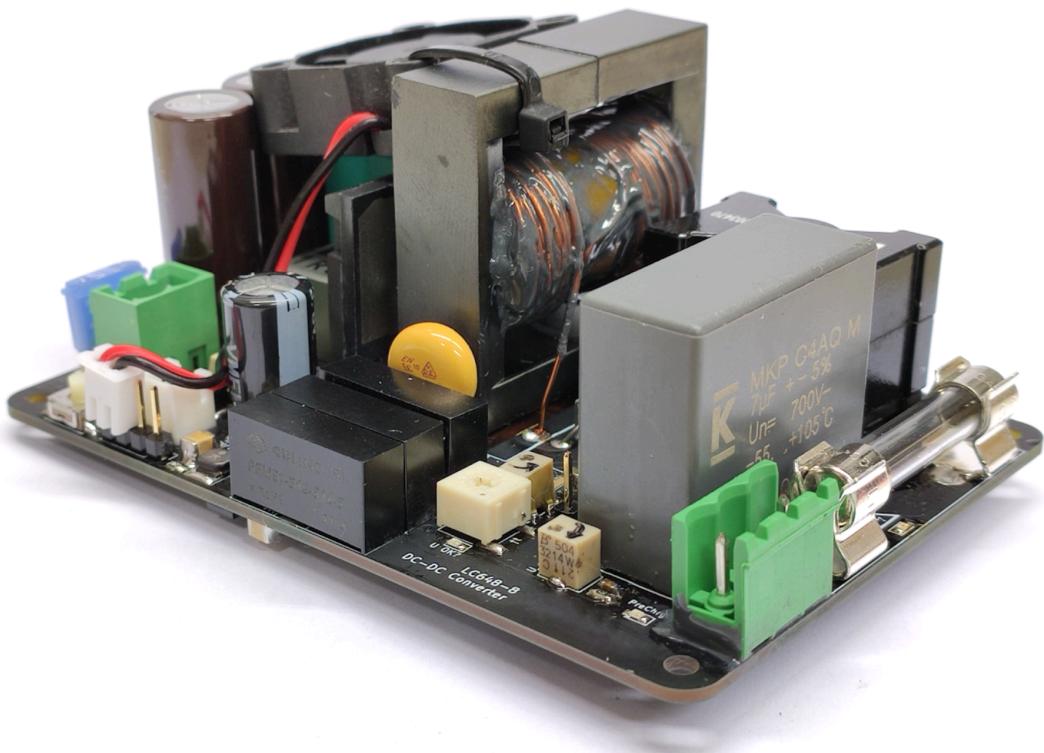


Abb. 4: DCDCv8, 100 x 70 x 45 mm, 228 g, 48 V

### Efficiency vs. Power for multiple Voltages

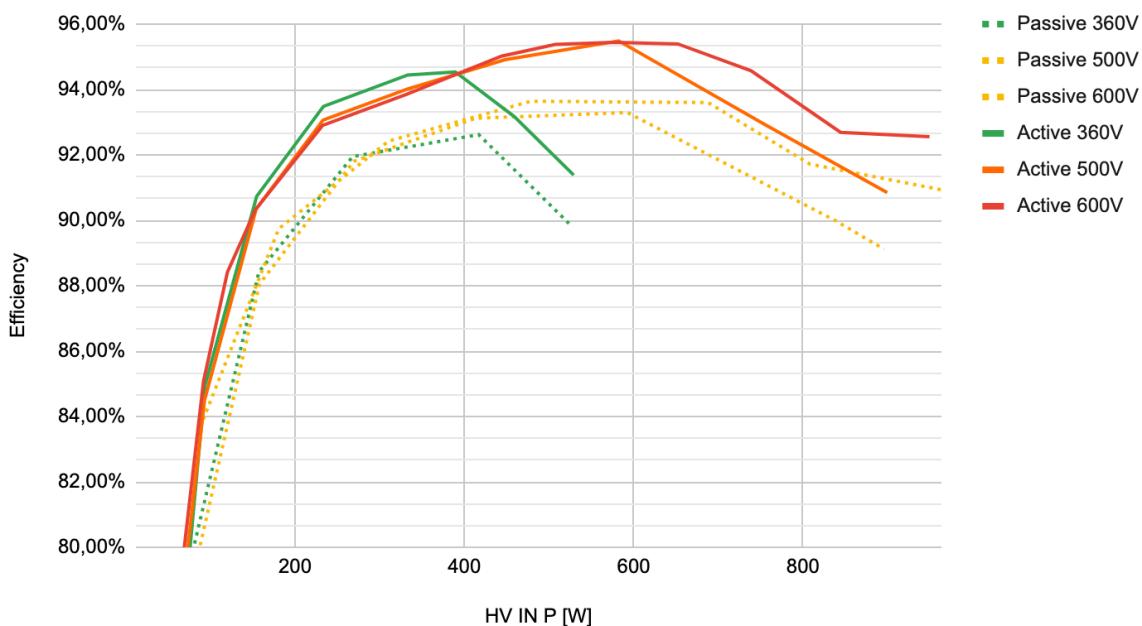


Abb. 5: DCDCv8, Lastabhängiger Wirkungsgrad bei verschiedenen Spannungen mit Vergleich zwischen aktiver und passiver Gleichrichtung

## 4.6 Pre-Version 9 (Okt. 2022)

Für die kommende Version 9 gab es eine Testversion, bei der neue Komponenten und Schaltungen auf der alten Platine getestet wurden. Durch Optimierungen des Wicklungsdesign konnte nicht nur die Resonanzinduktivität in den Transistor integriert werden, welches Kosten und Platz spart, sondern auch der Peak-Wirkungsgrad um 3 % auf 98,5 % gesteigert werden; ein neuer Rekord!

*Anmerkung: Es waren vermutlich eher 96-97 %, da der Strommessshunt und die Messgeräte zu dem Zeitpunkt nicht hinreichend kalibriert waren. Weiterhin wurde oft der Precharge zum Testen gebracht, sodass die Verluste hierüber keinen Einfluss hatten.*

## 4.7 Version 9 (Jan. 2023)

Wie bisher (*leider*) jede Version musste auch die 9. Version von Grund auf neu designet werden, um eine gute Platzausnutzung zu erreichen. Bei einem Vortrag zur Version 8 wurde scherhaft gesagt, dass der Konverter etwa so groß wie zwei Kreditkarten ist. Daher wurde testweise für die nächste Version die Größe einer einzigen Kreditkarte (85,6 mm x 54 mm) angestrebt. Dies entspräche einer Verkleinerung der Platine um 34 %, war jedoch mit den Komponenten der Version 8 sowie den Verbesserungen und den neuen Features wie einer Temperaturüberwachung und überarbeitetem Precharge bei größter Mühe auf dem vorgegebenen Platz nicht realisierbar. Des Weiteren wurde bei Tests der vorherigen Version die Temperaturerhöhung der Halbbrücken- und Gleichrichter-FETs mittels Wärmebildkamera protokolliert. Als Resultat zeigte sich, dass bei Dauerlast über 400 W eine aktive Kühlung nötig ist, um Überhitzung zu verhindern. Infolgedessen sollte der Kühlkörper, welche als Kupferfläche in die Platine integriert ist, nicht nur größer werden, sondern mit Vias die Wärme möglichst auf beide Seiten der Platine übertragen, um mehr Verlustleistung passiv abzustrahlen. Dadurch können aber auf der gegenüberliegenden Seiten keine SMD-Bauteile aufgebracht werden und Zwischenlagen können nicht für Leistungs- oder Signalübertragung genutzt werden. Daher wurden alle Bauteile so dicht wie möglich (unter Beachtung der Sicherheitsabstände für hohe Spannungen) aneinander gepackt, sodass die Kühlfläche maximiert wird. Weiterhin wurden einige Komponenten bisher überdimensioniert oder nicht sinnvoll ausgenutzt. Mithilfe von Schaltungssimulation konnte die Anzahl der Glättungskondensatoren am Ausgang von 3 auf 2 reduziert und gleichzeitig die Restwelligkeit verringert werden. Außerdem ließ sich die Hochspannungsseite anstatt mit 3 isolierten Energieübertragern nur mit einem Übertrager und Bootstrapping realisieren. Die Anordnung der HV-seitigen 12 V-Versorgung stellt zudem sicher, dass der Oszillator nur dann versorgt werden kann, wenn der Precharge-Vorgang nahezu vollständig abgeschlossen ist.

Bis zur letzten Leitung zwischen den Bauelementen war nicht klar, ob dieses Design weiteren Überprüfungen standhalten würde. Von den ersten Ideen für Version 9 im August 2022 bis zum ersten Review dauerte es 5 Monate. Ein weiterer Monat wurde nur für Überprüfung und Korrekturen des Designs aufgewendet.

Am 11. Januar 2023 wurde das Design der Version 9 im Racing-Team vorgestellt - und sehr positiv aufgenommen.

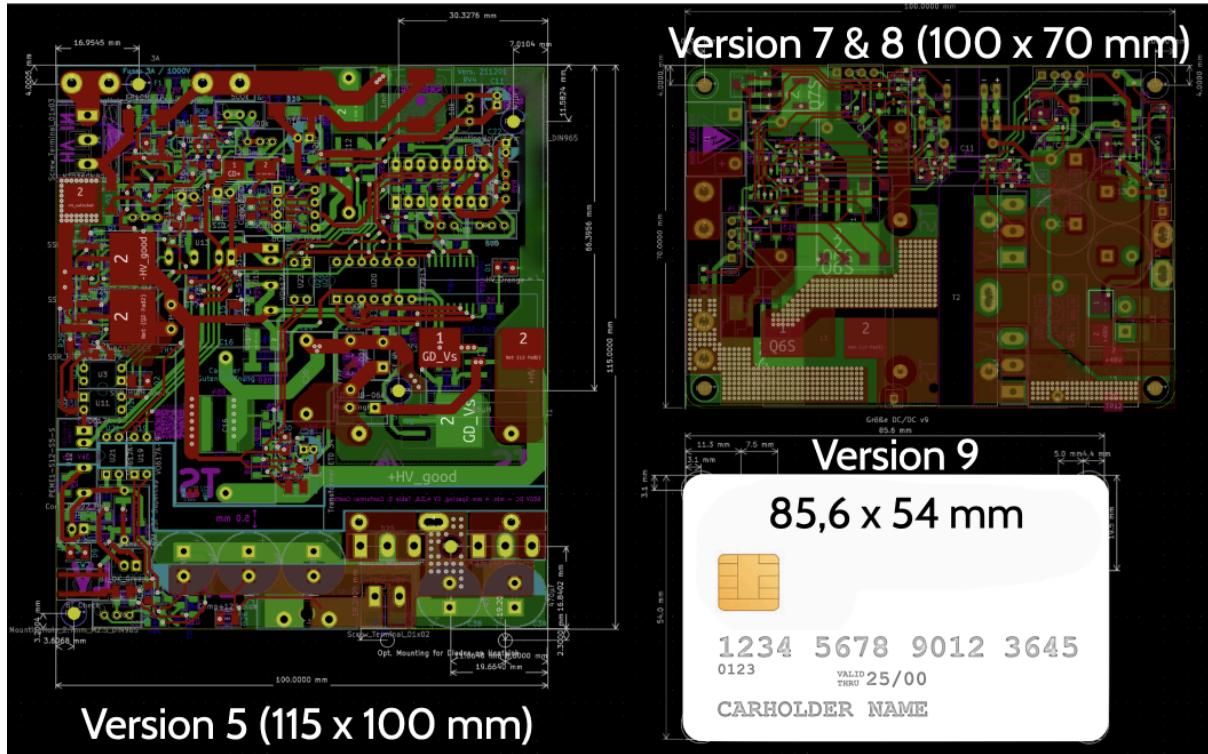


Abb. 6: Ausschnitt aus der Online-Präsentation Design Freeze 11.1.23 DCDC-Konverter v9

Über die kommenden Tage erhielt das Design einen optischen Feinschliff und wurde am 21.01.2023 bestellt. Aufgrund des chinesischen Neujahrs und langer Transportzeiten verzögerte sich die Lieferung auf Ende Februar. In der Zwischenzeit wurde an einer DC-Hochspannungsquelle gearbeitet, welche in Form einer aktiven Power Factor Correction (PFC) realisiert wurde. Spannungen bis 600 V und 1000W Ausgangsleistung waren so möglich.

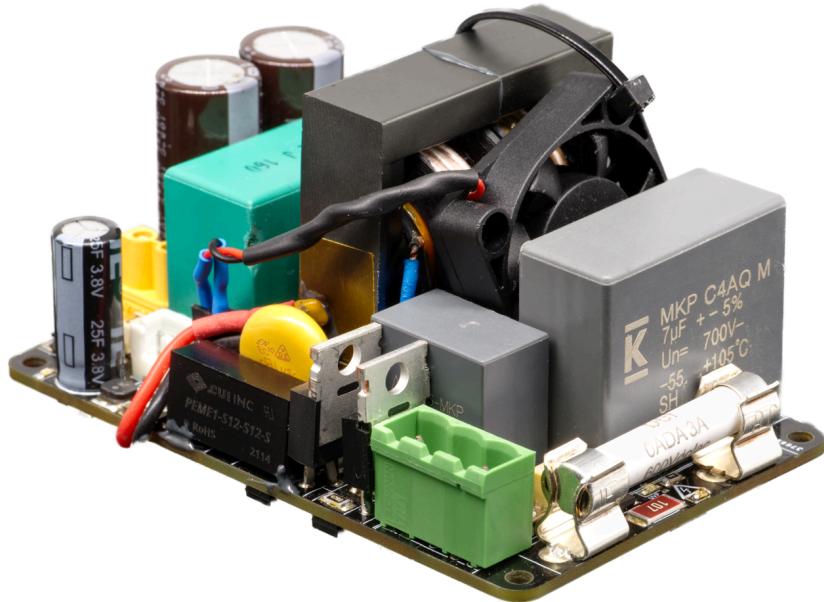


Abb. 7: DCDCv9-1, 85,6 x 54 x 45 mm, ca. 175 g, 48 V

## 4.8 Version 9-2 (Mai 2024), 24 V

Diese Version wurde zum ersten Mal mit einer Ausgangsspannung von 24 V statt der bisherigen 48 V designt und behebt kleinere Layout-Probleme, die bei der Version 9 festgestellt wurden. Eine alternative Softstartfrequenz sorgt für verringerte Einschaltströme und eine Power-ON LED (TS-seitig) vereinfacht die Diagnose bei Fehlern. Für die aktive Gleichrichtung werden zum ersten Mal GaN HEMTs verwendet. Auch wenn der Wirkungsgrad mit den HEMTs sehr gute Resultate erzielte, gab es Probleme mit der Kühlung sowie Zuverlässigkeit. Der filigrane Footprint der HEMTs war beim Tausch anfällig für Beschädigungen, was schlussendlich auch zu dessen Zerstörung führte. Eine aussagekräftige Kontrolle der Lötstellen unter den HEMTs angeordneten Pads ist mit Hausmitteln quasi nicht möglich. Darüber hinaus gestaltet sich der Tausch aufgrund der geforderten Temperaturen (max. 260 °C) und großen Kühlflächen mit Heißluft als schwierig. Niedertemperaturkontakte mit Bismut werden ausdrücklich nicht empfohlen, da die Legierung sehr brüchig ist!

## 4.9 Version 9-3 (Sep. 2024)

Eine weitere Power-ON LED (LV-seitig) wurde hinzugefügt. Das Trim-Potentiometer zur Einstellung der Ausgangsspannung wurde durch Widerstände ersetzt. Zum ersten Mal wird eine Split-Cap Topologie verwendet, welche den eingangsseitigen HV-Ripple bei gleichem DC-Link Kondensator um etwa den Faktor 3,5 reduziert (Simulation bei 500 W). Hierdurch konnte der DC-Link Kondensator von 7 µF auf 2 µF bei etwas geringerem Ripple verkleinert werden. Der gewonnene Platz kommt der Kühlung des Trafos zu Gute. Die aktive Gleichrichtung wurde wieder mit MOSFETs realisiert (allerdings kleineres Package, TDSON-8 statt TO-263-3), um eine hohe Zuverlässigkeit und bessere Lötbarkeit zu erreichen. Jedoch wurde bereits beim Design eine Adapter-Platine zur Verwendung mit GaN HEMTs vorgesehen. Der sogenannte GaNapter lässt sich als Erweiterung auf den DCDCv9-3 auflöten und kann bei Beschädigung der GaN Footprints getauscht werden. Ein Bohrloch in der Platine für eine optionale Installation eines Kühlkörpers wurde aus der Version 9-2 beibehalten.

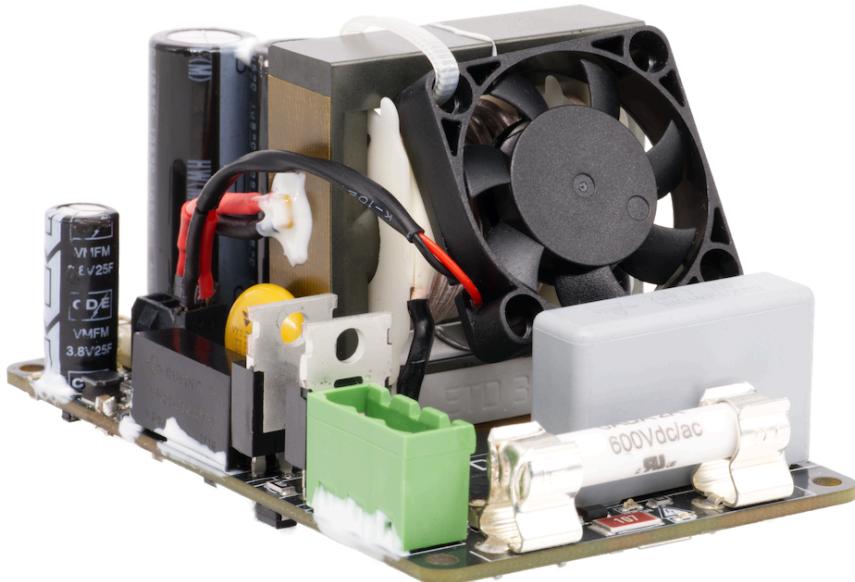


Abb. 8: DCDCv9-3, 85,6 x 54 x 45 mm, ca. 167 g, 24 V

## 4.10 Version 9-3r (Januar. 2025)

Hierbei handelt es sich um die Release-Version für das öffentliche Open Source Release. Es wurden kleine Verbesserungen mit Pufferkondensatoren in der LV-Stromversorgung zur Leistungssteigerung bei Verwendung größerer Lüfter vorgenommen. Bei der Messung der Rippelspannung am Ausgang wurden 1,5 Vpp Spannungspeaks gemessen, die dem Buck-Converter zuzuordnen waren. Jedoch ist die genaue Ursache bisher unklar. Das Problem ließ sich aber nahezu herab bis zum Messrauschen abschwächen durch die Verwendung von 1 nF Kondensatoren und Snubber über bestimmten Komponenten. Der Footprint für den 9 V LDO wurde angepasst, da das ursprünglich vorgesehene Modell nicht erhältlich ist. Der Lowpass am CS-Pin der SR-Treiber wurde von  $47\ \Omega / 470\ \text{pF}$  auf  $100\ \Omega / 1\ \text{nF}$  geändert für ein zuverlässigeres triggern. Die sekundärseitigen Snubber wurden als DNP markiert, da sie in Tests nicht mehr notwendig waren (Lowpass wirkt auch als Snubber). Der HV-Input Stecker wurde um  $180^\circ$  auf der PCB gedreht.

## 4.11 Version 10 ?

Ob es jemals eine Version 10 geben wird, ist aus Zeitgründen bisher nicht absehbar. Es wird höchstwahrscheinlich nicht kleiner vom Footprint her werden, wenn, dann nur flacher, leichter und mehr Leistung. Falls es sie geben wird, hier ein paar Ideen:

- Synchrone (full Bridge?) Gleichrichtung mit GaN?
- Bidirektional (Aufwendig! Wird nicht benötigt bei FS)
- Platinentrafo, Matrix-Trafo (eventuell zu viele Verluste :/ könnte aber Isolationsprüfung überflüssig machen)
- CLLC Topologie? (Setzt eigene Software / Mikrocontroller voraus?)
- GaN HEMTs für Gleichrichtung und Halbbrücke
- $f_{sw} > 500\ \text{kHz} \rightarrow$  Kleiner/Leichter, aber mehr Verluste?
- C0G und Kerko, keine FolKos mehr
- Pi-Filter am Input
- Load Sharing
- Prechargeless Design

## 5 Vorgaben durch das Formula Student Regelwerk

Das Regelwerk der Formula Student Germany bildet die Grundlage bei den meisten internationalen Formula Student Veranstaltungen. Hier finden sich auch einige Regeln zur Verwendung von Hochspannung auf Platten. Konkrete Regeln zum DC/DC gibt es jedoch nicht direkt.

Die nachfolgenden Regeln wurden aus dem [Formula Student Regelwerk 2025 v1.1](#) übersetzt und zusammengefasst.

Regel	Inhalt
T 11.1 ff.	Das LV-System bezeichnet alle elektrischen Bestandteile des Fahrzeugs, außer HV-Komponenten. Die maximale Spannung beträgt 60 V DC oder 50 V AC RMS.
EV 1.1	Das Tractive System umfasst alle mit Akkumulator und Motor elektrisch verbundenen Komponenten. Das LV-System darf durch TS versorgt werden, wenn eine galvanische Isolation vorliegt.
EV 1.2.1	Eine galvanische Isolation erfüllt folgende Bedingungen: - Der Widerstand zwischen beiden Schaltungen liegt bei $\geq 500\ \Omega/V$ bezogen auf die maximale HV Spannung des Fahrzeugs

	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Die Isolationsprüfspannung für 1 min. AC RMS liegt bei der dreifachen maximalen HV Spannung</li> <li>- die Isolationsbarriere, falls im Datenblatt angegeben, ist höher als die maximale HV Spannung</li> </ul> <p>Kondensatoren, welche die galvanische Isolation überbrücken, müssen Y-Kondensatoren sein.</p>																							
EV 1.2.2	Ein Hochstrompfad bezeichnet jeden Pfad, der mehr als 1 A im Normalbetrieb führt.																							
EV 4.1.1	Die maximal zulässige Spannung zwischen zwei elektrischen Verbindungen ist 600 V DC, interne Signale mit geringer Leistung sind bis 630 V DC zulässig.																							
EV 4.1.2	Alle Komponenten müssen für die maximale HV-Spannung zugelassen sein. Der HV-Bereich auf einer Platine wird als eine Komponente behandelt. Jeder Eingang zur HV muss bis zur maximalen HV-Spannung zugelassen sein.																							
EV 4.1.3	Alle Komponenten müssen für die maximal mögliche Temperatur beim Betrieb zugelassen sein.																							
EV 4.3.1	Das gesamte HV- und LV-System muss galvanisch isoliert sein.																							
EV 4.3.6	<p>Wenn HV und LV auf der gleichen PCB vorliegen, müssen die Bereiche klar mit "TS" und "LV" sowie einer Außenlinie gekennzeichnet werden und Abstände nach Tabelle 5 einhalten.</p> <table> <thead> <tr> <th rowspan="2">Voltage</th> <th colspan="2">Clearance Distance</th> <th>Creepage Distance</th> </tr> <tr> <th>General</th> <th>conformal coating</th> <th></th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0 VDC to 50 VDC</td> <td>1.0 mm</td> <td>4 mm</td> <td>1.0 mm</td> </tr> <tr> <td>50 VDC to 150 VDC</td> <td>1.0 mm</td> <td>5 mm</td> <td>1.0 mm</td> </tr> <tr> <td>150 VDC to 300 VDC</td> <td>1.5 mm</td> <td>10 mm</td> <td>2.0 mm</td> </tr> <tr> <td>300 VDC to 600 VDC</td> <td>3.0 mm</td> <td>20 mm</td> <td>4.0 mm</td> </tr> </tbody> </table>	Voltage	Clearance Distance		Creepage Distance	General	conformal coating		0 VDC to 50 VDC	1.0 mm	4 mm	1.0 mm	50 VDC to 150 VDC	1.0 mm	5 mm	1.0 mm	150 VDC to 300 VDC	1.5 mm	10 mm	2.0 mm	300 VDC to 600 VDC	3.0 mm	20 mm	4.0 mm
Voltage	Clearance Distance		Creepage Distance																					
	General	conformal coating																						
0 VDC to 50 VDC	1.0 mm	4 mm	1.0 mm																					
50 VDC to 150 VDC	1.0 mm	5 mm	1.0 mm																					
150 VDC to 300 VDC	1.5 mm	10 mm	2.0 mm																					
300 VDC to 600 VDC	3.0 mm	20 mm	4.0 mm																					
	Table 5: Spacing required between TS and LV.																							
EV 4.5.3	HV-Kabel, Verbindungsstecker und Isolatoren müssen mindestens bis zu einer Umgebungstemperatur von 85°C zugelassen sein.																							
EV 4.5.13	Alle elektrischen Verbindungen, inkl. Schrauben, Muttern und anderer Befestigungselemente im Hochstrompfad müssen gegen unbeabsichtigtes Lösen gesichert werden und für hohe Temperaturen geeignet sein. Komponenten, welche für den Automobilbereich zertifiziert sind, können auch ohne Sicherung gegen unbeabsichtigtes Lösen zulässig sein, wenn wie nach den Herstellerstandards umgesetzt wurden und keine andere Lösung möglich ist.																							
EV 4.5.15	<p>Löten im HV Hochstrompfad ist nur zulässig, wenn folgende Bedingungen erfüllt sind:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- Verbindungen auf einer PCB</li> <li>- es ist keine Verbindung zu einer Batteriezelle oder Kabel</li> <li>- die Komponenten sind zusätzlich mechanisch gegen unbeabsichtigtes Lösen gesichert</li> </ul>																							
EV 5.4.3	Das LV-System darf nicht im HV-Akkumulatorgehäuse untergebracht werden, außer notwendige Komponenten wie DC/DC-Konverter [...].																							
EV 6.1.5	Wird der Abschaltkreis geöffnet, muss die HV-Spannung im Zwischenkreis unter 60 V DC in weniger als 5 Sekunden fallen [...].																							
T11.7 ff.	LV-Batterien sind alle Zellen, die mit dem LV-System verbunden sind. Sie müssen in einem stabilen, wasserfesten, nicht leitfähigen Gehäuse untergebracht werden. LV-Batterien müssen gegen Kurzschlüsse gesichert werden. Außer LiFePo4 Zellen müssen alle Lithium-Zellen in einem feuerresistenten Gehäuse untergebracht werden und ein auslesbares Batterie Management System mit Überstrom-, Übertemperatur-, Über- und Unterspannungsüberwachung beinhalten.																							

