

Institut für Elektrotechnik und Informationstechnik
Universität Paderborn
Fachgebiet Elektrische Antriebstechnik und Leistungselektronik
Dr.-Ing. Frank Schafmeister

Bachelorarbeit

Auslegung eines netzfreundlichen 12-Puls-Gleichrichters mit gekoppelten Tiefsetzstellern zur Stromversorgung von Megawatt- Wasserstoff-Elektrolyseuren

von

Philipp Waldvogt

Matr.-Nr.: 7035719

Erstprüfer: Dr.-Ing. Frank Schafmeister

Zweitprüfer: Prof. Dr.-Ing. habil. Stefan Krauter

Betreuer: M.Sc. Roland Unruh

Nummer der Arbeit: BA62

Einreichdatum: 07.April 2025

Eidesstattliche Erklärung

Ich versichere, dass ich die vorliegende wissenschaftliche Arbeit selbstständig verfasst und keine anderen als die angegebenen Hilfsmittel verwendet habe. Die Stellen der Arbeit, die anderen Werken dem Wortlaut oder dem Sinn nach entnommen sind, wurden unter Angabe der Quelle als Entlehnung deutlich gemacht. Das gleiche gilt auch für beigegebene Skizzen und Darstellungen. Diese Arbeit hat in gleicher oder ähnlicher Form meines Wissens nach noch keiner Prüfungsbehörde vorgelegen.

Paderborn,

Datum

Unterschrift

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung	1
1.1 Elektrolyseur	3
1.2 Ziel der Arbeit	4
1.3 Gliederung der Arbeit	4
2 Analyse der Schaltungstopologie	5
2.1 Die betrachtete Topologie	5
2.2 Spannungsverläufe	7
2.2.1 Spannungsverläufe am Dreieck-Dreieck-Stern-Transformator	7
2.2.2 Spannungsverläufe an den B6-Diodengleichrichtern	11
2.3 Stromverläufe	15
2.3.1 Berechnung des Gesamt-Oberschwingungsgehalts	15
2.3.2 Spulenstromverläufe für eine Leistungsaufteilung zu konstanten gleichen Teilen auf die Tiefsetzsteller und resultierende Netzströme .	16
2.3.3 Dreieckförmige Spulenstromverläufe und resultierende Netzstromverläufe	18
2.3.3.1 Ermittlung der Netzstromverläufe auf Basis der Spulenstromverläufe	20
2.3.3.2 Analyse weiterer dreieckförmiger Spulenstromverläufe und resultierender Netzstromverläufe	31
2.3.4 Trapezförmige Spulenstromverläufe und resultierende Netzstromverläufe	33
2.3.5 Mischförmige Spulenstromverläufe und resultierende Netzstromverläufe	36
2.3.6 Zusammenfassung der betrachteten Spulenstromverläufe und der resultierenden Netzstromverläufe	39
2.3.7 Dreieckförmiger Verlauf der Sollströme in den Tiefsetzstellerspulen .	41
2.4 Ergebnisse der Analyse	45
3 Simulation der Schaltungstopologie	46
3.1 Parametrisierung der Schaltungstopologie	46
3.1.1 Parametrisierung des Dreieck-Dreieck-Stern-Transformators	47
3.1.2 Parametrisierung der B6-Diodengleichrichter	48
3.1.3 Parametrisierung der Kondensatoren, der Tiefsetzsteller und der Last	48
3.2 Regelung der Spulenströme	50
3.2.1 Methode 1: PI-Regler und gleiche konstante Stromsollverläufe $i_{L1,2}^*$.	51

3.2.2 Methode 2: PI-Regler und periodische Stromsollverläufe $i_{L1,2}^*$	57
3.2.3 Methode 3: PI-Regler mit Fourier-Koeffizienten der 6. Harmonischen .	63
3.2.3.1 Methode 3: PI-Regler mit Fourier-Koeffizienten der natürlichen Vielfachen der 6. Harmonischen	69
3.2.4 Methode 4: PI-Regler mit linearer Regression	75
3.2.4.1 Methode 4: Erzeugung der Eingaben \tilde{x}_l	76
3.2.4.2 Methode 4: Ergebnisse	77
3.2.4.3 Methode 4: Netzfrequenz von 45 Hz	84
3.3 Ergebnisse der Simulationen	86
4 Aufbau und Messungen	87
4.1 Aufbau der Last	87
4.1.1 Last-Platinen	87
4.1.2 Kondensator-Platine	90
4.2 Aufbau der Tiefsetzsteller	92
4.2.1 Spulen-Platine	92
4.3 Versuchsaufbau	95
4.4 Messungen	97
4.4.1 Messungen für gleiche, konstante Tastgrade $D_{1,2}$	97
4.4.2 Messungen für periodische Tastgrade $D_{1,2}$	98
5 Diskussion	100
Anhang	101
A.1	101
Verzeichnisse	102
Tabellenverzeichnis	102
Abbildungsverzeichnis	103
Literatur	109

1 Einleitung

Fossile Ressourcen sind begrenzt. Der Bedarf nach Energie ist nachhaltig. Mit der Realisierung der Endlichkeit von fossilen Rohstoffen wird nach alternativen Lösungen zur Energieversorgung gesucht. Eine wachsende Bevölkerung erhöht bei gleichbleibendem Energiebedarf pro Person den Gesamtenergiebedarf. Umweltbewusstsein und Kosten durch vernachlässigte Klimaschutz motivieren zur Unabhängigkeit von fossilen Rohstoffen. Die Bundesregierung favorisiert eine Energieversorgung auf Basis erneuerbarer Energieträger (Stand 2024).

Die Stromerzeugung in der Bundesrepublik Deutschland ist im Wandel. Während in der Vergangenheit eher konventionelle Energieträger für die Stromerzeugung in Deutschland genutzt wurden, werden heute eher erneuerbare Energieträger verwendet [1]. Zu diesen erneuerbaren Energieträgern gehören Windkraft, Photovoltaik, Biogas und Wasserkraft. Zu den konventionellen Energieträgern zählen Kernenergie und fossile Brennstoffe wie Kohle und Erdgas. Auf Stromerzeugung aus Kernenergie wird aktuell in Deutschland verzichtet [1]. Ein Effekt der Stromerzeugung aus fossilen Brennstoffen ist die Emission von Kohlenstoffdioxid. Kohlenstoffdioxid ist ein Treibhausgas, welches bei zu hoher Konzentration in der Atmosphäre zur Erderwärmung beiträgt. Um die Erderwärmung zu begrenzen, ist die Reduktion der Kohlenstoffdioxid-Emissionen nötig. Der Anteil der Treibhausgase, die von der deutschen Energiewirtschaft emittiert werden, gemessen in Kohlenstoffdioxid-Äquivalenten, verglichen zum nationalen Treibhausgasausstoß, beträgt 30,42 % [2]. Potential zur Treibhausgasneutralität liegt in der Reduktion der aus fossilen Brennstoffen erzeugten Energie. Im Einklang mit dem Abkommen des Klimagipfels von Paris 2015 verfolgt die Politik das Ziel der Klimaneutralität [3].

Einer der Durchführungswege, der auf dieses Ziel einzahlt, ist die Nutzung von Wasserstoff als Sekundärennergieträger, der aus erneuerbaren Energien gewonnen wird. In diesem Zusammenhang wird von grünem Wasserstoff gesprochen. Die Stromerzeugung aus Primärennergieträgern wie Windkraft und Photovoltaik unterliegt natürlichen Schwankungen [4]. Im Elektrizitätsnetz sollte immer ein Gleichgewicht zwischen eingespeister und entnommener elektrischer Energie herrschen. Es gibt zwar Möglichkeiten zur Speicherung von elektrischer Energie. Allerdings werden diese nur im geringen Umfang verwendet und befinden sich noch in einem frühen Entwicklungsstadium [5]. Das bedeutet, dass die ins Elektrizitätsnetz eingespeiste Menge elektrischer Energie zu jedem Zeitpunkt gleich der

Summe der aus dem Elektrizitätsnetz entnommenen Menge elektrischer Energie und systembedingter Verluste sein muss, sonst droht Netzinstabilität [5]. In diesem Kontext ist die Herausforderung, Verbraucher zu finden, deren Lastprofile zur volatilen Verfügbarkeit von Windkraft und Photovoltaik passen. Allerdings sind Nachfragen selten synchron zu einem schwankenden Angebot. Eine vorteilhafte Strategie kann die Nutzung des aus Windkraft und Photovoltaik erzeugten Stroms zur Elektrolyse sein. Elektrolyse ist ein chemischer Prozess, bei dem elektrischer Strom eine Reduktions-Oxidations-Reaktion zwischen zwei Stoffen erzwingt [6]. Diesem Prinzip nach spalten Elektrolyseure Wasser (H_2O) in Wasserstoff (H_2) und Sauerstoff (O_2). Der so gewonnene (Power-to-Gas, PtG) grüne Wasserstoff hat einen Kohlenstoffdioxid-Emissionswert von null, ist speicherbar und kann in elektrischen Strom umgewandelt werden. Gespeicherter, grüner Wasserstoff kann das Angebot von Energie aus Windkraft und Photovoltaik ergänzen und Nachfragelücken füllen.

Neben Windkraft und Photovoltaik können auch andere Primärenergieträger zur Erzeugung von Wasserstoff dienen. Der überwiegende Teil des produzierten Wasserstoffs in Deutschland ist grauer Wasserstoff [7]. Dieser hat einen Kohlenstoffdioxid-Emissionswert größer als null.

Diese Arbeit beschäftigt sich mit der Nutzung des elektrischen Stroms zur Erzeugung von Wasserstoff. Die Nationale Wasserstoffstrategie (NWS) rechnet 2030 mit einem Energiebedarf von 90 bis 110 TWh aus Wasserstoff und prognostiziert einen Anteil von 14 TWh aus grünem Wasserstoff (13 bis 16 %) [8]. Bei einem Wirkungsgrad von 65 % der Elektrolyseure werden 21,538 TWh benötigt, um den Energiebedarf von 14 TWh aus grünem Wasserstoff zu decken. 2020 wurden 239,3 TWh aus erneuerbaren Energieträgern gewonnen [1]. Bezogen auf das Jahr 2020 erhöht sich der Energiebedarf aus erneuerbaren Energieträgern 2030 für 14 TWh aus grünem Wasserstoff um 9 %. Für 2050 prognostiziert die NWS einen Energiebedarf von 110 bis 380 TWh aus Wasserstoff [8]. Ausgehend von 380 TWh, einem Anteil von 13 % aus grünem Wasserstoff (49,4 TWh) und einem verbesserten Wirkungsgrad der Elektrolyseure von 75 %, werden 65,87 TWh benötigt. Bezogen auf das Jahr 2020 erhöht sich der Energiebedarf aus erneuerbaren Energieträgern 2050 für 49,4 TWh aus grünem Wasserstoff um 27,53 %. Bei dieser Rechnung wurde dieselbe Quote für grünen Wasserstoff gewählt wie in der Prognose für 2030. Realistischer ist eine höhere Quote, da nur der grüne Wasserstoff auf Dauer nachhaltig ist [9].

2020 lag der Energiebedarf aus Wasserstoff bei 55 TWh [10]. Die Prognose der NWS, dass 2030 90 bis 110 TWh Energiebedarf aus Wasserstoff bestehen, entspricht einer Steigerung von 63 bis 100 % bezogen auf das Jahr 2020. Und die Prognose, dass 2050 110 bis 380 TWh Energiebedarf aus Wasserstoff bestehen, entspricht einer Steigerung von 100 bis 591 %. Für diese Wachstum dürfen Elektrolysekapazitäten und Infrastrukturen zum Transport von Wasserstoff geschaffen werden. Besonders die Erzeugung von grünem Wasserstoff ist flächenintensiv, da die für ihn benötigte Leistung aus Windkraft und Photovoltaik zusätzliche Kraftwerke erfordert [8]. Im dicht besiedelten Deutschland ist die Fläche allerdings begrenzt [8]. Aktuell werden 5 % des erzeugten Wasserstoffs weltweit transportiert [11]. Der überwiegende Anteil des Wasserstoffs wird am Erzeugungsort verbraucht [11]. Die Nutzung des bestehenden Erdgasnetzes zum Transport von Wasserstoff

wird diskutiert. Aktuell kann Wasserstoff nur begrenzt ins Erdgasnetz eingespeist werden [11]. Die chemischen Eigenschaften der Gase sind unterschiedlich und haben Einfluss auf das Materialverhalten der Pipelines und die Funktionsfähigkeit der Verdichtungsstationen sowie der Endanwendung [11].

Die Anwendungsmöglichkeiten von Wasserstoff als Energieträger sind vielseitig. Neben dem Stromsektor ist Wasserstoff auch für andere Sektoren interessant. [12] identifiziert Potentiale in der Industrie, im Verkehrssektor und im Wärmemarkt. Komprimierter Wasserstoff hat einen Energiegehalt von 33 kWh/kg [13]. Ein Liter Diesel hat einen Energiegehalt von 10 kWh/kg [13].

1.1 Elektrolyseur

Das elektrische Verhalten eines Megawatt-Wasserstoff-Elektrolyseurs wird in Abb. 1.1 gezeigt [14]. Der Strom zum Elektrolyseur und die Spannung am Elektrolyseur werden hier als i_{Last} und u_{Last} benannt, da der Elektrolyseur in der Anwendung, die in dieser Arbeit betrachtet wird, die Last ist.

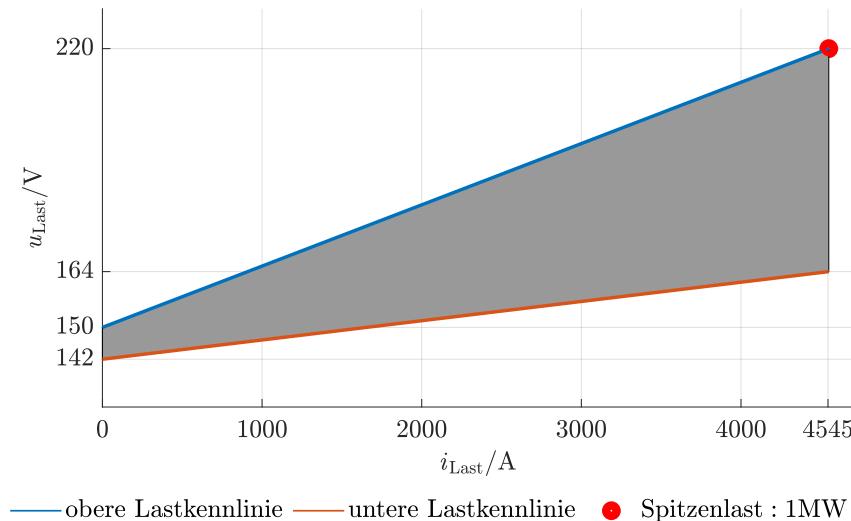


Abb. 1.1: Beispielhafte Kennlinien eines 100-Zellen-MW-PEM-Elektrolyseur aus [14]. (PEM ist die Abkürzung für Proton Exchange Membran.) Die Änderung im Strom ist gegenüber der Änderung der Spannung groß. Motivation zur Regelung des Stroms anstatt zur Regelung der Spannung.

Das Kennlinienfeld zeigt eine obere und eine untere Lastkennlinie. Maximallast entspricht maximaler Wasserstoffproduktion. Minimallast entspricht minimaler Wasserstoffproduktion. Die Kennlinien für Maximallast und Minimallast spannen den Arbeitsbereich des

Elektrolyseurs aus. Jeder Arbeitspunkt des Elektrolyseurs liegt auf einer der Kennlinien für Maximal- und Minimallast oder dazwischen. Zusätzlich ist der Arbeitspunkt für 1 Megawatt als roter Punkt eingezeichnet. Die Arbeitspunkte bestehen aus einer Gleichspannung und einem Gleichstrom. Das Drehstromnetz liefert allerdings Wechselspannungen und Wechselströme. Ein Umrichter richtet die Wechselspannungen und Wechselströme gleich. Für diese Anwendung haben sich Standard-Topologien etabliert. Diese bestehen typischerweise aus 50 Hz-Transformatoren und Thyristor-Gleichrichtern, um die Drehspannungen des Mittelspannungsnetzes in die Drehspannungen des Niederspannungsnetzes zu transformieren und diese anschließend gleich zurichten. Wird diese Topologie zur Speisung eines Elektrolyseurs verwendet, führt das zu hohen Schwankungen in i_{Last} und zu Netzströmen, deren Form nicht einem Sinus entspricht [15]. Alternativ können kaskadierte Umrichter verwendet werden. Diese weisen allerdings eine hohe Komplexität auf [16], [17]. Eine einfachere Lösung bietet die in dieser Arbeit betrachtete Topologie.

1.2 Ziel der Arbeit

Das Ziel der Arbeit ist die Auslegung eines netzfreundlichen 12-Puls-Gleichrichters mit gekoppelten Tiefsetzstellern zur Stromversorgung von Megawatt-Wasserstoff-Elektrolyseuren. Dabei liegt der Fokus auf den Tiefsetzstellern. Es wird untersucht, welche Regelung die netzfreundlichste bezüglich der in das Netz rückwirkenden harmonischen Ströme ist und ob diese auch die Verlustärme ist.

1.3 Gliederung der Arbeit

Kapitel 2 analysiert die in dieser Arbeit behandelte Topologie. In Kapitel 3 wird die Topologie aus Kapitel 2 simuliert. Dabei werden parasitäre Effekte berücksichtigt, um die Ergebnisse aus Kapitel 2 so nah wie möglich an der Realität zu untersuchen. Der praktische Aufbau und die Messungen werden in Kapitel 4 gezeigt. In Kapitel 5 werden die Ergebnisse dieser Arbeit diskutiert.

2 Analyse der Schaltungstopologie

2.1 Die betrachtete Topologie

Die in dieser Arbeit betrachtete Topologie dient der Gleichrichtung der Wechselspannungen und der Wechselströme aus dem Drehstromnetz für die Speisung eines Megawatt-Wasserstoff-Elektrolyseurs. Sie besteht aus einem Transistor, einem 12-Puls-Gleichrichter und zwei gekoppelten Tiefsetzstellern. Ein Elektrolyseur wird als ohmischer Widerstand (Last) in Abb. 2.1 dargestellt und an die Tiefsetzsteller angeschlossen.

- Transformator:

Der Transformator ist ein Drehstromtransformator. Die drei Wicklungen auf der Primärseite sind als Dreieckschaltung ausgeführt. Auf der Sekundärseite befinden sich sechs Wicklungen. Das obere, sekundärseitige Wicklungssystem ist als Dreieckschaltung ausgeführt. Das untere, sekundärseitige Wicklungssystem ist als Sternschaltung ausgeführt. Der Transformator wird Dreieck-Dreieck-Stern-Transformator genannt.

- 12-Puls-Diodengleichrichter:

Werden zwei B6-Diodengleichrichter wie in Abb. 2.1 verschaltet, bilden sie einen 12-Puls-Gleichrichter.

- Tiefsetzsteller:

Die Tiefsetzsteller bestehen aus einem Leistungsschalter (hier: insulated-gate bipolar transistor, IGBT), einer Diode und einer Spule. Die positiven und negativen Ausgangspotentiale der Tiefsetzsteller werden verbunden. In diesem Sinn sind die Tiefsetzsteller gekoppelt.

Auf einen gemeinsamen DC-Zwischenkreis wird verzichtet. Primärseitig wird der Transistor an das Drehstromnetz angeschlossen. Die Tiefsetzsteller regeln den Arbeitspunkt des Elektrolyseurs und damit die Wasserstoffproduktion. Die elektrischen Größen, die in diesem Kapitel verwendet werden, werden in Abb. 2.1 benannt.

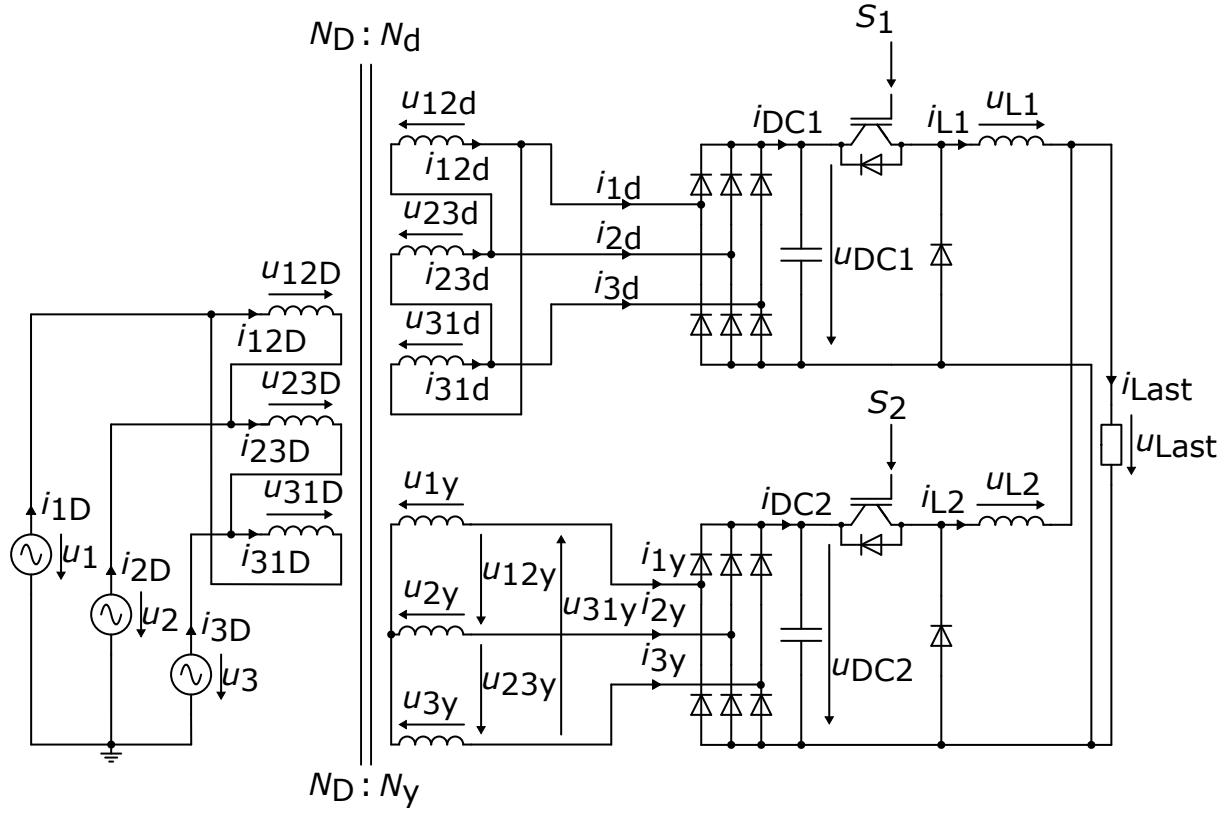


Abb. 2.1: Die betrachtete Topologie, die am Drehstromnetz betrieben wird: Ein Dreieck-Dreieck-Stern-Transformator mit 12-Puls-Gleichrichter und zwei gekoppelten Tiefsetzsteller, sowie einer Last, die in dieser Abbildung als ohmischer Widerstand dargestellt wird.