*Rules 2026: Ausgenommen von dieser Regel sind Zellen zum Erhalt von Zeit und Positions-Information oder zum Start von DC/DC-Konvertern.*

## 6 Aufbau (v9-3 / v9-3r)

### 6.1 Übersicht

Der DCDC besteht aus einer Hochspannungsseite (auch HV- oder TS-Seite bezeichnet) und einer Niederspannungsseite (LV-Seite). Beide Seiten werden durch einen 4,5 mm breiten Isolationsabstand getrennt.

Auf der HV-Seite befindet sich:

- HV-Input Anschluss und HV-Sicherung
- Precharge
- Unter- und Überspannungsüberwachung
- Steuer IC (UCC25600)
- Gate Treiber IC (UCC21520)
- FET-Halbbrücke mit Transformator und Resonanz-Kondensatoren

Auf der LV-Seite befindet sich:

- Start-Kondensator sowie Buck-Converter zum Laden des Kondensators
- Boost Converter für 12 V
- Aktive Gleichrichtung mit Treiber-ICs und FETs
- Pi-Filter
- Temperaturüberwachung mit Lüftersteuerung
- Temperatursensor Anschluss
- LV-Output und Output Sicherung
- LV-Sicherung
- Enable-Anschluss
- Lüfteranschluss

Zwischen HV- und LV-Seite befindet sich:

- Transformator
- Y-Kondensator
- Isolierter 1W Energieübertrager
- Optokoppler
- Lüfter und Temperatursensor

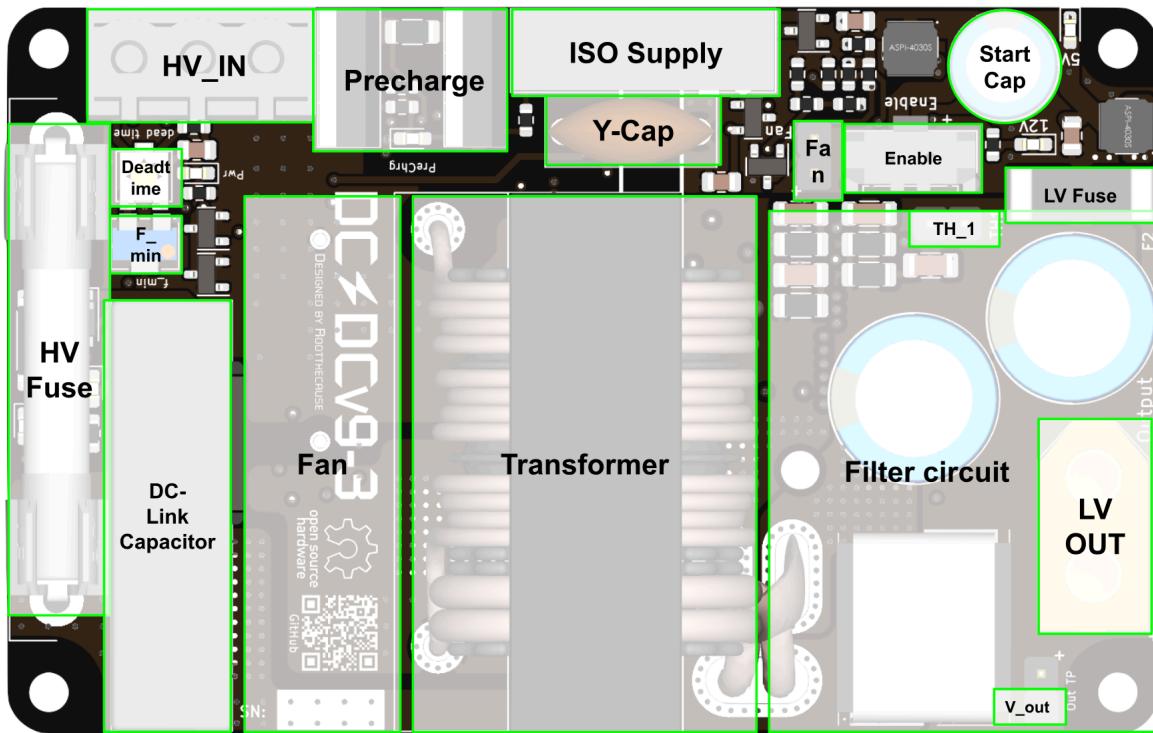


Abb. 9: Oberseite

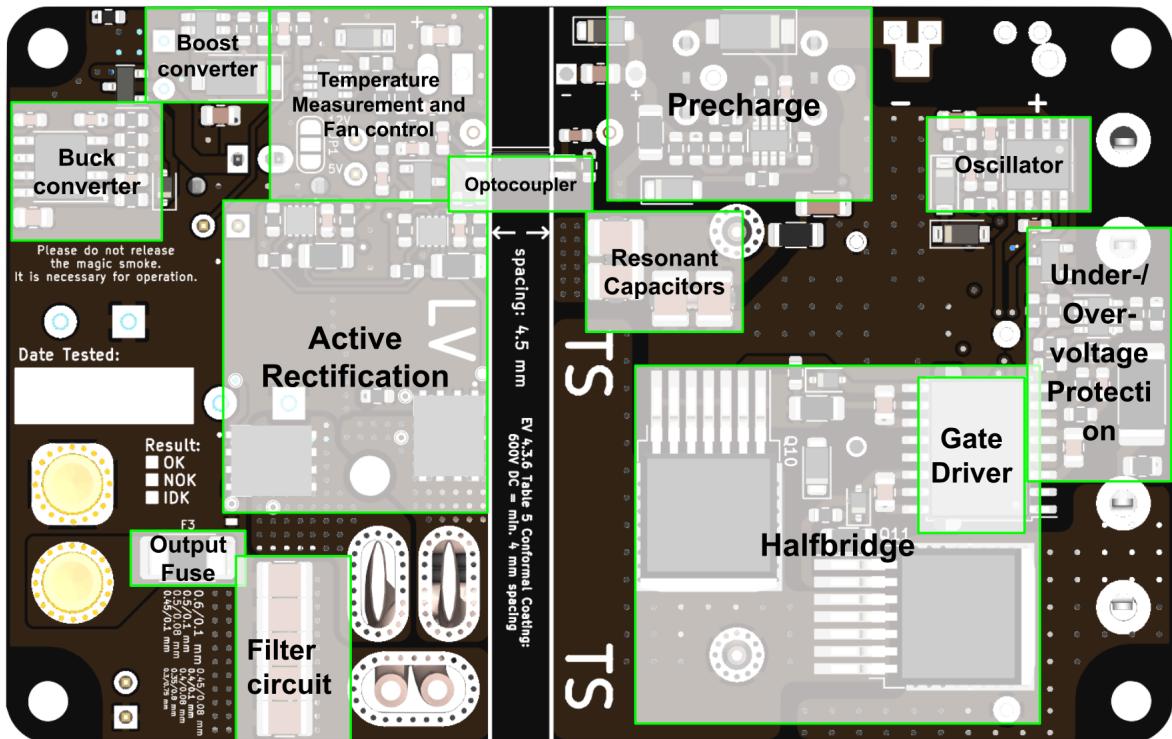


Abb. 10: Unterseite

## 6.2 Signal- und Leistungsfluss

Die nachfolgenden Module werden anhand des zeitlichen Verlaufs im Signal- und Leistungsfluss beschrieben.

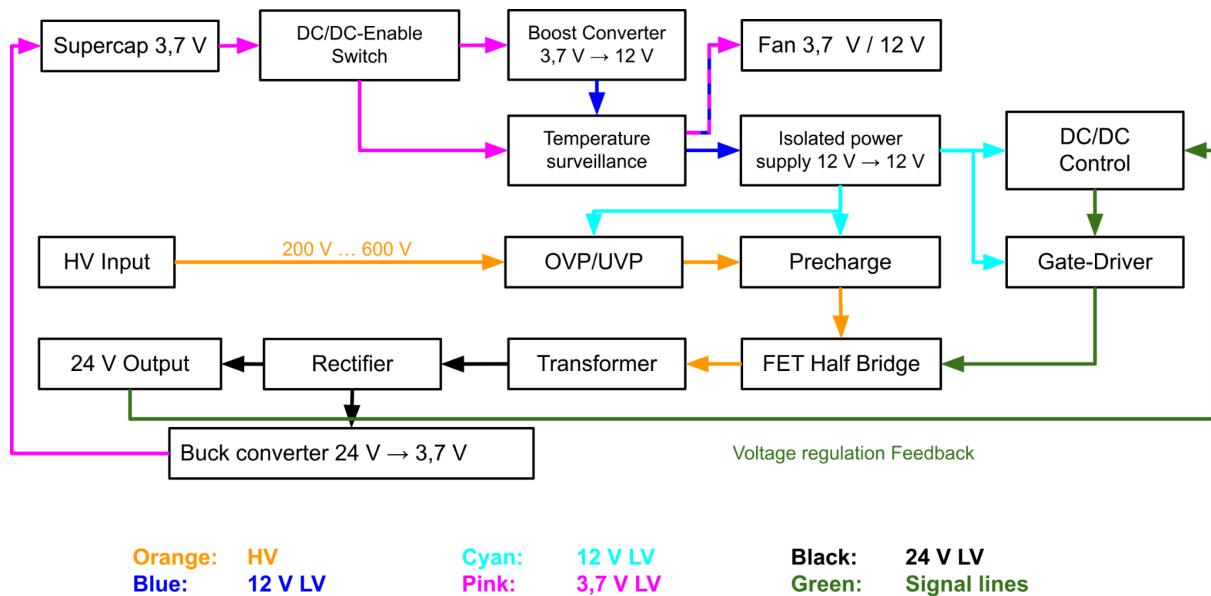


Abb. 11: Signal- und Leistungsfluss des DCDCv9-3

## 6.3 Module

Für die Beschreibung der Module wurde der Schaltplan zur besseren Übersicht auf alle relevanten Komponenten sowie Ein- und Ausgänge des jeweiligen Moduls begrenzt.

### 6.3.1 Start-Kondensator, Buck-Converter, Boost-Converter

In der Version 5 wurde die Stromversorgung für den Betrieb des Steuer-ICs über einen HV Buck-Converter realisiert. Dies hatte den Vorteil, dass im Falle eines entladenen Speicherkondensators (der für das galvanisch getrennte Einschalten nötig war) der DCDC manuell über einen Taster gestartet werden konnte. Es traten jedoch mehrere Probleme auf:

- Der HV Buck-Converter hatte bei 300 V einen Wirkungsgrad von nur 20 % (bei 600 V noch weniger)
- Starke EMV-Abstrahlung aufgrund niedriger Schaltfrequenz
- Großer Platzbedarf für FET, Kondensatoren und Isolationsabstände
- Wenn das Akkugehäuse geschlossen bleiben muss (bestandenes Scrutineering auf einem FS-Event), konnte ein entladener Speicherkondensator nicht manuell wieder aufgeladen werden.

Aus diesen Gründen wurde ab der Version 7 am Ausgang ein Buck-Converter implementiert, um den Speicherkondensator über das LV-System von außen nachladen zu können und auf den HV Buck-Converter zu verzichten.

#### Startvorgang (ab Version 7)

Um den Konverter in Betrieb zu setzen, wird eine Initial-Energie benötigt. Ist der Konverter in Betrieb, versorgt er sich selbst über den Ausgang. Die Initial-Energie kann mit kleinen Batterien oder einen HV Buck-Converter bereitgestellt werden. Batterien wurden aber aufgrund des notwendigen Wechsels für eine langfristige Nutzung als ungeeignet betrachtet. Der HV Buck-Converter wurde aus vorher genannten Gründen nicht mehr verwendet.

Aufgrund dieser Einschränkung eröffnete sich die Option, Superkondensatoren zu verwenden. Versuche zeigten, dass die Spannung über mehrere Monate gehalten werden konnte. Jedoch alterten einige Superkondensatoren innerhalb eines Jahres so stark, dass sie nur noch wenige Prozente der ursprünglichen Kapazität erreichten.

Useful life	4.13.2	$T_{amb} = 70^{\circ}\text{C} / 85^{\circ}\text{C}$ ; rated voltage $U_R$ applied; 4.0 F, 15 F: <b>1000 h</b> 90 F: 2000 h	$\Delta C/C: \pm 30\%$ $R_L \leq 4 \times \text{spec. limit}$ $I_L \leq 2 \times \text{spec. limit}$
-------------	--------	--	--

Abb. 12: Ausschnitt aus Datenblatt: <https://www.vishay.com/docs/28409/196hvc.pdf>

Schlussendlich wurde ein Lithium-Superkondensator verwendet, da dieser eine relativ hohen Spannungsbereich von 2,5 V bis 3,8 V und große Energiedichte aufwies. Mittels Boost-Converter wird die Spannung auf 12 V erhöht, sodass der isolierte Energieübertrager, Lüftersteuerung und die aktive Gleichrichtung versorgt werden. Der isolierte Energieübertrager versorgt HV-seitig die Unter- und Überspannungsüberwachung, Precharge, Steuer-IC und Gate-Treiber.

Der Prechargevorgang dauert je nach Eingangsspannung zwischen 70 und 230 ms. Der Soft-Start des Steuer-ICs dauert weitere 250 ms bis zum Erreichen der Regelspannung. Ab etwa 5 V am Ausgang kann der Buck-Converter den Start-Kondensator mit bis zu 800 mA auf 3,7 V für erneute Startvorgänge nachladen. Der Kreislauf ist geschlossen. Sowohl beim Startvorgang als auch im Dauerbetrieb werden ca. 200 bis 240 mA aus dem Startkondensator bezogen (abhängig von der Eingangsspannung). Der Startkondensator mit 25 F besitzt genügend Energie, um den Startvorgang für ca. 100 Sekunden aufrechtzuerhalten, insofern keine Hochspannung anliegt (in diesem Fall liegt der Strom bei nur 100 mA). Durch die Limits der Buck- und Boost-Konverter wird der Spannungsbereich des Kondensators eingehalten. Sollte der Kondensator entladen worden sein (z. B. durch langes Einschalten des Konverters ohne HV-Versorgung), kann dieser über den LV-Ausgang mit 5 - 24 V nachgeladen werden.

### 6.3.2 Precharge

Um einen sauberen Betrieb zu ermöglichen, ist ein Zwischenkreiskondensator notwendig. Dieser Kondensator (C1) befindet sich direkt an der Halbbrücke, um die Stromwelligkeit am HV-Eingang zu reduzieren. Jedoch würde beim Anschluss des Konverters mit leerem Zwischenkreiskondensator an eine dauerhaft geladene Spannungsquelle kurzzeitig ein sehr großer Strom fließen, welcher den Kondensator auflädt. Dieser Strom könnte nicht nur Anschlusskontakte und den Kondensator beschädigen oder zerstören, sondern auch die Sicherung auslösen. Um das zu verhindern, wurden verschiedene Varianten in Betracht gezogen und getestet:

- Zeitgesteuertes precharge über MOSFET und einen Widerstand
- Zeitgesteuertes precharge über MOSFET und einen PTC (DCDCv5)
- Precharge durch Buck-Converter (nicht realisiert)
- Zwischenkreisgesteuertes precharge über MOSFET und einen Widerstand
- Zeitgesteuertes precharge über IGBT (DCDCv8)
- Konstantstrom-Precharge mit IGBT und Spannungsüberwachung mit Spannungsteiler (v9/v9-2)
- Konstantstrom-Precharge mit IGBT und Spannungsüberwachung mit Diode (v9-3)

Anforderungen:

- für einen großen Spannungsbereich geeignet (200 V bis 600 V)
- Prechagen in max. 1 Sekunde
- niedriger Stromverbrauch im ON Zustand
- niedriger Leckstrom im OFF Zustand
- geringe Leitverluste
- kleiner Footprint
- solid state

Zeitgesteuertes Prechagen über einen IGBT hatte zwar erfolgreich auf dem DCDCv8 für über zwei Jahre Einsatz funktioniert, jedoch sind die Leitverluste des IGBTs recht hoch und das Einhalten der Safe Operating Area ist schwierig. Der Konstantstrom-Precharge ermöglichte eine signifikante Verkleinerung des Precharge-Widerstandes sowie sauber definierte Schaltschwellen. Während über 100 Testreihen sowie mehr als 6 Monaten Einsatz im Fahrzeug und zusätzlichen *Mad-Scriut-Test* traten keine Defekte auf. Die neueste Variante ab dem DCDCv9-3 nutzt zur Erkennung des vollständigen Prechargens nur noch eine Diode statt einem Spannungsteiler, was die Stromaufnahme im ausgeschalteten Zustand auf den Leckstrom der verwendeten Diode reduziert (gemessen 75 nA @ 21°C / 600 V Input).

## Funktionsweise

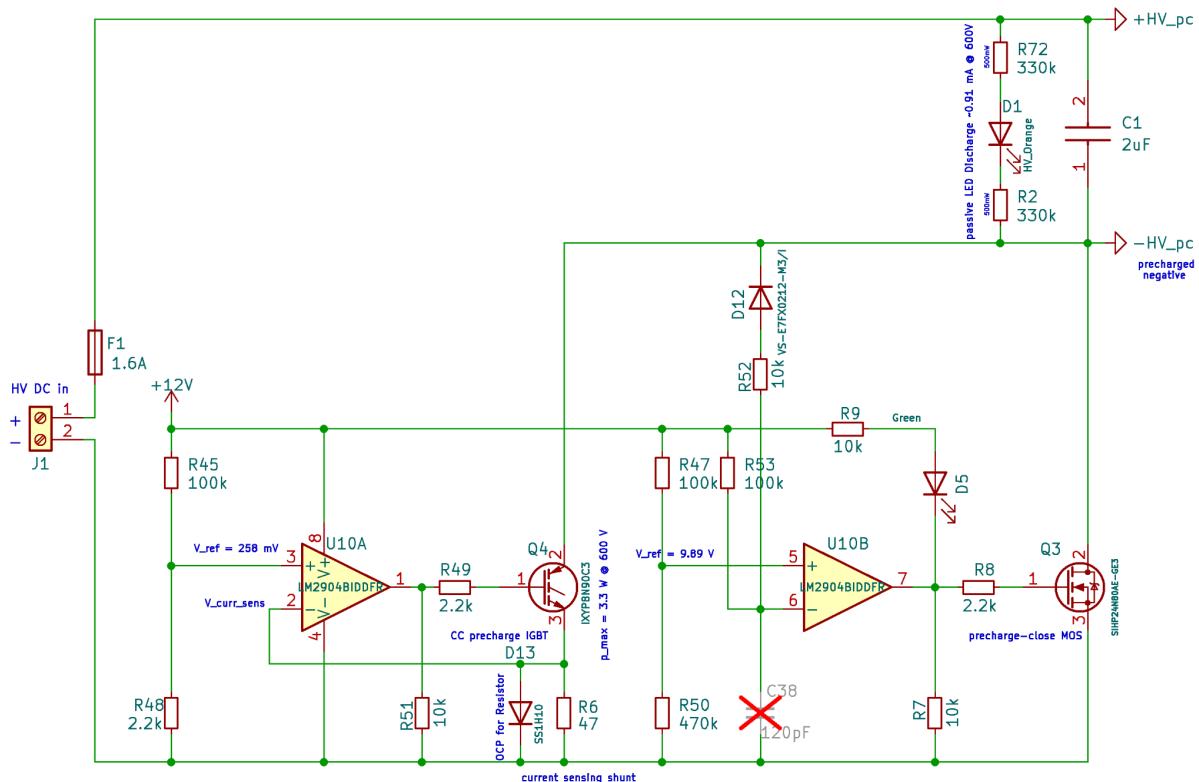


Abb. 13: Precharge Schaltung

Im ausgeschalteten Zustand sind Q4 und Q3 gesperrt, daher fließt kein Strom in C1 (Zwischenkreiskondensator). Die Halbbrücke mit Transformator, Spannungsüberwachung und Steuer-IC befindet sich zwischen +HV\_pc und -HV\_pc. Der Precharge selbst sitzt somit unter dem zu ladenden Zwischenkreiskondensator und wird daher auch als Low-Side Precharge bezeichnet.

Wird der Precharge mit 12 V versorgt, liegt am Ausgang von U10A eine geringe Spannung an, sodass Q4 geringfügig leitfähig ist (Linearbetrieb). UA10 regelt den Strom durch Q4, sodass der Spannungsabfall über R6 (zur Strommessung) der gleichen Spannung wie am Spannungsteiler R45/R48 entspricht. Der auf 258 mV ausgelegte Spannungsteiler erlaubt einen Strom durch Q4 von 5,5 mA und lädt mit diesem den Zwischenkreiskondensator auf.

Es gilt:

$$I_{\text{precharge}} = \frac{U_{+U10A}}{R_6} = \frac{12V \cdot R_{48}}{(R_{45} + R_{48}) \cdot R_6}$$

Während des Ladevorgangs steigt die Spannung im Zwischenkreis, und die Spannung zwischen -HV\_pc und GND sinkt.

Der Operationsverstärker U10B nutzt den Spannungsteiler R47/R50 als Referenz am nicht-invertierenden Eingang. Fällt die Spannung zwischen -HV\_pc und GND unter die 12 V Versorgungsspannung, kann über D12 ein Strom abfließen, wodurch der invertierende Eingang unter die Referenzspannung fällt. Sodann wird Q3 eingeschaltet, und der Precharge-Vorgang ist abgeschlossen.

D13 dient zum Schutz von R6 bei unerwarteten Stromspitzen. R50 und R51 dienen als Pull-Down im Ausgeschalteten Zustand. R49 und R8 dienen als Stromlimit der OPVs beim Aufladen der Gate-Kapazitäten. R52 und R53 begrenzen den Strom durch D12, welcher im leitenden Zustand auch einen Spannungsteiler ergibt. Dieser Spannungsteiler muss beachtet werden, wenn der exakte Umschaltpunkt bestimmt werden soll. D5 (LED Grün) mit seinem Vorwiderstand R9 zeigt an, ob der Precharge gerade am precharge ist bzw. Q3 noch nicht geschlossen ist. C38 ist ein Platzhalter für den Fall, dass ein Tiefpass notwendig gewesen wäre.

Q4 ist als IGBT ausgelegt, da die Safe Operation Area (SOA) von MOSFETs deutlich weniger Strom im dauerhaft linearen Betrieb bei hohen Spannungen aushalten als IGBTs.

Sollte der Precharge-Vorgang nicht nach max. 300 ms beendet sein (D5 leuchtet dauerhaft), liegt ein Fehler vor. Entweder wird der Zwischenkreis dauerhaft entladen (z.B. MOSFETs der Halbbrücke defekt) oder der Messshunt R6 ist hochohmig/defekt. Im erstenen Fall würde bei maximaler Eingangsspannung von 600 V eine Verlustleistung von 3,3 W über dem Precharge IGBT entstehen. Nach ca. 100 Sekunden wäre dann der Start-Kondensator entladen, sodass der Precharge-Vorgang abgebrochen wird.

### 6.3.3 Discharge

Den FSG Regeln zufolge (EV 6.1.5) muss der Zwischenkreiskondensator nach Abschalten innerhalb von 5 Sekunden unterhalb von 60 V DC liegen. Diese Regel gilt zwar nur für den Antriebsstrang eines Formula-Student Fahrzeugs, wurde jedoch zur sicheren Handhabung, nachdem der Konverter von der Spannungsquelle getrennt wurde, auch hier implementiert. R72 und R2 begrenzen den Strom durch D1 (LED Orange), welche die Präsenz von Hochspannung am Zwischenkreis anzeigt und gleichzeitig als passiver Discharge dient. Die genauen Entladezeiten können dem [Datenblatt](#) auf der Seite 5 entnommen werden.

### 6.3.4 Zwischenkreiskondensator

Die Auslegung wurde simulativ bei maximaler Dauerlast (500 W) und minimaler Eingangsspannung (400 V) und einer Spannungsquelle mit 600 mΩ Innenwiderstand simuliert (entspricht etwa dem ESR des verwendeten HV Akkus im Fahrzeug). Ausschlaggebendes Kriterium war dabei eine maximale Ripple-Spannung von 1 Vpp. Dieser Wert hat in der Praxis bisher keine elektromagnetische- oder galvanische Störungen auf

andere Komponenten im HV-System verursacht. Ein größerer oder kleiner Wert sollte je nach Anwendung ebenso möglich sein.

Zu Beginn wurde mit einem Kondensator von  $470 \mu\text{F}$  gerechnet, da dieser aus einem Schaltplan für einen netzbetriebenen Konverter (50 Hz AC mit Brückengleichrichtung) übernommen wurde. Beim DC-Betrieb war aber nur noch ein Kondensator mit  $7 \mu\text{F}$  notwendig. Ab der Version 9-3 wurde von einem einzelnen Schwingkreiskondensator auf eine Split-Cap Topologie gewechselt, welche simulativ die Rippelspannung bei gleicher Kapazität um den Faktor 3,5 verringerte. Infolgedessen reicht nun ein  $2 \mu\text{F}$  Kondensator aus. Dies reduziert nicht nur Platz und Kosten, sondern auch die Aufladezeit.

### 6.3.5 Steuer IC UCC25600

Der UCC25600 ist ein stromgesteuerter Oszillatormit 50/50 Tastverhältnis und einstellbarer Totzeit. Die maximale Schaltfrequenz liegt bei 350 kHz, wobei der Burst-Modus aktiviert wird, wenn eine höhere Schaltfrequenz nötig wäre, um die Ausgangsspannung zu halten. Der für die LLC-Topologie ausgelegte Controller wird abgerundet mit einem Softstart und Überstrommessung.