Die Schaltung aus Abb. 2.1 wird in MATLAB modelliert. Für die Analyse der Schaltung werden parasitäre Effekte vernachlässigt. Es wird mit der Analyse der Spannungen begonnen.

2.2 Spannungsverläufe

Es werden die Spannungsverläufe am Dreieck-Dreieck-Stern-Transformator und an den B6-Diodengleichrichtern untersucht.

2.2.1 Spannungsverläufe am Dreieck-Dreieck-Stern-Transformator

Ein idealer Transformator wird angenommen. Kupferverluste und Eisenverluste werden vernachlässigt. Die Windungszahl der Wicklungen der primärseitigen Dreieckschaltung, N_D und die Windungszahl der Wicklungen der sekundärseitigen Dreieckschaltung, N_d werden gleich gewählt, sodass für das Übersetzungsverhältnis zwischen primärseitiger und sekundärseitiger Dreieckschaltung

$$u_d = \frac{N_D}{N_d} = 1 = \begin{cases} \frac{u_{12D}}{u_{12d}} \\ \frac{u_{23D}}{u_{23d}} \\ \frac{u_{31D}}{u_{31d}} \end{cases} \quad (2.1)$$

gilt. Die Windungszahl der Wicklungen der sekundärseitigen Sternschaltung N_y wird um $\sqrt{3}$ kleiner gewählt als die Windungszahl der Wicklungen der sekundärseitigen Dreieckschaltung N_d , damit sich gleich große Amplituden für die Außenleiterspannungen der sekundärseitigen Sternschaltung u_{12y} , u_{23y} und u_{31y} und der sekundären Dreieckschaltungen u_{12d} , u_{23d} und u_{31d} ergeben. Das wird in Abb. 2.5 gezeigt. Damit gilt für das Übersetzungsverhältnis zwischen primärseitiger Dreieckschaltung und sekundärseitiger Sternschaltung

$$u_y = \frac{N_D}{N_y} = \frac{N_D}{\frac{N_D}{\sqrt{3}}} = \sqrt{3} = \begin{cases} \frac{u_{12D}}{u_{1y}} \\ \frac{u_{23D}}{u_{2y}} \\ \frac{u_{31D}}{u_{3y}} \end{cases} \quad (2.2)$$

Die Eingangsspannungen des Dreieck-Dreieck-Stern-Transformators sind die Netzspannungen u_1 , u_2 und u_3 . Es werden eine Sinusform, eine gleiche Amplitude \hat{U}_{Netz} und eine Phasenverschiebung von $2\pi/3$ zueinander für alle Netzspannungen angenommen, wie in Abb. 2.2 dargestellt:

$$u_1(t) = \hat{U}_{\text{Netz}} \sin(\omega_{\text{Netz}} t), \quad (2.3)$$

$$u_2(t) = \hat{U}_{\text{Netz}} \sin\left(\omega_{\text{Netz}} t - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (2.4)$$

$$u_3(t) = \hat{U}_{\text{Netz}} \sin\left(\omega_{\text{Netz}} t + \frac{2\pi}{3}\right). \quad (2.5)$$

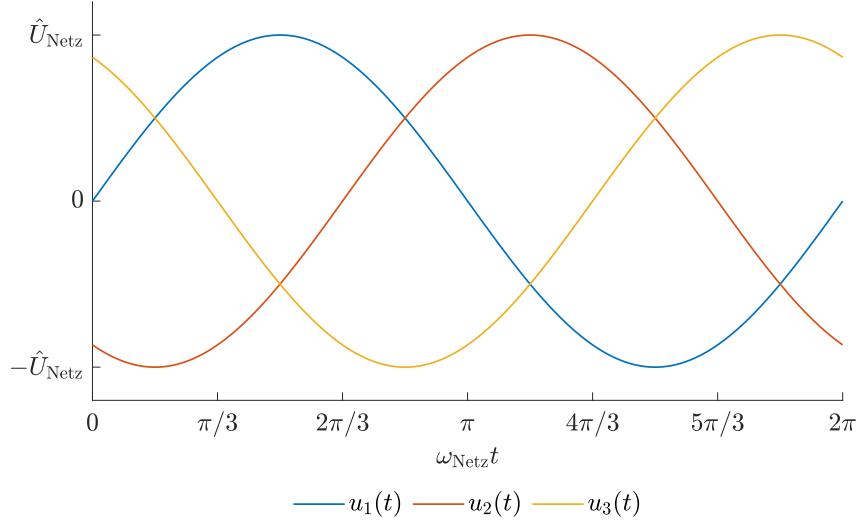


Abb. 2.2: Die Verläufe der Netzspannungen, die als sinusförmig, um $2\pi/3$ phasenverschoben zueinander und mit gleicher Amplitude \hat{U}_{Netz} angenommen werden. Siehe auch [4].

Für die primärseitigen Außenleiterspannungen gelten nach dem 2. Kirchhoff'schen Gesetz:

$$u_{12D}(t) = u_1(t) - u_2(t) = \sqrt{3} \hat{U}_{\text{Netz}} \sin\left(\omega_{\text{Netz}} t + \frac{\pi}{6}\right), \quad (2.6)$$

$$u_{23D}(t) = u_2(t) - u_3(t) = \sqrt{3} \hat{U}_{\text{Netz}} \sin\left(\omega_{\text{Netz}} t - \frac{\pi}{2}\right), \quad (2.7)$$

$$u_{31D}(t) = u_3(t) - u_1(t) = \sqrt{3} \hat{U}_{\text{Netz}} \sin\left(\omega_{\text{Netz}} t + \frac{5\pi}{6}\right). \quad (2.8)$$

Die primärseitigen Außenleiterspannungen werden in Abb. 2.3 gezeigt.

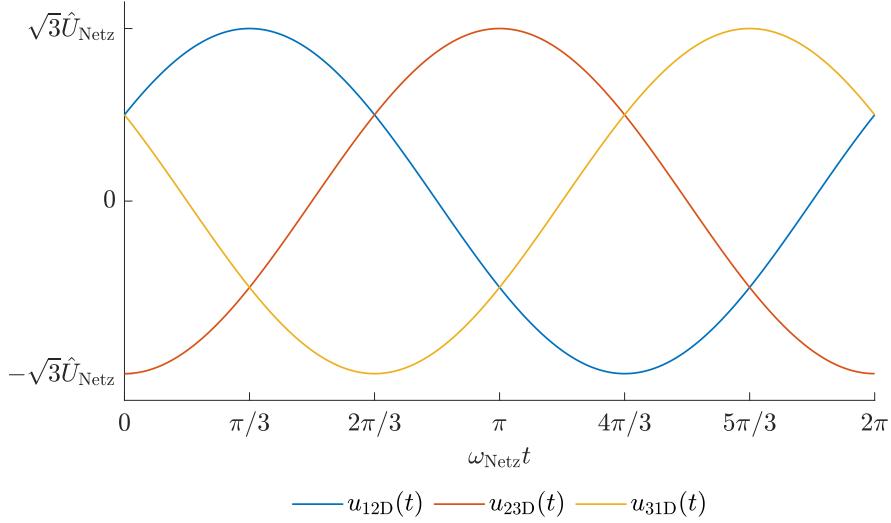


Abb. 2.3: Die Verläufe der primärseitigen Außenleiterspannungen u_{12D} , u_{23D} und u_{31D} . Ihre Amplituden sind um $\sqrt{3}$ größer als die Netzspannungen und ihre Verläufe sind um $\pi/6$ phasenverschoben zu den Verläufen der Netzspannungen. Siehe auch [4].

Durch die Schaltung des primärseitigen Drehspannungssystems im Dreieck sind die primärseitigen Außenleiterspannungen auch die primärseitigen Strangspannungen. Die sekundärseitigen Strangspannungen ergeben sich durch Gleichung (2.1) und (2.2)

$$u_{12d}(t) = \frac{u_{12D}(t)}{u_d} = \sqrt{3} \hat{U}_{\text{Netz}} \sin \left(\omega_{\text{Netz}} t + \frac{\pi}{6} \right), \quad (2.9)$$

$$u_{23d}(t) = \frac{u_{23D}(t)}{u_d} = \sqrt{3} \hat{U}_{\text{Netz}} \sin \left(\omega_{\text{Netz}} t - \frac{\pi}{2} \right), \quad (2.10)$$

$$u_{31d}(t) = \frac{u_{31D}(t)}{u_d} = \sqrt{3} \hat{U}_{\text{Netz}} \sin \left(\omega_{\text{Netz}} t + \frac{5\pi}{6} \right), \quad (2.11)$$

$$u_{1y}(t) = \frac{u_{12D}(t)}{u_y} = \hat{U}_{\text{Netz}} \sin \left(\omega_{\text{Netz}} t + \frac{\pi}{6} \right), \quad (2.12)$$

$$u_{2y}(t) = \frac{u_{23D}(t)}{u_y} = \hat{U}_{\text{Netz}} \sin \left(\omega_{\text{Netz}} t - \frac{\pi}{2} \right), \quad (2.13)$$

$$u_{3y}(t) = \frac{u_{31D}(t)}{u_y} = \hat{U}_{\text{Netz}} \sin \left(\omega_{\text{Netz}} t + \frac{5\pi}{6} \right) \quad (2.14)$$

und ihre Verläufe werden in Abb. 2.4 dargestellt. Die Strangspannungen der sekundärseitigen Dreieckschaltung werden als durchgezogene Linie gezeichnet. Die Strangspannungen der sekundärseitigen Sternschaltung werden als gestrichelte Linie gezeichnet.

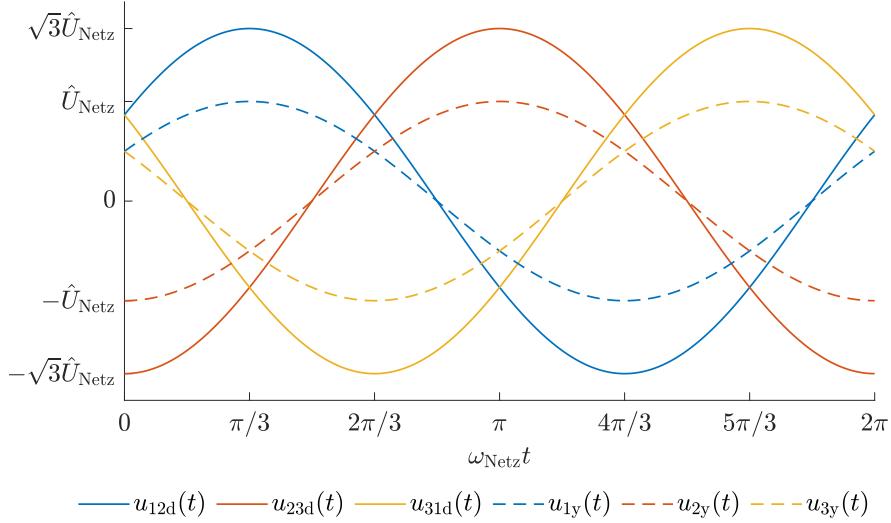


Abb. 2.4: Die Verläufe der Strangspannungen der sekundärseitigen Dreieck- und Sternschaltung. Die Strangspannungen der sekundärseitigen Dreieckschaltung sind durch das Übersetzungsverhältnis $u_y = \sqrt{3}u_d$ um $\sqrt{3}$ größer als Strangspannungen der sekundärseitigen Sternschaltung.

Durch die Schaltung des sekundärseitige Dreihaltungssystems im Dreieck sind die Strangspannungen auch die Außenleiterspannungen. Für die sekundärseitige Sternschaltung ergeben sich die Außenleiterspannungen nach dem 2. Kirchhoff'schen Gesetz zu

$$u_{12y}(t) = u_{1y}(t) - u_{2y}(t) = \sqrt{3}\hat{U}_{\text{Netz}} \sin\left(\omega_{\text{Netz}} t + \frac{\pi}{3}\right), \quad (2.15)$$

$$u_{23y}(t) = u_{2y}(t) - u_{3y}(t) = \sqrt{3}\hat{U}_{\text{Netz}} \sin\left(\omega_{\text{Netz}} t - \frac{\pi}{3}\right), \quad (2.16)$$

$$u_{31y}(t) = u_{3y}(t) - u_{1y}(t) = \sqrt{3}\hat{U}_{\text{Netz}} \sin\left(\omega_{\text{Netz}} t + \pi\right). \quad (2.17)$$

Die Verläufe aller sekundärseitigen Außenleiterspannungen werden in Abb. 2.5 gezeigt. Die Verläufe der Außenleiterspannungen der sekundärseitigen Dreieckschaltung werden als durchgezogene Linie gezeichnet und die Verläufe der Außenleiterspannungen der sekundärseitigen Sternschaltung werden als gestrichelte Linie gezeichnet.

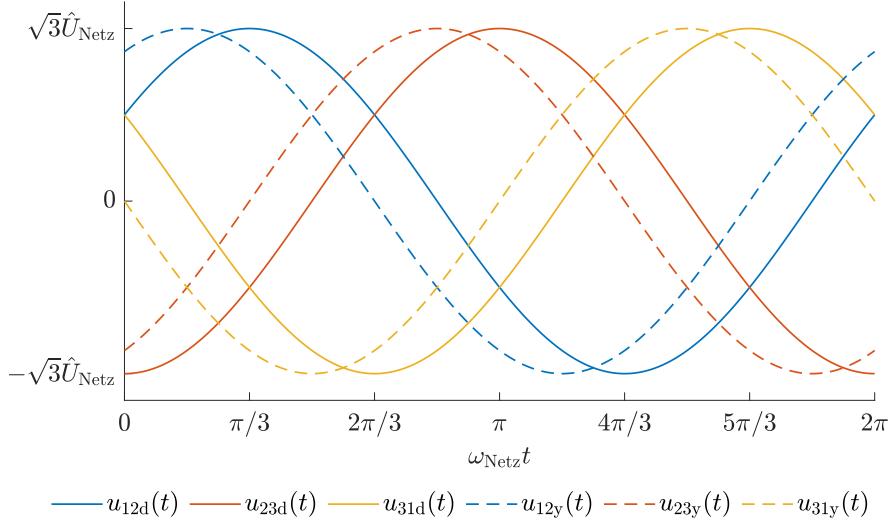


Abb. 2.5: Die Verläufe der Außenleiterspannungen der sekundärseitigen Dreieck- und Sternschaltung. Die Amplituden sind durch die Wahl der Übersetzungsverhältnisse $u_y = \sqrt{3}u_d$ gleich groß.

Die Amplituden der Außenleiterspannungen der sekundärseitigen Dreieckschaltung und Sternschaltung sind durch die Wahl der Übersetzungsverhältnisse $u_y = \sqrt{3}u_d$ gleich groß. Es besteht eine Phasenverschiebung von $\pi/6$ zwischen den Außenleiterspannungen der sekundärseitigen Dreieckschaltung und Sternschaltung.

2.2.2 Spannungsverläufe an den B6-Diodengleichrichtern

Die Ausgänge des Dreieck-Dreieck-Stern-Transformators sind an die B6-Diodengleichrichter angeschlossen. Die Außenleiterspannungen der sekundärseitigen Dreieckschaltung liegen zwischen den Anschlüssen des ersten B6-Diodengleichrichters an und die Außenleiterspannungen der sekundärseitigen Sternschaltung liegen zwischen den Anschlüssen des zweiten B6-Diodengleichrichters an. Die B6-Diodengleichrichter richten die sekundärseitigen Außenleiterspannungen gleich. Die Gleichrichtung der Außenleiterspannungen der sekundärseitigen Dreieckschaltung wird in Abb. 2.6 gezeigt. Dazu werden die Außenleiterspannungen der sekundärseitigen Dreieckschaltung als durchgezogene Linie dargestellt und die negativen Außenleiterspannungen der sekundärseitigen Dreieckschaltung als gestrichelte Linie. Es wird das ideale Verhalten einer Diode angenommen. Eine Schwellspannung und eine Impedanz einer Diode werden vernachlässigt. Die resultierende Gleichrichterspannung u_{DC1} wird in schwarz eingezeichnet.

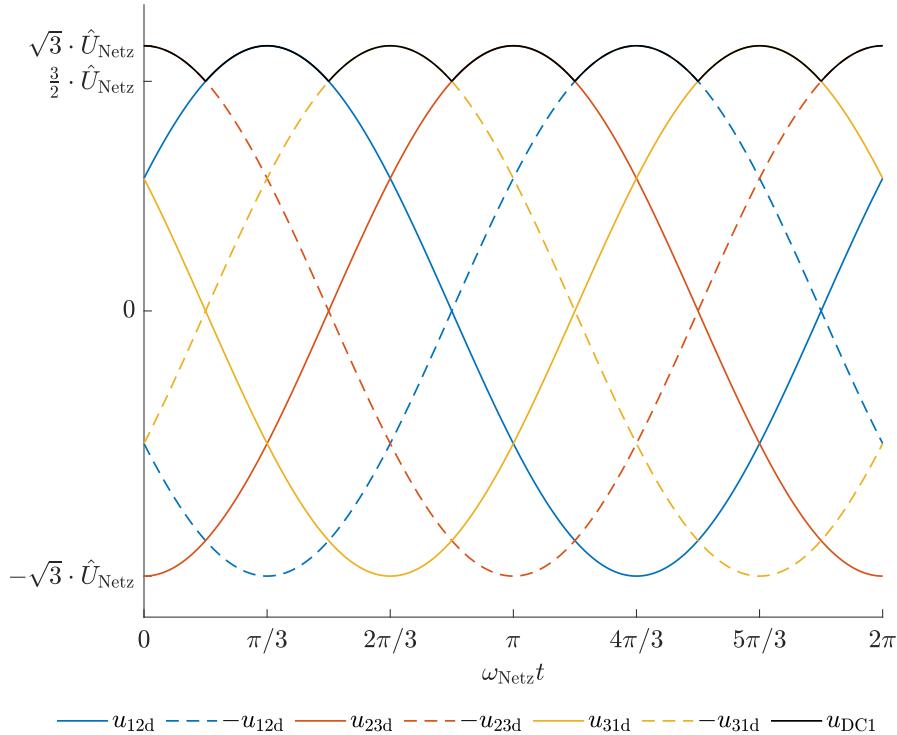


Abb. 2.6: Verläufe der positiven und negativen Außenleiterspannungen u_{12d} , u_{23d} , u_{31d} , $-u_{12d}$, $-u_{23d}$ und $-u_{31d}$ der sekundärseitigen Dreieckschaltung sowie der Gleichrichter- spannung u_{DC1} des B6-Diodengleichrichters, der hinter die sekundärseitige Dreieckschaltung geschaltet ist. Siehe auch [4].

Die Gleichrichtung der Außenleiterspannungen der sekundärseitigen Sternschaltungen wird in Abb. 2.7 gezeigt. Dazu werden die Außenleiterspannungen der sekundärseitigen Sternschaltung als durchgezogene Linie dargestellt und die negativen Außenleiterspannungen der sekundärseitigen Sternschaltung als gestrichelte Linie. Es wird das ideale Verhalten einer Diode angenommen. Eine Schwellspannung und eine Impedanz einer Diode werden vernachlässigt. Die resultierende Gleichrichterspannung u_{DC2} wird in schwarz eingezeichnet.

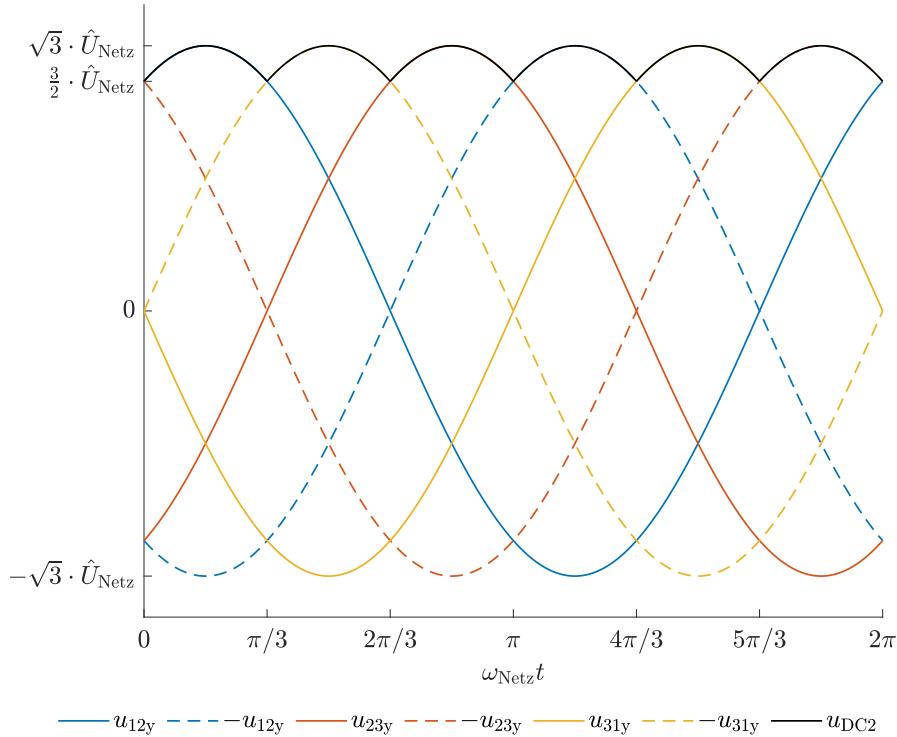


Abb. 2.7: Verläufe der positiven und negativen Außenleiterspannungen u_{12y} , u_{23y} , u_{31y} , $-u_{12y}$, $-u_{23y}$ und $-u_{31y}$ der sekundärseitigen Sternschaltung sowie der Gleichrichterspannung u_{DC2} des B6-Diodengleichrichters, der hinter die sekundärseitige Sternschaltung geschaltet ist. Siehe auch [4].

In Abb. 2.6 und Abb. 2.7 ist zu erkennen, dass u_{DC1} und u_{DC2} mit sechsfacher Netzfrequenz schwingen:

$$f_{DC1} = f_{DC2} = 6f_{\text{Netz}}. \quad (2.18)$$

Für den Wertebereich von u_{DC1} und u_{DC2} gilt:

$$\frac{3}{2} \hat{U}_{\text{Netz}} \leq u_{DC1,2}(t) \leq \sqrt{3} \hat{U}_{\text{Netz}}. \quad (2.19)$$

Die Phasenverschiebungen zwischen den Außenleiterspannungen der sekundärseitigen Dreieck- und Sternschaltung macht sich hier bemerkbar. $u_{DC1,2}$ sind auch um $\pi/6$ phasenverschoben, siehe Abb. 2.8. u_{DC1} ist dann maximal, wenn u_{DC2} minimal ist und andersherum.