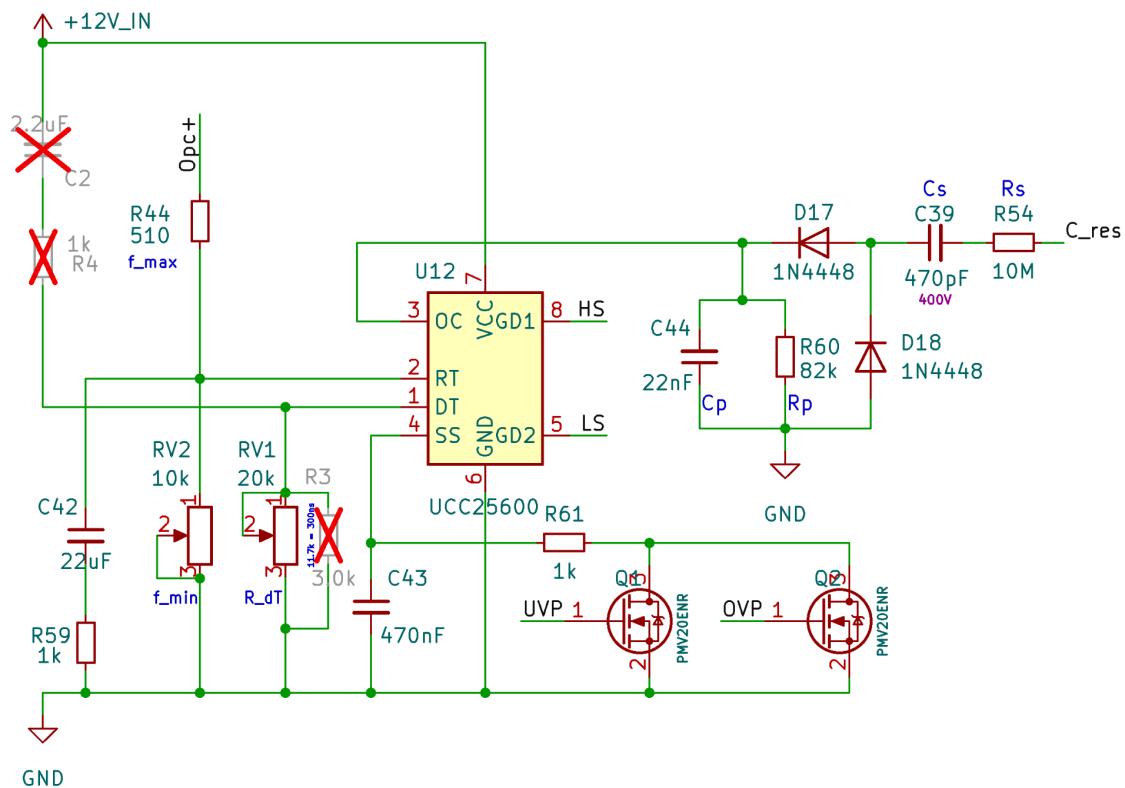


Abb. 14: Oszillatorschaltung

RV1 stellt die Totzeit ein. Ein größerer Wert vergrößert die Totzeit bzw. Drehen des Potenziometers gegen den Uhrzeigersinn. Eine größere Totzeit bedeutet höhere Verluste durch längeren Stromfluss über die Body-Diode (Flussspannung) anstatt dem leitfähigen Kanal im eingeschalteten Zustand. Eine zu kurze Totzeit führt zu einem (teilweisen) Brückenkurzschluss. Die optimale Totzeit wird bei maximaler Eingangsspannung und ohne Last (höchste Schaltfrequenz) durch Erreichen der geringsten HV-Stromaufnahme eingestellt.

Die minimale Totzeit des Controllers liegt laut Datenblatt bei 120 ns. In der Praxis wurde für den DCDCv9-3 ein optimaler Widerstandswert für RV1 von  $3,0 \text{ k}\Omega$  ermittelt, was einer

Totzeit von 90,6 ns entspräche. Daher sollte die minimale Totzeit von 120 ns ausgegeben werden. Dennoch wurde in der Praxis eine Änderung der Konverter Stromaufnahme bei Widerständen unterhalb der minimalen Totzeit beobachtet, was als Verringerung der Totzeit gedeutet wurde. Widersprüchlicherweise ergab eine frühere Messung eine tatsächliche minimale Totzeit von 119 ns. Möglicherweise führt das Verringern des Widerstands unterhalb der minimalen Totzeit zu einer verringerten Stromaufnahme des Controllers, was sich in der Gesamtstromaufnahme widerspiegelt. Dieses Verhalten wurde nicht weiter untersucht, jedoch lässt sich vermuten, dass die minimale Totzeit von 120 ns noch geringer sein könnte, besonders unter Beachtung der Fall- und Rise-Zeiten der verwendeten FETs von weniger als 20 ns.

Der interne Softstart des UCC25600 birgt ein Risiko, welches erst bei der verwendeten Transformatorauslegung der v9-1 bekannt wurde: Da die Frequenz, mit der die Halbbrücke beim Start des Konverters geschalten wird, vom Strom des RT-Pins abhängt, wird sie von der minimalen Schaltfrequenz beeinflusst.

F_min [kHz]	F_ss [kHz]	Verhältnis F_ss/F_min
50	149,15	2,98
75	172,7	2,30
100	196,2	1,96
125	219,7	1,76
150	243,3	1,62
175	266,85	1,52
200	290,4	1,45
225	314	1,40
250	337,6	1,35
300	384,8	1,28

Aus den nachfolgenden Gain-Kurven für den Schwingkreis der v9-3 ist ersichtlich, dass die Schaltfrequenz minimal bei ca. 93 kHz liegt ( $U_{in} = 400 \text{ V}$ ) und maximal bei 155 kHz ( $U_{in} = 600 \text{ V}$ ). Aus der Tabelle kann nun abgeschätzt werden, dass die Softstartfrequenz für  $F_{min}$  entsprechend bei ca. 185 kHz liegt, also nur geringfügig über der maximalen Schaltfrequenz. Dies hat in der Praxis zur Folge, dass bei hoher Eingangsspannung der gewünschte Effekt eines geringen Anlaufstromes kaum vorhanden ist, besonders in der Hinsicht, dass die Ausgangskondensatoren beim Start geladen werden. Bei der v9-1 kam es dadurch gelegentlich zur Zerstörung der aktiven Gleichrichtung. Messungen über den Spannungsanstieg der Ausgangskondensatoren ergaben, dass der Ladestrom bei bis zu 500 A lag.

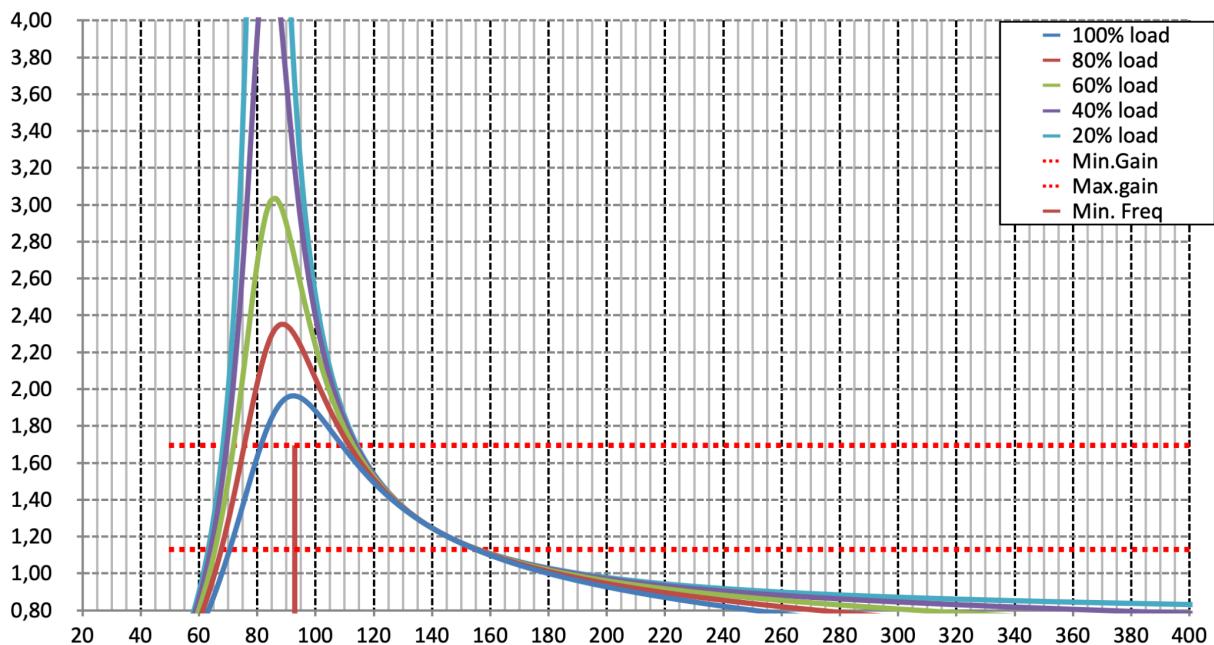


Abb. 15: Gain Kurven für den DCDCv9-3, horizontale rote Linien: min./max. Gain für 400 bis 600 V<sub>in</sub>

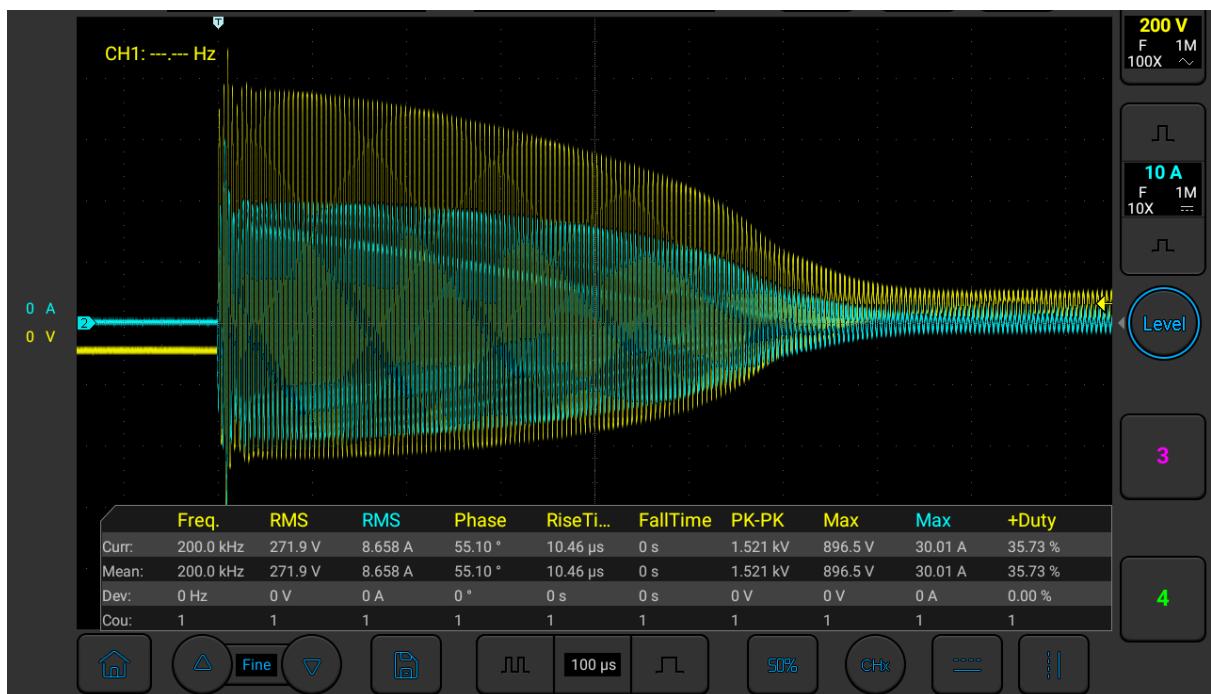


Abb. 16: Messung beim Start des Konverters v9-1 bei 500V Eingangsspannung, Cyan: Transformatorstrom primärseitig (vermutlich invertiert), Gelb: Spannung über dem Resonanzkondensator

Als Lösung wurden zwei Ansätze verfolgt:

- PMW-Rampe
- Erhöhung der Softstart-Frequenz

Wie Recherchen ergaben, nutzen einige Converter-ICs beim Startvorgang anstatt des 50/50 Tastverhältnisses der Halbbrücke eine geringere, aber immer noch symmetrische Pulsweite. Der UCC25600 besitzt jedoch keine direkte PWM-Steuerung, allerdings lässt sich ein ähnlicher Effekt erreichen, indem die Totzeit stark erhöht wird. Eine Erhöhung kann erreicht werden, indem der Strom aus dem DT-Pin verringert wird. Als einfache Lösung wurde ein Kondensator mit Widerstand (zur Strombegrenzung) mit Vcc und DT verbunden (C2 + R4). Beim Einschalten des Konverters wird so eine sinkende Strom-Rampe am DT-Pin erreicht. Das tatsächliche Ergebnis war jedoch unerwartet: Ist der Stromfluss der Rampe zu hoch, kommt es zur Halbierung der Schaltfrequenz oder sogar Viertelung. Sowohl aus Sicherheitsbedenken als auch aufgrund der nur kleinen Verringerung des Tastverhältnisses wurde dieser Ansatz nicht weiter verfolgt.

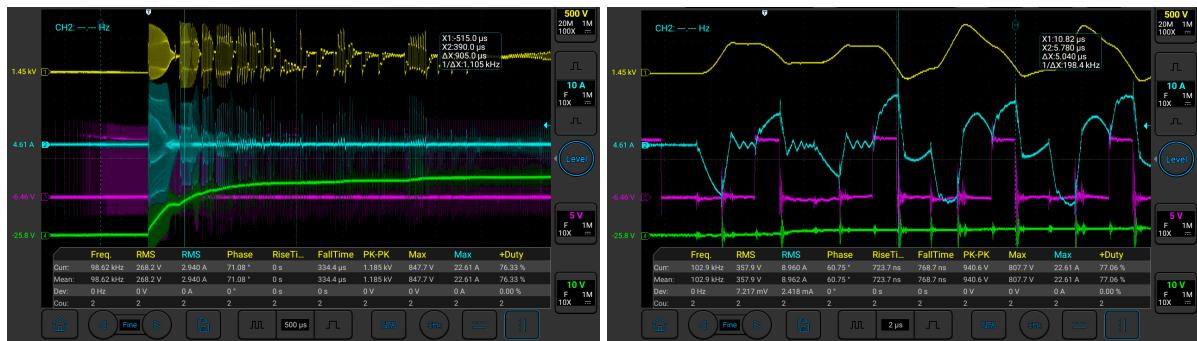


Abb. 17: Messung beim Start des Konverters v9-1 bei 600 V Eingangsspannung mit Totzeit-Softstart, Cyan: Transformatorstrom primärseitig (vermutlich invertiert), Gelb: Spannung über dem Resonanzkondensator, Lila: Lowside Gate Signal, Grün: Ausgangsspannung über den Kondensatoren (2350μF)

Wie bereits beschrieben, hängt die Softstart-Frequenz vom Strom des RT-Pins ab. Auch hier ergab sich der Gedanke, beim Startvorgang mittels Kondensator und Widerstand zwischen RT-Pin und Masse den RT-Strom zu erhöhen, womit die Schaltfrequenz steigt. In Tests bewährte sich ein 1 kΩ Widerstand mit einem 22 μF Kondensator. Die anfängliche Schaltfrequenz liegt nun unabhängig von RV2 bei ca. 340 kHz.

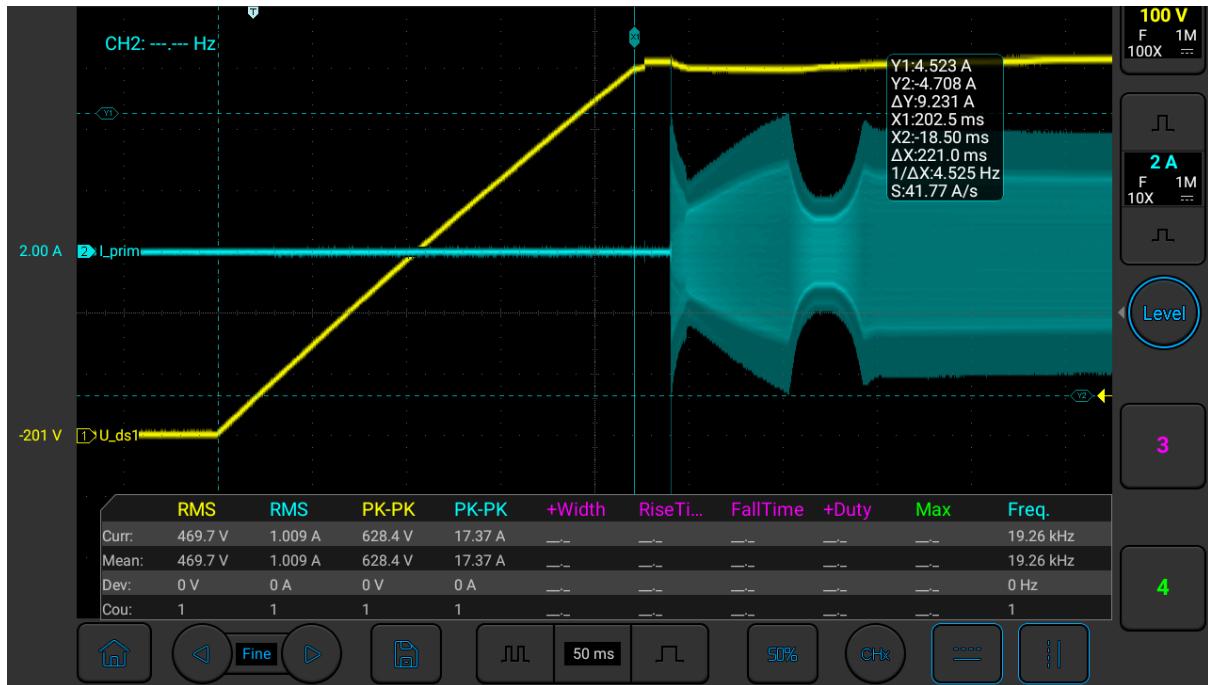


Abb. 18: Messung beim Start des Konverters v9-3 bei 600 V Eingangsspannung inkl. Precharge, Cyan: Transformatorstrom primärseitig, Gelb: Spannung über dem Zwischenkreiskondensator, Lila: Lowside Gate Signal, Grün: Ausgangsspannung über den Kondensatoren (940 $\mu$ F)

#### Zeitverhalten der Schaltfrequenz v9-3

Zeit nach [ms]	0	20	50	100	200	300
Schaltfrequenz [kHz]	341	209	177	156	117	96

Das Tau des RC-Gliedes liegt bei 22 ms, daher ist der Einfluss des externen Softstarts erwartbar kurz. Für die Begrenzung des Einschaltstroms reicht das aber aus. Anschließend wirkt der interne Softstart mit einer Dauer von ca. 265 ms (470 nF) bis zum Erreichen der nominalen Schaltfrequenz. Wird der Softstart durch die Unter- oder Überspannungsmessung nach Masse gezogen, wird der UCC25600 deaktiviert und das RC-Glied am RT-Pin entladen. Das Regelverhalten des ICs wird durch das RC-Glied nicht nennenswert beeinflusst, da es stromgesteuert ist und eine konstante Spannung am RT-Pin anliegt.

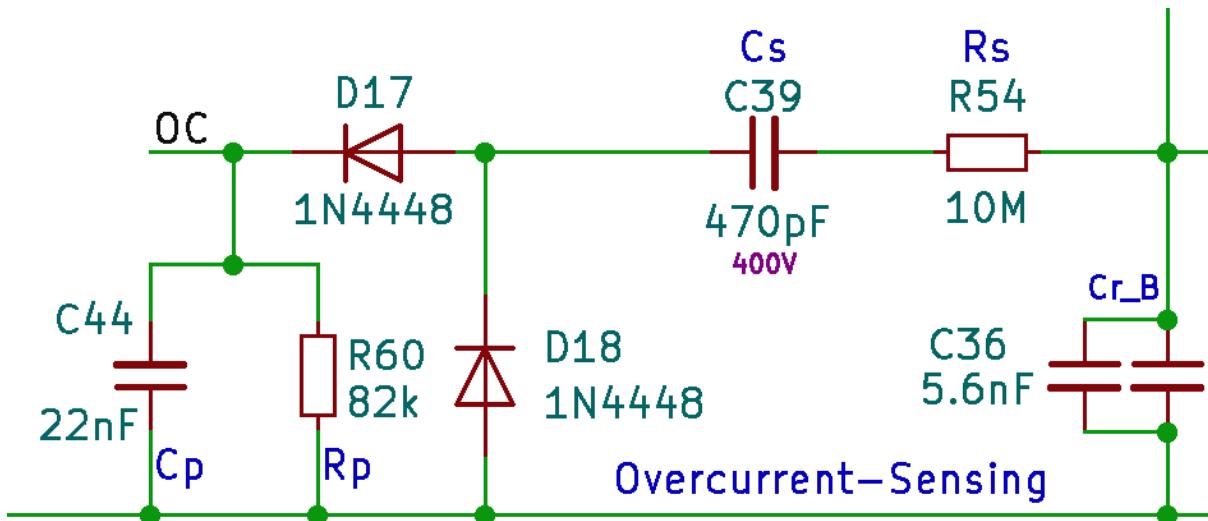


Abb. 19: Überstrommessung der v9-3

Die Überstrommessung wird mittels Diodengleichrichtung über den Resonanzkondensatoren realisiert, da der Primärstrom proportional zur Spannung über den Resonanzkondensatoren ist. R60 bildet mit R54 einen Spannungsteiler, wobei R54 auch zur Strombegrenzung dient. C39 wird als DC-Strom-Blockade genutzt. C44 verzögert die Ansprechzeit auf Peak-Spannung. Über R60 lässt sich der Überstromschwellwert einstellen. Der Ausgang des UCC25600 wirkt ab einer Spannung von 1 V am OC-Pin deaktiviert und wird wieder aktiv, nachdem 0,6 V unterschritten wurden. Dies kann bei Verbrauchern, die sich nicht ohmsch verhalten wie z. B. Boost/Buck-Converter, dazu führen, dass beim Neustart nach einem Überstrom-Event der Verbraucher bei wenig Spannung einen höheren Strom zieht als bei Nominalspannung und es zum erneuten Abschalten durch Überstrom kommt. Infolgedessen kann der Konverter im unteren Hz-Bereich oszillieren, was auf Dauer sowohl die Verbraucher als auch den Konverter beschädigen könnte. Als Gegenmaßnahme sollten Boost/Buck-Converter erst ab einer Eingangsspannung von ca. 80 bis 90 % der Nominalspannung (24 V) zuschalten. Der IC besitzt zwar auch ein Überstrom-Latching, jedoch spricht dies erst bei 2 V an. Durch die Kondensatoren am Ausgang, dem tragen Regelkreis und der Verzögerung von C44 ist ein Latch-Up aber kaum möglich, da am OC-Pin die 2 V instantan erreicht werden müssten, bevor die Abschaltung bei 1 V geschieht. Eventuell könnte ein Kurzschluss zum Latch-Up führen, wurde aber nicht geprüft. Der Ansprechwert der Überstromerkennung führt aber bei dem großen Eingangsspannungsbereich der v9-3 zu einem Problem: Da mit sinkender Eingangsspannung die Schaltfrequenz sinkt, steigt die Spannung an den Resonanzkondensatoren bei konstantem Transformator-Primärstrom.

$$U_{Cres} = \frac{I_{prim}}{2 \cdot \pi \cdot C_{res} \cdot f_{sw}}$$

So sind bei einer Eingangsspannung von 200 V und  $f_{sw} = 93,2$  kHz etwa 3,8 A Primär (ca. 300 W Last) möglich, hingegen bei 300 V und  $f_{sw} = 104,7$  kHz schon 4,2 A (ca. 500 W). Eine sinnvolle Strombegrenzung über den gesamten Eingangsspannungsbereich ist daher nur bedingt möglich.

Die Überstrommessung, wie sie zurzeit aus dem UCC25600 Datenblatt implementiert ist, kann aufgrund der aufgezeigten Eigenschaften mehr Schwierigkeiten verursachen als eine gewöhnliche Sicherung am Ausgang. Bei älteren Versionen wurde aufgrund dessen die

Überstromerkennung oft deaktiviert. Bei den Messungen an der v9-3 wurden bisher im vorgesehenen Eingangsspannungsbereich keine ungewollten Oszillationen mit der Überstrommessung festgestellt. Es ist aber nicht vollends ausgeschlossen, dass große Einschaltströme dazu führen könnten.

### 6.3.6 Schwingkondensatoren

Die Kondensatoren für den Schwingkreis sind hohen Frequenzen und Spannungen ausgesetzt. Daher ist die korrekte Wahl essenziell für einen zuverlässigen Betrieb. Bis zur v9-2 wurden Folienkondensatoren verwendet, da sie sich je nach Hersteller und Serie als besonders widerstandsfähig erweisen. Das Derating der Spannung abhängig von der Frequenz ist jedoch zermürbend. Ein 700 V AC Folienkondensator mit 22 nF hat bei 200 kHz nur noch eine Spannungsfestigkeit von etwa 130 V AC. Glücklicherweise wird diese Schaltfrequenz nur ohne Last bei  $V_{in} = 600$  V erreicht, sodass tatsächlich gemessen nur noch ca. 60 V AC am Kondensator anliegen. Problematischer ist es schon bei  $V_{in} = 300$  V und 105 kHz: Hier liegen ca. 280 V am Folienkondensator an.

Auch die maximal zulässigen Ströme sind frequenzabhängig. Glücklicherweise steigt mit zunehmender Frequenz und Kapazität die Strombelastbarkeit. Für den gleichen Kondensator wären ab 100 kHz bis zu 4 A<sub>rms</sub> zulässig. Aus den Messungen mit dem DCDCv9-3 liegen bei  $V_{in} = 400$  V und  $P_{out} = 740$  W,  $F_{sw} = 117$  kHz bis zu 4,9 A<sub>rms</sub> an. Daher ist bei Verwendung dieses Kondensators eine max. Ausgangsleistung von 550 W erlaubt.

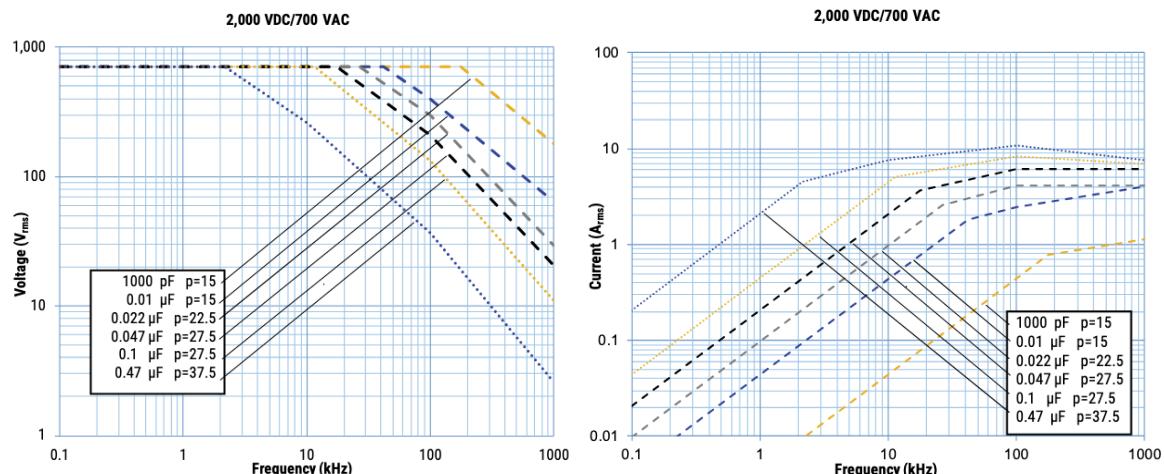


Abb. 20: Derating Kurven für Spannung und Strom eines Folienkondensators, [KEMET](#)

Zur Verringerung des Platzbedarfs wurden auch Keramikkondensatoren in Betracht gezogen. Herkömmliche MLCCs mit X5R oder X7R sind jedoch aufgrund der starken Kapazitätsänderung abhängig von der anliegenden Spannung nicht ohne weiteres geeignet. Keramikkondensatoren mit einem C0G bzw. PN0 Dielektrikum besitzen jedoch eine hervorragende Kapazitätsstabilität über den gesamten Spannungs- und Temperaturbereich. Aber auch sie besitzen Deratings: Bei  $F_{sw} = 117$  kHz wären nur 1,44 A<sub>rms</sub> zulässig.

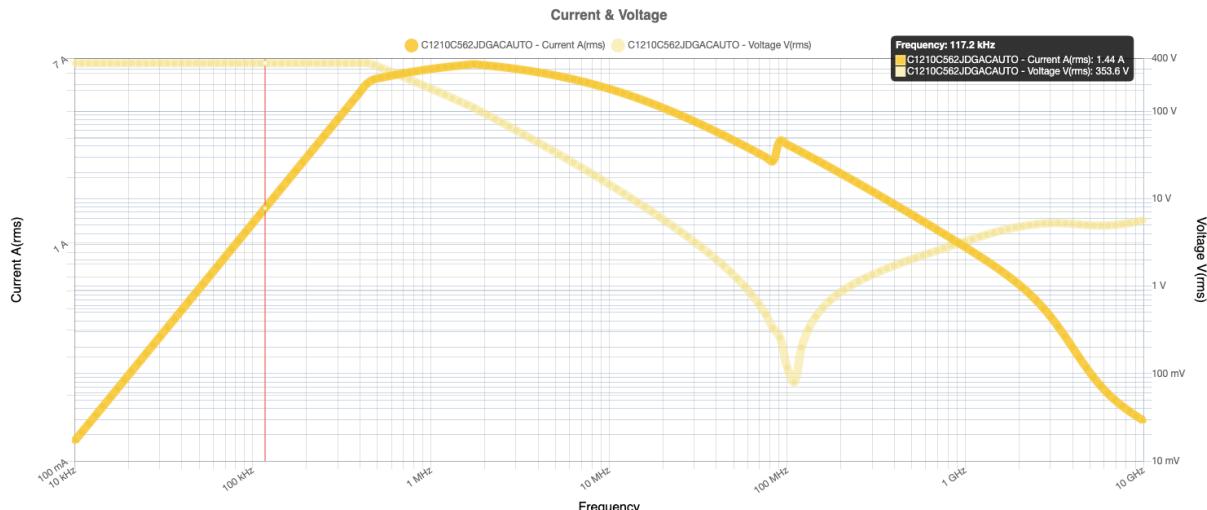


Abb. 21: Derating Kurven für Spannung und Strom eines C0G-Kondensators, [KEMET](#)

Aus diesem Grund wurden 4 Stück parallel bzw. bei der Split-Cap Topologie 2 Stück parallel je Seite verwendet. Damit ist ein Transistorstrom bis zu  $5,76 \text{ A}_{\text{rms}}$  und  $P_{\text{out}} = 740 \text{ W}$  bei  $V_{\text{in}} = 400 \text{ V}$  zulässig.

Vorsicht ist jedoch beim Einstellen von  $F_{\min}$  (siehe Build Guide) und niedrigen Eingangsspannungen geboten: Hier können bereits große Ströme im Schwingkreis vorliegen. So sind bei  $V_{\text{in}} = 50 \text{ V}$ ,  $P_{\text{out}} = 41 \text{ W}$ ,  $F_{\text{sw}} = 83 \text{ kHz}$  bereits  $3,3 \text{ A}_{\text{rms}}$  vorhanden. Die Strombelastbarkeit der Kondensatoren liegt nur noch bei  $1,02 \text{ A}_{\text{rms}}$  bzw.  $4,04 \text{ A}_{\text{rms}}$  insgesamt.

Das Überlasten der C0G Kondensatoren kann zur Feuerentwicklung führen und sollte unbedingt vermieden werden.

### 6.3.7 Gate Treiber UCC21520

Dieser Gate-Treiber besitzt einen isolierten High- und Low-Side-Treiber mit einem Strom von bis zu  $4 \text{ A} / 6 \text{ A}$  (Source/Sink). Der Spannungsunterschied zwischen High- und Low-Side-Treiber kann bis zu  $1500 \text{ V}$  betragen. Der IC war während der Chipkrise 2020-2023 schwer verfügbar und soll in einer möglichen Version 10 durch eine moderne Lösung ersetzt werden (kleineres Package, mehr Strom, separate Source/Sink Anschlüsse). Der Chip verfügt darüber hinaus über eine eigene Totzeitsteuerung, welche aber deaktiviert ist, da die bereits im UCC25600 vorhandene genutzt wird. Den UCC21520 gibt es in zwei Varianten mit unterschiedlicher UVLO. Für dieses Projekt werden 8 V (UCC21520DW) verwendet.

### 6.3.8 Aktive Gleichrichtung mit NCP4305

Der kleine Chip im WDFN-8\_2x2 Gehäuse ermöglicht die Ansteuerung eines FETs, sodass er sich wie eine Diode verhält. Diese Schaltung wird als Aktive Gleichrichtung bzw. Synchronous Rectification (SR) bezeichnet. Durch geeignete Wahl eines FETs können die Verluste gegenüber herkömmlichen Dioden stark reduziert werden. Die Erkennung der Schaltschwellen erfolgt über die Drain-Source Spannung des MOSFETs, wobei beim Unterschreiten von  $-75 \text{ mV}$  der FET eingeschaltet wird. Der Ausschaltvorgang erfolgt bei dem Unterschreiten des Spannungsabfalls von ca.  $0 \text{ mV}$  über den  $R_{\text{ds\_on}}$  des FETs. Diese Erkennung führte bei dem DCDCv9-2 jedoch zu Problemen, da durch das Überschwingen der Streuinduktivität des LLC-Transformators der Ausschaltvorgang zu früh auslöste. Dieses Problem trat auch schon beim vorherigen SR-Controller UCC24612 auf, wurde aber erst

später bei Versuchen mit GaN HEMTs entdeckt, da die wesentlich empfindlicheren HEMTs infolge des falschen Schaltens schnell zerstört wurden.

*[Vermutung] Hierbei führen signifikante Ströme im Rückwärtsbetrieb zu einem großen Spannungsabfall des ausgeschalteten HEMTs, wodurch die Chiptemperatur unzulässige Werte erreicht. Das ist aber schwer zu belegen, da die Mechanismen der Zerstörung sehr schnell ablaufen. Das Problem mit dem Überschwingen tritt möglicherweise nur bei Sekundärwicklungen mit Mittelanzapfung und Vollwellengleichrichtung in dieser Größe auf.*

FETs halten aufgrund der intrinsischen Body-Diode und besseren Wärmeableitung des größeren Gehäuses hingegen höheren Strömen stand.

Noch während der Tests mit der v9-2 wurde das Problem mittels Tiefpass am CS-Pin behoben. Mechanische Einflüsse führten aber zur Zerstörung des filigranen Footprints, bevor weitere Tests zur vollständigen Evaluierung der GaN HEMTs durchgeführt werden konnten. Der Tiefpass wurde auf der v9-3 standardmäßig implementiert. Da aber ungewiss ist, ob HEMTs mit der Änderung wirklich fehlerfrei funktionieren und den nötigen Leistung standhalten, wurde auf FETs zurückgegriffen. Bei einer Neuauslegung der SR-FETs konnte im Typenvergleich ein FET gefunden werden, welcher nur ein Drittel der Verlustleistung der bisherigen FETs besitzt und einen wesentlich kleineren Footprint aufweist. Damit schneidet er rechnerisch nur geringfügig schlechter ab als der beste HEMT und liegt in einem sehr akzeptablen Bereich der Verlustleistung.

Name	Package	Type	Spannung [V]	Strom cont. [A]	total_loss [W]
GAN3R2-100CBEAZ	WLCSP-8	GaN	100	60	0,62
BSC027N06LS5ATMA1	TDS0N-8	Si	60	134	0,94
CSD19532KTT	TO-263-3	Si	100	200	3,12
NTB7D3N15MC	TO-263-3	Si	150	101	3,22
CSD19531KCS	TO-263-3	Si	100	200	3,29
CSD19535KTTT	TO-263-3	Si	100	197	3,39

Die vollständige Tabelle befindet sich in der [DCDCv9-3 Table](#) auf der Seite FET Selection

Für Versuche mit HEMTs auf der v9-3 wurde eine Adapter Platine “GaNapter” entwickelt, welche auf die Footprints der FETs aufgelötet werden kann. Bei dem Wechsel auf GaN ist unbedingt der Austausch von U5 und U8 von dem NCP4305DMTTWG (9,5 V Gatespannung) auf den NCP4305AMTTWG (4,5 V Gatespannung) vorzunehmen! Zum Zeitpunkt der Veröffentlichung wurde der GaNapter noch nicht getestet. Damit könnten Wirkungsgrade und Ausgangsleistung neue Höhen erreichen, da die Verlustleistung der bisherigen FETs der limitierende Faktor war.

Für eine mögliche Version 10 ist der Wechsel auf GaN HEMTs sowohl für die synchrone Gleichrichtung als auch HV Halbbrücke angedacht, welche durch ihre extrem schnellen Schaltzeiten sowie der sehr kleinen Sperrsichtkapazität und geringe Steuerleistungen eine starke Verbesserung des Wirkungsgrades verspricht.

### 6.3.9 LLC-Topologie

Das Herzstück des LLC-Wandlers bildet der Reihenschwingkreis, bestehend aus einer Magnetisierungsinduktivität, einer Streuinduktivität und einem Schwingkondensator. Die

Halbbrücke besteht aus zwei FETs, welche den Schwingkreis abwechselnd nach Versorgungsspannung oder nach Masse schalten, sodass der Kondensator im Schwingkreis geladen und entladen wird. Der dabei entstehende Wechselstrom dient zur Energieübertragung im Transformator. Durch das resonante Verhalten ist zudem eine gezielte Spannungsüberhöhung möglich, welche einen großen Eingangsspannungsbereich nutzbar macht.

Diese vergleichsweise einfach klingende Topologie wurde zuerst 1988 beschrieben [Quelle]. Aufgrund der komplizierten Regelung und schwierigen Auslegung fand sie jedoch kaum Aufmerksamkeit. Erst im vergangenen Jahrzehnt gewann diese Topologie wieder an Bedeutung, da für den Trend von leistungsfähigeren und kleineren Spannungswandlern immer höhere Schaltfrequenzen nötig wurden. Bei herkömmlichen Push-Pull Konvertern mit hartem Schaltverhalten entstehen durch die höheren Schaltfrequenzen größere Schaltverluste. Resonante Konverter wie zum Beispiel der LLC-Wandler besitzen jedoch ein weiches Schaltverhalten (je nach Betriebspunkt), wodurch Strom- und Spannungsspitzen deutlich reduziert werden.

Für gewöhnlich wird beim LLC-Konverter die Halbbrücke mit einer Frequenz geringfügig oberhalb der Resonanzfrequenz des Schwingkreises betrieben, um im induktiven Bereich zu arbeiten. Dabei eilen die Ströme über den Leistungsschaltern (hier MOSFETs) der Spannung hinterher, was Zero Voltage Switching (ZVS) in der Halbbrücke und Zero Current Switching (ZCS) in der Gleichrichtung ermöglicht und Schaltverluste verringert.

### 6.3.10 Schwingkreis

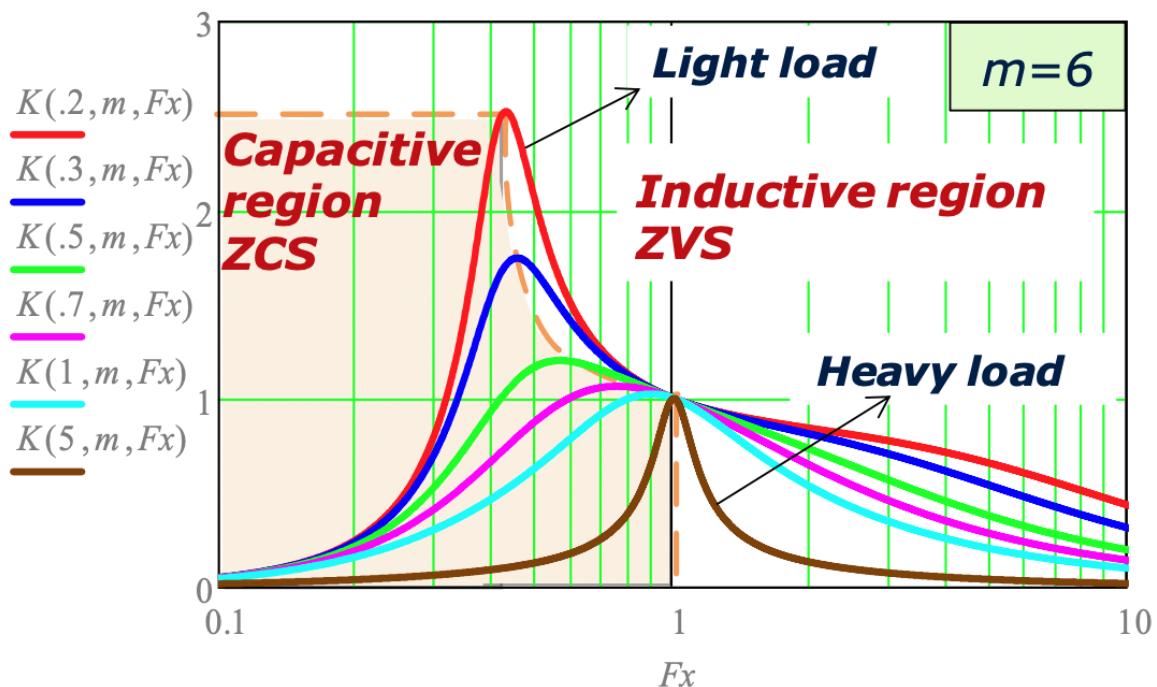


Abb. 22: Gain vs. Schaltfrequenz (normalisiert), [Infineon Design Note](#), Seite 6, V1.0 March. 2013

Durch die resonanten Eigenschaften des LLC-Schwingkreises kommt es beim Schalten der Halbbrücke im Bereich um die Resonanzfrequenz zu einer Spannungsüberhöhung. Wie bereits erwähnt, sollte die Schaltfrequenz vorzugsweise geringfügig höher als die lastabhängige Resonanzfrequenz (rechts der orange gestrichelten Linie) sein, um hartes

Schalten zu vermeiden. Die Spannungsüberhöhung im Verhältnis zur Eingangsspannung wird als "Gain" bezeichnet. Das maximal notwendige Gain hängt vom Eingangsspannungsbereich ab, wobei das minimale Gain in der Regel nahe 1 liegt, um Schaltverluste durch hohe Schaltfrequenzen und hartes Schalten zu vermeiden.

$$Gain_{max} = \frac{U_{max}}{U_{min}} \cdot Gain_{min}$$

Für diesen Konverter mit einem Eingangsspannungsbereich von 200 V bis 600 V wäre also ein maximales Gain von 3 bei einem minimalen Gain von 1 notwendig. Bei einer Eingangsspannung von 200 V die Schaltfrequenz daher soweit abgesenkt wird, dass die dreifache Spannungsüberhöhung im Schwingkreis auftritt (also 600V tatsächlich im Schwingkreis anliegen). Aus der Spannungsüberhöhung folgt ebenfalls ein größerer Strom im Schwingkreis, wodurch die Verluste im Schwingkreis steigen.

Das minimale Gain für den DCDCv9-3 liegt jedoch bei 1,12. Dies liegt daran, dass ein Wicklungsverhältnis für ein Gain von 1,0 zu einer höheren Flussdichte geführt hätte.

Die Spannung, welche am Transformator anliegt, hängt jedoch nicht nur vom Gain im Schwingkreis ab, sondern auch von der Topologie. Das Brücken-Gain einer Vollbrücke beträgt 1, während es bei einer Halbbrücke nur bei 0,5 liegt. Die Ausgangsspannung ergibt sich wie folgt:

$$U_{out} = U_{in} \cdot G_{Brücke} \cdot G_{Schwingkreis} \cdot \frac{N_{sek}}{N_{prim}}$$

$$U_{out} = 600V \cdot 0.5 \cdot 1.12 \cdot \frac{2}{28} = 24V$$

### 6.3.11 Regelkreis

Der Regelkreis besteht aus einem TL431, welcher als Komparator mit interner 2,5 V Referenzspannung arbeitet. Überschreitet die Spannung am REF-Pin die Referenzspannung, fließt ein Strom zwischen Kathode und Anode, sodass der Strom am Optokoppler steigt. Der Optokoppler sorgt hierbei für das galvanisch getrennte Feedback zwischen LV und dem UCC25600 (HV). Steigt auf der isolierten Seite der Strom von Opc+ nach Masse, erhöht der UCC25600 die Schaltfrequenz und verringert so die Ausgangsspannung (siehe Schwingkreis). Anders als bei einem idealen Komparator steigt der Strom jedoch nicht steil an, sondern besitzt eine dynamische Impedanz von typ. 0,2 Ω, was für eine kontinuierliche analoge Regelung wichtig ist.

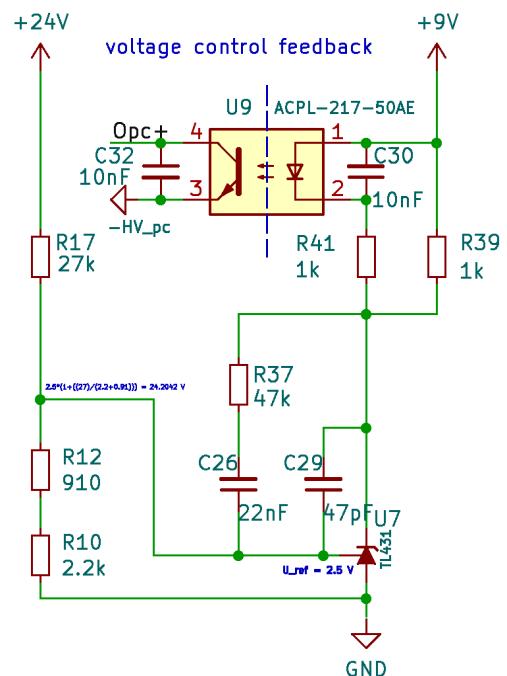


Abb. 23: Schaltplan Regelkreis

Durch einen Spannungsteiler am REF-Pin kann der TL431 wie als einstellbare Zener-Diode verwendet werden. Für den DCDC v9-3 wurde der Spannungsteiler auf 24V ausgelegt, wobei durch Verwendung von E24 Widerständen eine Ausgangsspannung von 24,2V erreicht wird.

Frühere Versionen haben einen 10-Gang Trimmpotentiometer zur Spannungseinstellung verwendet. Durch Anpassen der Testprozedur wurde aber ein Ändern der Spannung überflüssig. Ein ungeklärtes Phänomen in diesem Zusammenhang war, dass trotz vorsichtiger Drehung am Potentiometer manche Ausgangsspannungen nicht genau eingestellt werden konnten, z.B. 24,0 V gingen nicht, aber 23,9V und 24,1V. Das verwendete Potentiometer war vom gleichen Typ wie RV2 und wurde von der v7 bis v9-2 verwendet. *Eventuell weil der Regelkreis ein P-Regler ist und nicht PI-Regler ?*

Weitere Bauteile des Regelkreises sind C26 und R37, welche den Regelkreis dämpfen und die Regelgeschwindigkeit sowie Überschwingen maßgeblich einstellen. C29 dient zum Dämpfen hochfrequenter Spannungsanteile. Rechnungen und LTSpice Simulationen bargen das Problem, dass das Verhalten nur wenig mit der beobachteten Praxis übereinstimmte. So wurden Oszillationen des Regelkreises bei unterhalb von 1/2 bis 1/20 von  $F_{sw}$  beobachtet (deshalb bei Tests auch als "Suboszillation" bezeichnet), die bei der Dämpfung aber kaum möglich sein sollten.

$$f_{grenzLF} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{37} \cdot C_{26}} = \frac{1}{2\pi \cdot 47k\Omega \cdot 22nF} \approx 154Hz$$

$$f_{grenzHF} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{37} \cdot C_{29}} = \frac{1}{2\pi \cdot 47k\Omega \cdot 47pF} \approx 72kHz$$

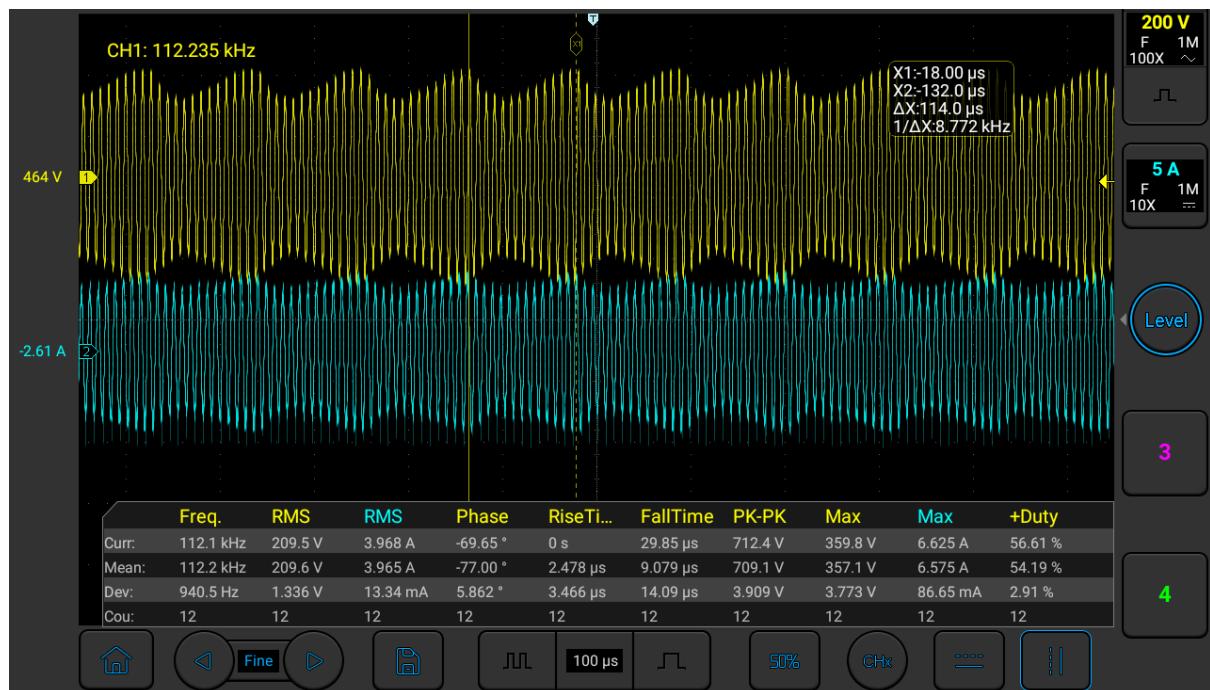


Abb. 24: Oszillationen am Konverter, Gelb: Spannung über  $C_{res}$ , Cyan: Strom der Primärwicklung.

Veränderungen an C26, C29 oder R37 hatten kaum Einfluss auf das beobachtete Verhalten. Es wurde vermutet, dass EMV auf den Regelkreis einwirkt. Bei genauerer Untersuchung an der v9-2 wurden als letztes Mittel an verschiedenen Stellen Keramikkondensatoren platziert. Daraus folgten in der v9-3 die Kondensatoren C32 und C30, welche die Suboszillationen effektiv verhinderten. Auch sie haben eine Tiefpasswirkung ( $C_{30} \rightarrow 16$  kHz,  $C_{32} \rightarrow 31$  kHz), weshalb zum aktuellen Kenntnisstand nicht vollständig ausgeschlossen werden kann, dass die EMV-Einwirkung nicht bereits schon am T431 stattfindet. Weitere Störungen im Regelkreis wurden bei ungünstigem Triggern der aktiven Gleichrichtung im Teillastbereich ( $P_{out} = 15$  bis  $50$  W) festgestellt. Bessere Werte für den Tiefpass am CS-Pin behoben diese Störung vollständig.

Anschließend wurden Lastsprünge auf den Ausgang des Konverters gegeben, um dessen Regelverhalten näher zu untersuchen. Mangels geeigneten Equipments ist die Steilheit der erreichten Lastsprünge nur relativ gering, sodass es an Aussagekraft mangelt.

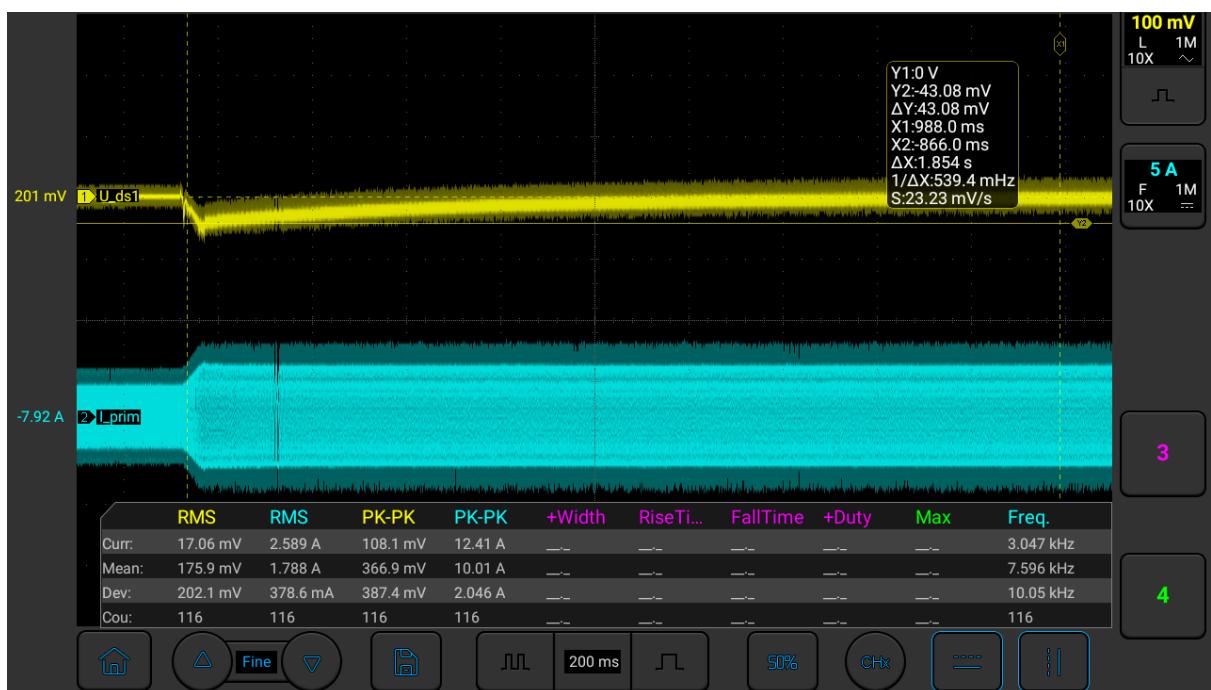


Abb. 25: Gelb: Ausgangsspannung (AC-Kopplung), Cyan: Strom der Primärwicklung

Durch die notwendige AC-Kopplung bei der Ausgangsspannung von 24 V ist hier außerdem nicht eindeutig, ob der langsame Anstieg der Ausgangsspannung durch ein trüges Nachregeln oder durch die AC-Kopplung verursacht wird. Ein effektives Überprüfen der Regelparameter ist daher vorerst schwierig. Dennoch sollte untersucht werden, ob sehr große Lastsprünge, wie sie beim Zuschalten von großen Kondensatoren im LV-System auftreten, zum Überschwingen führen. Dieses Verhalten wurde durch externe Kondensatoren mit  $4700$   $\mu$ F und den in der Formula Student üblichen LVMS-Schaltern ([HELLA](#)) realisiert.