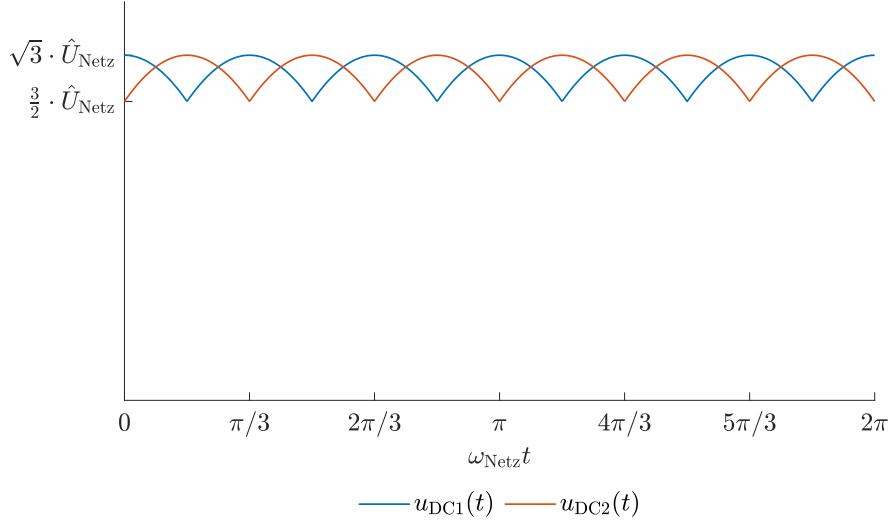


Abb. 2.8: Die Verläufe der Gleichrichterspannungen u_{DC1} und u_{DC2} , die um $\pi/6$ phasenverschoben zueinander sind. Beide Verläufe sind nahezu konstant und weisen sechs Pulse pro Netzperiode auf. Bei einer Netzfrequenz von 50 Hz hat der Puls eine Frequenz von 300 Hz.

Die Verläufe von u_{DC1} und u_{DC2} lassen sich schreiben als:

$$u_{DC1}(t) = \begin{cases} |u_{12d}(t)|, & \text{für } |u_{12d}(t)| > \max \{|u_{23d}(t)|, |u_{31d}(t)|\} \\ |u_{23d}(t)|, & \text{für } |u_{23d}(t)| > \max \{|u_{12d}(t)|, |u_{31d}(t)|\} \\ |u_{31d}(t)|, & \text{für } |u_{31d}(t)| > \max \{|u_{12d}(t)|, |u_{23d}(t)|\}, \end{cases} \quad (2.20)$$

$$u_{DC2}(t) = \begin{cases} |u_{12y}(t)|, & \text{für } |u_{12y}(t)| > \max \{|u_{23y}(t)|, |u_{31y}(t)|\} \\ |u_{23y}(t)|, & \text{für } |u_{23y}(t)| > \max \{|u_{12y}(t)|, |u_{31y}(t)|\} \\ |u_{31y}(t)|, & \text{für } |u_{31y}(t)| > \max \{|u_{12y}(t)|, |u_{23y}(t)|\}. \end{cases} \quad (2.21)$$

2.3 Stromverläufe

Ein konstanter Leistungsbedarf der Last wird angenommen. Es gibt unterschiedliche Strategien für die Aufteilung der Leistung, die über die Tiefsetzsteller zur Last übertragen wird. Der Elektrolyseur benötigt einen Gleichstrom i_{Last} . Dieser muss konstant sein. Dabei können die Spulenströme der Tiefsetzsteller, i_{L1} , i_{L2} variabel sein. Wichtig ist, dass für ihre Summe

$$i_{\text{Last}} = i_{L1}(t) + i_{L2}(t) = \text{const} \quad (2.22)$$

gilt. Es wird das Mittelwertmodell angenommen. Der idealisierte Fall wird betrachtet. Zwei Kondensatoren, die parallel zu den B6-Diodengleichrichtern und den Tiefsetzstellern geschaltet werden, werden als so dimensioniert angenommen, dass ihr Einfluss auf den THD der ins Netz rückwirkenden Ströme minimiert wird. Durch die nahezu konstanten Spannungen u_{DC1} , u_{DC2} wird die an die Last übertragene Leistung je Tiefsetzsteller direkt von den Strömen i_{L1} und i_{L2} eingestellt. Die Tiefsetzsteller regeln die Ströme i_{L1} und i_{L2} . Die Gate-Anschlüsse der IGBTs werden durch die PWM-Signale S_1 und S_2 angesteuert. Dadurch können Stromverläufe für i_{L1} und i_{L2} vorgegeben werden.

2.3.1 Berechnung des Gesamt-Oberschwingungsgehalts

In [4] wird als Gütekriterium für Netzfreundlichkeit der Gesamt-Oberschwingungsgehalt (Total Harmonic Distortion, THD) der Netzströme genutzt. Zur Vergleichbarkeit wird hier auch der THD der Netzströme als Gütekriterium für Netzfreundlichkeit verwendet. Der THD eines betrachteten periodischen Stroms i gibt die Abweichung dieses Stroms von seiner Grundschwingung $I_{[n=1]}$ an, die durch Verzerrung ganzzahliger vielfacher der Frequenz der Grundschwingung $I_{[n \neq 1]}$ entsteht. Diese werden Oberschwingungen und Harmonische genannt. i setzt sich aus allen Strömen aus seinem Frequenzspektrum $I_{[n]}$ zusammen. Der THD eines Stroms ist um so höher, je höher die Anzahl der Harmonischen ist und je höher die Amplituden dieser Harmonischen sind. Um den THD des Stroms i , $THDi$, zu bestimmen, wird der betrachtete Strom $i(t)$ zuerst mit einer Sampling-Frequenz f_{sam} abgetastet und in das zeitdiskrete Signal

$$i[k] = i(k \cdot T_{\text{sam}}) \quad (2.23)$$

gewandelt, wobei $k \in \mathbb{Z}$. Es wird

$$f_{\text{sam}} > 2f_{\max} \quad (2.24)$$

gewählt, wobei f_{\max} die höchste Frequenz im Spektrum des Stroms ist und damit das Abtasttheorem von Whittaker, Nyquist und Shannon [18] unverletzt bleibt. Anschließend werden die Amplituden aller im Frequenzspektrum von $i[k]$ vorkommenden Ströme $I_{[n]}$

mit der diskreten Fourier-Transformation bestimmt. Dazu wird $i[k]$ über eine Periode K betrachtet:

$$I_{[n]} = \sum_{k=0}^{K-1} i_{[k]} \cdot \exp\left(-j \frac{2\pi nk}{K}\right) \quad \text{für } 0 \leq k \leq K-1. \quad (2.25)$$

Der Betrag aller Harmonischen ist:

$$I_h = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{[n]}^2}. \quad (2.26)$$

Der $THDi$ wird definiert als:

$$THDi = \frac{I_h}{I_{[n=1]}} \cdot 100\%. \quad (2.27)$$

Für $THDi = 0$ müssen

$$I_h = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{[n]}^2} = 0 \quad (2.28)$$

und

$$I_{[n=1]} \neq 0 \quad (2.29)$$

gelten. i darf nur aus seiner Grundschwingung $I_{[n=1]}$ bestehen. Die Grundschwingung $I_{[n=1]}$ eines Netzstroms ist sinusförmig. Für die Vollständigkeit wird $I_{[n=0]}$ noch eingeordnet: $I_{[n=0]}$ gibt den Gleichanteil bzw. den Mittelwert des Stroms an. Für sinusförmige Ströme ist $I_{[n=0]} = 0$.

2.3.2 Spulenstromverläufe für eine Leistungsaufteilung zu konstanten gleichen Teilen auf die Tiefsetzsteller und resultierende Netzströme

Die Aufteilung der Leistung zu gleichen Teilen zu wählen, sodass jeder Tiefsetzsteller konstant den halben Leistungsbedarf der Last überträgt, ist eine Möglichkeit. In dem Fall gilt für die Gleichrichterströme:

$$i_{DC1}(t) = \frac{p_{DC1}}{u_{DC1}(t)}, \quad (2.30)$$

$$i_{DC2}(t) = \frac{p_{DC2}}{u_{DC2}(t)}. \quad (2.31)$$

Da die Spannungen u_{DC1} und u_{DC2} schwingen und die übertragene Leistung konstant ist, schwingen die Gleichrichterströme i_{DC1} und i_{DC2} . Ihr Verlauf wird in Abb. 2.9 gezeigt.

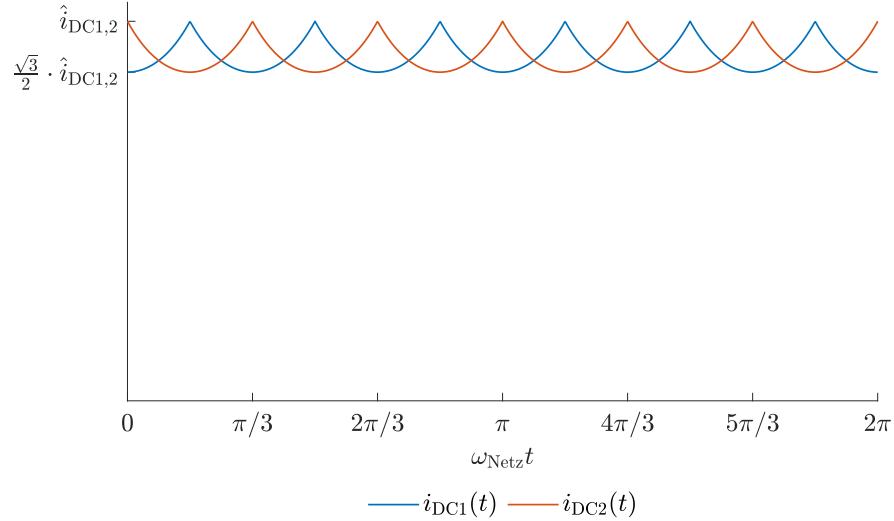


Abb. 2.9: Verläufe der Gleichrichterströme i_{DC1} und i_{DC2} bei gleicher konstanter Leistungsübertragung über die Tiefsetzsteller und konstanter Spulenströme $i_{L1} = i_{L2} = \text{const.}$ Siehe auch [4].

Die Gleichrichterströme i_{DC1} und i_{DC2} sind immer dann maximal, wenn u_{DC1} und u_{DC2} minimal sind und andersherum. Die Minima von u_{DC1} und u_{DC2} sind die Zeitpunkte, in denen die Dioden der Diodengleichrichter kommutieren. Bei diesem Verlauf der Gleichrichterströme ergeben sich Netzströme, deren Verläufe in Abb. 2.10 dargestellt sind.

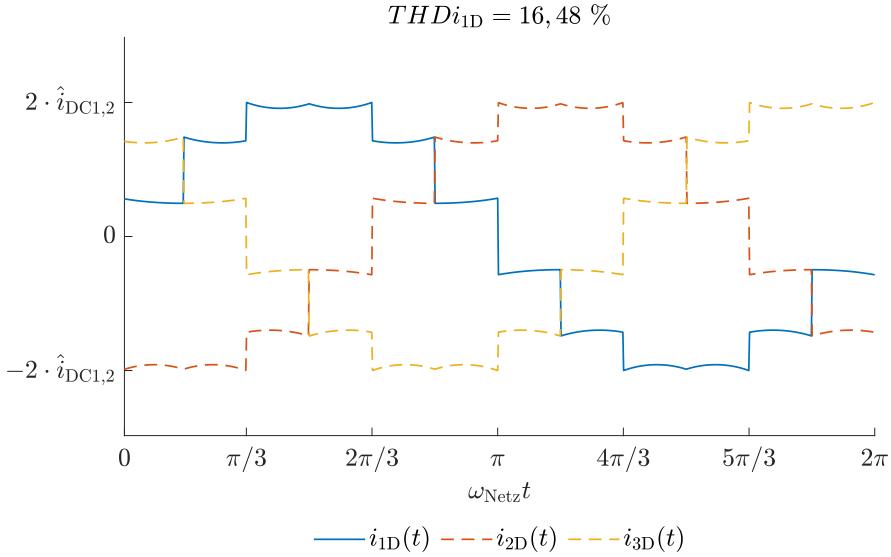


Abb. 2.10: Netzströme bei gleicher konstanter Leistungsübertragung über die Tiefsetzsteller und konstanter Spulenströme $i_{L1} = i_{L2} = \text{const.}$ Siehe auch [4]. Der $THD i_{1\text{D}}$, der stellvertretend für alle drei Phasen mit 16,48 % angegeben wird, ist hoch. Die Abweichung von einem Sinus ist deutlich zu sehen.

Der Fokus wird in dieser Abbildung auf eine Phase gelegt. Deshalb ist der Verlauf des Netzstroms der Phase eins als durchgezogene Linie dargestellt. Die Verläufe der Netzströme der anderen beiden Phasen werden als gestrichelte Linie dargestellt. Auf eine Herleitung der Netzstromverläufe wird an dieser Stelle aus stilistischen Gründen verzichtet. Es wird lediglich das Ergebnis präsentiert. Eine äquivalente Herleitung der Verläufe der Netzströme für Gleichrichterströme $i_{\text{DC}1}$ und $i_{\text{DC}2}$ mit einer anderen Form als in Abb. 2.9 wird in 2.3.3.1 gegeben. Für eine Herleitung der Netzstromverläufe aus Abb. 2.10 wird auf [4] verwiesen. Der THD der Netzströme ist mit 16,48 % hoch. Die Abweichung der Netzstromverläufe von einem Sinus ist deutlich. Zwischen dem Maximalwert und dem Minimalwert der Netzströme sind sechs Stufen erkennbar. Das ist der Einfluss der sechsten Harmonischen $I_{[n=6]}$, die eine hohe Amplitude hat.

2.3.3 Dreieckförmige Spulenstromverläufe und resultierende Netzstromverläufe

Die Leistung zu gleichen, konstanten Teilen über die Tiefsetzsteller an die Last zu übertragen, liefert einen Netzstrom, dessen THD mit 16,48 % zu hoch ist. Eine andere Strategie, die elektrische Leistung an die Last zu übertragen, sind dreieckförmige Leistungsverläufe. Wenn die Spannungen $u_{\text{DC}1}, u_{\text{DC}2}$ nahezu konstant sind, sind die Verläufe der Ströme i_{L1}, i_{L2} dreieckförmig. Auch [19] wählt dreieckförmige Stromverläufe. Nach dem ersten

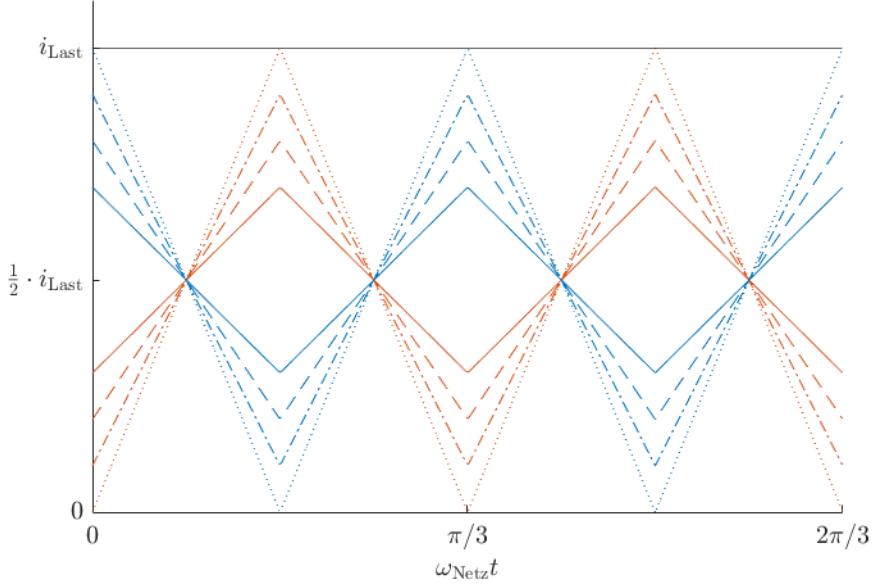


Abb. 2.11: Verschiedene dreieckförmige Verläufe von i_{L1} , i_{L2} für unterschiedliche Spitzenwerte \hat{i}_{L1} , \hat{i}_{L2} . Die Verläufe für i_{L1} werden in blau dargestellt und die Verläufe von i_{L2} in rot. Da nur der Fall $\hat{i}_{L1} = \hat{i}_{L2}$ gültig ist, wird $i_{L1} + i_{L2} = i_{\text{Last}} = \text{const}$ ebenfalls eingezeichnet.

Kirchhoff'schen Gesetz gilt zu jedem Zeitpunkt (2.22). Dreieckförmige Verläufe von i_{L1} , i_{L2} werden für jeden Spitzenwert \hat{i}_{L1} , \hat{i}_{L2} mit ihrer Fourier-Reihen-Form angegeben

$$i_{L1}(t) = \frac{i_{\text{Last}}}{2} + \frac{2\hat{i}_{L1}}{\pi^2} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k^2} (1 - (-1)^k) \cos\left(2\pi k \frac{t}{T}\right), \quad (2.32)$$

$$i_{L2}(t) = \frac{i_{\text{Last}}}{2} + \frac{2\hat{i}_{L2}}{\pi^2} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k^2} ((-1)^k - 1) \cos\left(2\pi k \frac{t}{T}\right), \quad (2.33)$$

und in Abb. 2.11 für unterschiedliche Spitzenwerte \hat{i}_{L1} , \hat{i}_{L2} und über zwei Perioden abgebildet, wobei

$$T = \frac{T_{\text{Netz}}}{6}, \quad (2.34)$$

$$\hat{i}_{L1} = \hat{i}_{L2} \quad (2.35)$$

und (2.22) gelten.

Dabei beschreiben die blauen Verläufe i_{L1} für unterschiedliche \hat{i}_{L1} und die roten Verläufe i_{L2} für unterschiedliche \hat{i}_{L2} . Der konstante Verlauf vom Laststrom i_{Last} , der sich für gleiche Amplituden von i_{L1} und i_{L2} ergibt und der in dieser Anwendung von der Last gefordert wird, wird in schwarz eingezeichnet.

2.3.3.1 Ermittlung der Netzstromverläufe auf Basis der Spulenstromverläufe

An dieser Stelle werden die Verläufe der Netzströme für dreieckförmige Spulenstromverläufe für den Fall

$$\hat{i}_{L1} = \hat{i}_{L2} = i_{Last} \quad (2.36)$$

ermittelt. Netzstromverläufe, die aus anderen Spulenstromverläufen resultieren, können auf die selbe Weise ermittelt werden. In diesem Fall sind die Verläufe von i_{L1} , i_{L2} in ihren Maximalwerten gleich i_{Last} und in ihren Minimalwerten gleich null, wie in Abb. 2.12 dargestellt.

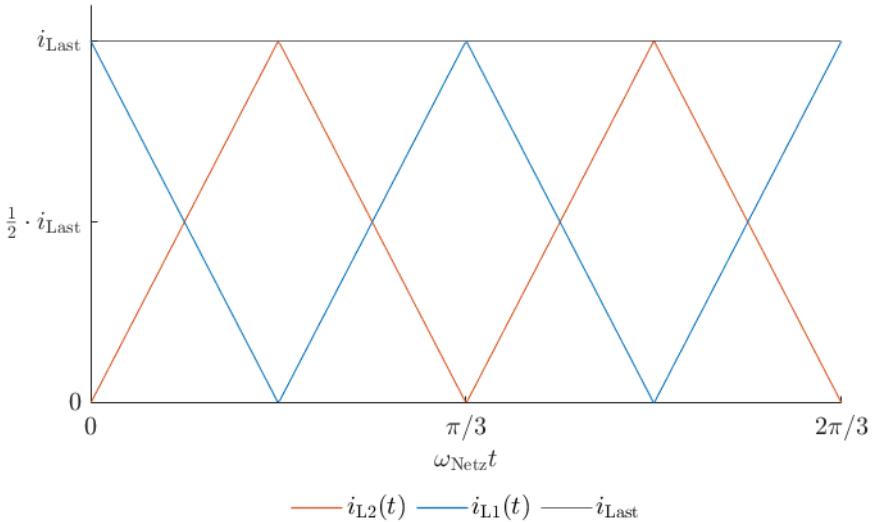


Abb. 2.12: Dreieckförmige Spulenstromverläufe mit $\hat{i}_{L1} = \hat{i}_{L2} = i_{Last}$. Die Spulenstromverläufe sind Ausgangspunkt der Ermittlung der Netzstromverläufe. Netzstromverläufe, die aus anderen Spulenstromverläufen resultieren, können auf die selbe Weise ermittelt werden.

Für die Ermittlung der Verläufe von i_{1D} , i_{2D} und i_{3D} werden die Verläufe aller benötigten Ströme grafisch dargestellt. Dafür werden die Ströme i_{DC1} und i_{DC2} aus Abb. 2.9 für den Fall Leistungsaufteilung zu gleichen, konstanten Teilen auf die Tiefsetzsteller als Bezug

gewählt. Das heißt, die vertikalen Achsen werden in den Abbildungen relativ zu \hat{i}_{DC1} und \hat{i}_{DC2} aus diesem Fall skaliert. Um den Bezug zu diesem Fall auszudrücken, werden die Amplituden aus diesem Fall

$$\hat{i}_{DC1} = \hat{i}_{DC1}' , \quad (2.37)$$

$$\hat{i}_{DC2} = \hat{i}_{DC2}' , \quad (2.38)$$

gesetzt. Das heißt, $\hat{i}_{DC1,2}'$ sind die Spitzenwerte $\hat{i}_{DC1,2}$ der Ströme $i_{DC1,2}$ aus Abb. 2.9. Dieser Bezug wird auch nach der Ermittlung der Verläufe der Netzströme in diesem Unterkapitel häufig verwendet. Die Verläufe der betrachteten Ströme werden für eine Netzperiode dargestellt. Für die Verläufe der Spulenströme i_{L1} und i_{L2} aus Abb. 2.12 ergeben sich die Verläufe der Gleichrichterströme i_{DC1} und i_{DC2} aus Abb. 2.13.