Abb. 26: Lastsprung mit  $4700 \mu\text{F}$  (ungeladen) auf den Ausgang, Gelb: Ausgangsspannung (AC-Kopplung), Cyan: Strom der Primärwicklung, Großer Zeitbereich (10ms/div),  $V_{in} = 600 \text{ V}$



Abb. 27: Lastsprung mit  $4700 \mu\text{F}$  (ungeladen) auf den Ausgang, Gelb: Ausgangsspannung (AC-Kopplung), Cyan: Strom der Primärwicklung, kleiner Zeitbereich (1ms/div), selbige Messung,  $V_{in} = 600 \text{ V}$

Hier ist bei genauer Betrachtung zu erkennen, dass der Regelkreis bereits nach 1 ms des Lastsprunges einen Peak erreicht. Ein weiterer Peak tritt am ersten vertikalen Cursor auf mit dem anschließenden Abschalten der Halbbrücke infolge einer Überstromerkennung. Nach

dem Unterschreiten der OC-Schwellwertspannung am Überstrom-Pin des UCC25600 schaltet dieser wieder mit einem Softstart ein. Das Überschwingen lag mit  $V_{in} = 600 \text{ V}$  bei 0,34 Vp, wobei der Regelkreis hier aber nicht den Lastsprung, sondern den Softstart ausgeregelt hat. Für die vorgesehene Verwendung wird dieses Verhalten als zulässig erachtet.

*Auch an dieser Stelle gäbe es Bedarf für ein Projekt, welches sich nur mit dem Auslegen und Testen des Regelkreises beschäftigt.*

### 6.3.12 Transformator

#### 6.3.12.1 Crashkurs Transformatoren

Ein einfacher Transformator besteht aus zwei Spulen (Wicklungen) und einem Medium zwischen den Spulen. Dieses Medium kann Luft sein (z.B. induktives Laden bei Handys) oder ein Material, welches magnetische Leitfähigkeit besitzt (Permeabilität). Die relative Permeabilität  $\mu_r$  von Luft beträgt fast eins. Ferrit Kerne können je nach Zusammensetzung ein  $\mu_r$  zwischen 15 und 20000 haben. Trafobleche erreichen ein  $\mu_r$  von etwa 4000 [\[Quelle\]](#). Wichtig ist hierbei zu wissen, dass die verschiedenen Materialien eine unterschiedliche Leitfähigkeit haben und auch eine unterschiedliche Sättigung. Die Sättigung bedeutet, dass das Magnetfeld je Querschnittsfläche (Flussdichte,  $B_{max}$ ) in einem Material so groß ist, dass es kein weiteres Feld mehr aufnehmen kann (es sind alle Elementarmagnete in dem Material in eine Richtung ausgerichtet). Das „überschüssige“ Magnetfeld wird in Wärme umgewandelt und ist meistens unerwünscht. Luft kann beliebig stark gesättigt werden. Für Ferrite gilt meistens ein  $B_{max}$  von 0,2 ... 0,3 Tesla. Für Trafobleche liegt das  $B_{max}$  bei etwa 1,2 ... 1,8 Tesla. Im ersten Moment könnte man meinen, dass Trafobleche besser sind. Jedoch lassen sich die Elementarmagnete im Blech nur langsam ummagnetisieren (führt zur starken Wärmeentwicklung bei höheren Frequenzen), daher sind solche Trafos nur bis wenige kHz brauchbar. Ferrite für Leistungsanwendungen hingegen können bis in den unteren MHz-Bereich genutzt werden.

*Der nachfolgende Abschnitt ist widersprüchlich und sollte verbessert werden. Der Autor kann sich vor lauter Verwirrung nicht retten. Man helfe ihm bitte.*

Um die Flussdichte im Kern zu berechnen, gibt es mehrere Ansätze, die zu unterschiedlichen Ergebnissen führen.

Ansatz 1) Umformung der Gleichung für die [Induktionsspannung](#) einer Spule:

$$U_{ind}(t) = -N \cdot \frac{d\Phi}{dt}$$

$$\Phi(t) = B(t) \cdot A$$

$$\Phi(t) = \hat{B}(t) \cdot A \cdot \sin(2\pi ft)$$

$$\frac{d\Phi(t)}{dt} = \hat{B} \cdot A \cdot \frac{d}{dt} \sin(2\pi ft)$$

$$\frac{d}{dt} \sin(2\pi f t) = 2\pi f \cos(2\pi f t)$$

$$\frac{d\Phi}{dt} = A \cdot \hat{B} \cdot 2\pi \cdot f \cdot \cos(2\pi f t)$$

$$U_{ind}(t) = -N \cdot A \cdot \hat{B} \cdot 2\pi \cdot f \cdot \cos(2\pi f t)$$

$$\hat{U}_{ind} = -N \cdot A \cdot \hat{B} \cdot 2\pi \cdot f$$

$$\hat{B} = \frac{\hat{U}_{ind}}{N \cdot A \cdot 2\pi \cdot f}$$

$$\hat{B} = \frac{U_{ind} \cdot \sqrt{2}}{N \cdot 2\pi \cdot f \cdot A}$$

Ansatz 2) Herleitung über die Induktivität der Spule

$$L = \frac{N \cdot \Phi}{I} \quad \Phi = \vec{B} \cdot \vec{A}$$

$$L = \frac{N \cdot \vec{B} \cdot \vec{A}}{I}$$

$$\vec{B} = \frac{I \cdot L}{N \cdot \vec{A}}$$

$$\hat{B} = \frac{I \cdot L \cdot \sqrt{2}}{N \cdot A}$$

Ansatz 3) Herleitung über den magnetischen Kreis

$$H = \frac{N \cdot I}{l} \quad B = \mu \cdot H$$

$$\rightarrow B = \mu \cdot \frac{N \cdot I}{l}$$

$$B = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot N \cdot I}{l}$$

$$\hat{B} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot N \cdot I \cdot \sqrt{2}}{l}$$

Es wird erwartet, dass alle Gleichungen näherungsweise zum gleichen Ergebnis kommen. Als Beispiel liegen simulierte Messwerte vor. Aufgrund der Tatsache, dass die Spannungen und Ströme nicht immer ideal sinusförmig sind, wurden neben den RMS-Werten für die Berechnungen auch Peak-Werte (*nonsinepeakvalue*) aus der Simulation verwendet. Es soll aufgezeigt werden, dass sich die maximale Flussdichte für beide Werte unterscheidet und daher zu unterschiedlichen Peak-Flussdichten führt.

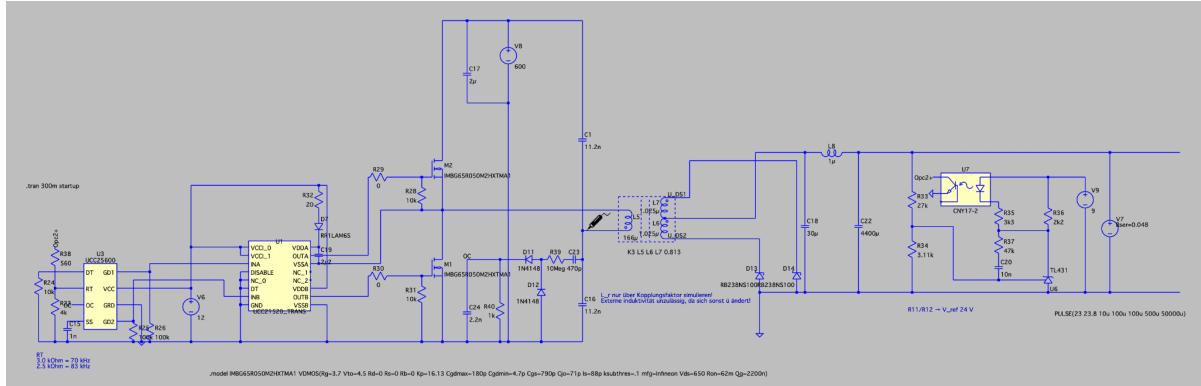


Abb. 28: Aufbau der Simulation

$$U_{trafo} = 426.3V / 513V p(simulation/nonsine)$$

$$N = 28$$

$$f = 159.4kHz$$

$$A = 125mm^2$$

$$I = 3.476A / 5.1Ap(simulation/nonsine)$$

$$L = 166\mu H$$

$$\mu_r = 122.9$$

$$l = 91.2mm$$

1)

$$\begin{aligned}\hat{B} &= \frac{U_{ind} \cdot \sqrt{2}}{N \cdot 2\pi \cdot f \cdot A} \\ &= 0.172T \\ &= 0.146T(nonsinepeakvalue)\end{aligned}$$

2)

$$\begin{aligned}\hat{B} &= \frac{I \cdot L \cdot \sqrt{2}}{N \cdot A} \\ &= 0.233T \\ &= 0.242T(nonsinepeakvalue)\end{aligned}$$

3)

$$\begin{aligned}\hat{B} &= \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot N \cdot I \cdot \sqrt{2}}{l} \\ &= 0.233T \\ &= 0.242T(nonsinepeakvalue)\end{aligned}$$

Ansatz 1) resultiert in der kleinsten Flussdichte und besitzt keine Variablen, die den Magnetkreis näher beschreiben. Ansatz 2) und 3) kommen auf nahezu identische Ergebnisse (Abweichung in der fünften Nachkommastelle, wahrscheinlich Rundungsfehler in Quelldaten) und nutzt Angaben über den Magnetkreis. Beim Betrachten der berechneten Peak-Werte, welche nicht dem Sinus-Verlauf folgen, fällt auf, dass die Flussdichte bei 1) sinkt, da die Spannung näherungsweise einem Rechteckverlauf folgt, weshalb die Näherung mit  $\sqrt{2}$  zu einem größeren Wert führt. Bei Ansatz 2) und 3) scheint die Näherung mit  $\sqrt{2}$  recht brauchbar für dieses konkrete Beispiel.

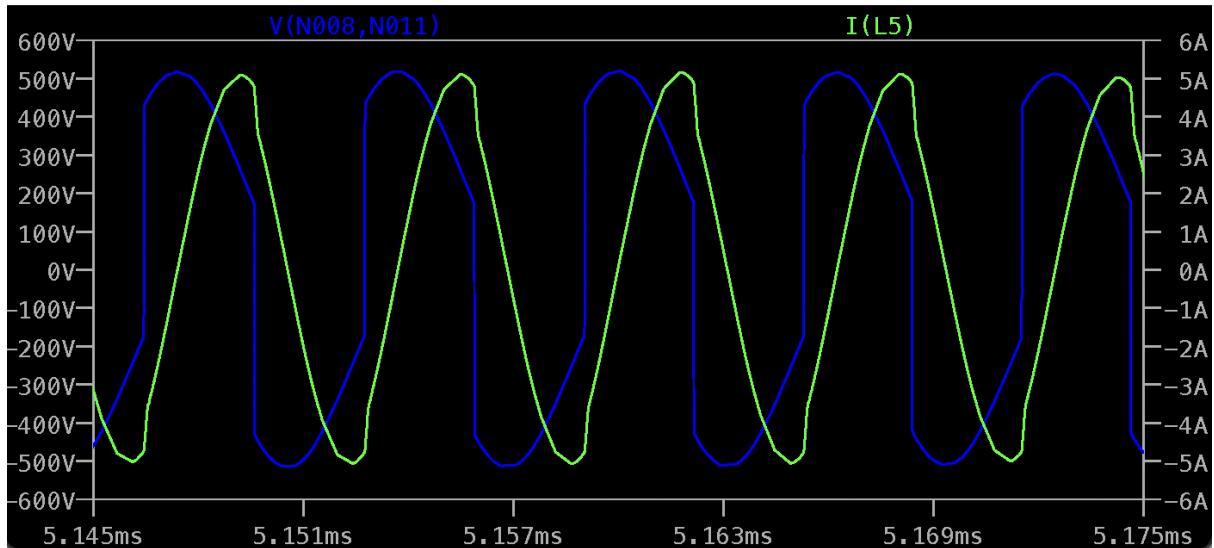


Abb. 29: Grün: Spannung über dem Transformator, Blau: Strom durch den Transformator

Als weitere Referenz wird die Flussdichte aus dem [Calc-Sheet](#) von Onsemi herangezogen. Hier liegt die maximale Flussdichte bei 0,139 T bei ähnlichem Strom. Jedoch ändert sich die Flussdichte nicht, wenn der Strom verändert wird, was Gleichung 2) und 3) widerstrebt. Es bleibt daher vorerst unklar, welche Gleichung genutzt werden kann.

(*Hinweise im [Diskussionsbereich](#) sind willkommen!*)

Ein Ziel der Transformatorauslegung ist, unterhalb der maximalen Flussdichte  $B_{max}$  des Kernmaterials zu bleiben, um die Kernverluste (Abwärme) gering zu halten. Einige Datenblätter enthalten ein Diagramm, welches die Verlustleistung abhängig von Flussdichte und Frequenz angibt:

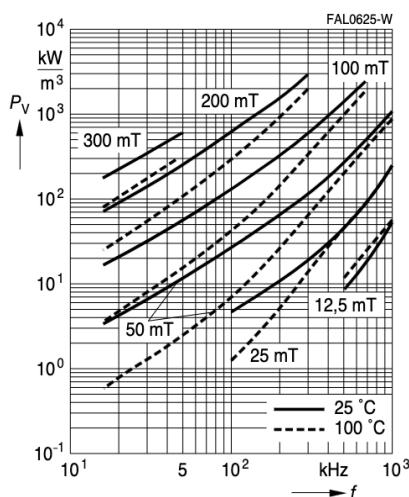


Abb. 30: Relative Kernverluste, frequenzabhängig, Datenblatt für das Material [N97](#) von TDK Seite 5

*Die etwas unhandliche Einheit kW/m<sup>3</sup> lässt sich auch ohne Umrechnungsfaktor durch mW/cm<sup>3</sup> ersetzen, was in der Anwendung besser vorstellbar ist.*

Aus dem Diagramm lässt sich ablesen, dass eine Flussdichte von 300 mT bei 5 kHz zu Verlusten von 600 mW/cm<sup>3</sup> führt (bei 25°C). Dieselbe Verlustleistung wird bei 200 mT erst bei 100 kHz erreicht.

Interessant ist nun die theoretisch mögliche Leistung eines Transformators, welche sich folgendermaßen berechnen lässt (unter Vernachlässigung von etwaigen Verlusten):

$$S = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f \cdot B \cdot J \cdot A \cdot A_{Cu}$$

Elektrische Maschinen, Rolf Fischer, S. 119, ISBN 978-3-446-45218-3

Wobei  $A$ = Querschnitt des Kerns  
und  $A_{Cu}$ = Querschnitt aller Windungen einer Wicklung

Aus den Zusammenhängen in der Gleichung ist nun ersichtlich, dass die Leistung bei 200 mT bei 100 kHz um den Faktor 13,3 größer ist, als bei 5 kHz und 300 mT. Für 100 mT und 300 kHz steigt die Leistung um das 20-Fache, sowie bei 50 mT und 750 kHz sogar um das 25-Fache. Das alles bei konstanten Kernverlusten.

*Super, also immer höher mit der Frequenz gehen, Kern vielleicht etwas kleiner machen und trotzdem mehr Leistung? - Nein, leider nicht.*

Es gibt zahlreiche Verlustfaktoren (dazu später mehr), welche nicht nur linear mit der Frequenz skalieren, sondern exponentiell. Hier kann man sich das Sprichwort eines Kollegen zu Herzen nehmen: "Nicht so schnell wie möglich, sondern nur so schnell wie nötig" (im Bezug auf die Schaltfrequenz).

Betrachten wir nun die Anzahl der Windungen und die Induktivität sowie die Permeabilität einer Spule.

$$L = A_L \cdot N^2 \quad A_L [nH]$$

$A_L$  ist eine Induktivitätskonstante, welche aus dem Datenblatt des Kerns bezogen werden kann und zur vereinfachten Berechnung der Induktivität dient.

Mit der Verdopplung der Windungszahl vervierfacht sich die Induktivität einer Spule. Ein Transformator besteht jedoch aus zwei Spulen, die miteinander durch einen Magnetkern gekoppelt sind (man spricht insgesamt von einem Magnetkreis). Die Kopplung  $k$  gibt das Verhältnis von Magnetisierungsinduktivität und Streuinduktivität an. Oder anders gesagt: Wie viele Magnetfeldlinien gelangen von einer Spule zur anderen, und wie viele davon gehen an der anderen Spule vorbei.

$$k = \sqrt{1 - \frac{L_{leak}}{L_{prim}}}$$

Man spricht von einer harten/starren Kopplung, wenn die Kopplung sehr hoch ist (ideal 1). Das Gegenteil ist eine weiche oder lose Kopplung ( $< 1$ ).

*Okay, cool. Und wofür brauch ich das?*

- Der Kopplungsfaktor wird für die Auslegung selbst nicht verwendet, findet aber in dem Transformator-Modell in LTSpice Anwendung. Es ist wichtig, dass man zumindest weiß, dass ein LLC-Trafo einen relativ niedrigen Kopplungsfaktor hat.

Die Magnetisierungsinduktivität hängt von der Windungszahl und dem Luftspalt ab. Die Streuinduktivität wiederum hängt vom geometrischen Abstand und der Anordnung der Spulen sowie von der Windungszahl ab. In der Regel ist die minimale Windungszahl vorgegeben durch die maximale Flussdichte sowie die maximale Windungszahl durch die gewünschte Magnetisierungsinduktivität.

Durch Schleifen des mittleren Schenkels des Transformatoren kann ein beliebiger Luftspalt eingestellt werden, somit auch die Magnetisierungsinduktivität.

### 6.3.12.2 Kernform

Für den Ferritkern-Transformator wurde der Formfaktor ETD (Doppel-E-Kern) gewählt, da sich Wicklungen mit großem Querschnitt bequem aufbringen lassen. Andere Formfaktoren wie PQ bieten zwar einen großen magnetischen Querschnitt, jedoch ist der Platz und Abstand der Wicklungen stark begrenzt, was für die Streuinduktivität von großer Bedeutung ist.

Die ETD-Reihe wird von einer Nummer ergänzt, welche die Breite eines Kern-Paars in Millimetern angibt. Typische Werte sind 29, 34, 39, 44 usw.. Für den DCDC relevant sind vor allem ETD 39 und 44. Dieser Formfaktor wird in vielen Varianten unter anderem von der Firma TDK (ehemals EPCOS) hergestellt.

Je nach Einsatz bieten sich die Materialien N27, N87 und N97 an, wobei aus den Datenblättern das Material N97 die geringste Verlustleistung im vorgesehenen Frequenzbereich zwischen 80 und 350 kHz haben soll. Eine besondere Bauform der Firma mit "distributed Air gap" ist auf die Verringerung von Streuverlusten am Luftspalt spezialisiert. Hier wird im mittleren Schenkel scheibenweise ein Material mit geringerer Permeabilität eingesetzt, womit das Streufeld des Luftspalts auf mehrere kleine Spalte verteilt wird. Eine [Untersuchung zu Luftspaltverlusten](#) kommt zum Ergebnis, dass die Luftspaltverluste etwa indirekt proportional mit der Anzahl verläuft, daher Verdopplung der Luftspalte führt zur Halbierung der Luftspaltverluste. Der Kern-Typ mit distributed Air Gap konnte jedoch nicht erprobt werden, da er nicht im ETD-Formfaktor erhältlich ist (Anmerkung: Inzwischen gibt es erhältliche Varianten, siehe [Verbesserungen](#)). Eine Low-Cost Variante ist allerdings, einen gewöhnlichen ETD-Kern ohne Luftspalt zu nehmen und den Abstand zwischen beiden Kernhälften zu erhöhen. Damit werden nicht nur zwei Luftspalte im Magnetkreis erzeugt, sondern das Schleifen des Kerns auf die passende Luftspaltlänge entfällt. Dieses Prinzip wurde grundlegend getestet, allerdings gab es keine aussagekräftigen Vergleichsmessungen. Viel eher besteht die Gefahr, dass durch den Luftspalt an den Außenschenkeln Streufelder in naheliegende Strompfade und Komponenten einwirken und dass Magnetfeldlinien eine ungewollte Abkürzung von den Außenschenkeln zu dem Innenschenkel nehmen. Ein Direktvergleich zwischen verschiedenen Kernformen, Kernmaterialien und Luftspalt-Designs könnte ein zukünftiges Projekt sein.

Für den DCDCv9-3 wurde testweise ein bereits geschliffener Kern mit 1,0 mm Luftspalt erworben. Dieser ist jedoch beim Distributor nur mit dem Kernmaterial N27 verfügbar, welches für einen Frequenzbereich von 25 kHz bis 150 kHz empfohlen wird. Es wurde erwartet, dass eine Kombination eines N27 Kerns (mit Luftspalt) und eines N97 Kerns (ohne Luftspalt) dazu führt, dass der N27 Kern aufgrund höherer Verluste im oberen Frequenzbereich eine stärkere Erwärmung aufweist.

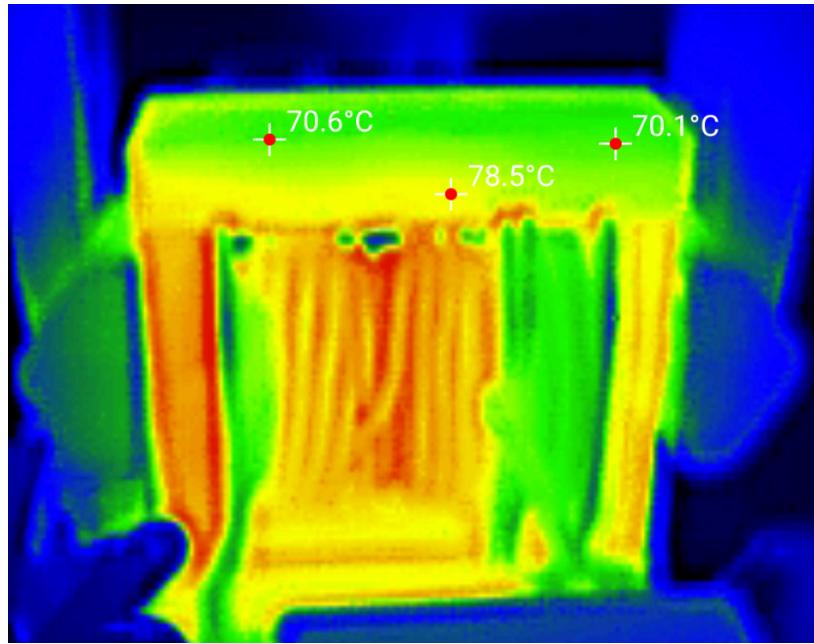


Abb. 31: Wärmebild des Transformators mit N27 und N97 Kernhälften

Die Beobachtungen mit der Wärmekamera zeigen jedoch, dass die Kernhälften nahezu gleich warm werden. Vielmehr kann die lokale Einwirkung des Magnetfeldes der Primärspule auf das Kernmaterial beobachtet werden (Messpunkt 78,5°C). Ein Direktvergleich mit ausschließlichen N97 Kernhälften wurde aus Zeitgründen nicht unternommen. Es ist aber nicht ausgeschlossen, dass zwei N97 Kerne mit jeweils 0,5 mm Luftspalt zu geringeren Verlusten führen. Da weitere Leistungstests mit der ungewöhnlichen N27 + N97 Kombination erfolgreich waren, wurde sie auch für das Release so beibehalten. Dies spart das aufwendige manuelle Schleifen der Kerne.

### 6.3.12.3 Wicklungsdesign

Um zu verstehen, wie das Design des in der Version 9 verwendeten Transformators entstanden ist, wird zuerst erläutert, wie das ursprüngliche Design aufgebaut ist und warum dieses nicht zielführend war.

Das ursprüngliche Design basierte auf einer Empfehlung, bei der die Sekundärwicklung auf die innere Primärwicklung gewickelt ist. In der Mitte (da wo der Luftspalt ist) werden Windungen vermieden, um die Erwärmung der Windungen durch das Streufeld des Luftspaltes zu verringern. Ein modulares Design ist aber durch die notwendige Verklebung sowie Isolation nur schwer realisierbar.

Elektrisch betrachtet funktioniert dieses Design zwar gut für klassische Push-Pull Konverter, jedoch nicht für LLC Konverter, da die Kopplung der Windungen sehr hoch ist (= wenig Streuinduktivität). Experimentell konnten teilweise Kopplungen von  $\geq 99\%$  erreicht werden. Die Streuinduktivität dient als Energiespeicher im LLC-Schwingkreis und wird nachfolgend auch als Resonanz-Induktivität ( $L_r$ ) bezeichnet. Sie ist essenziell für den Betrieb dieser Topologie und hat einen großen Einfluss auf die Eigenschaften des Schwingkreises. Transformatoren ohne  $L_r$  (hohe Kopplung) sind daher nicht geeignet und benötigen eine externe in Reihe geschaltete Resonanz-Induktivität. Bis zur DCDC Version 8 wurde eine externe Resonanz-Induktivität genutzt, was nicht nur zu einem höheren Platzbedarf führte, sondern auch den Wirkungsgrad verringerte.

Bei neuen Wicklungsdesigns wurde der Abstand zwischen Primär- und Sekundärwicklung vergrößert, sodass die Kopplung kleiner wurde und Lr in nutzbarer Größe vorhanden war. Obwohl sich die integrierte Resonanz-Induktivität bei den neueren Designs bewährt hat, ist nicht sicher, ob eine externe Resonanz-Induktivität bei Nutzung einer einlagigen Primärwicklung oder gar einer bifilaren Wicklung (geringe Proximity-Verluste) zu einem insgesamt höheren Wirkungsgrad führen könnte. Besonders bei hoher Leistung wäre durch die externe Resonanz-Induktivität mehr Platz im Wickelfenster für größere Leiterquerschnitte, wodurch Leitungsverluste verringert werden können.

### 6.3.12.4 Design eines LLC-Transformators

Für die Berechnung der Transformator Parameter wird ein [Calc-Sheet](#) von Onsemi für den NCP4390 LLC-Controller verwendet. Der Controller hat hier keine Relevanz, jedoch ist die Visualisierung der Gain-Kurven sehr gelungen (selbstverständlich kann auch der NCP4390 anstatt dem UCC25600 verwendet werden, aber es macht für den Magnetkreis keinen Unterschied).

In dem Sheet geben wir die gewünschten Parameter (Ein- und Ausgangsspannung, Leistung usw.) an bis einschließlich 6. "Design the transformer". Relevant sind vor allem die Eingangsleistung, min. und max. Eingangsspannung, Cr, Lr und Lp bei "Actual resonant network Design".

Es ist vorab noch zu klären, was für eine Kerngröße verwendet werden soll. Nachfolgend eigene Erfahrungswerte:

Kerngröße	Dauerleistung (passiv)	Dauerleistung (mit Lüfter)	Kernquerschnitt
ETD39	300 W	500 W	125 mm <sup>2</sup>
ETD44	500 W	750 W	172 mm <sup>2</sup>

Für die DCDCv9 Versionen wird ETD39 empfohlen, auch wenn ab der v9-2 theoretisch genügend Platz für den ETD44 Transformator vorhanden wäre (Y-Cap auf Unterseite Löten), welcher einen ca. 1 % besseren Wirkungsgrad (ggü. ETD39) sowie mehr Dauerleistung ohne Lüfter bietet.

Der Ablaufplan für die Auslegung eines Transformators mit dem Calc-Sheet sieht grob folgendermaßen aus:

- Angeben der Leistung und Spannungsreichen
- Wählen von "m = 5" (dieser Wert ist nur für die erste Iteration)
- Min. Gain for max input voltage = Gain at the resonant frequency (Zeile 21)
- Angeben der Diodenflussspannung (z.B. 0,05 V da aktive gleichrichtung mit FETs)
- Angeben der gewünschten Resonanzfrequenz (z.B. 120 kHz)
- Ablesen des Q-Faktors aus dem Diagramm an der Schnittachse mit dem Graphen des zuvor angegebenen m-Wertes
- Übertragen der "Designed Cr, Lr, Lp" Werte in die rechts danebenstehenden Zellen bei Actual resonant network Design.
- Angeben der Magnetkern Querschnittsfläche (für ETD39 sind es 125 mm<sup>2</sup>) und der maximalen Flussdichte (wir nehmen 0,2 T für weniger Verluste, auch wenn der Kern mit dem N97 Material bis 0,41 T könnte)

- Wählen der “Secondary side turns”, sodass “Primary side Turns” etwas größer als “Minimum primary side turns” ist.
- Ablesen von den gewählten “Secondary side turns”, “Primary side Turns” sowie Cr, Lr und Lp  
→ Diese Werte können nun für den Transistorbau verwendet werden.

### 6.3.12.5 Erreichen der gewünschten Trafo-Parameter

#### Luftspalt

Im Vergleich zum Kernmaterial (Ferrit N97) mit einem Leitwert ( $\mu_r$ ) von 1650 hat Luft nur einen Leitwert von 1. Für das Magnetfeld haben also 1650 mm Kernlänge den gleichen magnetischen Widerstand wie 1 mm Luft.

*Warum sollte man dann den magnetischen Widerstand mittels Luftspalt erhöhen?*

Eine stromdurchflossene Spule erzeugt ein Magnetfeld mit einer magnetischen Feldstärke von H (auch H-Feld genannt). Die magnetische Feldstärke durchflutet ein Medium (z.B. Ferrit oder Luft), welches man als magnetische Flussdichte oder B-Feld bezeichnet.

*Das H-Feld ist sozusagen die äußere Einwirkung und das B-Feld die innere Beanspruchung.*  
Die Durchflutung ist abhängig von dem Material und steht in folgendem Zusammenhang:

$$H = \frac{B}{\mu} \quad \text{bzw.} \quad B = H \cdot \mu \quad \text{wobei} \quad \mu = \mu_r \cdot \mu_0 \quad \text{mit} \quad \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{N}{A^2}$$

Erzeugt man ein H-Feld mit einer Spule, ist ersichtlich, dass ein größeres  $\mu$  auch ein größeres B-Feld im Material hervorruft. Ferrite haben eine maximale Flussdichte  $B_{max}$  von z.B. 0,3 Tesla  $\frac{V \cdot s}{m^2}$ . Wird eine größere Feldstärke angelegt, führt dies zu keiner weiteren Steigerung der Flussdichte, was man auch als Sättigung bezeichnet. Um Leistungsverluste zu vermeiden, sollte eine Auslegung immer unterhalb der Sättigungsgrenze erfolgen.

Schauen wir uns ein Beispiel an einem Ferritkern ohne Luftspalt mit einer Zylinderspule an:

$$H = \frac{I \cdot N}{\sqrt{l^2 + D^2}}$$

$I$	...	Spulenstrom [A]
$N$	...	Anzahl der Windungen
$l$	...	Länge der Spule [m]
$D$	...	Durchmesser der Spule [m]

Für ein Beispiel wählen wir

$$\begin{aligned} I &= 1A \\ N &= 20 \\ l &= 0.02m \\ D &= 0.015m \end{aligned}$$

und erhalten:

$$H = 800 \frac{A}{m}$$

Durch Umstellen nach der Flussdichte erhalten wir für Ferrit mit  $\mu_r = 1650$

$$B = H \cdot \mu_r \cdot \mu_0$$

$$B = 800 \cdot 1650 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{N}{A^2} = 1,659 T$$

Wir sehen, dass diese Flussdichte weit über der zulässigen Flussdichte von 0,3 T liegt.

Nun wiederholen wir die Rechnung an einem Ferritkern mit 1 mm Luftspalt.

$$H = 800 \frac{A}{m} \text{ (bleibt gleich)}$$

Aus dem Datenblatt entnehmen wir für 1 mm Luftspalt ein  $\mu_r$  von 115

$$B = H \cdot \mu_r \cdot \mu_0$$

$$B = 800 \cdot 115 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{N}{A^2} = 0,116 T$$

Wir sehen, dass die Flussdichte nun unterhalb der zulässigen Flussdichte von 0,3 T liegt.

Ein Luftspalt verringert also die magnetische Leitfähigkeit und erlaubt dadurch höhere Feldstärken, bevor das Kernmaterial in Sättigung geht. Praktisch betrachtet kann darüber die Primärinduktivität beliebig eingestellt werden.

### 6.3.12.6 Primärinduktivität ( $L_p$ )

Der Luftspalt für die gewünschte Primärinduktivität kann nachfolgend grob über gegebene Faktoren aus dem Datenblatt ermittelt werden:

Material	Relationship between air gap – $A_L$ value		Calculation of saturation current			
	K1 (25 °C)	K2 (25 °C)	K3 (25 °C)	K4 (25 °C)	K3 (100 °C)	K4 (100 °C)
N27	196	-0.734	308	-0.847	287	-0.865
N87	196	-0.734	300	-0.796	280	-0.873

Validity range: K1, K2: 0.10 mm < s < 3.00 mm  
K3, K4: 90 nH <  $A_L$  < 850 nH

Abb. 32: [Datenblatt](#) für TDK ETD39 kern

Es sind leider keine Faktoren für das Material N97 gegeben. Da aber N87 und N97 eine gewisse Ähnlichkeit besitzen, werden die Parameter von N87 verwendet.

Zur Berechnung wird die Formel aus “[E cores: general information](#)” für den Luftspalt verwendet, um  $L_p$  einzustellen.

$$s = \left( \frac{A_L}{K1} \right)^{\frac{1}{K2}} \quad A_L = [nH], s = [mm]$$

$$A_L = \frac{L_p}{N^2}$$

Einsetzen von A\_L

$$\rightarrow s = \left( \frac{\frac{L_p}{N^2}}{196} \right)^{-\frac{1}{0,734}} \quad L_p = [nH]$$

Durch einsetzen der mit dem [Calc-Sheet](#) von Onsemi bestimmten Anzahl von Primärwindungen und dem  $L_p$  erhält man:

$$s = \left( \frac{\frac{166000 \text{ nH}}{28^2}}{196} \right)^{-\frac{1}{0,734}} = 0,90 \text{ mm}$$

Der tatsächliche Luftspalt für das gewünschte  $L_p$  betrug 1,0 mm. Erfahrungsgemäß ist der nötige Luftspalt aber immer etwas größer als berechnet. Das könnte an den Eigenschaften der Spule liegen.

Der berechnete Luftspalt kann aber als grober Anhaltspunkt verwendet werden. Es empfiehlt sich, die Spule zuerst auf einen Spulenhalter aufzuwickeln und nach etwas Schleifen  $L_p$  mit einem LCR-Meter zu messen. Diesen Vorgang so oft zu wiederholen, bis das gewünschte  $L_p$  erreicht wurde. Wichtig:  $L_p$  ist auch abhängig von der Position der Spule auf dem Kern. Wird später die Primärspule z.B. auf der rechten Kernhälfte verwendet, so sollte sie auch dort gemessen werden. Idealerweise sind die beiden Sekundärwicklungen bei der Messung auch schon auf einem Spulenhalter aufgebracht.

### 6.3.12.7 Streuinduktivität (Lr)

Die Streuinduktivität bezeichnet den Anteil am Magnetfeld zwischen zwei Spulen, welches nicht die jeweils andere Spule durchfließt. Daher ist die Streuinduktivität unabhängig vom Kernmaterial oder Luftspalt und ausschließlich abhängig von der Position der Spulen zueinander sowie der Anzahl der Windungen und Geometrie. Die Auslegung der Streuinduktivität über einfache Abstands-Formeln ist nur grob möglich. Genaue Werte lassen sich durch aufwendige FEM-Simulation oder experimentell ermitteln. Bei diesem Projekt konnte durch Testen verschiedener Anordnungen und Geometrien eine Streuinduktivität passender Größe hergestellt werden.

Grundsätzlich gilt, dass die Streuinduktivität quadratisch mit der Anzahl der Windungen zunimmt, sowie ein größerer Abstand der Wicklungen die Streuinduktivität erhöht.

### 6.3.12.8 Spulenhalter

Die Halter für ETD39 oder ETD44 werden mit einem SLA-Drucker gefertigt. Das Resin muss hitzebeständig sein, da im Inneren der Wicklung Temperaturen von bis zu 120°C auftreten können. Da beim SLA Druck die Modelle in der Regel aus Duroplaste bestehen, ist ein Aufschmelzen durch hohe Temperaturen nicht zu erwarten. Jedoch können Risse bei ungeeigneten Materialien infolge von Versprödung auftreten und die Isolation unwirksam machen. Andernfalls sind die Modelle sehr dicht und weisen bei ordnungsgemäßer Herstellung keine Löcher auf. Dies ist enorm wichtig, da die Halter als primäre Isolation verwendet werden (Regel EV 4.5.3 beachten). Auch wenn Modelle optisch in Ordnung zu sein scheinen, ist **immer** eine Isolationsprüfung mit Hochspannung notwendig, um die Isolationsfestigkeit zu bestätigen. Zur [Isolationsprüfung](#) findet sich später noch ein Kapitel.

### Hinweise zum SLA-Druck

- Es ist optisch zu prüfen, dass alle Pixel beim LCD- bzw. DLP-SLA-Druck funktionstüchtig sind
- Die Modelle sollen so ausgerichtet werden, dass der mittlere Zylinder (um welchen die Spule gewickelt wird) äußerlich keine Stützstruktur aufweist, um eine glatte Oberfläche zu erhalten und die Isolation der Leiter nicht zu beschädigen.
- Halter dürfen auf keinen Fall Löcher, Risse, Verunreinigungen oder Delamination aufweisen.
- Modelle können bei mechanischer Belastung scharfkantig brechen, es ist daher um Vorsicht im Umgang geboten. Bereits geringe Fallhöhen können zum Bruch führen.
- Es sind die nötigen Sicherheitsvorschriften im Umgang mit SLA-Druckern und dem UV-Harz (Resin) zu beachten und Verbrauchsmaterialien sowie Materialreste ordnungsgemäß zu entsorgen.

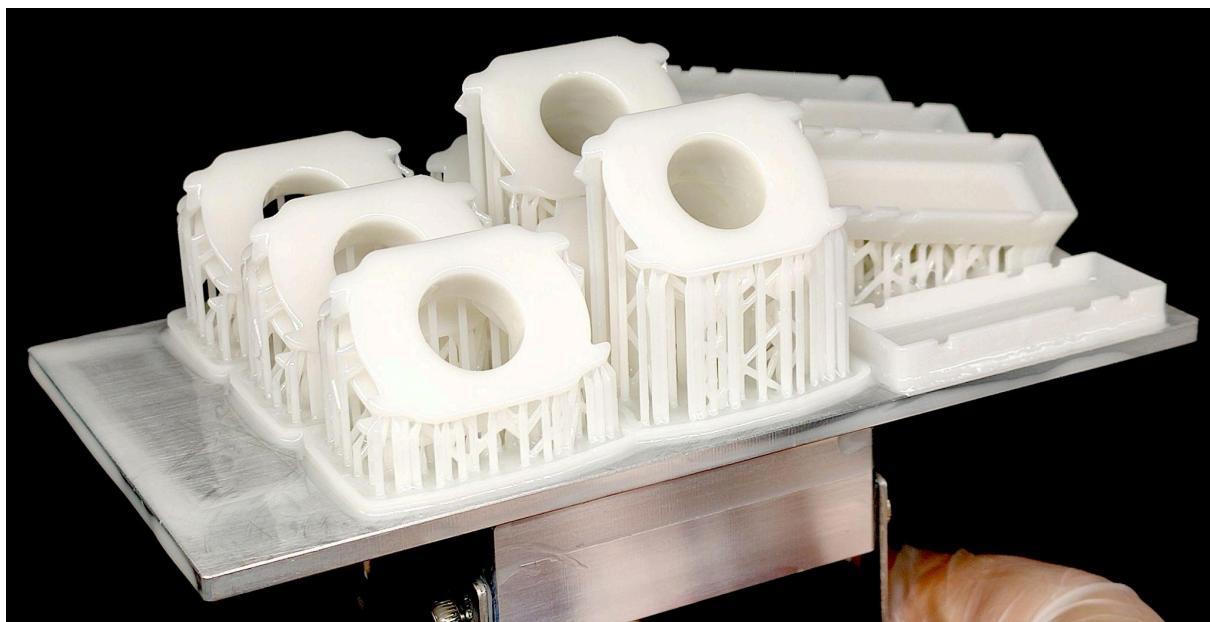


Abb. 33: SLA-Druck der ETD39 Spulenhalter mit Stützstruktur

### 6.3.12.9 Wahl der Spulenleiters

Für erste Versuche und niedrige Leistungen/Wirkungsgrade kann ein Kupferlackdraht verwendet werden. Aufgrund der vielen Verlustfaktoren (vor allem Skin- und Proximity Effekt) ist eine Hochfrequenzlitze (HF-Litze) zu empfehlen. Diese kann jedoch kaum über bekannte Distributoren bezogen werden. Bisher wurde auch noch nie ein offizielles Datenblatt einer HF-Litze gesichtet.

Zwei Distributoren, bei denen bisher bestellt wurde:

- <https://www.spulen.com/> (keine Empfehlung)  
Es steht zwar Lieferzeit 3-5 Tage, erfahrungsgemäß können es 4 Wochen oder mehr sein. Aktuell sind viele HF-Litzen nicht lieferbar und es wird nicht auf E-Mails geantwortet. Als Hersteller wird "GEHAIM" angegeben. Ahja...
- [Sabenne Modellbau \(ebay\)](#) (sehr zu empfehlen!)

Superschneller Versand per Briefpost (oft 1-2 Tage), angemessene Preise und große Auswahl. Produkte im Shop können als Meterware oder auf Rollen bezogen werden, wobei auf Rollen noch mal andere Querschnitte angeboten werden.

Nachfolgend werden nur Querschnitte aus dem Sortiment von Sabenne Modellbau verwendet.

Für den **ETD39** Trafo wird benötigt:

- 1800 mm 120 x 0,1 mm HF-Litze für 28 Windungen (Primär)
- 165 mm 600 x 0,071 mm für 2 Windungen (Sekundärwicklung 1 innen)
- 185 mm 600 x 0,071 mm für 2 Windungen (Sekundärwicklung 2 außen)
- SLA-Gedruckte Spulenhalter (Prim, Sek, Isolator)
- Ferritkernhälften (Größe ETD39):
  - 1x N27 mit 1,0 mm Luftspalt Herst.-Nr.: B66363G1000X127
  - 1x N97 ohne Luftspalt Herst.-Nr.: B66363G0000X197



Abb. 34: Kernhälften mit Luftspalt, Spulenhalter und Isolator (unten)

#### 6.3.12.10 Wie gewickelt wird

Der Wickelsinn (im Uhrzeigersinn oder gegen den Uhrzeigersinn) der Primärspule spielt keine Rolle, solange sie auf der Spule immer gleich bleibt. Der Halter der Primärspule hat in der Mitte einen Trenner, um die drei Lagen zu stabilisieren und zusätzlichen Isolationsabstand zu gewinnen. Die gezeigte Anordnung wurde gewählt, um einen Kompromiss zwischen Windungskapazität, Isolationsspannung zwischen den Windungen und Komplexität der Wicklung zu erreichen. Sie ist eine Mischung aus U-Wicklung und sektionierter Wicklung.

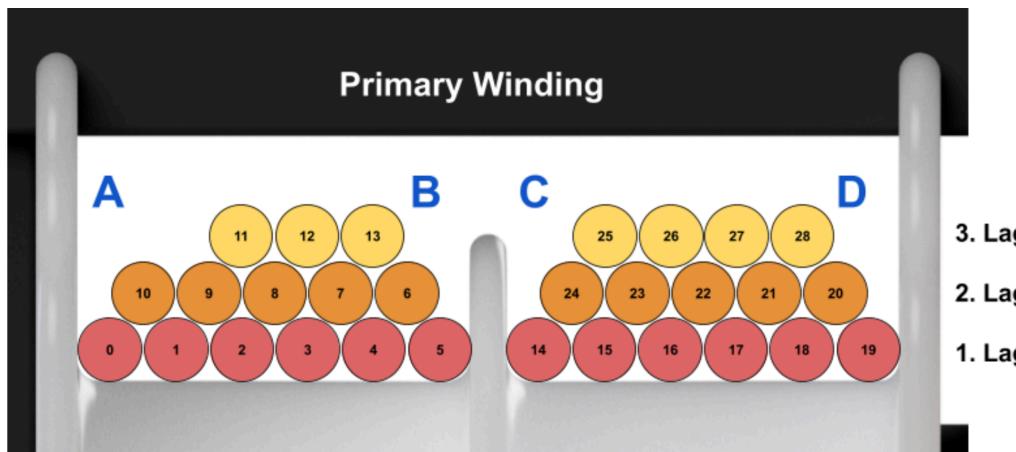


Abb. 35: Windungsaufbau Primärwicklung

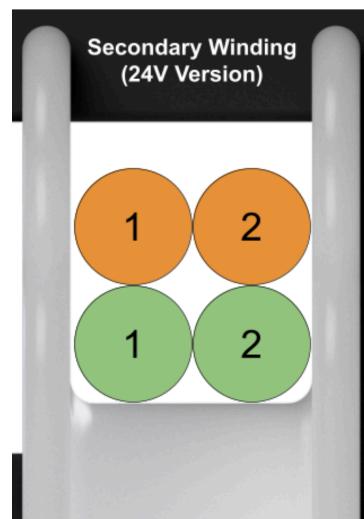


Abb. 36: Windungsaufbau Sekundärwicklung

Eine nahezu optimale Lösung wäre das sogenannte "Bank-Winding", welches zu einer sehr geringen Windungskapazität führt. Jedoch ist diese Wickeltechnik sehr aufwendig und ohne Einsatz von relativ viel Kleber von Hand schwer zu wickeln. Mehr zu verschiedenen Wickelschemas [hier](#).



Abb. 37: Vergleich des frequenzabhängigen Widerstandes der Bank-Wicklung (violett) vs. U-Wicklung (blau) mit jeweils 30 Windungen auf ETD39 Halter (ohne Kern). Die Resonanzfrequenz der U-Wicklung liegt bei 11,3 MHz, mit einer Induktivität von 11,6  $\mu\text{H}$  ergibt es eine Wickelkapazität von 17,1 pF. Die Resonanzfrequenz der Bank-Wicklung ist für das Messgerät zu hoch, mithilfe eines zusätzlichen Kondensators (ca. 9 pF (+/- 0,5)) konnte eine Resonanzfrequenz von 15,6 MHz ermittelt werden, was bei 10,87  $\mu\text{H}$  (abzüglich der 9 pF) eine Wickelkapazität von 0,55 pF ergibt und einer Resonanzfrequenz von 65 MHz entspricht. Der Messfehler mag groß sein, aber das Ergebnis zeigt durchaus das Potenzial dieser Wickeltechnik. Bei Annahme, dass die Eingangsspannung über der gesamten Kapazität anliegt, ergibt sich eine 31-fache Reduktion der kapazitiven Wicklungsverluste. Jedoch benötigt dieses Wickelschema mehr Platz (schlechtere Isolation zu den Ferritkernen)

### 6.3.12.11 Verringerung von Transistor-Verlusten

Die Hauptverluste der Wicklungen setzen sich aus dem Gleichstromwiderstand ( $R_{DC}$ ) der Wicklung und dem frequenzabhängigen Wechselstromwiderstand ( $R_{AC}$ ) zusammen, wobei der Proximity-Effekt und Skin-Effekt den größten Einfluss auf  $R_{AC}$  haben. Die Verluste lassen sich über den Widerstand nach der bekannten Formel  $P_{verlust} = (R_{DC} + R_{AC}) \cdot I^2$  berechnen.

Während der Gleichstromwiderstand aus der Schulphysik bekannt sein sollte, ist der frequenzabhängige Wechselstromwiderstand nicht mit der Impedanz zu verwechseln! Es wird hier der Realteil der Impedanz betrachtet - *Also eigentlich ja ganz normal der Widerstand? Dieser ist doch nicht frequenzabhängig?!*

Tatsächlich kommt es bei gewöhnlichen Leitern und hohen Frequenzen durch den Proximity-Effekt und Skin-Effekt zur Ladungsverdrängung.

Der Skin-Effekt verursacht, dass die Ladungsträger nicht mehr durch den gesamten Leiter fließen, sondern nur noch im äußeren Ring, wodurch der effektive Querschnitt verringert wird und der Widerstand sich erhöht.

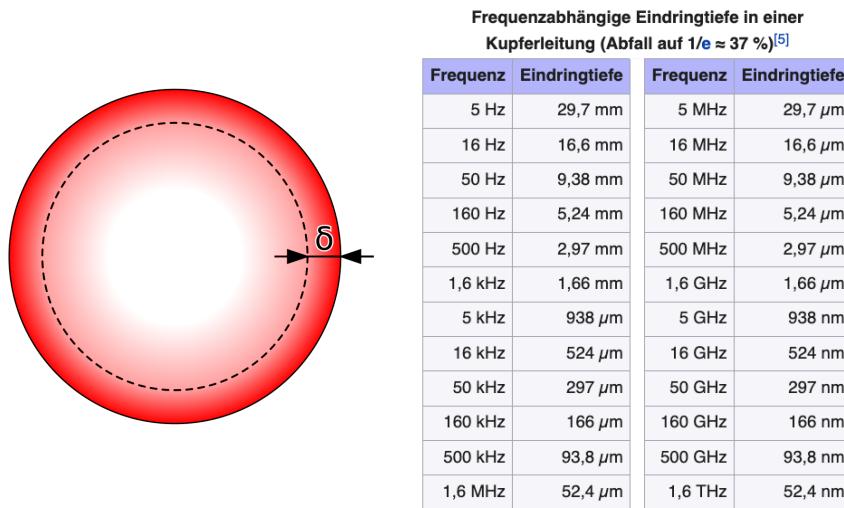


Abb. 38: Frequenzabhängige Eindringtiefe, <https://de.wikipedia.org/wiki/Skin-Effekt>

Um den Skineffekt zu verringern, bietet sich die Möglichkeit, anstatt einem Leiter ein Leiterbündel mit vielen isolierten Einzelleitern (sog. Hochfrequenzlitze) zu verwenden. Dabei sind die einzelnen Leiter dünn genug, dass sie möglichst vollständig durchdrungen werden. Bei dem Transformator in diesem Projekt wird zum Beispiel sekundärseitig eine Litze mit 600 Einzelleitern und einem Durchmesser von 71 μm verwendet. Wie der Tabelle entnommen werden kann, würde selbst bei 500 kHz der Kernbereich des Leiters mit mehr als 63 % der Ladungsträger durchflossen werden.

Der Proximity-Effekt ist ähnlich dem Skin-Effekt, nur dass die Ladungsträger durch umgebende Leiter verdrängt werden. Dieser Effekt skaliert exponentiell mit der Anzahl der Lagen übereinander liegenden Leitern.

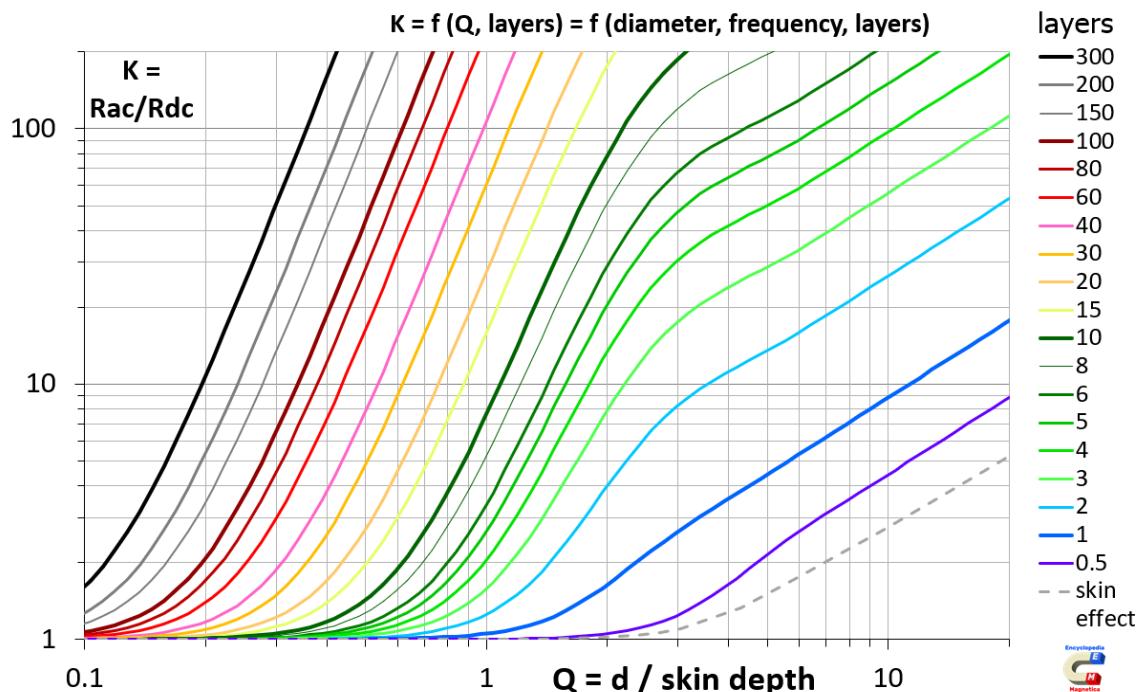


Abb. 39: Dowell's Curves für Kupfer bei 20°C und einem Porositätsfaktor von 0,785

[S. Zurek, Encyclopedia Magnetica, CC-BY-4.0](#)

Um den Proximity-Effekt zu verringern, sollten daher möglichst wenig Leiter einer Wicklung mit gleicher Stromrichtung übereinander liegen. In der Praxis limitiert das Wickelfenster des Transfomators die Breite der Wicklung. Daher kann es je nach Leiterquerschnitt und Anzahl der Windungen notwendig sein, mehrere Leiter übereinanderzulegen. Bei dem Transformator in diesem Projekt liegen bei erster Betrachtung 3 Lagen übereinander. Bei genauerer Betrachtung muss jedoch jeder einzelne Leiter der Hochfrequenzlitze beachtet werden! Bei Annahme einer rechteckigen Leiterverteilung kann die Anzahl der Lagen approximiert werden:

$$N_{\text{Lagen}} = \sqrt{N_{\text{Leiter}}}$$

$$N_{\text{Lagen}} = \sqrt{600} = 24.5$$

Es liegen also nicht mehr 3 Lagen vor, sondern insgesamt ca. 74.