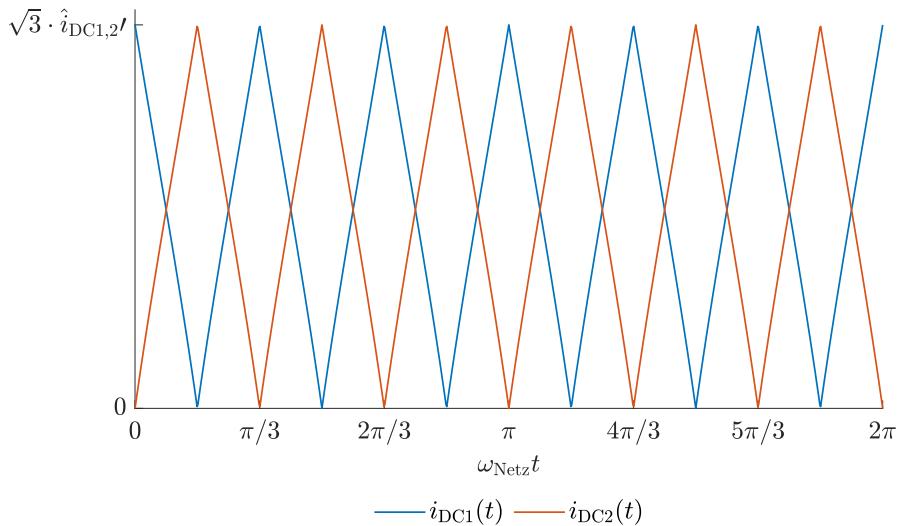


Abb. 2.13: Die Verläufe der Gleichrichterströme, die aus dreieckförmigen Spulenstromverläufen aus Abb. 2.12 resultieren.

Die Gleichrichterströme i_{DC1} und i_{DC2} setzen sich nach dem ersten Kirchhoff'schen Gesetz aus den Diodenströmen zusammen. Es sind immer zwei der sechs Dioden leitend. Damit ergeben sich die Außenleiterströme der sekundärseitigen Dreieckschaltung, i_{1d} , i_{2d} und i_{3d} zu

$$i_{1d}(t) = \begin{cases} i_{DC1}(t), & \text{für } |u_{12d}(t)| \geq |u_{23d}(t)|, |u_{31d}(t)| \wedge u_{31d}(t) < -|u_{12d}(t)|, -|u_{23d}(t)| \\ 0, & \text{für } |u_{23d}(t)| \geq |u_{12d}(t)|, |u_{31d}(t)| \\ -i_{DC1}(t), & \text{für } |u_{12d}(t)| \leq -|u_{23d}(t)|, -|u_{31d}(t)| \wedge u_{31d}(t) > |u_{12d}(t)|, |u_{23d}(t)|, \end{cases} \quad (2.39)$$

$$i_{2d}(t) = \begin{cases} i_{DC1}(t), & \text{für } |u_{23d}(t)| \geq |u_{12d}(t)|, |u_{31d}(t)| \wedge u_{12d}(t) < -|u_{23d}(t)|, -|u_{31d}(t)| \\ 0, & \text{für } |u_{31d}(t)| \geq |u_{12d}(t)|, |u_{23d}(t)| \\ -i_{DC1}(t), & \text{für } |u_{23d}(t)| \leq -|u_{12d}(t)|, -|u_{31d}(t)| \wedge u_{12d}(t) > |u_{23d}(t)|, |u_{31d}(t)|, \end{cases} \quad (2.40)$$

$$i_{3d}(t) = \begin{cases} i_{DC1}(t), & \text{für } |u_{31d}(t)| \geq |u_{12d}(t)|, |u_{23d}(t)| \wedge u_{23d}(t) < -|u_{12d}(t)|, -|u_{31d}(t)| \\ 0, & \text{für } |u_{12d}(t)| \geq |u_{23d}(t)|, |u_{31d}(t)| \\ -i_{DC1}(t), & \text{für } |u_{31d}(t)| \leq -|u_{12d}(t)|, -|u_{23d}(t)| \wedge u_{23d}(t) > |u_{12d}(t)|, |u_{31d}(t)| \end{cases} \quad (2.41)$$

und ihre Verläufe werden in Abb. 2.14 abgebildet.

Für die Außenleiterströme der sekundärseitigen Sternschaltung, i_{1y} , i_{2y} und i_{3y} gilt

$$i_{1y}(t) = \begin{cases} i_{DC2}(t), & \text{für } |u_{12y}(t)| \geq |u_{23y}(t)|, |u_{31y}(t)| \wedge u_{31y}(t) < -|u_{12y}(t)|, -|u_{23y}(t)| \\ 0, & \text{für } |u_{23y}(t)| \geq |u_{12y}(t)|, |u_{31y}(t)| \\ -i_{DC2}(t), & \text{für } |u_{12y}(t)| \leq -|u_{23y}(t)|, -|u_{31y}(t)| \wedge u_{31y}(t) > |u_{12y}(t)|, |u_{23y}(t)|, \end{cases} \quad (2.42)$$

$$i_{2y}(t) = \begin{cases} i_{DC2}(t), & \text{für } |u_{23y}(t)| \geq |u_{12y}(t)|, |u_{31y}(t)| \wedge u_{12y}(t) < -|u_{23y}(t)|, -|u_{31y}(t)| \\ 0, & \text{für } |u_{31y}(t)| \geq |u_{12y}(t)|, |u_{23y}(t)| \\ -i_{DC2}(t), & \text{für } |u_{23y}(t)| \leq -|u_{12y}(t)|, -|u_{31y}(t)| \wedge u_{12y}(t) > |u_{23y}(t)|, |u_{31y}(t)|, \end{cases} \quad (2.43)$$

$$i_{3y}(t) = \begin{cases} i_{DC2}(t), & \text{für } |u_{31y}(t)| \geq |u_{12y}(t)|, |u_{23y}(t)| \wedge u_{23y}(t) < -|u_{12y}(t)|, -|u_{31y}(t)| \\ 0, & \text{für } |u_{12y}(t)| \geq |u_{23y}(t)|, |u_{31y}(t)| \\ -i_{DC2}(t), & \text{für } |u_{31y}(t)| \leq -|u_{12y}(t)|, -|u_{23y}(t)| \wedge u_{23y}(t) > |u_{12y}(t)|, |u_{31y}(t)| \end{cases} \quad (2.44)$$

und ihre Verläufe werden in Abb. 2.15 abgebildet.

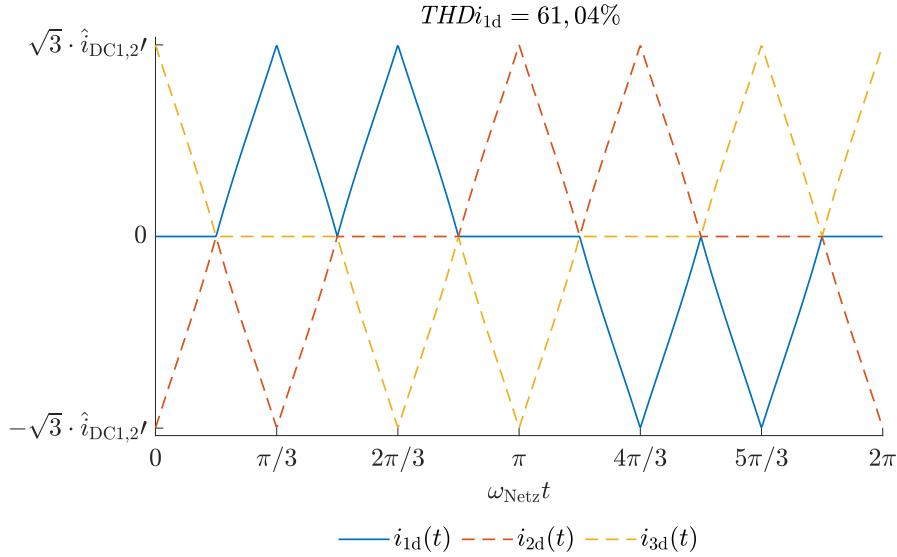


Abb. 2.14: Verläufe der Außenleiterströme der sekundärseitigen Dreieckschaltung, die aus dreieckförmigen Spulenstromverläufen (siehe Abb. 2.12) resultieren. Der THDi_{1d} der ersten Phase, welcher stellvertretend für alle Phasen angegeben wird, ist mit 91 % sehr hoch.

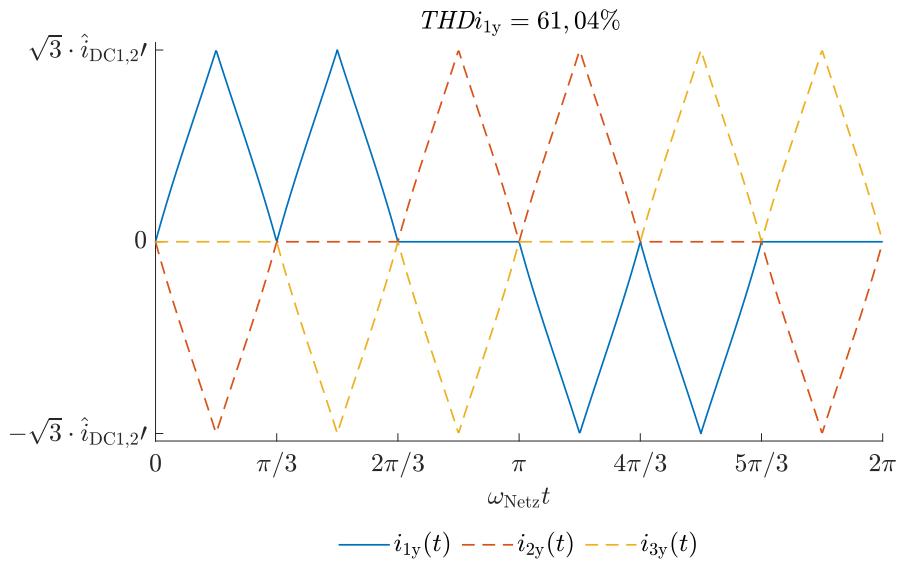


Abb. 2.15: Verläufe der Außenleiterströme der sekundärseitigen Sternschaltung, die aus dreieckförmigen Spulenstromverläufen (siehe Abb. 2.12) resultieren. Der THDi_{1y} , welcher stellvertretend für alle Phasen angegeben wird, ist mit 61,04 % sehr hoch.

In Abb. 2.14, Abb. 2.15 und in den folgenden Abbildungen wird der Fokus auf eine Phase gelegt und ihr Stromverlauf als durchgezogene Linie dargestellt. Die Stromverläufe der anderen Phasen werden als gestrichelte Linie dargestellt. In der sekundärseitigen Sternschaltung sind die Außenleiterströme die Strangströme. Die Strangströme der sekundärseitigen Dreieckschaltung ergeben sich nach dem ersten Kirchhoff'schen Gesetz zu

$$i_{12d}(t) = i_{1d}(t) + i_{31d}(t), \quad (2.45)$$

$$i_{23d}(t) = i_{2d}(t) + i_{12d}(t), \quad (2.46)$$

$$i_{31d}(t) = i_{3d}(t) + i_{23d}(t) \quad (2.47)$$

und ihre Verläufe werden in Abb. 2.16 abgebildet.

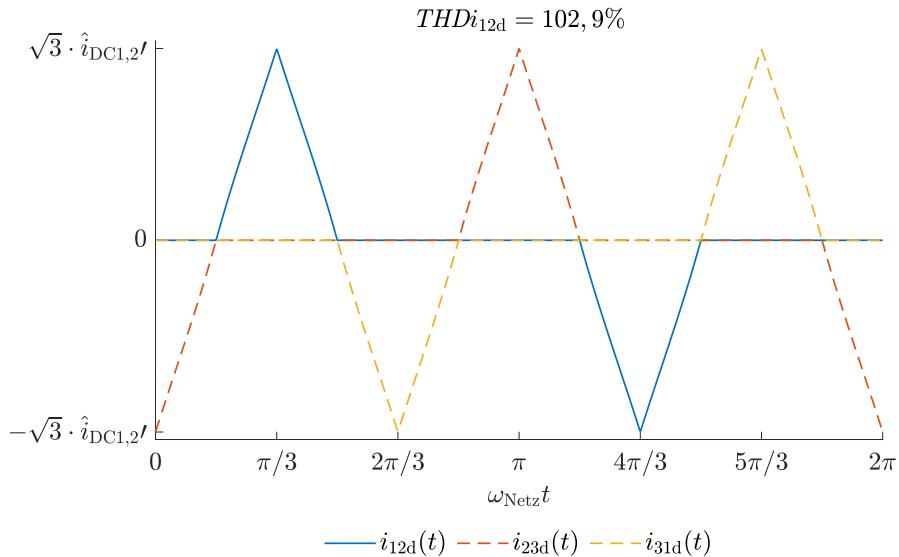


Abb. 2.16: Die Verläufe der Strangströme der sekundärseitigen Dreieckschaltung, die aus dreieckförmigen Spulenstromverläufen (siehe Abb. 2.12) resultieren. Der $THDi_{12d}$, welcher stellvertretend für alle Phasen angegeben wird, ist mit 102,9 % sehr hoch.

Die Strangströme der sekundärseitigen Dreieckschaltung werden nach (2.1) auf die Primärseite des Dreieck-Dreieck-Stern-Transformators transformiert

$$i_{12Dd}(t) = \frac{i_{12d}(t)}{u_d}, \quad (2.48)$$

$$i_{23Dd}(t) = \frac{i_{23d}(t)}{u_d}, \quad (2.49)$$

$$i_{31Dd}(t) = \frac{i_{31d}(t)}{u_d} \quad (2.50)$$

und ihre Verläufe werden in Abb. 2.17 abgebildet.

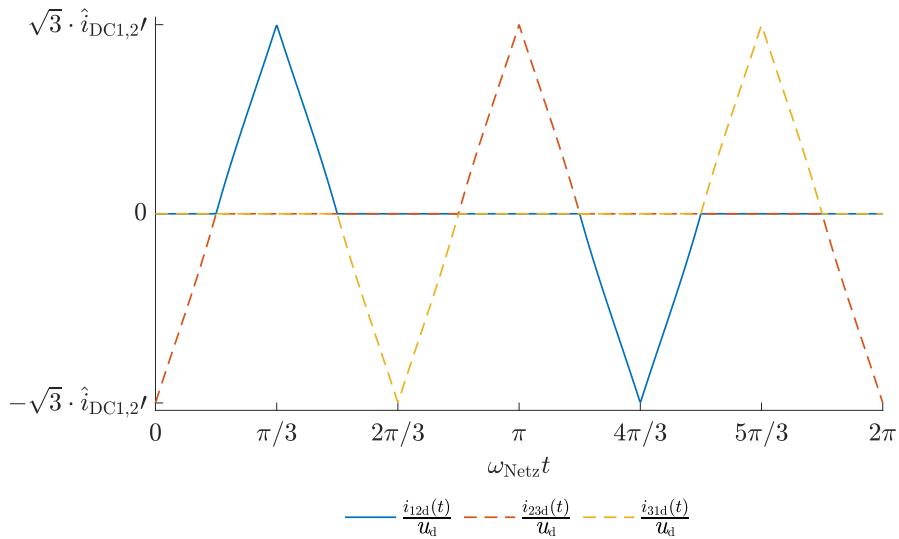


Abb. 2.17: Die Verläufe der von der sekundärseitigen Dreieckschaltung auf die Primärseite transformierte Strangströme, die aus dreieckförmigen Spulenstromverläufen (siehe Abb. 2.12) resultieren.

Die Ströme i_{12D} , i_{23D} und i_{31D} bekommen in (2.48), (2.49) und (2.50) den Zusatz d im Subskript. Das bedeutet, dass i_{12Dd} , i_{23Dd} und i_{31Dd} die Anteile des jeweiligen primärseitigen Strangstroms i_{12D} , i_{23D} und i_{31D} sind, die von der sekundärseitigen Dreieckschaltung auf die Primärseite transformiert werden. Die Strangströme der Primärseite ergeben sich aus der Superposition der von der sekundärseitigen Dreieckschaltung auf die Primärseite transformierten Strangströme und der von der sekundärseitigen Sternschaltung auf die Primärseite transformierten Strangströme (2.54), (2.55), (2.56). Die Strangströme der sekundärseitigen Sternschaltung werden nach (2.2) auf die Primärseite des Dreieck-Dreieck-Stern-Transformators transformiert

$$i_{12Dy}(t) = \frac{i_{1y}(t)}{u_y}, \quad (2.51)$$

$$i_{23Dy}(t) = \frac{i_{2y}(t)}{u_y}, \quad (2.52)$$

$$i_{31Dy}(t) = \frac{i_{3y}(t)}{u_y} \quad (2.53)$$

und ihre Verläufe werden in Abb. 2.18 abgebildet.

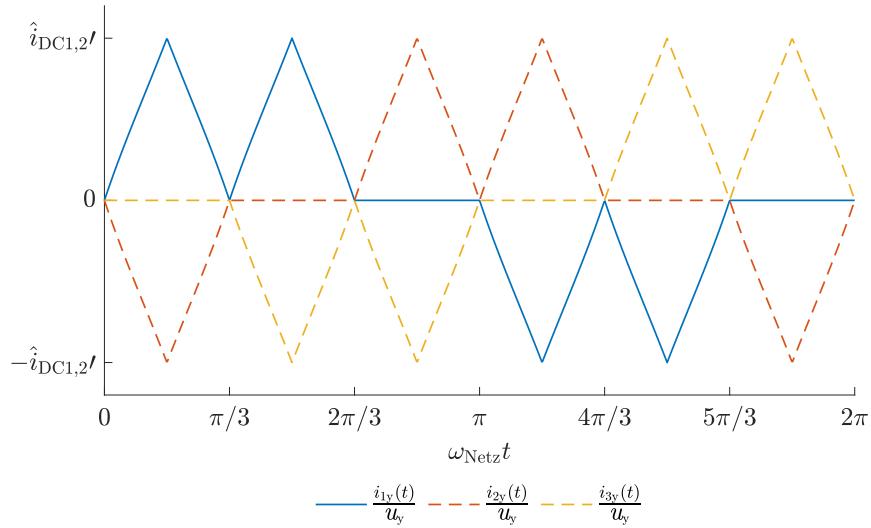


Abb. 2.18: Die Verläufe der von der sekundärseitigen Sternschaltung auf die Primärseite transformierte Strangströme, die aus dreieckförmigen Spulenstromverläufen (siehe Abb. 2.12) resultieren.

In (2.51), (2.52) und (2.53) haben die Ströme i_{12D} , i_{23D} und i_{31D} den Zusatz y im Subskript. Das heißt i_{12Dy} , i_{23Dy} und i_{31Dy} sind die Anteile des jeweiligen primärseitigen Strangstroms i_{12D} , i_{23D} und i_{31D} , die von der sekundärseitigen Sternschaltung auf die Primärseite transformiert werden. Die primärseitigen Strangströme ergeben sich durch Superposition der von der sekundärseitigen Dreieckschaltung auf die Primärseite transformierten Strangströme und der von sekundärseitigen Sternschaltung auf die Primärseite transformierten Strangströme

$$i_{12D}(t) = i_{12Dd}(t) + i_{12Dy}(t), \quad (2.54)$$

$$i_{23D}(t) = i_{23Dd}(t) + i_{23Dy}(t), \quad (2.55)$$

$$i_{31D}(t) = i_{31Dd}(t) + i_{31Dy}(t). \quad (2.56)$$

Abb. 2.19 stellt diese Superposition grafisch dar.

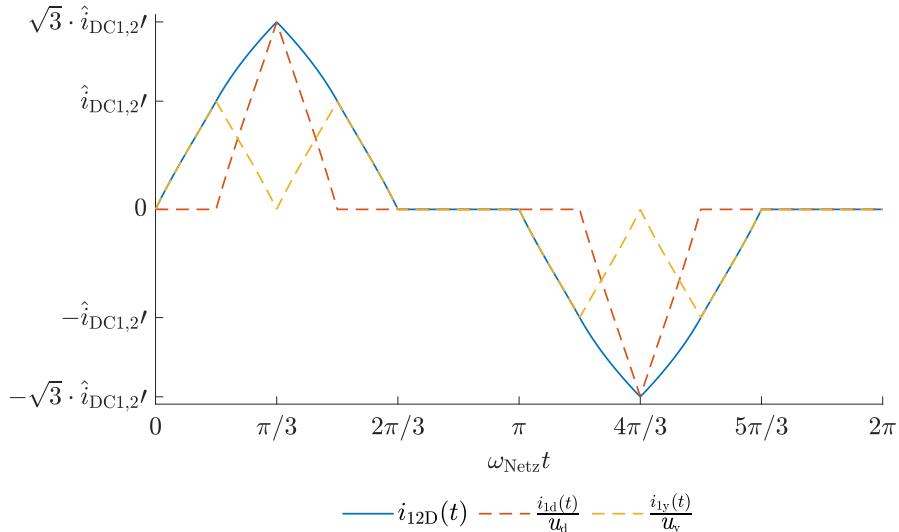


Abb. 2.19: Superposition der Verläufe des aus dem von der sekundärseitigen Dreieckschaltung auf die Primärseite transformierten Strangstroms und des von der sekundärseitigen Sternschaltung auf die Primärseite transformierten Strangstroms zum Verlauf des primärseitigen Strangstrom für eine Phase, der aus dreieckförmigen Spulenstromverläufen (siehe Abb. 2.12) resultieren.

Hier ist zu beachten, dass die Amplitude des von der sekundärseitigen Dreieckschaltung auf die Primärseite transformierten Strangstroms um $\sqrt{3}$ größer ist als die Amplitude des von der sekundärseitigen Sternschaltung auf die Primärseite transformierten Strangstroms. Das liegt an dem Verhältnis der Windungszahlen u_d zwischen der Primärseite und der sekundärseitigen Sternschaltung, welches um $\sqrt{3}$ größer gewählt wurde als das Verhältnis der Windungszahlen u_y zwischen der Primärseite und der sekundärseitigen Dreieckschaltung. Wird diese Berechnung für alle Phasen gemacht, ergeben sich für die primärseitigen Strangströme i_{12D} , i_{23D} und i_{31D} die Verläufe aus Abb. 2.20.

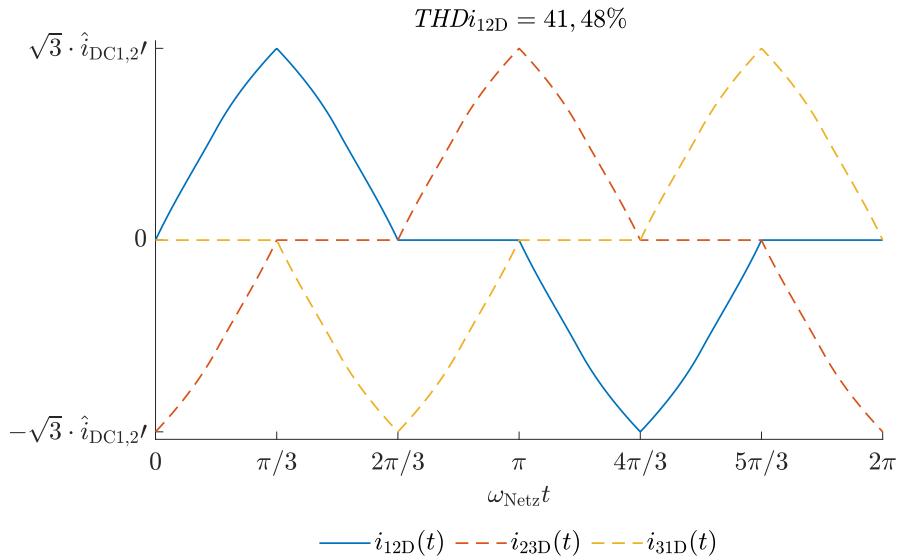


Abb. 2.20: Die Verläufe der Strangströme der primärseitigen Dreieckschaltung, die aus dreieckförmigen Spulenstromverläufen (siehe Abb. 2.12) resultieren. Der $THDi_{12D}$, welcher stellvertretend für alle Phasen angegeben wird, ist mit 41,48 % hoch.