Für dieses Problem hat der Autor eine Tabelle erstellt, welche auf dem Script für Proximity-Effekte von [Stan Zurek, Proximity effect, Encyclopedia Magnetica, http://www.e-magnetica.pl/doku.php/proximity\\_effect](#) basiert.

Das Script wird hierbei in einem Google-Sheet über die Apps Script Erweiterung für jede Zelle ausgeführt. Als Ergebnis erhält man die Verlustleistung in Watt für die angegebene Drahtlänge, Lagenzahl, Temperatur, Stromstärke, Füllfaktor, Schaltfrequenz und Leiterzahl.

Layer je Leiter	Layer Total	Litzen [mm <sup>2</sup> ]	P <sub>loss</sub> [W] vs. Querschnitt bei HF-Litze Querschnitt [mm <sup>2</sup> ]						150 kHz für Kupfer @			20 °C und			2 Layer Wicklungen mit Porosity #						0,785 Drahtläng			150 cm			Strom			4 A <sub>rms</sub>					
			0,36	0,50	0,56	0,62	0,71	0,80	0,98	1,13	1,26	1,38	1,60	1,78	1,95	2,11	2,26	2,39	2,52	2,76	3,09	3,57	3,99	4,37	5,05	5,64	25								
1	2	1	17,857	16,417	15,041	13,773	11,759	10,342	8,242	7,092	6,344	5,796	5,026	4,496	4,104	3,799	3,554	3,351	3,179	2,902	2,596	2,248	2,010	1,835	1,589	1,422									
1	3	2	14,554	14,973	15,825	18,485	17,488	16,093	13,032	10,998	9,649	8,712	7,485	6,692	6,115	5,667	5,304	5,002	4,746	4,332	3,875	3,355	3,001	2,738	2,372	2,122									
2	4	5	7,350	8,304	9,169	10,004	11,367	12,259	12,823	12,194	11,237	10,296	8,757	7,681	6,874	6,293	5,845	5,490	5,198	4,743	4,248	3,685	3,298	3,010	2,606	2,331									
3	6	10	5,938	5,779	6,269	6,860	8,132	9,367	11,861	13,362	14,047	14,165	13,521	12,478	11,433	10,506	9,716	9,048	8,489	7,611	6,701	5,751	5,139	4,699	4,076	3,647									
4	9	20	5,111	4,168	4,298	4,556	5,255	6,061	8,140	10,064	11,708	13,043	14,824	15,642	15,800	15,588	15,112	14,552	13,958	12,786	11,287	9,488	8,302	7,480	6,417	5,738									
7	14	50	4,446	2,853	2,660	2,600	2,681	2,895	3,652	4,523	5,416	6,304	7,994	9,525	10,863	12,001	12,927	13,675	14,248	14,961	15,239	14,582	13,470	12,342	10,483	9,155									
9	17	75	4,301	2,563	2,299	2,169	2,106	2,179	2,591	3,132	3,718	4,317	5,523	6,699	7,798	8,830	9,778	10,641	11,405	12,696	13,969	14,909	14,852	14,324	12,855	11,452									
10	20	100	4,247	2,442	2,147	1,985	1,864	1,876	2,140	2,538	2,981	3,450	4,406	5,381	6,296	7,196	8,057	8,873	9,641	11,021	12,694	14,509	15,345	15,524	14,864	13,730									
11	22	120	4,208	2,374	2,060	1,882	1,727	1,705	1,885	2,198	2,562	2,951	3,755	4,572	5,379	6,170	6,637	7,678	8,381	9,706	11,416	13,531	14,823	15,470	15,537	14,809									
12	24	150	4,164	2,287	1,954	1,755	1,556	1,491	1,565	1,772	2,031	2,316	2,922	3,546	4,172	4,794	5,406	6,005	6,589	7,705	9,230	11,333	12,877	13,918	14,840	14,789									
14	28	200	4,132	2,223	1,873	1,658	1,427	1,331	1,324	1,452	1,633	1,840	2,291	2,767	3,251	3,738	4,223	4,703	5,178	6,107	7,432	9,412	11,073	12,417	14,200	15,028									
16	32	250	4,116	2,189	1,830	1,608	1,358	1,244	1,198	1,280	1,419	1,583	1,952	2,345	2,751	3,160	3,570	3,980	4,388	5,193	6,363	8,191	9,823	11,247	13,437	14,835									
17	35	300	4,100	2,159	1,793	1,561	1,299	1,170	1,084	1,132	1,233	1,361	1,657	1,978	2,313	2,652	2,994	3,337	3,680	4,381	5,364	6,963	8,444	9,789	12,031	13,678									
20	40	400	4,080	2,120	1,745	1,503	1,221	1,074	0,938	0,993	0,992	1,072	1,272	1,499	1,738	1,984	2,234	2,487	2,740	3,249	4,009	5,243	6,431	7,555	9,583	11,287									
22	45	500	4,071	2,100	1,719	1,473	1,180	1,023	0,862	0,837	0,865	0,920	1,069	1,245	1,435	1,632	1,832	2,036	2,241	2,654	3,275	4,301	5,300	6,266	8,079	9,699									
24	49	600	4,063	2,086	1,698	1,450	1,150	0,984	0,805	0,760	0,769	0,805	0,916	1,054	1,205	1,365	1,527	1,694	1,862	2,202	2,715	3,568	4,407	5,233	6,803	8,261									
27	55	750	4,055	2,072	1,683	1,428	1,123	0,950	0,753	0,691	0,682	0,701	0,778	0,881	0,998	1,123	1,252	1,384	1,519	1,791	2,205	2,894	4,269	5,594	6,854										
32	63	1000	4,047	2,056	1,664	1,407	1,092	0,912	0,696	0,615	0,588	0,582	0,627	0,693	0,772	0,859	0,951	1,046	1,143	1,342	1,645	2,158	2,672	3,184	4,194	5,179									
35	71	1250	4,043	2,048	1,654	1,395	1,076	0,892	0,667	0,575	0,538	0,528	0,547	0,593	0,653	0,720	0,792	0,867	0,945	1,103	1,348	1,764	2,194	2,603	3,437	4,258									
39	77	1500	4,043	2,042	1,646	1,385	1,063	0,876	0,643	0,544	0,499	0,480	0,484	0,514	0,558	0,609	0,665	0,725	0,786	0,914	1,112	1,450	1,792	2,135	2,821	3,500									
45	89	2000	4,039	2,036	1,637	1,375	1,049	0,859	0,616	0,509	0,455	0,428	0,414	0,426	0,453	0,487	0,525	0,567	0,611	0,704	0,849	1,101	1,357	1,615	2,132	2,650									
55	110	3000	4,035	2,028	1,628	1,364	1,036	0,842	0,591	0,475	0,412	0,377	0,346	0,341	0,351	0,367	0,389	0,414	0,441	0,499	0,594	0,761	0,932	1,107	1,458	1,812									
71	141	5000	4,031	2,022	1,622	1,356	1,024	0,826	0,569	0,445	0,375	0,332	0,287	0,268	0,262	0,284	0,271	0,281	0,294	0,323	0,373	0,466	0,565	0,666	0,872	1,081									

Abb. 40: Visuelle Darstellung der Verlustleistung für gegebene Leiterzahl und Querschnitte

Die Erkenntnis aus der Darstellung ist, dass eine Litze, bestehend aus 300 Einzelleitern mit einem Gesamtquerschnitt von 0,75 mm<sup>2</sup> die gleiche Verlustleistung besitzt wie eine deutlich größere Litze bestehend aus 600 Einzelleitern mit einem Gesamtquerschnitt von 2,5 mm<sup>2</sup>. Dies ermöglicht mehr Litzen nebeneinander, reduziert also die Lagenzahl und somit weiter die Verluste.

Dieses Prinzip wurde bei einem Transfomator Design mit einer 105 x 0,05 mm (0,21 mm<sup>2</sup>) Litze auf die Spitze getrieben. Jedoch wurde nicht beachtet, dass bei einer so dünnen Litze die Oberfläche zur Wärmeabgabe stark verringert ist, sodass ohne Lüfter diese Wicklung schnell überhitzte.

Auch an dieser Stelle gäbe es Bedarf für ein Projekt, welches sich nur mit der Optimierung der Wicklung beschäftigt.

Die Vermessung des Transfomators und seinen Wicklungen erfolgt mittels Impedanzanalyse. Hier kann der frequenzabhängige Widerstand direkt abgelesen werden.

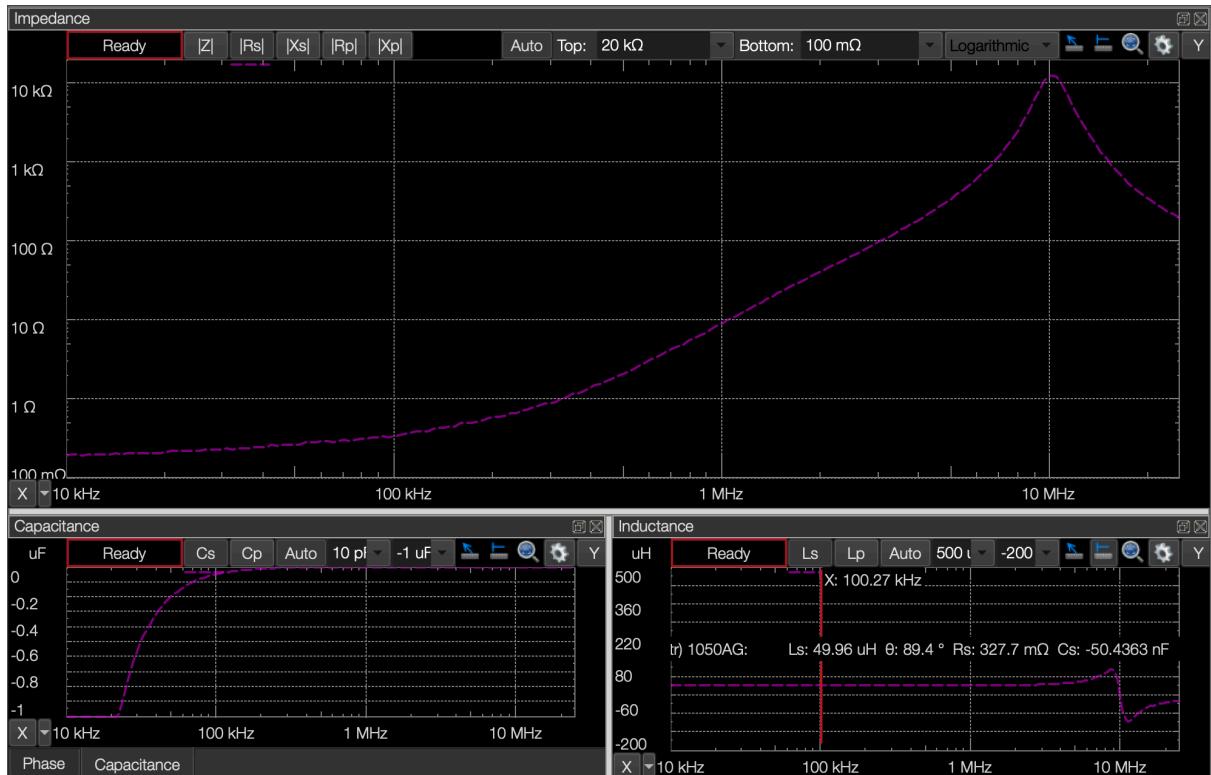


Abb. 41: Frequenzabhängiger Widerstand der Primärwicklung mit Kurzgeschlossener Sekundärwicklung, gemessen mit Analog Discovery 2 und Impedanz Analyzer Erweiterung.

Bei der Impedanzanalyse ist zu beachten, dass die Kernhälften mit einer Klemme zusammengedrückt werden (keine Schraubzwingen wegen sprödem Ferrit und Magnetfeld). Bei der Kurzschlussmessung ist nur eine Sekundärwicklung kurzzuschließen.

Neben dem Widerstand ist für die Verlustleistung der Strom maßgeblich entscheidend. Bei einer Halbbrückentopologie ist der Strom doppelt so hoch wie bei einer Vollbrückentopologie, da bei gleicher Leistung der Spannungshub nur halb so groß ist. Die Umsetzung würde aber deutlich mehr Platzbedarf und Komplexität auf der Platine bedeuten, weshalb bei diesem Projekt nur eine Halbbrücke verwendet wird.

### 6.3.13 Isolationsprüfung

Das Regelwerk der Formula Student schreibt eine Isolationsfestigkeit der dreifachen maximalen Akkuspannung als AC RMS Wert für eine Minute vor. In diesem Fall liegt die Akkuspannung bei maximal 600 V, daher muss die Isolationsspannung mindestens 1800 V AC RMS betragen. Die Regeln geben zwar keine Prüffrequenz vor, jedoch sind 50 Hz üblich.

Test Setup for Isolation Test (with Oscilloscope)

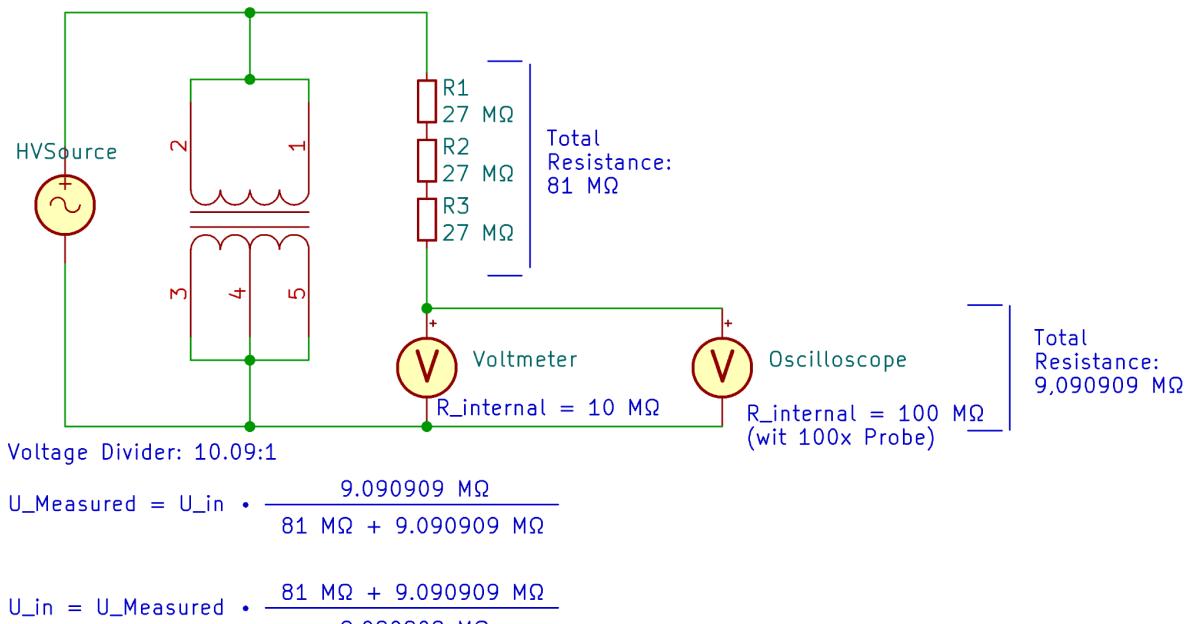


Abb. 42: Schaltung des Messaufbaus

Die Durchschlagserkennung wurde sowohl mit einem Oszilloskop durch das Triggern auf kurze Spannungseinbrüche erfasst, als auch akustisch bzw. durch elektromagnetische Interferenz auf dem Mikrofon für die Videoaufnahme. Neben dem Isolationstest wurde eine weitere Aufnahme zum Nachweis der Funktionalität der verwendeten Messmittel erstellt. Die Videoaufnahmen dienen als Nachweis der bestandenen Isolationsprüfung und befinden sich in der [Scrutineering Support Präsentation](#).

### 6.3.14 Y-Cap

Der Y-Kondensator dient zur Ableitung von kapazitiv übertragenen Strömen, die im Wesentlichen durch parasitäre Kapazitäten des Transfomers entstehen, da dieser an der Halbbrücke zwischen der HV-Versorgungsspannung und 0V geschaltet wird. Ein Y-Cap zwischen den Grounds der ansonsten isolierten HV- und LV-Seite lässt einen Rückfluss der ungewollt übertragenen Ströme zu.



Abb. 43: Spannung zwischen GND von HV- und LV-Seite ohne Y-Kondensator



Abb. 44: Spannung zwischen GND von HV- und LV-Seite mit 3,3 nF Y-Kondensator

Der Y-Cap bildet zusammen mit der parasitären Kapazität des Transformators quasi einen kapazitiven Spannungsteiler, dessen Mittelanzapfung auf dem LV-Ground liegt. Die Vergrößerung des Y-Cap verringert die Spannung zwischen den Grounds. Bei den obigen Oszillogrammen konnte die Spannung von 25 Vpp auf 0,5 Vpp gesenkt werden. Die Höhe der Spannung ist abhängig von der Eingangsspannung und der Größe der Windungskapazität zwischen Prim- und Sek/Tertiärwicklung, jedoch kaum Last- oder frequenzabhängig. Werte für den Y-Cap zwischen 1 und 4,7 nF können ohne Probleme

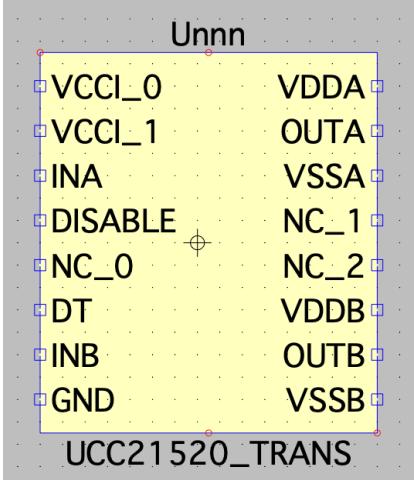
verwendet werden. Ein Betrieb ohne Y-Cap ist technisch zwar möglich, jedoch wird das GND-Potenzial durch die übertragenen Ströme verschoben, sodass LV-Verbraucher gegenüber dem HV-GND kein Null-Potenzial mehr besitzen und einer ständig Galvanisch/Kapazitiv gekoppelten Störung ausgesetzt sind. Y-Kondensatoren können jedoch genauso Störungen von dem HV-System in das LV-System einkoppeln, daher sollten sie nicht zu groß ausfallen.

Y-Kondensatoren sind **immer** als Sicherheitskondensatoren auszuführen, da sie im Fehlerfall hochohmig werden. Normale Kondensatoren können im Fehlerfall dauerhaft leitfähig werden und würden die galvanische Isolation unwirksam machen.

## 6.4 Simulation

Simulation: [ltspice/DCDCv9-3.asc](#)

Mit den aus vorherigen Abschnitten gewonnenen Kenngrößen wurde ein vollständiger Aufbau der Schaltung in LTspice umgesetzt. Die verwendeten Dateien für den UCC25600, UCC21520 und TL431 müssen leider selbst von den Quellen bezogen werden, da sie aus Lizenzgründen nicht inkludiert werden können.

Modell	URL
UCC25600 (und weitere)	<a href="https://web.archive.org/web/20220309044647/http://valvol.xyz/soft/ValVol.zip">https://web.archive.org/web/20220309044647/http://valvol.xyz/soft/ValVol.zip</a>
TL431 (standard model) <i>Die nachfolgenden Dateien werden als Reintext angezeigt und müssen als Datei mit der entsprechenden Endung abgespeichert werden.</i>	<a href="https://web.archive.org/web/20200805015613/http://ltwiki.org/images/e/e4/TL431.sub">https://web.archive.org/web/20200805015613/http://ltwiki.org/images/e/e4/TL431.sub</a> <a href="https://web.archive.org/web/20240224235540/https://ltwiki.org/images/f/fb/TL431.asy">https://web.archive.org/web/20240224235540/https://ltwiki.org/images/f/fb/TL431.asy</a>
TL431.sub - Place in \lib\sub TL431.asy - Place in \lib\sym\Voltage Regulators	
UCC21520 1.) Unverschlüsseltes PSpice Modell runterladen 2.) Datei mit LTSPice öffnen 3.) Stelle suchen, welche mit blauem Text ".SUBCKT" beginnt. Das "+" in der roten Zeile darunter muss entfernt werden und der nachfolgende Text auf die vorherige (blaue) Zeile gerückt werden. 4.) Den gesamten blauen Text markieren, dann Rechtsklick → Create Symbol. Das neue Symbol muss 16 Anschlüsse haben (davon 3 mit NC) 5.) Anordnen der Pins nach Datenblatt oder eigenen Wünschen. 6.) Speichern des Symbols in \lib\sym Speichern des Modells (.lib) in \lib\sub	<a href="https://www.ti.com/de/lit/zip/slum543">https://www.ti.com/de/lit/zip/slum543</a> 

Nach Einfügen der Modelle in die lokale LTSPice Bibliothek kann die Schaltung des LLC-Konverters geöffnet werden.

Mit den nachfolgenden Einstellungen konnte eine gute Simulationsgeschwindigkeit bei ausreichender Genauigkeit erreicht werden.

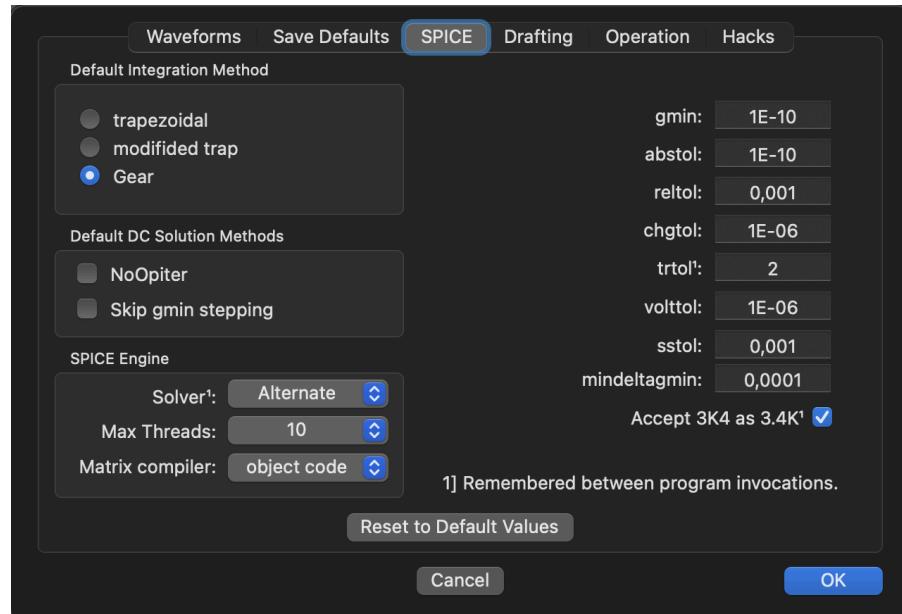


Abb. 45: Spice Einstellungen in LTSpice

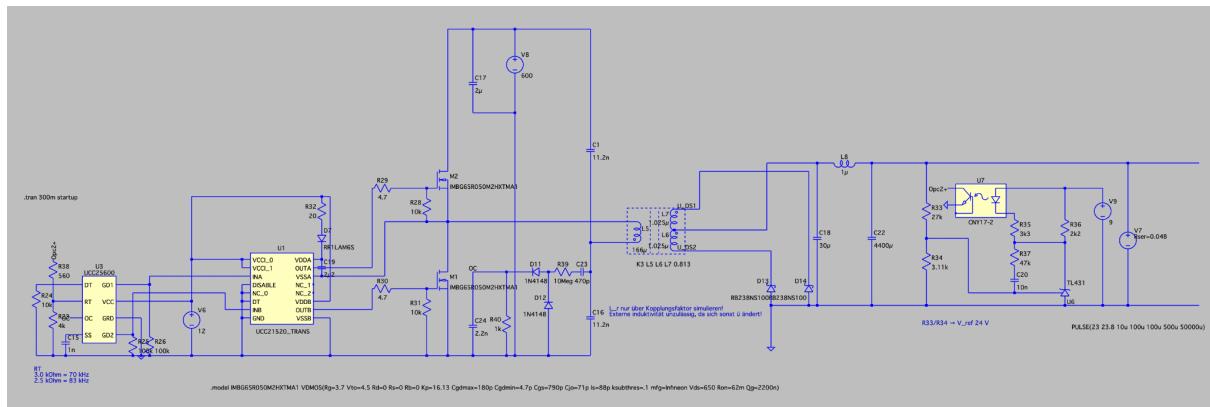


Abb. 46: Gesamtaufbau der Simulation

### Hinweise zur Simulation:

- Die Last ist auf eine Leistung von ca. 500 W über eine Spannungsquelle (bidirektional) eingestellt. Die Spannungsquelle wird zu Beginn außerdem genutzt, um die Ausgangskondensatoren vorzuladen, was die Simulation bis zum Einregeln beschleunigt.
- Der Softstart-Kondensator ist kleiner als tatsächlich, um die Simulation bis zum Einregeln zu beschleunigen.
- Der Widerstand für die Überstromeinstellung (R40) ist in der Simulation kleiner als tatsächlich, um ein ähnliches Ansprechverhalten zu erreichen.
- Sämtliche Bauteile unterliegen modellbedingten Abweichungen. Im Zweifel sind reale Messwerte vorzuziehen.

## 7 Berechnungen

(Unvollständig)

### Bootstrap Widerstand

Verwendete Diode: VS-E7FX0212-M3

V\_DD = 12 V

V\_Diode = 1,6 V @ 2 A

$$R_{boot} = \frac{12V - U_{diode}}{I_{diode}} = \frac{12V - 1.6V}{2A} = 5.2\Omega$$

R\_Boot sollte bei mindestens 5.2 Ω liegen. Es wurden 20Ω zur Sicherheit gewählt. Der Diodenstrom beträgt somit 520 mA.

$$I_{boot} = \frac{12V - U_{diode}}{R_{boot}} = \frac{12V - 1.6V}{20\Omega} = 0.52A$$

Bei der Wahl des Diodenwiderstands ist zu beachten, dass ein größerer Wert den Aufladevorgang verlangsamt und bei hohen Schaltfrequenzen zu einem signifikanten Spannungsabfall führen kann.

### MOSFET Schaltverluste

$$P_{gate} = 2 \cdot V_{DD} \cdot Q_G \cdot f_{sw}$$

$$Q_{IMBG65R050} = 22nC$$

$$P_{gate} = 2 \cdot 12V \cdot 22nC \cdot 140kHz = 73,9mW$$

## 8 Diskussion der Messverfahren

- Die Ausgangsspannung wird vor der Sicherung zwischen dem Messpunkt 24V\_TP und GND gemessen, da sonst der Spannungsabfall über die Sicherung die Messung beeinflusst. Unter dem Aspekt einer CV-Regelung wäre er sonst lastabhängig und abhängig von der gewählten Sicherung. Bei Bedarf kann ein Korrekturfaktor verwendet werden, um die Ausgangsspannung/Leistung inklusive der Sicherung zu errechnen.
- Die Temperaturmessung erfolgt mit einer Wärmebildkamera. Je nach Oberfläche sind Messfehler durch Reflexionen oder einen geringen Emissionsgrad nicht ausgeschlossen. Bei den Messungen wurden solche Einflüsse nicht beobachtet, hingegen war die Messung von Objekten mit bekannter Raumtemperatur um ca. 1 K bis 4 K erhöht. Aus diesem Grund wird zusätzlich eine Referenzmessung nach jeder Messreihe getätigt.
- Die Messung der Temperaturen erfolgt idealerweise nach dem Erreichen eines thermischen Gleichgewichts. Da die nötige Zeit aber je nach Bauteil zwischen einer

Minute (z.B. SR MOSFETS) und 10 Minuten (Transformator) liegt, wird die Zeit zwischen Laständerung und Temperaturmessung notiert, um eine gewisse Vergleichbarkeit der Temperaturmessungen zu erreichen.

- Bei einigen Temperaturmessungen wurde der Konverter kopfüber betrieben, um bestimmte Messpunkte zu erreichen. Hierbei erhöhen sich einige Bauteiltemperaturen stärker aufgrund der Wärmeabgabe des Transformators, welcher auf der Unterseite der PCB eine stärkere Wärmekonvektion an die PCB aufweist.
- Die verwendeten Messgeräte zur Wirkungsgradmessung sind fast vollständig TrueRMS Messgeräte (außer für die Ausgangsspannung). Da jedoch Strom- und Spannungsmessung separat erfolgen, könnte auch bei einer vorwiegenden DC-Spannung/Strom ein kleiner Messfehler durch Erfassung der Scheinleistung entstehen.
- Die Messgeräte wurden gegen ein kalibriertes SDM3065X referenziert, um den statistischen Messfehler zu ermitteln. Für die Strommessung am Ausgang wurde der Shunt gegen das UT61+ referenziert, da es kurzzeitig mit bis zu 20 A belastet werden kann und im Messbereich bis 10 A gegenüber dem SDM3065X nur eine Abweichung von ca. +-3 mA besitzt. Das SDM3065X selbst wurde für die Strommessung verwendet. Der Messfehler wurde als vernachlässigbar klein angenommen.

Reference U_in U_in	
SDM3065X [V]	UT61+ [V]
0,996242	-0,03%
1,992525	-0,04%
4,00625	-0,03%
7,00766	-0,02%
10,01391	-0,03%
15,01586	-0,03%
20,01871	-0,02%
30,0098	-0,03%
40,0220	-0,03%
50,0123	0,00%

Reference I_in [IS REFERENCE]	
SDM3065X [A]	SDM3065X [A]
0,000001	0%
0,2083	0%
1,0084	0%
2,0109	0%
4,0116	0%
6,0116	0%
8,0138	0%
10,01	0%

Reference U_out U_out	
SDM3065X [V]	VC-330 [V]
0,996242	0,28%
1,992525	0,27%
4,00625	-0,16%
7,00766	0,03%
10,01391	0,06%
15,01586	0,03%
20,01871	0,06%
30,0098	-0,03%
40,0220	-0,05%
50,0123	-0,02%

Reference I_out I_out		
UT139C mV	UT139C mA	
1,26	1.008	0,159%
2,53	2.007	-0,114%
6,35	5.011	0,012%
12,72	10.017	0,004%
19,10	15.033	-0,003%
25,27	19.887	0,001%

Der Gesamtfehler des Wirkungsgrades im genutzten Wertebereich ( $U_{out} \approx 24V$ ) bei geringer Last am Ausgang liegt bei 0,175 %. Bei hoher Last am Ausgang kann der Messfehler sogar unterhalb von 0,07 % liegen. Es ist aber anzunehmen, dass diese geringen Messfehler in der Praxis mit dynamischen Lasten, EMV und unförmigen Spannungen/Strömen nicht erreicht werden. Eine professionelle Vermessung des Konverters mit geeigneten Messmitteln wäre daher durchaus schön. 😊

## 9 PCB-Design

Nicht so wichtig für das Release, unvollständig.

Nach der Fertigstellung des Schaltplans und der Dimensionierung des Transformators erfolgt das Design der Platine. Wie auch schon beim Schaltplan wurde dazu das Open-Source-Programm KiCAD verwendet.

Eine besondere Schwierigkeit beim Design mit Hochspannung sind die nötigen Isolationsabstände. Diese können mit den Calculator Tools berechnet werden. Mithilfe von Custom Design Rules in der Datei [DCDCv9-3.kicad\\_dru](#) können Abstände zwischen Netzen definiert werden. Diese verhindern bereits beim Legen von Leiterbahnen, dass sich die Leitungen zu nahe kommen. Die Regeln wurden jedoch nur für besonders große Spannungsunterschiede implementiert, da ansonsten mehrere hundert Regeln notwendig wären. Sie wurden restriktiv gewählt, sodass bei der Kontrolle im DRC mehr Fehler entstehen, als tatsächlich problematisch wären. Diese Fehler müssen händisch überprüft und anschließend exkludiert werden.

Potential zwischen zwei Leitern	nötiger Abstand außen-/innen-lage	verwendeter Abstand außen-/innen-lage	Rundungs-radius	Verwendung
≤ 100 V	0.050 / 0.1 mm	0.2 / 0.2 mm	0.5 mm	24 V und Signale
≤ 150 V	0.400 / 0.2 mm	0.4 / 0.2 mm	1.0 mm	Sekundärseitige Gleichrichtung
≤ 630 V	1.197 / 0.575 mm	1.2 / 0.6 mm	1.0 mm	HV Eingang
alles zur Außenkante	-	0.3 / 0.3 mm	-	-
HV zu LV	4.0	4.5	-	Galvanische Isolation

Ein Definieren von Spannungsebenen, sodass KiCAD selbst die Abstände anhand der Spannungsunterschiede berechnet, ist leider nicht möglich (feature request?).

### 9.1 Design Grundregeln

- Funktion vor (optischem) Design
- Auf Leistungsverluste achten:
  - Komponenten und Topologie so effizient wie möglich wählen
  - Stromführende Leiterbahnen/Ebenen so breit wie möglich, um einen niedrigen Widerstand zu erreichen
  - Den physikalischen Aufbau der Leiterplatte beachten:
    - Wie viele OZ Kupfer sind auf welcher Lage?

- Wie dick sind Prepreg und Kernmaterialien?
- Parasitäten (induktiv/kapazitiv) von Leiterbahnen/Ebenen beachten
- gute Wärmesenken für Komponenten, die Wärme erzeugen, erstellen
- Herausfinden, welche Komponentenwerte wichtig sind und eine gewisse Sicherheitsmarge hinzufügen
- Das günstigste Produkt wählen, das diese Anforderungen erfüllt, von einem etablierten Hersteller
- nicht bei Komponenten sparen, die für die Sicherheit, Zuverlässigkeit, Effizienz oder Leistung wichtig sind.
- Im Zweifelsfall ~~weglassen~~ Simulationen machen.
- Wenn die Simulationen ungenau oder zu zeitaufwendig sind, versuchen es in echt zu messen. Aber immer daran denken: „Wer misst, misst Mist“.
- RTFM (Ausrufezeichen)

## 9.2 PCB-Anforderungen (für beste Leistung)

- 4-Lagen-Leiterplatte
- 1,6 mm (Standard) Dicke
- 2 OZ Außenkupfer, min. 0,5 OZ Innenkupfer (2 OZ für Innenlagen wären am besten, sind aber teuer, daher werden Innenlagen hier weniger für hohe Ströme verwendet)
- TG 130 oder höher
- Die matte Rückseite der PCB-Maske bietet den besten Emissionsgrad
- gefüllte und abgedeckte Vias wären am besten, aber gestopfte Vias haben bisher keine Probleme verursacht (auch nicht bei PCBA)
- Verwendete Vias Größe: 0,4 mm Lochdurchmesser, 0,8 mm Ring
- HASL bleifrei oder bleihaltig? Beide funktionieren gut, aber für die EU ist es besser, das bleifreie zu nehmen.

## 9.3 KiCAD Hinweise

- Wenn das Plugin „Fabrication Toolkit“ verwendet wird, muss die Leiterplatte aus dem Schaltplan aktualisiert werden, um eine aktuelle Stückliste zu erzeugen.
- Sonderzeichen wie „ $\mu$ “ und „ $\Omega$ “ werden von JLCs BOM-Reader nicht unterstützt. Darauf ist zu achten, da sonst keine passenden Bauteile gefunden werden.

# 10 Messdaten Auswertung

Nicht so wichtig → Später

## 10.1 Thermische Analyse

Mit Wärmebildern zeigen, was wo wie warm wird. Nicht so wichtig → Später  
(Alternativ siehe Datenblatt und Messtabellen Temps)

## 11 Fazit

Der Konverter hat erreicht, was ursprünglich gefordert war: Eine leistungsstarke, (bisher) zuverlässige und kostengünstige Niederspannungsquelle. Die geringe Größe, welche im Verlauf der Entwicklung möglich wurde, setzte durch die beschränkte Wärmeabgabe einen hohen Wirkungsgrad voraus. Gerade in Zeiten von Energieeinsparung, für den Autor persönlich, ein erstrebenswertes Ziel. Leider hat die Größe auch ihre Schattenseiten. So führen kleine Änderungen am Schaltplan teilweise zu zeitaufwendigen Layout-Verschiebungen, welche erneute Abstandsprüfungen für Isolation nach sich ziehen. Manche Features, wie ein Verpolschutz, konnten aus Platzgründen nicht implementiert werden. Die Idee, nur die Platine als Kühlkörper zu verwenden, verringert zwar Kosten und Komplexität beim Zusammenbau, stößt aber an Leistungsgrenzen. Auch wenn im Verlauf der Entwicklungen näher an die Grenzen der Bauteil-Spezifikationen ausgelegt werden konnte, ist nicht abzustreiten, dass einige Komponenten aus Platzgründen mit wenig Sicherheitsfaktor (thermisch) auskommen müssen.

All demgegenüber steht der große Wissenszuwachs im Bereich der Leistungselektronik, Transformatoren-Design und Platinenlayout. Für die Bereiche jeweils hervorzuheben sind die Erkenntnisse von Verringerung der Schalt- und Leitverluste, Optimierung von Proximity-Verlusten und Leiteraufbau sowie Minimierung von parasitären Leitungseigenschaften.

Das Resultat dieser zeit- und kostenintensiven Entwicklung kann sich aber durchaus mit am Markt erhältlichen Modulen in den Punkten Wirkungsgrad, Kosten und Features messen.

## 12 Lessons Learned

- Idioten-Tests machen. Zum Beispiel den Enable-Schalter jemandem zum Spielen geben, mit der Aufgabe: Versuch den DCDC zu zerstören (selbstverständlich mit HV am Eingang angeschlossen). Das war bei der v8 schon schwierig, bei der v9 hat es bisher noch keiner geschafft.
- Limits testen bis zur Zerstörung - nicht nur denken, was es aushält, sondern es auch wissen. Neue Designs haben noch keine Langzeittests bestanden und werden häufig unter eher optimalen Bedingungen getestet. Durch Ausreizen verschiedener Parameter (Eingangsspannung, Leistung, Umgebungstemperatur usw.) können worst-case Bedingungen geschaffen und damit Grenzen der Zuverlässigkeit ermittelt werden.
- Messen mit Messspitzen im Betrieb. Nein. Einfach nein. Ich weiß, es ist verdammt verlockend mit einer Messspitze mal schnell irgendwo auf der Platine im Betrieb was nachzumessen. Die Gefahr, dass man dabei abrutscht, etwas kurzschießt oder sich potenziell selbst gefährdet, ist enorm hoch. Hier mein Tipp: Lötet euch ein paar schöne Kabel an den Messpunkt. So kann man nicht nur ohne Kontaktprobleme messen, sondern auch über einen langen Zeitraum, ohne dass man die Hände dazu braucht. Auch das Messen mit Ground-Spring geht ohne Hände: Es gibt Löthilfen mit flexiblen Armen, die auf einer Platte magnetisch haften. Die Klemmen an den Armen eignen sich auch, um Proben mit Ground-Spring zu halten.
- Klemmen und Kabel isolieren! Alles was irgendwie Kontakt herstellen kann, möchte bitte abgeklebt werden, und sei's auch nur mit Kreppband. Alles besser, als wenn zwei Leitungen sich unabsichtlich berühren.
- **OTP und EMV → OVP Eingang nahe beim auslösen bei höheren Temps, und Gleichtaktstörung (OPV kerkos), nicht so wichtig → Später**

- Ausgangs EMV → Kerkos, nicht so wichtig → Später
- Gate Transformer

## 13 Facts & Funnys

Anbei einige interessante Fakten und *Dinge, die passiert sind.*

- Aufgrund von Unsicherheiten aus dem Regelwerk wurde etwa zwei Wochen vor einem Formula Student Event der Transformator der v9-1 (48 V) komplett überarbeitet, um ihn mit FDM Druck feuerresistent zu bekommen (Edit: Nach Neuinterpretation müssen die Bauteile auf dem DCDC nicht feuerresistent sein). Da die Spulen für den nötigen Isolationsabstand übereinander angeordnet werden mussten, verringerte sich die Streuinduktivität von ca. 40  $\mu\text{H}$  auf nur 9  $\mu\text{H}$ . Rein rechnerisch kein Problem, da die erhöhte Resonanzfrequenz mittels größerem Schwingkondensator ausgeglichen werden konnte. Bei den finalen Tests vor dem Einbau ins Fahrzeug wurde ein primärseitiger Einschaltstrom von bis zu 34 A bei 600 V für ca. 700  $\mu\text{s}$  gemessen. Da die Halbbrücken FETs aber bis zu 99 A Peak Strom spezifiziert waren, wurde dieser Messwert zwar als hoch, aber nicht als kritisch eingestuft.

Nach etwa 3 Monaten Einsatz im Fahrzeug bei schätzungsweise über 100 Einschaltungen verabschiedete sich der innen liegende Gleichricht-FET. Da dieser zuvor durch einen Kurzschluss am LV Ausgang schon mal kaputt ging, stellte sich die Frage, ob nicht vielleicht ein systematisches Problem vorliegt. Da die Messung des Stromes über die Gleichricht-FETs schwer zu realisieren ist, wurde der Strom grob über den Spannungsanstieg der Ausgangskondensatoren mit bekannter Kapazität bestimmt. Die Kondensatoren mit 2350  $\mu\text{F}$  wurden in knapp 600  $\mu\text{s}$  auf 25 V aufgeladen, was rechnerisch einen peak Ladestrom von ca. 500 A ergab. Die Gleichricht-FETs waren mit 488 A Peak Strom spezifiziert. Wahrscheinlich führte dies zur graduellen Zerstörung.

Lösung für dieses Problem war die Erhöhung der Streuinduktivität des Transformators. Da im Einschaltmoment die Kondensatoren wie ein Kurzschluss wirken, ist primärseitig keine Magnetisierungsinduktivität vorhanden. Dementsprechend wird der Einschaltstrom nur durch die Streuinduktivität begrenzt. Wichtig dabei ist jedoch, dass bei Erhöhung auf 21  $\mu\text{H}$  der Einschaltstrom noch größer wurde. Erst bei einem Test mit 66  $\mu\text{H}$  sank der Strom auf 16 A (Peak primär). Die vermutete Theorie dahinter liegt im Schwingkreis: Im Einschaltmoment ist keine Magnetisierungsinduktivität vorhanden, dementsprechend statt LLC nur noch ein LC-Schwingkreis. Die Resonanzfrequenz davon lag bei ca. 206,5 kHz, während die Einschaltfrequenz bei 204 kHz lag. *Tacoma Bridge lässt grüßen.*

Bei 66  $\mu\text{H}$  lag die Resonanzfrequenz bei 119 kHz, damit weit genug von der Einschaltfrequenz entfernt.

Diese Erkenntnis ist enorm wichtig für zukünftige Auslegungen von LLC-Konvertern. Andere Möglichkeiten zur Einschaltstrombegrenzung (höhere Einschaltfrequenz, PWM Steuerung) wurden experimentell untersucht, jedoch konnten mit dem UCC25600 keine zufriedenstellende Ergebnisse erreicht werden, da dieser keine direkte PWM Steuerung zulässt\*, und die maximale Schaltfrequenz bei 350 kHz\*\* liegt.

- \*Die Totzeit kann bis ca. 200 kΩ so vergrößert werden, dass sie wie eine PWM-Steuerung wirkt. Werte darüber sind aber problematisch, da hierdurch sprunghaft die Schaltfrequenz halbiert wird.
- \*\*Die Schaltfrequenz kann durch Überspannung am SS-Pin des UCC25600 auf ca. 9 V mehr als verdoppelt werden. Praktisch ist dieser undokumentierte Modus aber nicht brauchbar, da der Strom in den Pin über 100 mA betragen kann und den IC unzulässig erwärmt.
- Die v5 hatte noch einen richtigen Verpolungsschutz. Alle Nachfolger aber nicht mehr (nur die intrinsischen Body-Dioden). Da der Platzbedarf und (je nach Implementierung) Leistungsverlust nicht mit den Zielen vereinbart werden konnten und der Einbau sowieso nicht für technische Laien vorgesehen war, wurde darauf verzichtet. Sowohl die v8 als auch die v9-1 wurden durch eine Folge von Fehlern verpolt angeschlossen. In beiden Fällen löste die HV Sicherung über die Body-Diode aus. Bei der v8 wurde nebenbei der Precharge-IGBT zerstört, funktionierte aber nach dessen Austausch wieder. Bei der v9-1 war der Low-Side FET dauerhaft leitfähig, aber auch nach dessen Austausch trat in den Monaten darauf kein Problem in diesem Zusammenhang auf. Für das Release der v9-3 wurde überlegt, einen einfachen Verpolschutz mittels Diode in Flussrichtung zu implementieren, da der Nutzen im Fehlerfall gegenüber dem Wirkungsgradverlust überwiegt. Jedoch gab es keine Diode, die mit den notwendigen Kenndaten klein genug gewesen wäre.

## 14 Verbesserungen

Die Version 9-3r ist die erste Version, welche für das Release freigegeben ist. Das heißt, sie wurde ausreichend getestet und erfüllt die Anforderungen. Jedoch kann es immer noch Verbesserungen geben, die nicht weiter betrachtet wurden.

Nachfolgend eine Liste (unvollständig), welche Komponenten noch verbessert werden können und aus welchem Grund.

Allgemein: Einige Komponenten sind für ihre Aufgabe überdimensioniert und nicht kosteneffizient.

Referenzbezeichner	Verbesserung
TH2	Höherer Widerstand für besseres SNR bzw. besser EMI Immunität an OPV und weniger Strombedarf.
C46	kleinere Kapazität für bessere Bypass Wirkung? Lange Vcc Traces müssen berücksichtigt werden.  UCC21520 Datenblatt: <i>"A bypass capacitor connected to VCCI supports the transient current needed for the primary logic and the total current consumption, which is only a few mA. Therefore, a 50-V MLCC with over 100 nF is recommended for this application."</i>
C40, C41	Kleinere Kapazität für bessere Bypass Wirkung und Startup-Verhalten (Zeit und Bootstrap Dioden Belastung), muss aber design bedingt bei 0805 Footprint bleiben.
UVP/OPV	Möglicherweise können beide Messungen mit einem einzigen

	Hochspannungsteiler durchgeführt werden, indem man die Referenzspannung für jeden Operationsverstärker ändert. Dadurch wird etwas Platz frei (R71 und R1 sind aus HV-Gründen große 2512). Die Implementierung der Hysterese könnte jedoch schwierig sein. OVP ist sowieso ein nice-to-have, die bei der gegebenen max. f_sw. möglicherweise gar nicht benötigt wird.
U13	Wegoptimieren durch Spannungsteiler? Ungenauer? Braucht aber eventuell Pufferkondensator (neue Probleme :/)
T1	Mechanische Befestigung aktuell nur durch Leitungsanschlüsse. Zukünftig vielleicht HF PCB Transformer? Die Verluste im IDLE-Betrieb sind verhältnismäßig hoch. Es wird vermutet, dass das kleine M-Verhältnis für einen hohen Stromfluss sorgt. Kerne mit Distributed Air-Gap könnten verwendet werden, um Verlustleistung durch Streufelder zu verringern: B66363Q0100K187 oder B66363Q0150K187
U11 / UCC21520DW	Einen modernen Gate-Treiber mit separaten source/sink pins verwenden, ggf. auf 5 V oder 3,3 V Architektur gehen.
R56/R58	Optimalere Werte für Ringing/Schaltverluste möglich, fast turn-off Diode (wurde in vorherigen Versionen nie genutzt, DNP), ggf. Gate-Treiber mit getrennten source/sink Pins.
R30 / R40	Pulldowns eventuell nicht nötig.
C25, C31	Kleinere Kapazität für bessere Bypass Wirkung und Startup verhalten?
R32/R42	Optimalere Werte für Ringing/Schaltverluste möglich
U3 / MP4541	Buck-Converter macht viel EMV, Wirkungsgrad bestenfalls bei 78 % (24 V), ca. 1 mA im Leerlauf. Reales Schaltverhalten ist merkwürdig. Bessere Optionen suchen? Hat auch kein echtes CC, was zum Laden vom Start-Cap sinnvoll wäre.
U4 / TLV61048DBVR	Unterspannungsabschaltung funktioniert nicht optimal, Start-Cap wird über viele Stunden dann doch unter 2,5 V entladen. Ggf. auch über D9 ohne Einfluss von U4.
C_start1	Supercap ist ein Lithium-Hybrid. Vorteil: Hohe Energiedichte, Nachteil: UVP nötig. Normale Supercaps könnten bis 0 V entladen werden, halten Ladung aber ggf. nicht so gut.
U6A/U6B	Vcc aus 9 V (U2) speisen? Ist zwar stabiler und eventuell auch rauschärmer (Vorsicht Regelkreis!), aber durch 9 V statt 12 V ist das input SNR geringer.
D2	Eventuell überflüssig nach der Änderung von 470 nF auf 22 nF
R46	Strom limitierender Widerstand für Bootstrap. Wurde 240619 von 47 Ohm auf 20 Ohm verringert -> 0,6 A inrush. ggf. aber nicht optimal. Wert einmalig / non standard.
OCP	Der UCC25600 besitzt eine kapazitive Überstrom-/ Überspannungsmessung. Wird der Grenzwert überschritten, so schaltet die Signale zur Halbbrücke ab. Jedoch wird sofort nach dem Unterschreiten der Soft-Start fortgesetzt, sodass es zu ungewollter Oszillation der Halbbrücke im einstelligen Hz-Bereich kommen kann, wenn die Last für den Überstrom weiterhin anliegt.
Regelkreis	Bessere Auslegung von C26, C29, R37 siehe Abschnitt Regelkreis.

# 15 Weiterführende Links und Ressourcen

Thema	Link
PCB Design	<ul style="list-style-type: none"> <li>▶ What Every PCB Designer Should Know - Return Current Path (with Er...)</li> <li>▶ PCB Layout &amp; Decoupling - Explained why it's so complicated (Part 1)</li> <li>▶ What Every PCB Designer Should Know - Crosstalk Explained (with Er...)</li> <li>▶ What is The Best VIA Placement for Decoupling Capacitors?</li> </ul>
LLC Converter Design (Infineon)	<a href="#">Resonant LLC Converter: Operation and Design</a>
LLC Converter Design (Onsemi)	<a href="#">Design considerations for a Half-Bridge LLC resonant converter</a>
DC/DC Knowledge	<a href="#">DC/DC BOOK OF KNOWLEDGE</a>
AC/DC Knowledge	<a href="#">AC/DC BOOK OF KNOWLEDGE</a>
TL431 Voltage Regulator	<a href="#">The TL431 in the Control of Switching Power Supplies</a>
optimal $L_m/L_r$ (M)	<a href="#">Why is an LLC converter's optimal <math>L_m/L_r</math> ratio around 10? - Electrical Engineering Stack Exchange</a>
Switching Losses (dmcinfo)	<a href="#">MOSFET Power Loss Calculator   DMC, Inc.</a>
Switching Losses (ROHM)	<a href="#">Calculation of Power Loss (Synchronous)</a>
MLCC Capacitance Change vs Voltage	<a href="#">VCC: Capacitance Change vs Voltage in Ceramic Capacitors</a>
Cracks in MLCCs (NASA)	<a href="#">Cracking Problems in Low-Voltage Chip Ceramic Capacitors</a>
a lot about MLCC (effects you've might never heard of)	<ul style="list-style-type: none"> <li>▶ PCIM 2019_Ceramic Capacitor Seminar_Part 1_1080</li> <li>▶ PCIM 2019_Ceramic Capacitors Seminar_Part 2_1080</li> <li>▶ PCIM 2019_Ceramic Capacitors Seminar_Part_3_1080</li> </ul>
Proximity Losses and Dowell curves	<a href="#">Calculator of proximity effect from Dowell curves [Encyclopedia Magnetica™]</a>
Winding Schemes	<a href="#">Investigation of Transformer Winding Architectures for High Voltage (2.5 kV) Capacitor Charging and Discharging Applications</a>
LLC Converters (Bo Yang)	<a href="#">Chapter 4 LLC Resonant Converter</a> (The other chapters can be easily found online)
Fringing Fields	<a href="#">Fringing effects</a>
Ferrites (TDK)	<a href="#">Ferrites and accessories - General – Definitions</a>

Vielen Dank fürs Lesen! Bei Fragen, Kritik und Ideen zur Verbesserung der Dokumentation freut sich der Autor über [Feedback](#) :)