Nach dem ersten Kirchhoff'schen Gesetz gilt für die primärseitigen Außenleiterströme

$$i_{1D}(t) = i_{12D}(t) - i_{31D}(t), \quad (2.57)$$

$$i_{2D}(t) = i_{23D}(t) - i_{12D}(t), \quad (2.58)$$

$$i_{3D}(t) = i_{31D}(t) - i_{23D}(t). \quad (2.59)$$

Die Verläufe von i_{1D} , i_{12D} und i_{31D} aus (2.57) werden in Abb. 2.21 dargestellt.

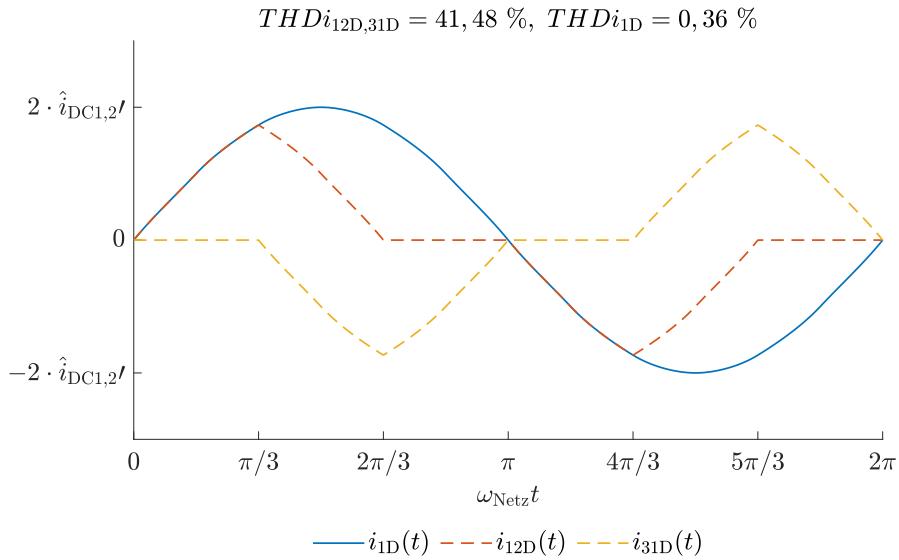


Abb. 2.21: Abbildung, die (2.57) grafisch darstellt: Die Verläufe der primärseitigen Strangströme i_{12D} und i_{31D} , die aus dreieckförmigen Spulenstromverläufen (siehe Abb. 2.12) resultieren und die nach dem ersten Kirchhoff'schen Gesetz den Verlauf des primärseitigen Außenleiterstrom i_{1D} ergeben.

Wird diese Betrachtung für alle Phasen durchgeführt, ergeben sich die Verläufe der Außenleiterströme der primärseitigen Dreieckschaltung i_{1D} , i_{2D} und i_{3D} . Die Außenleiterströme der primärseitigen Dreieckschaltung sind die Netzströme und werden in Abb. 2.22 dargestellt. In diesem Fall resultieren Netzströme mit einem THD von 0,36 %. Dieser ist, verglichen zu den $THDs$ der Ströme, die während der Ermittlung der resultierenden Netzströme betrachtet wurden, sehr niedrig und bedeutet eine hohe Netzfreundlichkeit.

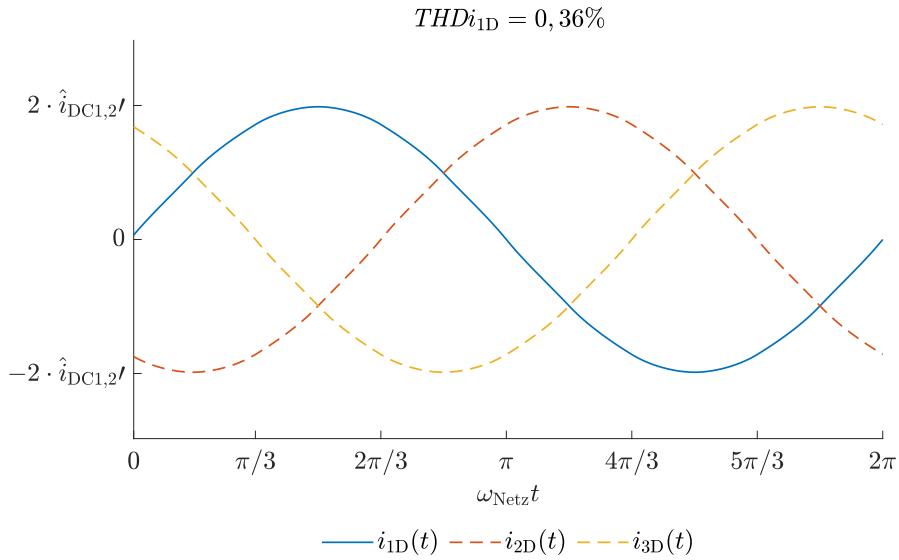


Abb. 2.22: Die Verläufe der primärseitigen Außenleiterströme, die aus dreieckförmigen Spulenstromverläufen (siehe Abb. 2.12) resultieren. Obwohl der THD für die primärseitigen und sekundärseitigen Strangströme hoch ist, ist der $THDi_{1D}$, der hier stellvertretend für alle drei Phasen der primärseitigen Außenleiterströme angegeben wird, mit 0,36 % niedrig.

Einen Vergleich der $THDs$ der Transformatorströme bietet Tab. 2.1.

$i_{L1,2}$	$THD / \%$				
	i_{1D}	i_{12D}	i_{12d}	i_{1y}	i_{1d}
konstant	16,48	40,63	80,71	32,04	32,04
dreieckförmig	0,36	41,48	102,9	61,04	61,04

Tab. 2.1: Vergleiche der $THDs$ der Transformatorströme für die Fälle $i_{L1,2}$ konstant und dreieckförmig.

Die Werte der $THDs$ von den Transformatorströmen für den Fall konstanter Spulenströme $i_{L1,2}$ sind [4] entnommen. Der Vergleich zeigt, dass ein niedriger THD der Netzströme ($THDi_{1D}$) im Fall dreieckförmiger $i_{L1,2}$ höhere $THDs$ für alle anderen Transformatorströme kostet, verglichen zum Fall konstanter $i_{L1,2}$.

2.3.3.2 Analyse weiterer dreieckförmiger Spulenstromverläufe und resultierender Netzstromverläufe

Die Abb. 2.23 zeigt für weitere dreieckförmige Spulenstromverläufe die sich einstellenden Netzströme. In allen betrachteten Fällen gelten (2.22), (2.34) und (2.35). Die resultierenden Verläufe der Netzströme werden neben den Verläufen der Spulenströme abgebildet. Der Verlauf des Spulenstroms des Tiefsetzstellers, der hinter die sekundärseitige Dreieckschaltung geschaltet ist, wird in blau dargestellt und der Verlauf des Spulenstrom des Tiefsetzstellers, der hinter die sekundärseitige Sternschaltung geschaltet ist, wird in rot dargestellt. Der Verlauf des Netzstroms der Phase eins wird in blau gezeichnet, der für Phase zwei in rot und gestrichelt und der für Phase drei in gelb und gestrichelt. Für steigende Spitzenwerte der Spulenströme \hat{i}_{L1} , \hat{i}_{L2} werden die Formen der Netzstromverläufe sinusförmiger.

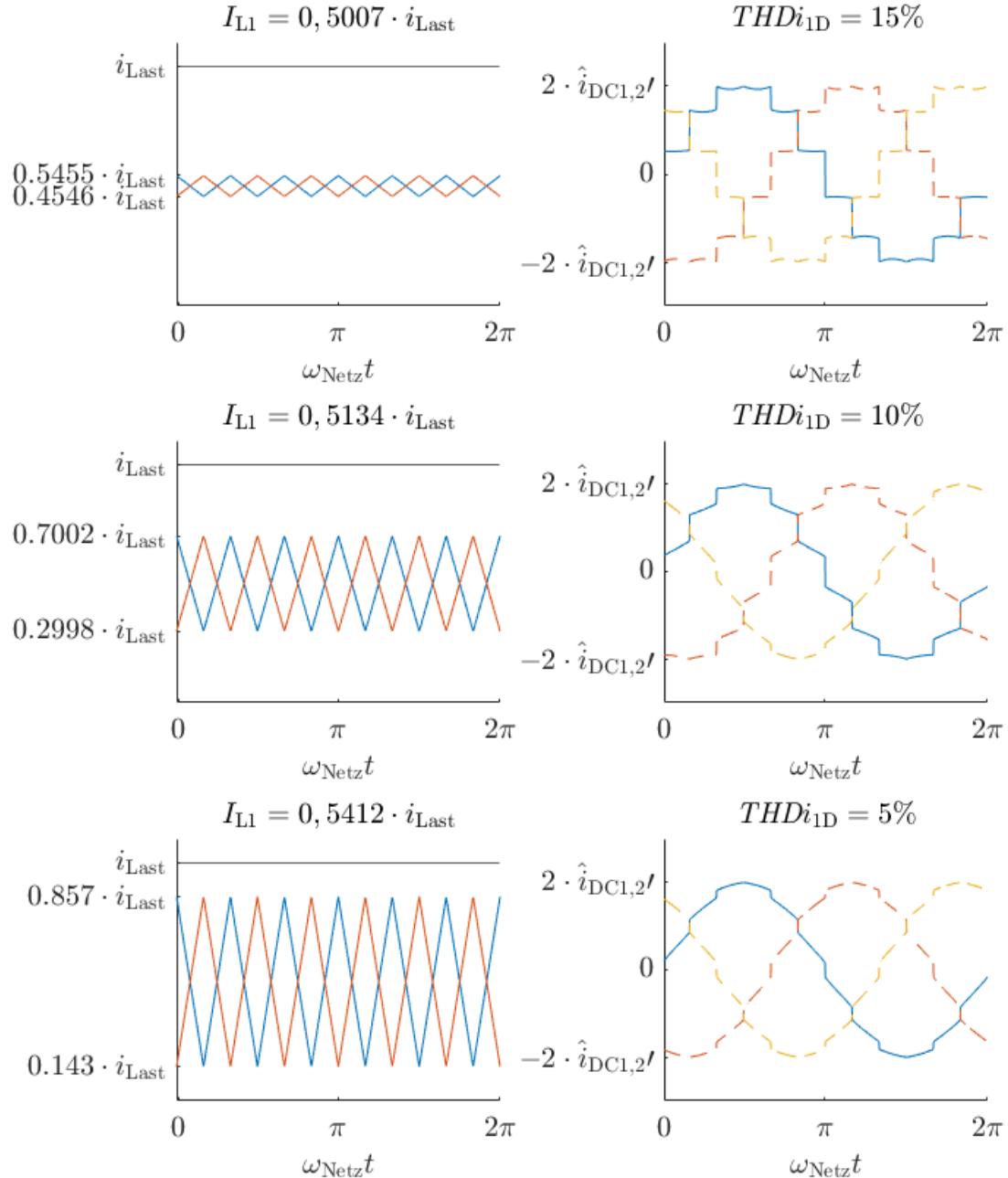


Abb. 2.23: Verschiedene dreieckförmige Spulenstromverläufe und ihre Effektivwerte links und resultierende Netzströme und ihr THD rechts. Mit steigenden Spitzenwerten der Spulenströme wird der Verlauf der Netzströme sinusförmiger und ihr THD geringer. Dafür steigt mit steigendem Spitzenwert des Spulenstroms auch der Effektivwert des Spulenstroms.

2.3.4 Trapezförmige Spulenstromverläufe und resultierende Netzstromverläufe

Neben dreieckförmigen Spulenstromverläufen werden auch trapezförmige Spulenstromverläufe untersucht. In [20] werden trapezförmige Ströme genutzt, um den Spitzenwert des Stroms zu verringern und dadurch kleinere, effizientere oder günstigere Spulen konstruieren zu können. Der dreieckförmige Spulenstromverlauf, der $THD i_{1D} = 0,36\%$ bewirkt und zu unterschiedlichen Werten abgeschnitten wird, ergibt verschiedene trapezförmige Spulenstromverläufe für i_{L1} , i_{L2} . Da die Spannungen u_{DC1} , u_{DC2} nahezu konstant sind, bedeuten trapezförmige Spulenstromverläufe trapezförmige Leistungsverläufe je Tiefsetzsteller. Die Summe der übertragenen Leistungen an die Last ist konstant und gleich der Summe im Fall von konstanter und dreiecksförmiger Leistungsaufteilung auf die Tiefsetzsteller. Abb. 2.24 zeigt trapezförmige Verläufe von i_{L1} , i_{L2} für unterschiedliche Spitzenwerte \hat{i}_{L1} , \hat{i}_{L2} für zwei Perioden der Dauer T , wobei (2.22), (2.34) und (2.35) gelten. Der Verlauf von i_{L1} wird in blau dargestellt und der Verlauf von i_{L2} in rot.

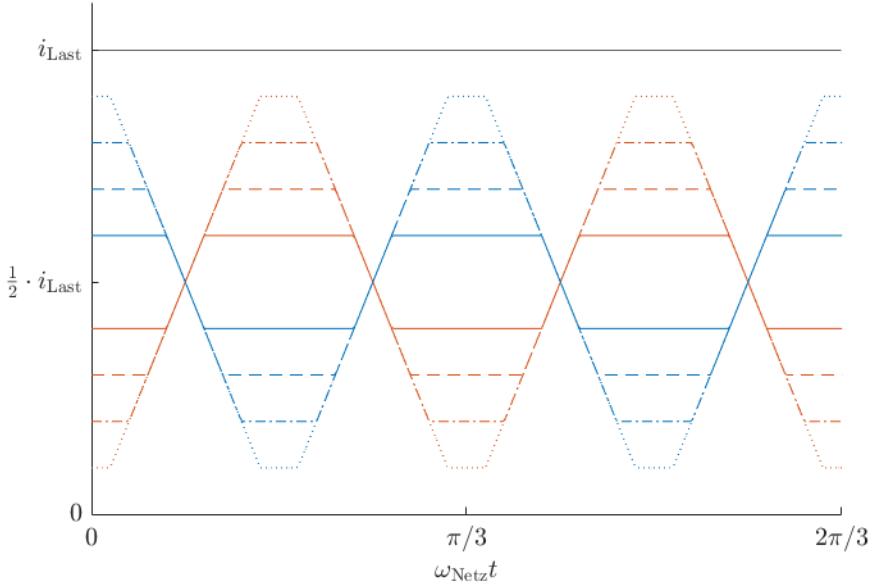


Abb. 2.24: Verschiedene trapezförmige Verläufe von i_{L1} , i_{L2} für unterschiedliche Spitzenwerte \hat{i}_{L1} , \hat{i}_{L2} . Die Verläufe für i_{L1} werden in blau dargestellt und die Verläufe von i_{L2} in rot. Da nur der Fall $\hat{i}_{L1} = \hat{i}_{L2}$ gültig ist, wird $i_{L1} + i_{L2} = i_{Last} = \text{const}$ ebenfalls eingezeichnet.

Verschiedene trapezförmige Spulenstromverläufe und die Verläufe der resultierenden Netzströme werden in Abb. 2.25 dargestellt. Die Verläufe der Netzströme werden neben den Verläufen der Spulenströme abgebildet. Der Verlauf des Spulenstroms des Tiefsetzstellers, der hinter die sekundärseitige Dreieckschaltung geschaltet ist, wird in blau dargestellt und der Verlauf des Spulenstroms des Tiefsetzstellers, der hinter die sekundärseitige Stern-

schaltung geschaltet ist, wird in rot dargestellt. Der Verlauf des Netzstrom der Phase eins wird in blau gezeichnet, der für Phase zwei in rot und gestrichelt und der für Phase drei in gelb und gestrichelt. Für steigende Spitzenwerte der Spulenströme \hat{i}_{L1} , \hat{i}_{L2} werden die Formen der Netzstromverläufe sinusförmiger. Obwohl die THDs der Netzströme in Abb. 2.25 und in Abb. 2.23 gleich sind, sind die Formen der Netzstromverläufe und der Spulenstromverläufe unterschiedlich.

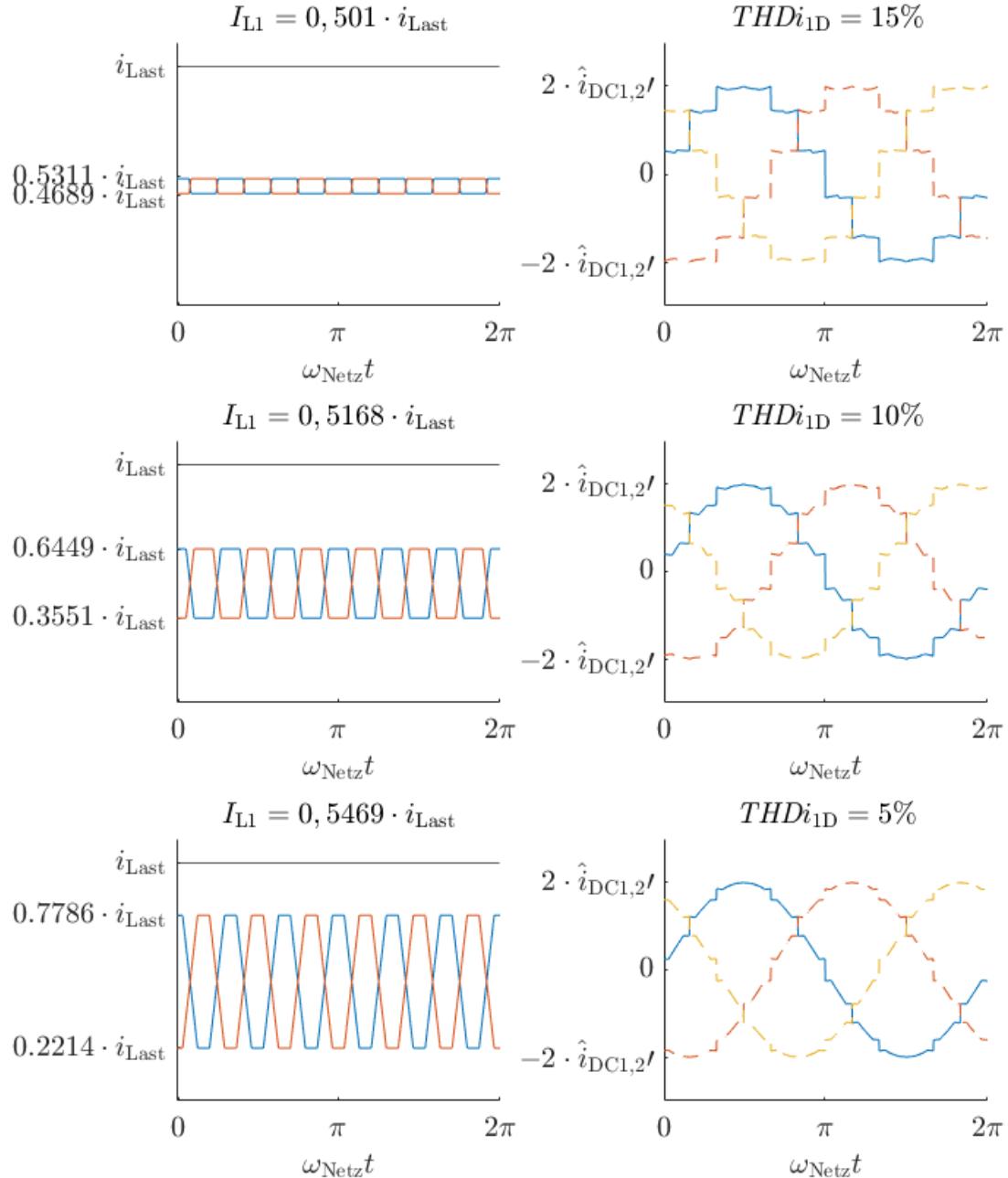


Abb. 2.25: Verschiedene trapezförmige Spulenstromverläufe und ihre Effektivwerte links und resultierende Netzströme und ihr THD rechts. Mit steigenden Spitzenwerten der Spulenströme wird der Verlauf der Netzströme sinusförmiger und ihr THD geringer. Dafür steigt mit steigendem Spitzewert des Spulenstroms auch der Effektivwert des Spulenstroms.

2.3.5 Mischförmige Spulenstromverläufe und resultierende Netzstromverläufe

Werden beliebige, andere, dreieckförmige Spulenstromverläufe als Schablone genutzt, um diese bei unterschiedlichen Werten abzuschneiden und nicht der dreieckförmige Spulenstromverlauf, der einen $THDi_{1D} = 0,36\%$ bewirkt, ergeben sich trapezförmige Ströme, die in ihren Maximal- und Minimalwerten verschieden sind und die in den Zeitintervallen, in denen ihre Verläufe steigen und fallen, andere Steigungen haben als die trapezförmigen Strömen aus 2.3.4. Um diese Stromverläufe von den trapezförmigen Verläufen aus 2.3.4 zu unterscheiden, werden diese Spulenstromverläufe mischförmige Spulenstromverläufe genannt. Da die Spannungen u_{DC1} , u_{DC2} nahezu konstant sind, ist der Verlauf der über einen Tiefsetzsteller zu Last übertragenen Leistung mischförmig und die Summe der von beiden Tiefsetzstellern zur Last übertragene Leistung konstant und gleich der Summe für konstante, dreieckförmige und trapezförmige Leistungsaufteilung auf die Tiefsetzsteller. Abb. 2.26 zeigt mischförmige Verläufe von i_{L1} , i_{L2} für unterschiedliche Spitzenwerte \hat{i}_{L1} , \hat{i}_{L2} und für zwei Perioden der Dauer T , wobei (2.22), (2.34) und (2.35) gelten. Die Verläufe für i_{L1} werden in blau dargestellt und die Verläufe für i_{L2} in rot.

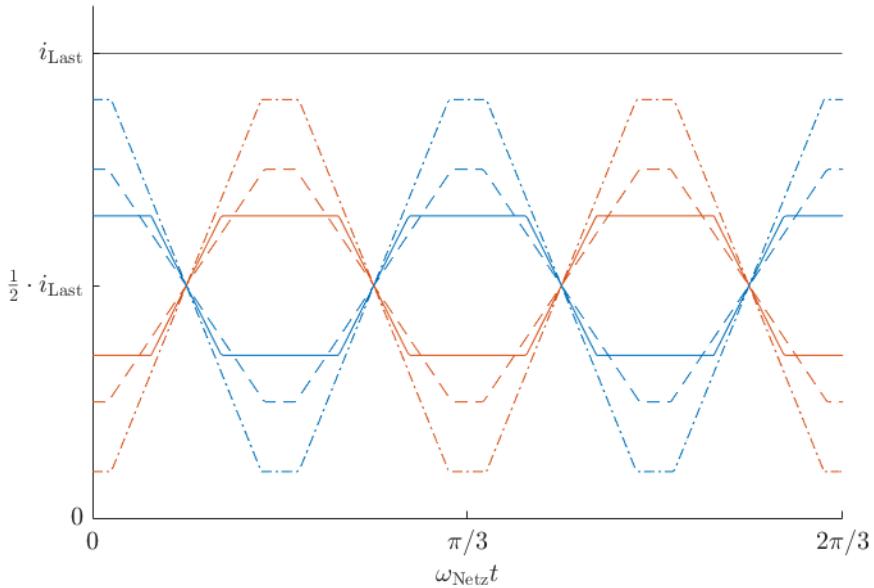


Abb. 2.26: Verschiedene mischförmige Verläufe von i_{L1} , i_{L2} für unterschiedliche Spitzenwerte \hat{i}_{L1} , \hat{i}_{L2} . Die Verläufe für i_{L1} werden in blau dargestellt und die Verläufe von i_{L2} in rot. Da nur der Fall $\hat{i}_{L1} = \hat{i}_{L2}$ gültig ist, wird $i_{L1} + i_{L2} = i_{Last} = \text{const}$ ebenfalls eingezeichnet.

Es werden verschiedene mischförmige Spulenstromverläufe hinsichtlich der sich einstellenden Netzstromverläufe untersucht. Die sich einstellenden Verläufe der Netzströme werden in Abb. 2.27 neben den Verläufen der Spulenströme abgebildet. Der Spulenstrom des

Tiefsetzstellers, der hinter die sekundärseitige Dreieckschaltung geschaltet ist, wird in blau dargestellt und der Spulenstrom des Tiefsetzstellers, der hinter die sekundärseitige Sternschaltung geschaltet ist, wird in rot dargestellt. Der Netzstrom der Phase eins wird in blau gezeichnet, der für Phase zwei in rot und gestrichelt und der für Phase drei in gelb und gestrichelt. Für mischförmige Spulenstromverläufe ist das Ergebnis das selbe wie für dreieckförmige und trapezförmige Spulenstromverläufe: Für steigende Spitzenwerte der Spulenströme \hat{i}_{L1} , \hat{i}_{L2} werden die Formen der Netzstromverläufe sinusförmiger. Die Netzströme haben die selben THDs wie in Abb. 2.25 und in Abb. 2.23. Allerdings sind die Verläufe der Netzströme und die Verläufe der Spulenströme unterschiedlich.

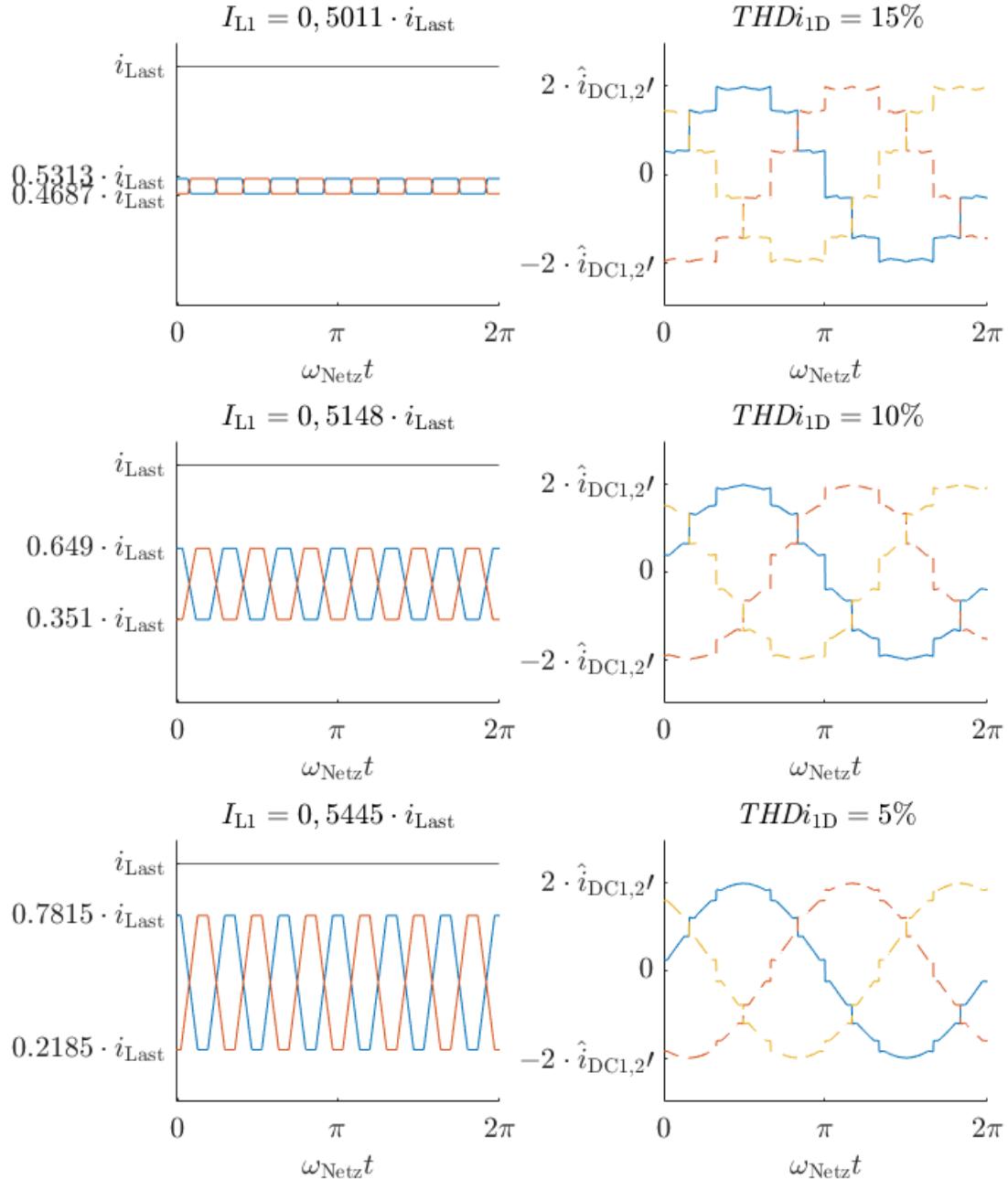


Abb. 2.27: Verschiedene mischförmige Spulenstromverläufe und ihre Effektivwerte links und resultierende Netzströme und ihr THD rechts. Mit steigenden Spitzenwerten der Spulenströme wird der Verlauf der Netzströme sinusförmiger und ihr THD geringer. Dafür steigt mit steigendem Spitzewert des Spulenstroms auch der Effektivwert des Spulenstroms.

2.3.6 Zusammenfassung der betrachteten Spulenstromverläufe und der resultierenden Netzstromverläufe

Eine Zusammenfassung der betrachteten Spulenstromverläufe und der $THDs$ der zugehörigen Netzstromverläufe gibt Tab. 2.2. Es können $THDs$ von 15 %, 10 % und 5 % mit unterschiedlichen Verläufen der Spulenströme i_{L1} , i_{L2} erreicht werden.

$THDi_{1D}$	$\frac{i_{L1}}{i_{Last}}$	$\frac{\hat{i}_{L1}}{i_{Last}}$	Form des Spulenstromverlaufs
15 %	0,5007	0,5455	Dreieck
	0,501	0,5311	Trapez
	0,5011	0,5313	Mischform
10 %	0,5134	0,7002	Dreieck
	0,5168	0,6449	Trapez
	0,5148	0,649	Mischform
5 %	0,5412	0,857	Dreieck
	0,5469	0,7786	Trapez
	0,5445	0,7815	Mischform

Tab. 2.2: Zusammenfassung: THD der Netzströme, Effektivwert, Spitzenwert der Spulenströme für die betrachteten Formen des Spulenstromverlaufs. Der selbe THD kann mit unterschiedlichen Formen des Spulenstromverlaufs erreicht werden.

Eine Zuordnung der $THDs$ der Netzströme und der normierten Effektivwerten der Spulenströme gibt die Punktwolke in Abb. 2.28.

In Abb. 2.28 werden die Effektivwerte der Spulenströme und der THD des resultierenden Netzstroms der Phase eins, stellvertretend für alle drei Phasen, als Wertepaar abgebildet. Die Punkte der Wertepaare werden farblich unterschieden. Wertepaare mit dreieckförmigen Spulenstromverläufen werden in gelb eingezzeichnet, Wertepaare mit trapezförmigen Spulenstromverläufen in rot und Wertepaare mit mischförmigen Spulenstromverläufen in blau. Gleiche $THDs$ der Netzströme können mit unterschiedlichen Spulenstromverläufen erreicht werden. Das Optimum, ein THD der Netzströme von 0,36 %, wird allerdings nur von dreieckförmigen Spulenstromverläufen erreicht. Abb. 2.28 zeigt zwar, dass mit trapezförmigen und mischförmigen Spulenstromverläufen geringe $THDs$ der Netzströme möglich sind. Für das Optimum gehen die trapezförmigen und mischförmigen Spulenstromverläufe allerdings in dreieckförmige Spulenstromverläufe über. Dreieckförmige Spulenstromverläufe weisen für jeden THD der Netzströme den geringeren Effektivwert auf. Damit sind sie hinsichtlich geringerer Verlustleistung in den Tiefsetzstellerspulen gegenüber trapez- und mischförmigen Spulenstromverläufen vorteilhafter.

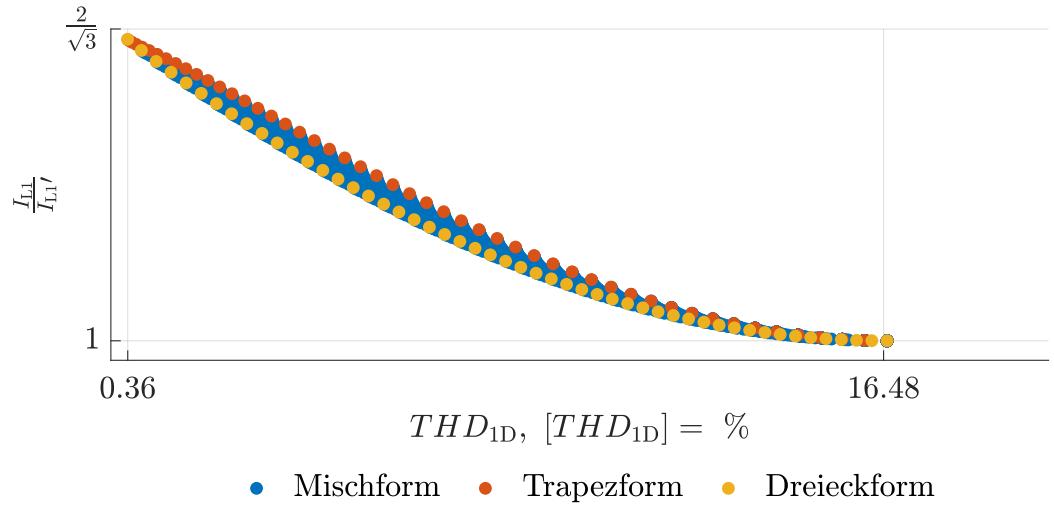


Abb. 2.28: Normierte Effektivwerte der Spulenströme zu THD der sich einstellenden Netzströme. Die Dreieckform besitzt den niedrigsten Effektivwert der drei verglichenen Stromformen.

Trapez- und mischförmige Spulenstromverläufe können dennoch eine sinnvolle Wahl sein. Durch hohe Ströme geraten Spulen früher in Sättigung. Daher sind zu hohe Ströme für einen linearen Arbeitsbereich von Spulen nachteilhaft. Durch die trapez- und mischförmigen Spulenstromverläufe werden die Stromspitzen der dreieckförmigen Spulenstromverläufen vermieden. Um den Betrieb der Tiefsetzstellerspulen in Sättigung zu vermeiden, sind trapez- und mischförmige Spulenstromverläufe dreieckförmigen Spulenstromverläufen vorzuziehen, wie Abb. 2.29 zeigt.

In Abb. 2.29 werden die Wertepaare aus Spitzenwert der Spulenströme und THD des resultierenden Netzstroms der Phase eins, stellvertretend für alle drei Phasen, als Punkte abgebildet. Die Punkte werden farblich unterschieden. Die Farbgebung ist die selbe wie in Abb. 2.28: Die Wertepaare mit dreieckförmigen Spulenstromverläufen werden in gelb dargestellt, die Wertepaare mit trapezförmigen Spulenstromverläufen in rot und die Wertepaare mit mischförmigen Spulenstromverläufen in blau. Die trapez- und mischförmigen Spulenstromverläufe weisen - abgesehen vom Optimum mit einem THD der Netzströme von 0,36 % - für jeden THD der Netzströme geringere Spitzenwerte auf als die dreieckförmigen Spulenstromverläufe. Für einen linearen Arbeitsbereich der Tiefsetzstellerspulen werden trapezförmige Spulenstromverläufe empfohlen.

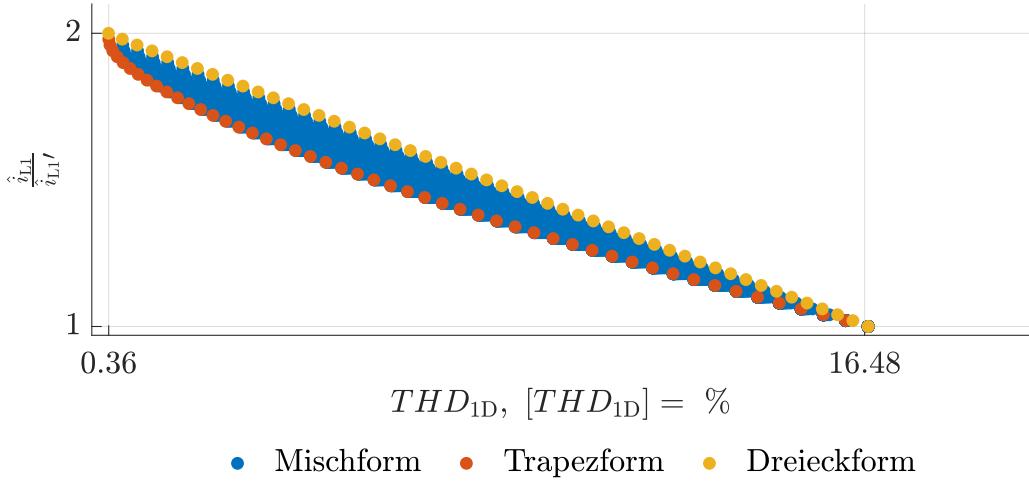


Abb. 2.29: Normierte Spitzenwertewerte der Spulenströme zu THD der sich einstellenenden Netzströme. Trapezform ist vorzuziehen, um Kernsättigung zu vermeiden.

2.3.7 Dreieckförmiger Verlauf der Sollströme in den Tiefsetzstellerspulen

Da durch dreieckförmige Spulenstromverläufe eine höhere Netzfreundlichkeit erreicht wird als durch trapez- oder mischförmige Spulenstromverläufe, werden im Folgenden nur noch dreieckförmige Spulenstromverläufe betrachtet. Um einen dreieckförmigen Spulenstromverlauf wie in Abb. 2.12 über die IGBTs der Tiefsetzsteller vorzugeben, benötigt der Regler Sollströme i_{L1}^* , i_{L2}^* , deren Verläufe ebenfalls dreieckförmig sind. i_{L1}^* , i_{L2}^* müssen synchron zur Schwingung der Gleichrichterspannungen u_{DC1} , u_{DC2} Werte zugeordnet werden: i_{L1}^* und u_{DC1} müssen zu den selben Zeitpunkten maximal und minimal sein. Zwischen den Maximal- und Minimalwerten von u_{DC1} muss jeder Wert von u_{DC1} ein Wert für i_{L1}^* abbilden. Wenn u_{DC1} steigt, muss i_{L1}^* linear steigen und wenn u_{DC1} sinkt, muss i_{L1}^* linear sinken. Analog gilt für u_{DC2} : i_{L2}^* und u_{DC2} müssen zu den selben Zeitpunkten maximal und minimal sein. Zwischen den Maximal- und Minimalwerten von u_{DC2} muss jeder Wert von u_{DC2} ein Wert für i_{L2}^* abbilden. Wenn u_{DC2} steigt, muss i_{L2}^* linear steigen und wenn u_{DC2} sinkt, muss i_{L2}^* linear sinken. Diese gewünschten Soll-Stromverläufe von i_{L1}^* , i_{L2}^* ,

$$i_{L1}^* : \left[\frac{3}{2} \cdot \hat{U}_{Netz}, \sqrt{3} \cdot \hat{U}_{Netz} \right] \rightarrow [0, i_{Last}] \quad (2.60)$$

$$i_{L2}^* : \left[\frac{3}{2} \cdot \hat{U}_{Netz}, \sqrt{3} \cdot \hat{U}_{Netz} \right] \rightarrow [0, i_{Last}] \quad (2.61)$$

die den Wertebereich der Gleichrichterspannungen u_{DC1} , u_{DC2} auf den Wertebereich der Sollströme i_{L1}^* , i_{L2}^* abbilden, werden zusammen mit den Verläufen für u_{DC1} , u_{DC2} in Abb. 2.30 gezeigt.

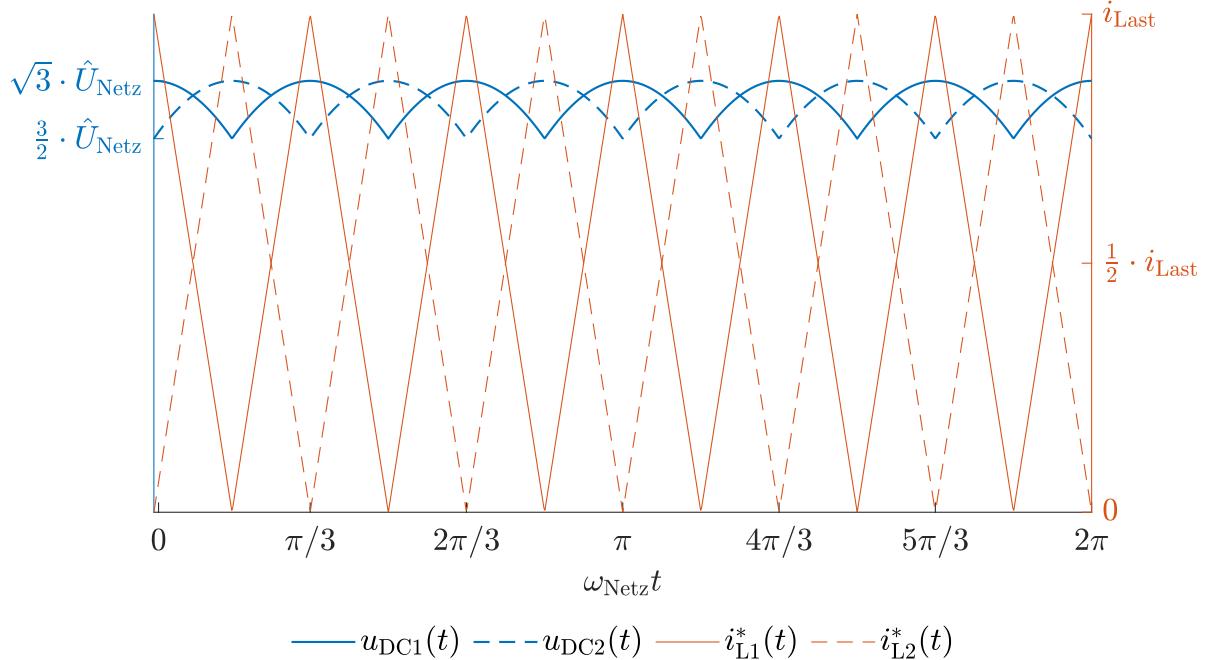


Abb. 2.30: Sollstromverläufe i_{L1}^* , i_{L2}^* . i_{L1}^* ist in Phase zu u_{DC1} und i_{L2}^* ist in Phase zu u_{DC2} . i_{L1}^* , i_{L2}^* sind in ihrem Maximalwert gleich i_{Last} und in ihrem Minimalwert null. Dazwischen nehmen sie jeden Wert an.

Für die Gleichungen für i_{L1}^* , i_{L2}^* werden

$$i_{L1}^*(t) = \frac{1}{2} \cdot i_{Last} \cdot \left(\frac{u_{DC1}(t) - u_{DC2}(t)}{u_{DC1}(t) + u_{DC2}(t)} \cdot c_1 + 1 \right), \quad c_1 \in \mathbb{R} \quad (2.62)$$

$$i_{L2}^*(t) = \frac{1}{2} \cdot i_{Last} \cdot \left(\frac{u_{DC2}(t) - u_{DC1}(t)}{u_{DC1}(t) + u_{DC2}(t)} \cdot c_2 + 1 \right), \quad c_2 \in \mathbb{R} \quad (2.63)$$

angesetzt, wobei c_1 , c_2 Konstanten sind. Wird der Zeitpunkt $t = 0$ betrachtet, gilt

$$u_{DC1}(t = 0) = \sqrt{3} \cdot \hat{U}_{Netz} \quad (2.64)$$

$$u_{DC2}(t = 0) = \frac{3}{2} \cdot \hat{U}_{\text{Netz}}. \quad (2.65)$$

Damit folgt für (2.62), (2.63) und für c_1, c_2 :

$$\begin{aligned} i_{L1}^*(t = 0) &= i_{\text{Last}} = \frac{1}{2} \cdot i_{\text{Last}} \cdot \left(\frac{(\sqrt{3} - \frac{3}{2}) \cdot \hat{U}_{\text{Netz}}}{(\sqrt{3} + \frac{3}{2}) \cdot \hat{U}_{\text{Netz}}} \cdot c_1 + 1 \right) \\ &\Leftrightarrow 2 = \frac{\sqrt{3} - \frac{3}{2}}{\sqrt{3} + \frac{3}{2}} \cdot c_1 + 1 \\ &\Leftrightarrow c_1 = \frac{\sqrt{3} + \frac{3}{2}}{\sqrt{3} - \frac{3}{2}} = 13,928 \end{aligned} \quad (2.66)$$

$$\begin{aligned} i_{L2}^*(t = 0) &= 0 = \frac{1}{2} \cdot i_{\text{Last}} \cdot \left(\frac{(\frac{3}{2} - \sqrt{3}) \cdot \hat{U}_{\text{Netz}}}{(\frac{3}{2} + \sqrt{3}) \cdot \hat{U}_{\text{Netz}}} \cdot c_2 + 1 \right) \\ &\Leftrightarrow -1 = \frac{\frac{3}{2} - \sqrt{3}}{\frac{3}{2} + \sqrt{3}} \cdot c_2 + 1 \\ &\Leftrightarrow c_2 = -\left(\frac{\frac{3}{2} + \sqrt{3}}{\frac{3}{2} - \sqrt{3}}\right) = 13,928 \end{aligned} \quad (2.67)$$

$$c_1 = c_2 = c. \quad (2.68)$$

Der Parameter c kann genutzt werden, um die Amplitude der Sollströme i_{L1}^*, i_{L2}^* einzustellen. Für eine ideale Regelung, bei der Soll-Ströme gleich Ist-Ströme sind, zeigt Abb. 2.31 für unterschiedliche Parameter c die sich einstellenden Sollströme i_{L1}^*, i_{L2}^* und Istströme i_{L1}, i_{L2} , sowie die resultierenden Netzströme i_{1D}, i_{2D} und i_{3D} und ihr THD. Die Soll- und Istströme werden links gezeigt. Die Verläufe der Ströme durch die Spule des Tiefsetzstellers, der hinter die sekundärseitigen Dreieckschaltung geschaltet ist, werden in blau gezeichnet und die Verläufe der Ströme durch die Spule des Tiefsetzstellers, der hinter die sekundärseitigen Sternschaltung geschaltet ist, werden in rot gezeichnet. Rechts werden die resultierenden Netzströme gezeigt. Die Verläufe für i_{L1} werden in blau, die Verläufe für i_{L2} werden in rot gestrichelt und die Verläufe für i_{L3} werden in gelb gestrichelt dargestellt.

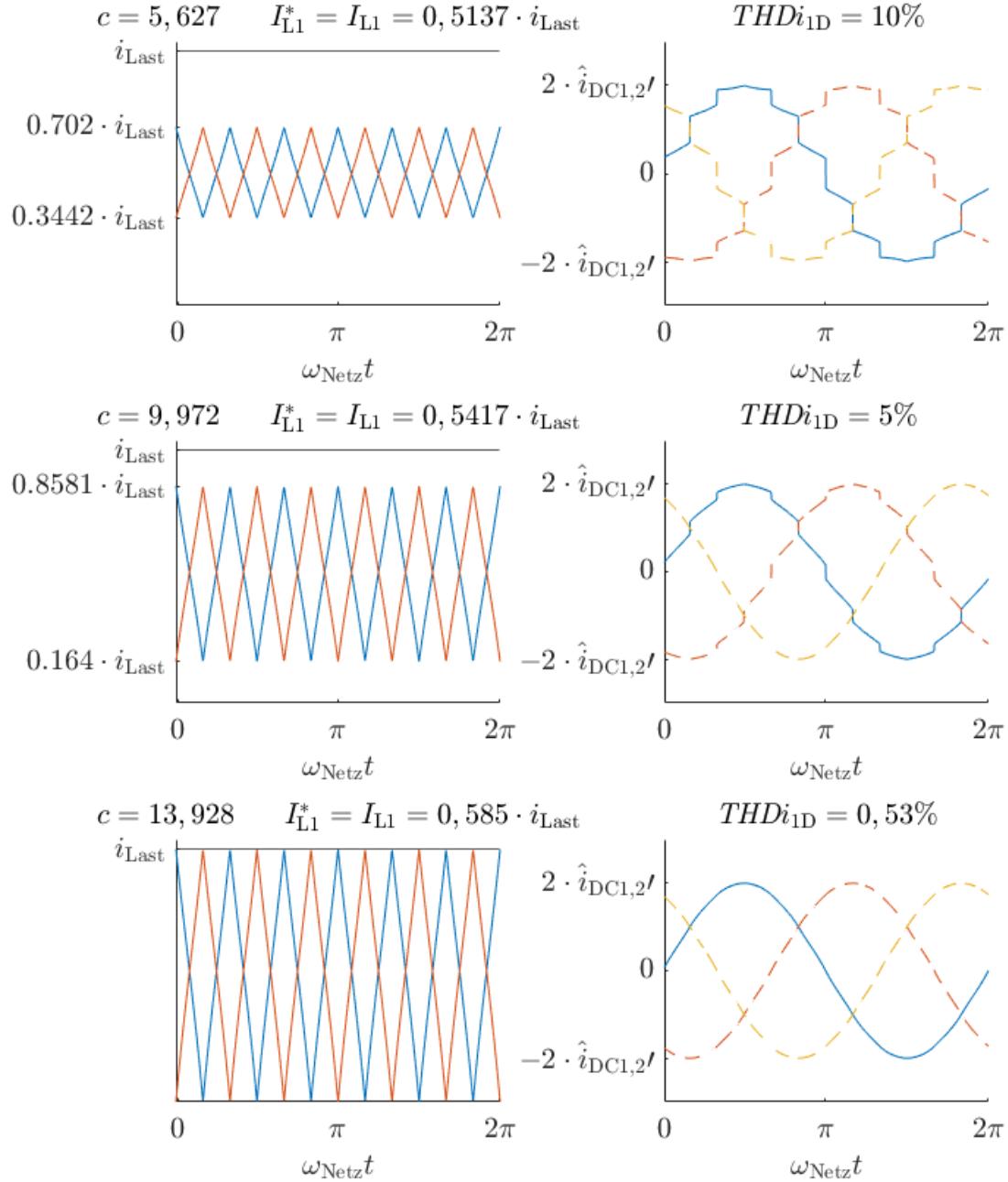


Abb. 2.31: Unterschiedliche Parameter c und sich einstellende Sollströme i_{L1}^* , i_{L2}^* , die im hier angenommenen Fall einer idealen Regelung gleich der Istströme \hat{i}_{L1} , \hat{i}_{L2} sind. Rechts daneben sind die Netzströme abgebildet, die für den jeweiligen Parameter c resultieren, zusammen mit dem THD der Netzströme.

2.4 Ergebnisse der Analyse

Das Ziel dieser Arbeit ist der Betrieb dieser Schaltungstopologie bei maximaler Netzfreundlichkeit. Als Maß für Netzfreundlichkeit wird der *THD* der Netzströme gewählt, wobei ein *THD* der Netzströme von 0 % maximale Netzfreundlichkeit bedeutet. Ein *THD* von 0 % gilt für sinusförmige Netzstromverläufe, die in der betrachteten Anwendung durch dreieckförmige Spulenstromverläufe erreicht werden. Für konstante Spulenstromverläufe wird in den Netzströmen ein *THD* von 16,48 % erreicht. Durch Vorgabe der Spulenstromverläufe über die IGBTs der Tiefsetzsteller können Netzströme mit einem *THD* von bis zu 0,36 % eingestellt werden. Die Kosten dafür sind - verglichen zu konstanten Spulenstromverläufen und Netzströmen mit einem *THD* von 16,48 % - erhöhte Effektivwerte der Spulenströme in den Tiefsetzstellern und damit eine erhöhte Verlustleistung in den Tiefsetzstellerspulen. Wird der *THD* auch als Maß für die Verlustleistung verwendet, zeigt ein Vergleich mit [4], dass für dreieckförmige Spulenstromverläufe die Verlustleistung im 12-Puls-Diodengleichrichter und im Dreieck-Dreieck-Stern-Transformator höher ist als für konstante Spulenströme. Durch die Wahl anderer Spulenstromverläufe als die Dreiecksform können auch niedrige *THDs* der Netzströme erreicht werden. Allerdings kein *THD* von 0,36 %. Eine Abwägung zwischen *THD* der Netzströme und vorteilhaften Verläufen der Spulenströme ist möglich, wenn ein *THD* größer als 0 % erlaubt ist. Mit den vorgeschlagenen Soll-Strömen wird ein *THD* von 0,53 % erreicht.

3 Simulation der Schaltungstopologie

Die Schaltungstopologie und die Regelung für die Spulenströme der Tiefsetzsteller werden in Simulink aufgebaut und simuliert. Für die Modellierung des Netzes, der PWM-Generatoren und der Spannungs- und Stromsensoren wurden bestehende Simulink-Modelle genutzt.

3.1 Parametrisierung der Schaltungstopologie

Die Bauteile der Topologie werden wie in Abb. 3.1 benannt.

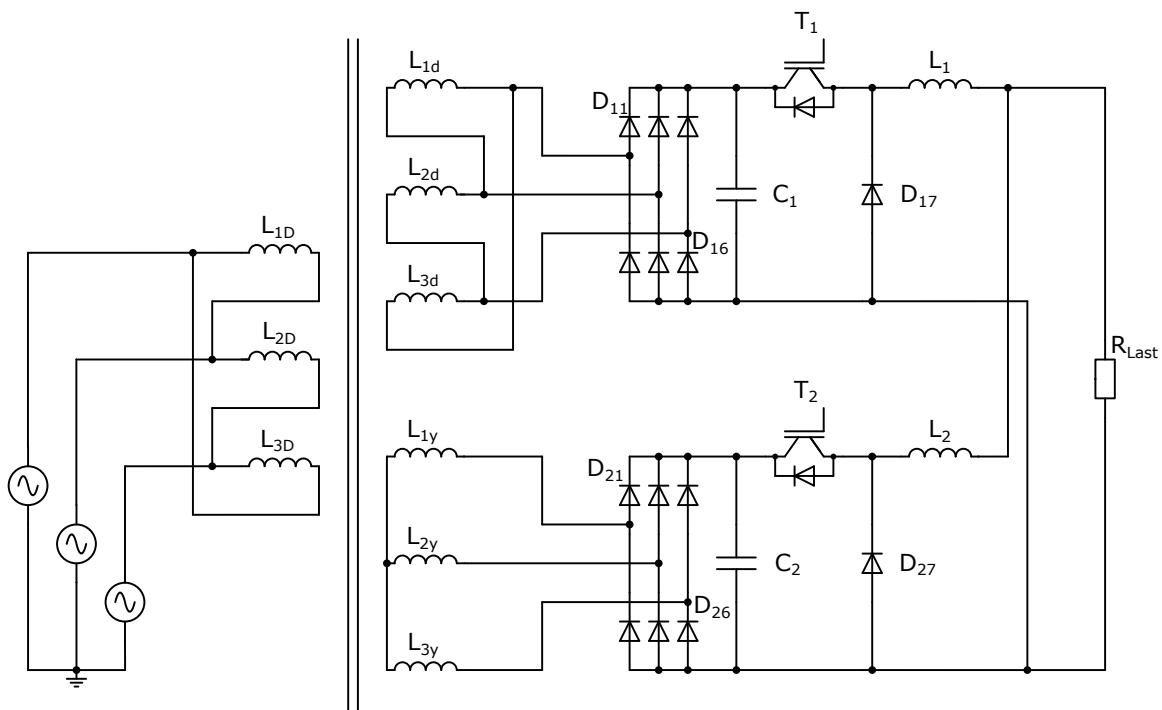


Abb. 3.1: Schaltplan der betrachteten Topologie mit benannten Bauelementen

3.1.1 Parametrisierung des Dreieck-Dreieck-Stern-Transformators

Der Dreieck-Dreieck-Stern-Transformator ist ein Drehstromtransformator. In der Simulation werden sechs Wechselstromtransformatoren verwendet. Damit ergeben sich sechs primärseitige Spulen in der Modellierung des Dreieck-Dreieck-Stern-Transformators. Die primärseitigen Spulen des Drehstromtransformators, dessen sekundärseitiges Drehspannungssystem als Dreieckschaltung ausgeführt ist, bekommen zusätzlich im Subskript ein d und die primärseitigen Spulen des Drehstromtransformators, dessen sekundärseitiges Drehspannungssystem als Sternschaltung ausgeführt ist, bekommen zusätzlich im Subskript ein y. Beide primärseitigen Drehspannungssysteme werden als Dreieckschaltung ausgeführt. Da das Simulink-Modell, das das Netz modelliert, eine Spitzenspannung $\hat{U}_{\text{Netz}} = 326,6 \text{ V}$ liefert und für die Last eine konstante Versorgungsspannung von 10 V angenommen wird, wird von den Übersetzungsverhältnissen $u_d = 1$ aus (2.1) und $u_y = \sqrt{3}$ aus (2.2) abgewichen. Die Wicklungen werden so dimensioniert, dass das Verhältnis der Windungszahlen zwischen der sekundärseitigen Dreieckschaltung und der sekundärseitigen Sternschaltung

$$\frac{N_d}{N_y} = \sqrt{3} \quad (3.1)$$

erhalten bleibt. Die Daten für die Parametrisierung des Dreieck-Dreieck-Stern-Transformators gibt Tab. 3.1.

Drehspannungssystem	Bauelement	Impedanz	
		R / Ω	L / H
Dd	L_{1Dd}	0,0732	30
	L_{2Dd}	0,0732	30
	L_{3Dd}	0,0732	30
d	L_{1d}	0,2	0,06
	L_{2d}	0,2	0,06
	L_{3d}	0,2	0,06
Dy	L_{1Dy}	0,0732	30
	L_{2Dy}	0,0732	30
	L_{3Dy}	0,0732	30
y	L_{1y}	0,2	0,02
	L_{2y}	0,2	0,02
	L_{3y}	0,2	0,02

Tab. 3.1: Parametrisierung des Dreieck-Dreieck-Stern-Transformators, welcher durch sechs Wechselstromtransformatoren modelliert wird: primärseitige und sekundärseitige Impedanzen der Wechselstromtransformatoren.

Der Koppelfaktor jedes einphasigen Wechselstromtransformators beträgt $\kappa = 99,5 \%$.

3.1.2 Parametrisierung der B6-Diodengleichrichter

Die Dioden D₁₁ bis D₁₆ und D₂₁ bis D₂₆ werden wie in Tab. 3.2 parametrisiert.

Bauelement	R_{vor} / Ω	$U_{\text{schwell}} / \text{V}$	$R_{\text{Sperr}} / \Omega$
D _{11...26}	0,02	0,7	$1 \cdot 10^6$

Tab. 3.2: Parametrisierung der B6-Diodengleichrichter.

3.1.3 Parametrisierung der Kondensatoren, der Tiefsetzsteller und der Last

Für die Kondensatoren C₁, C₂, die Leistungsschalter T₁, T₂, die Dioden D₁₇, D₂₇ und die Spulen L₁, L₂ werden die Einstellungen aus Tab. 3.3 bis Tab. 3.6 vorgenommen:

Bauelement	C / F	$U_{\text{init}} / \text{V}$
C _{1,2}	200 μ	20

Tab. 3.3: Parametrisierung der Kondensatoren.

Bauelement	R_{vor} / Ω	R_{Bahn} / Ω	$U_{\text{schwell}} / \text{V}$	$R_{\text{Sperr}} / \Omega$
T _{1,2}	0,1	0,01	4	$1 \cdot 10^5$

Tab. 3.4: Parametrisierung der Leistungsschalter der Tiefsetzsteller, die als MOSFETs modelliert werden.

Bauelement	R_{vor} / Ω	$U_{\text{schwell}} / \text{V}$	$R_{\text{Sperr}} / \Omega$
D _{11...26}	0,1	0,7	$1 \cdot 10^6$

Tab. 3.5: Parametrisierung der Dioden der Tiefsetzsteller.

Bauelement	R / Ω	L / H
L _{1,2}	0,1	800 μ

Tab. 3.6: Parametrisierung der Spulen der Tiefsetzsteller (Sättigungseffekt nicht berücksichtigt).

Die Last ist ein Elektrolyseur. In Abb. 2.1 und in Abb. 3.1 wird der Elektrolyseur als ohmischer Widerstand R_{Last} angedeutet. Real hat ein Elektrolyseur eine nichtlineare Kennlinie, die durch die Kennlinie einer Diode modelliert werden kann. Deshalb wird für die Modellierung der Last eine Diode D_{Last} genutzt, siehe Tab. 3.8. Bei einer Zellspannung von 1,88 V wird eine Stromdichte von 1 A/cm^2 angenommen und bei einer Zellspannung von 2,24 V wird eine Stromdichte von 2 A/cm^2 angenommen, wie in [21]. (Die Kennlinie eines ohmischen Widerstands wäre unzureichend.) Um Schwankungen von i_{Last} wie in [15] zu verhindern, wird ein Kondensator C_{Last} parallel zur Diode D_{Last} berücksichtigt, siehe Tab. 3.7.

Bauelement	C / F	$U_{\text{init}} / \text{V}$
C_{Last}	2500μ	10

Tab. 3.7: Parametrisierung des Kondensators, der parallel zu D_{Last} geschaltet ist.

Bauelement	R_{vor} / Ω	$U_{\text{schwell}} / \text{V}$	$R_{\text{entladen}} / \Omega$
D_{Last}	0,5	10	$1 \cdot 10^6$

Tab. 3.8: Parametrisierung der Diode, die die Last modelliert.

3.2 Regelung der Spulenströme

Die Spulenströme $i_{L1,2}$ der Tiefsetzsteller sollen geregelt werden. Für die Regelung eines Spulenstroms wird ein PI-Regler gewählt. Die Sollverläufe der Spulenströme $i_{L1,2}^*$ werden vorgegeben. Die Regeldifferenzen $e_{1,2}$ werden aus den Sollverläufen der Spulenströme und den gemessenen Verläufen der Spulenströme $i_{L1,2m}$ gebildet. Sie sind die Eingangsgrößen der PI-Regler. Die Ausgangsgrößen der PI-Regler sind die Stellgrößen. Als Stellgrößen werden die Tastgrade $D_{1,2}$ gewählt. Ein PWM-Generator, ein Tiefsetzsteller und ein Sensor für die Messung des Spulenstroms des betrachteten Tiefsetzstellers bilden eine Regelstrecke [22]. Die Regelgrößen sind die Spulenströme. Diese werden für die Bildung der Regeldifferenzen mit den Sollverläufen abgeglichen. Durch die Rückkopplungen der Regelgrößen werden die Regelkreise wie in Abb. 3.2 geschlossen. Es werden verschiedene Strategien zur Regelung der Spulenströme untersucht. Ziel ist ein dreieckförmiger Verlauf der Spulenströme $i_{L1,2}$ derart, dass der Laststrom i_{Last} wie in (2.22) beschrieben, konstant ist. Das heißt, die Priorität liegt auf den Regelungen von $i_{L1,2}$. i_{Last} wird nicht geregelt. i_{Last} ergibt sich als Summe von $i_{L1,2}$ ein. Das Simulink-Modell wird für jede Strategie für 0,2 s (10 Netzperioden) simuliert. In jeder Simulation findet nach 0,16 s ein Lastsprung statt. Der Laststrom soll vor dem Lastsprung 10 A betragen. Die Mittelwerte von $i_{L1,2}^*$ betragen 5 A. Nach 0,16 s soll der Laststrom 3 A betragen. $i_{L1,2}^*$ springen zu diesem Zeitpunkt, sodass sich die neuen Mittelwerte der $i_{L1,2}^*$ von 1,5 A einstellen. Die Simulationen werden alle mit dem Regelparameter

$$K_i = 10 \frac{1}{As} \quad (3.2)$$

durchgeführt. (Der Regelparameter K_p wird im folgenden noch variiert und deshalb hier noch nicht festgelegt.) Das Simulationsmodell wurde für unterschiedliche Werte von K_i und bei konstanten, gleichen Verläufen von $i_{L1,2}^*$ getestet. Da die Änderungen in den Verläufen der Spulenströme $i_{L1,2}$ und des Laststroms i_{Last} für unterschiedliche Werte von K_i gering waren, wird K_i wie in (3.2) für beide PI-Regler gewählt. In den Simulationen beträgt die Netzfrequenz $f_{Netz} = 50$ Hz. Die Schaltfrequenz der Leistungsschalter T_1 , T_2 und die Taktfrequenz des Reglers betragen $f_{Schalt} = 10$ kHz. Parasitäre Effekte sind durch die Parametrisierung der Schaltungstopologie und durch die Parameter der Modelle für das Netz und der Sensoren berücksichtigt.

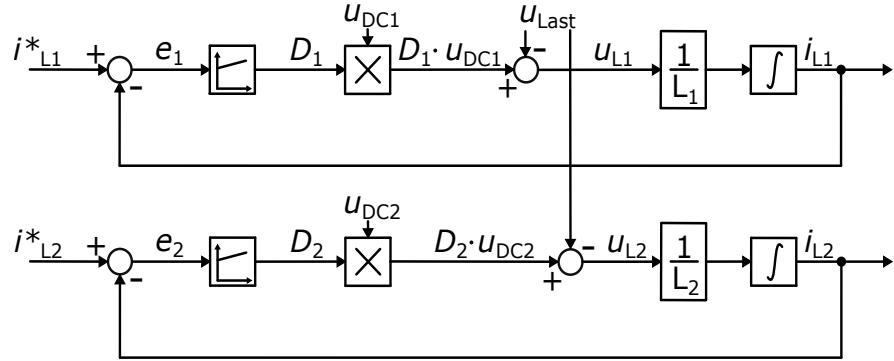


Abb. 3.2: Blockschaltbild der Regelung der gekoppelten Tiefsetzsteller. Ohmische Verluste in den Tiefsetzstellern werden vernachlässigt.

3.2.1 Methode 1: PI-Regler und gleiche konstante Stromsollverläufe $i_{L1,2}^*$

Die günstigste Strategie verwendet zwei Sensoren. Diese messen die Verläufe der Spulenströme $i_{L1,2}$. Es werden gleiche, konstante Sollverläufe $i_{L1,2}^*$ für die Spulenströme vorgegeben. Diese Strategie für die Regelungen von $i_{L1,2}$ wird Methode 1 genannt. Die resultierenden Verläufe von $i_{L1,2}$ haben hochfrequente (10 kHz) und niederfrequente (300 Hz) Schwankungen um einen mittleren Sollstrom. Der Verlauf einer Periode der niederfrequenten Schwankung hat abgesehen von den hochfrequenten Schwankungen die Form eines Dreiecks. Der Verlauf des Laststroms i_{Last} hat als Summe der Verläufe von $i_{L1,2}$ niederfrequente (300 Hz) und hochfrequente (10 kHz) Schwankungen, wie in Abb. 3.3 zu sehen ist.

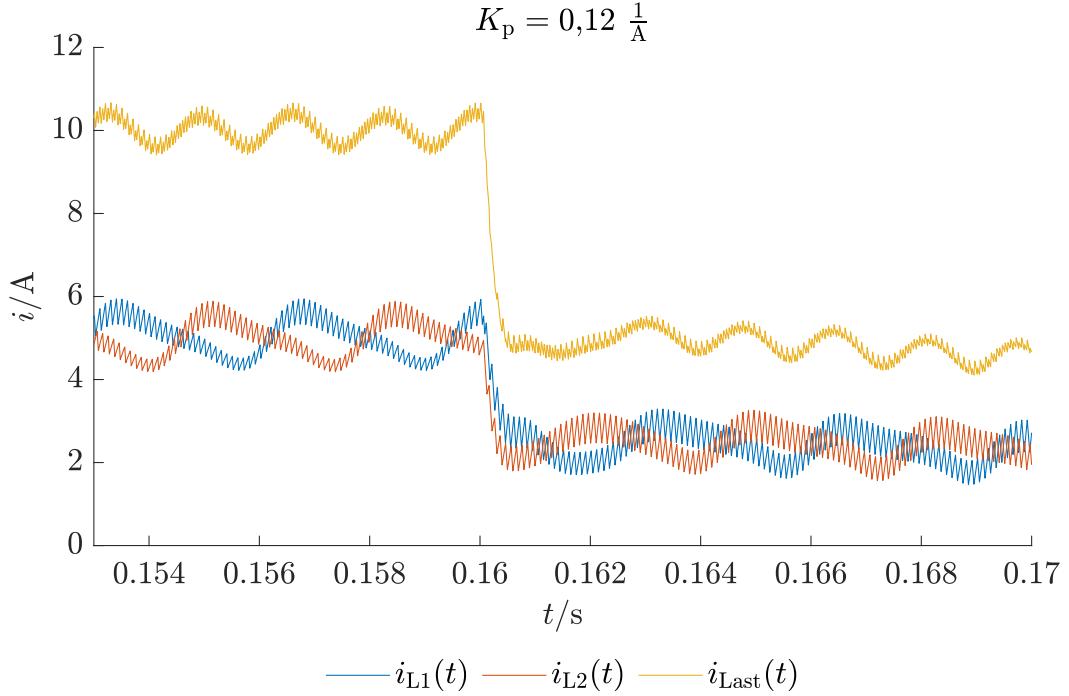


Abb. 3.3: Die Verläufe der Spulenströme $i_{L1,2}$ und des Laststroms i_{Last} werden in dem Zeitraum um den Lastsprung ($t = 0,16$ s) abgebildet. Es wird Methode 1 verwendet. Die Regelparameter sind $K_p = 0,12 \frac{1}{A}$ und $K_i = 10 \frac{1}{As}$. Eine Periode des Verlaufs von $i_{L1,2}$ hat die Form eines Dreiecks, obwohl die Sollverläufe der Spulenströme $i_{L1,2}^*$ konstant sind.

In Abb. 3.3 werden die Verläufe von $i_{L1,2}$ und i_{Last} für den Fall $K_p = 0,12 \frac{1}{A}$ als Regelparameter für beide PI-Regler gezeigt. Das Modell wurde auch mit anderen Werten für K_p untersucht. Eine Änderung von K_p wirkt auf die niederfrequenten Schwankungen von $i_{L1,2}$, wie Abb. 3.4 zeigt.

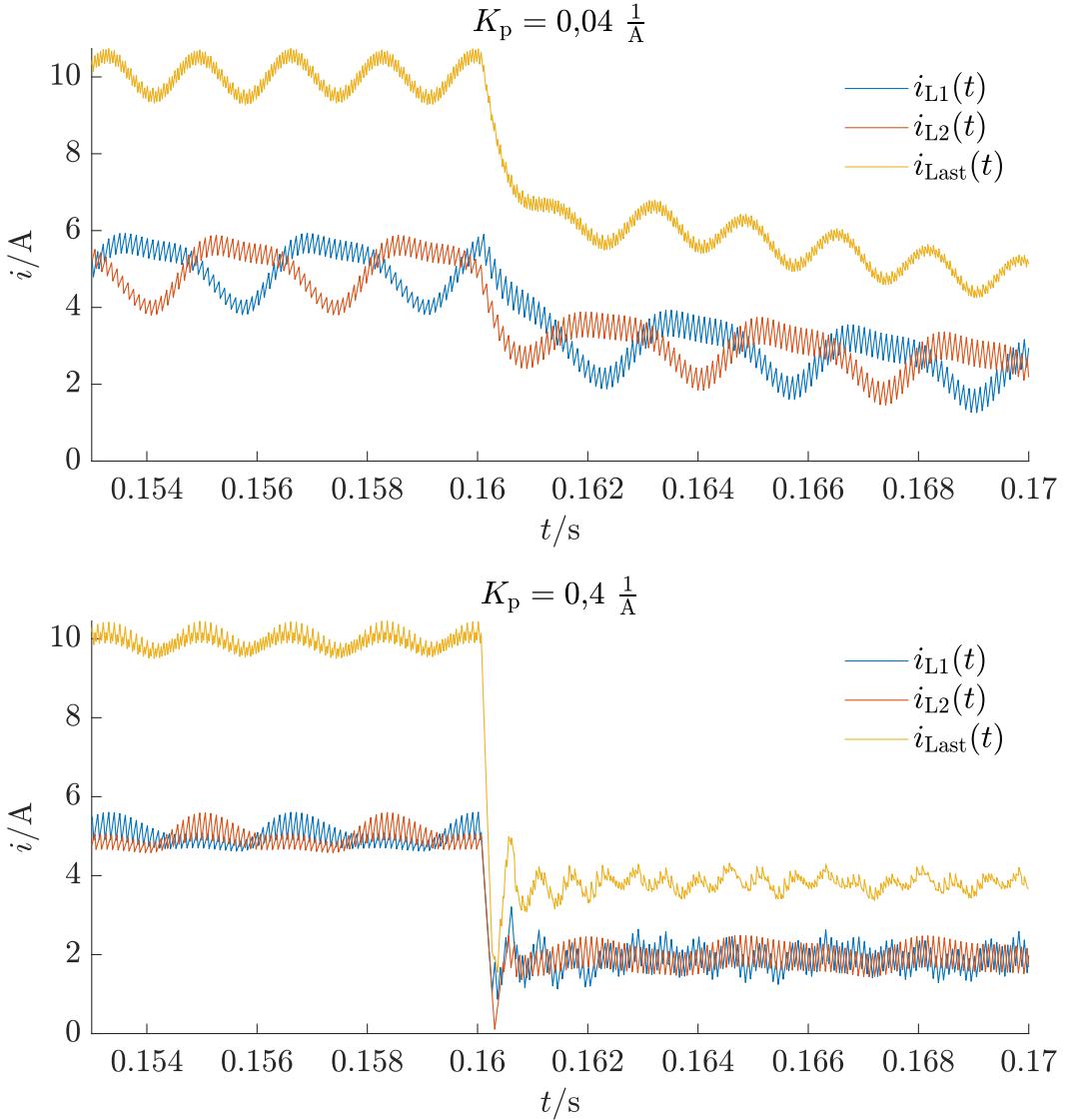


Abb. 3.4: Die Verläufe der Spulenströme $i_{L1,2}$ und des Laststroms i_{Last} bei den Regelparametern $K_p = 0,04 \frac{1}{\text{A}}$ und $K_p = 0,4 \frac{1}{\text{A}}$ und bei Methode 1. $i_{L1,2}^* = 5 \text{ A}$. Die Änderung in K_p wirkt auf die niederfrequenten Schwankungen von $i_{L1,2}$.

Für $K_p < 0,04 \frac{1}{\text{A}}$ und $K_p > 0,4 \frac{1}{\text{A}}$ weichen die Verläufe von $i_{L1,2}$ weiter von den gewünschten Verläufen von $i_{L1,2}$ aus Abb. 3.3 ab. Für $K_p = 0,04 \frac{1}{\text{A}}$ sind die Schwankungen von i_{Last} größer als für $K_p = 0,12 \frac{1}{\text{A}}$ und für $K_p = 0,4 \frac{1}{\text{A}}$ sind die Schwankungen von i_{Last} kleiner als für $K_p = 0,12 \frac{1}{\text{A}}$. Es werden allerdings

$$K_p = 0,12 \frac{1}{\text{A}}, \quad K_i = 10 \frac{1}{\text{As}}, \quad (3.3)$$

als Parameter für die Regelung von $i_{L1,2}$ gewählt. Diese Wahl ist eine Abwägung zwischen Schnelligkeit der Regelungen von $i_{L1,2}$ und Form der Verläufe von $i_{L1,2}$. Die Parameter aus (3.3) werden in allen folgenden Simulationen für beide PI-Regler verwendet. Die Tastgrade $D_{1,2}$ gehorchen den Zusammenhängen

$$D_1(t) = \underbrace{K_p \cdot e_1(t)}_{\text{Proportionalanteil } P_1(t)} + \underbrace{K_i \cdot \int_0^t e_1(\tau) d\tau}_{\text{Integralanteil } I_1(t)}, \quad (3.4)$$

$$D_2(t) = \underbrace{K_p \cdot e_2(t)}_{\text{Proportionalanteil } P_2(t)} + \underbrace{K_i \cdot \int_0^t e_2(\tau) d\tau}_{\text{Integralanteil } I_2(t)}. \quad (3.5)$$

Der Verlauf des Tastgrads D_2 ist zusammen mit dem Integralanteil I_2 in Abb. 3.5 über die gesamte Simulationszeit abgebildet.

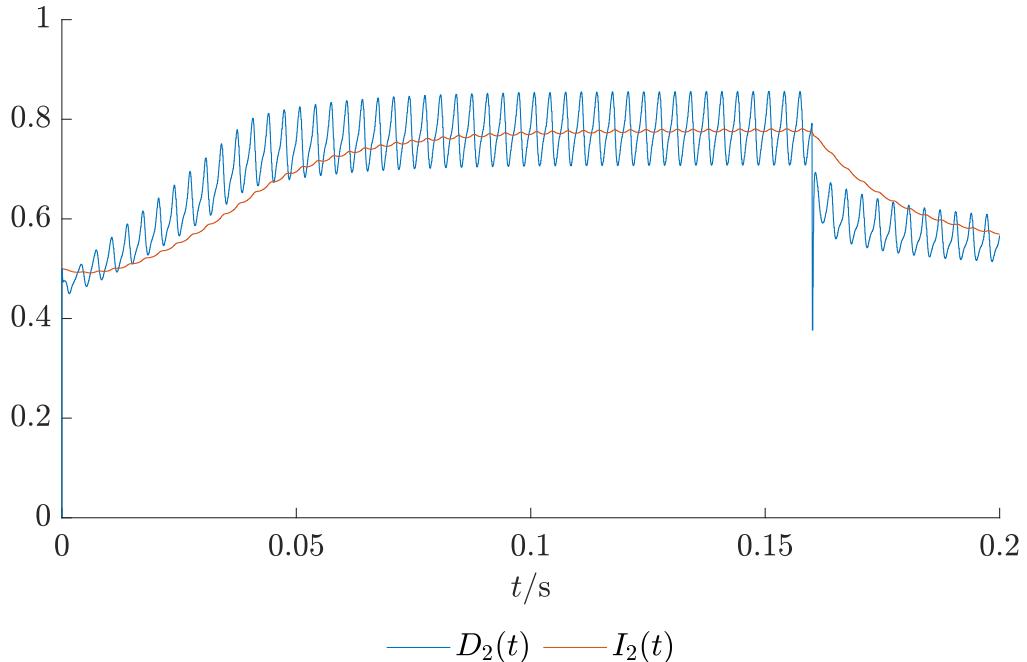


Abb. 3.5: Die Verläufe des Tastgrads D_2 und des Integralanteils I_2 werden über die gesamte Simulationszeit abgebildet. Es wird Methode 1 verwendet. Ein Unterschied zwischen dem Verlauf von D_2 und dem Verlauf von I_2 ist zu erkennen.

Die Verläufe von D_2 und von Integralanteil I_2 sind unterschiedlich. Das ist der Einfluss von Proportionalanteil P_2 , der in Summe mit I_2 D_2 ergibt. D_1 und I_1 haben ähnliche Verläufe wie D_2 und I_2 in Abb. 3.5, jedoch sind sie um $\frac{1}{12}$ der Netzperiode zu D_2 und I_2 phasenverschoben. T_1, T_2 schalten phasenversetzt. In Abb. 3.6 werden links oben die Verläufe der Tastgrade D_1 in blau und D_2 in rot für einen Zeitraum gezeigt, in dem die Werte der Tastgrade in einem Zeitpunkt gleich sind und die zugehörigen Verläufe der Spulenströme i_{L1} in blau und i_{L2} in rot in selben Zeitintervall darunter. Rechts in Abb. 3.6 werden oben die Verläufe der Tastgrade D_1 in blau und D_2 in rot in einem Zeitraum gezeigt, in dem ihre Werte unterschiedlich sind und die zugehörigen Verläufe der Spulenströme i_{L1} in blau und i_{L2} in rot in selben Zeitintervall darunter. Es ist zu erkennen, dass die Verläufe von $i_{L1,2}$ in den betrachteten Zeiträumen nie zum selben Zeitpunkt sinken. Immer, wenn der Verlauf des einen Spulenstromes sinkt, steigt der Verlauf des anderen Spulenstroms. Das liegt an den Tastgraden $D_{1,2}$, die beide größer als 0,5 sind.

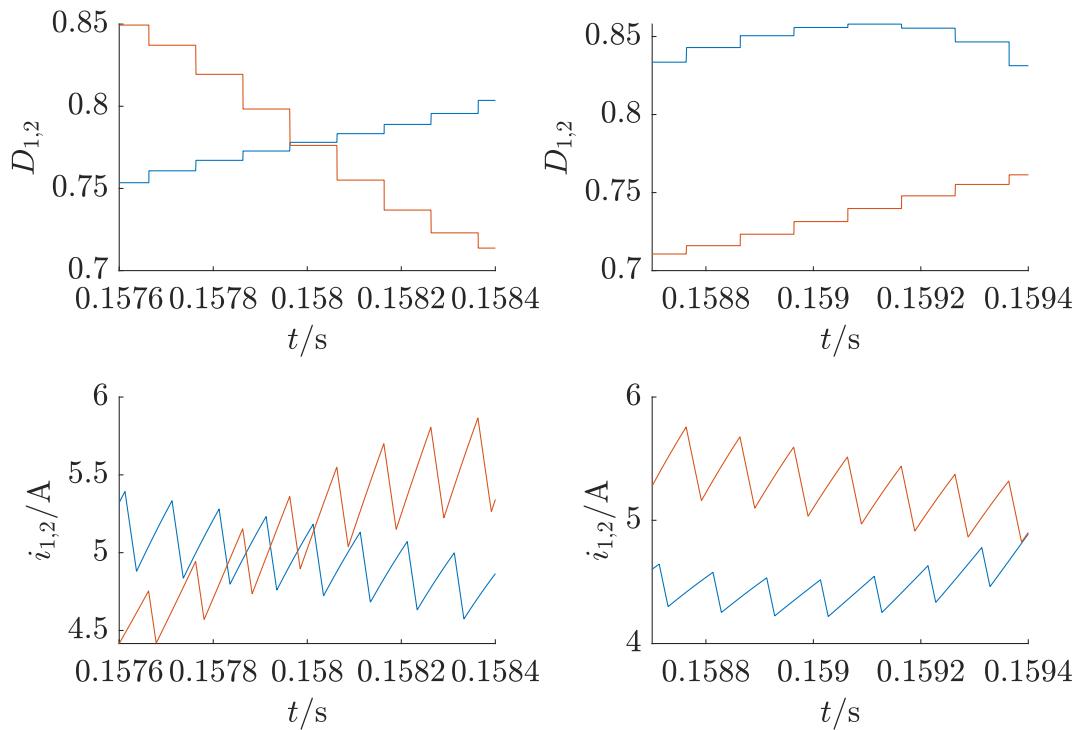


Abb. 3.6: Das phasenversetzte Schalten von T_1, T_2 wird hier dargestellt. Die Verläufe der Spulenströme $i_{L1,2}$ sinken in den betrachteten Zeiträumen nie gleichzeitig, da $D_{1,2} > 0,5$.

Die Verläufe der DC-Spannungen $u_{DC1,2}$ werden in Abb. 3.7 um den Zeitpunkt des Lastsprungs ($t = 0,16$ s) gezeigt. Die Pulse mit der sechsfachen Netzfrequenz von 300 Hz sind zu erkennen. Die Form der Pulse in der Simulation weicht von der Form der Pulse in der Analyse ab. Das liegt an den parasitären Effekten, die in dieser Simulation berücksichtigt

werden. Der Lastsprung ist ebenfalls an den Verläufen von $u_{DC1,2}$ zu erkennen. Nach dem Lastsprung sind die Mittelwerte der DC-Spannungen höher als davor.

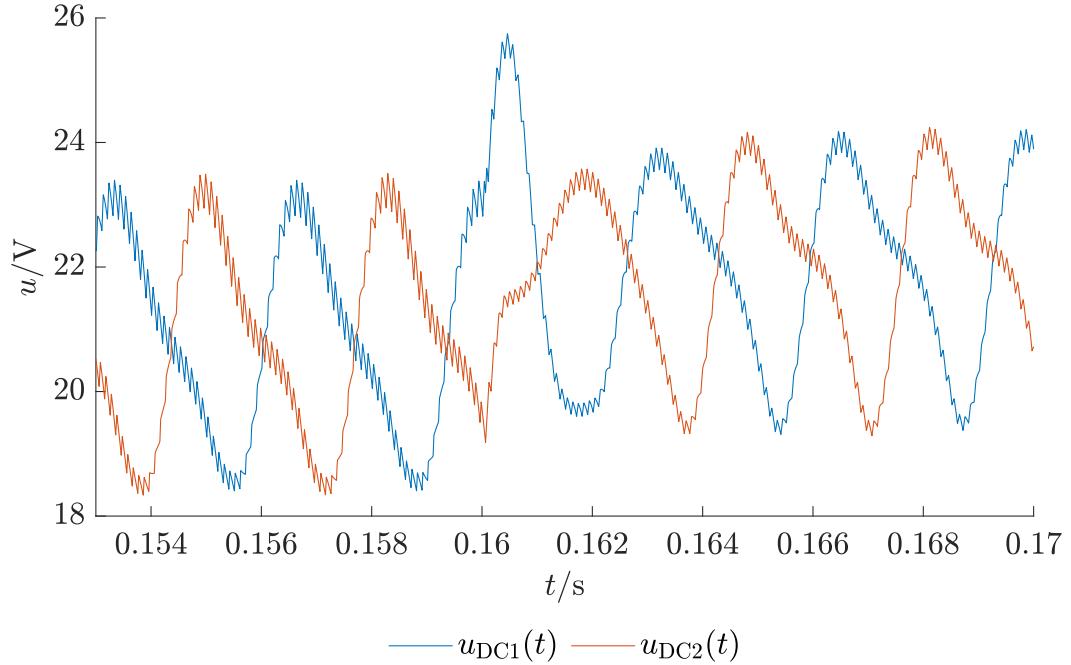


Abb. 3.7: Die Verläufe der DC-Spannungen u_{DC1} und u_{DC2} (Methode 1) werden im selben Zeitraum betrachtet wie die Verläufe von $i_{L1,2}$ und i_{Last} . Für $t > 0,16$ s sind die Mittelwerte von $u_{DC1,2}$ höher als für $t < 0,16$ s. Die Verläufe von $u_{DC1,2}$ sehen anders aus als in Abb. 2.8 in der Analyse.

Die resultierenden Netzströme $i_{D1,2,3}$ werden in Abb. 3.8 gezeigt.

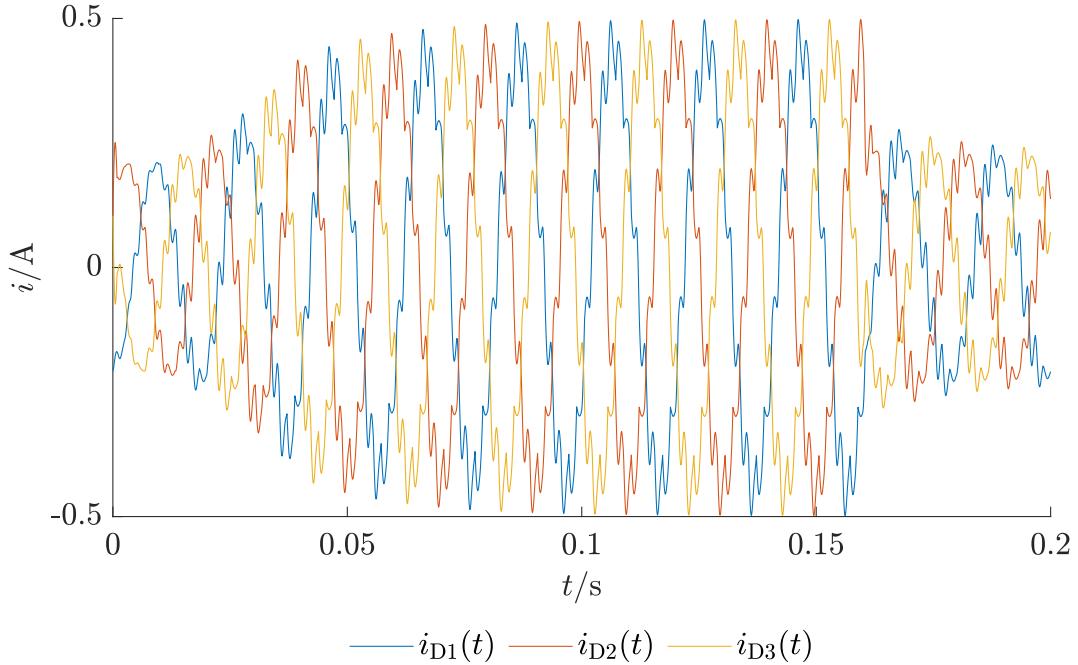


Abb. 3.8: Es werden die Verläufe der Netzströme $i_{D1,2,3}$ (Methode 1) gezeigt. Die Amplituden von $i_{D1,2,3}$ sind nach dem Lastsprung kleiner als davor.

Die Amplituden von $i_{D1,2,3}$ sind vor dem Lastsprung ($t < 0,16$ s) größer als nach dem Lastsprung ($t > 0,16$ s). Die Verläufe von $i_{D1,2,3}$ sind nicht sinusförmig. Die Form von einem Sinus ist für den Verlauf jedes Netzstroms zu erahnen. Allerdings sind die Formen durch sechs Stufen zwischen den Maximalwerten und Minimalwerten von $i_{D1,2,3}$ verzerrt. Für Sinusformen werden an dieser Stelle Filter benötigt. Das wird hier allerdings nicht betrachtet.

3.2.2 Methode 2: PI-Regler und periodische Stromsollverläufe

$$i_{L1,2}^*$$

Bei Methode 2 werden vier Sensoren benötigt. Neben der Messung der Spulenströme $i_{L1,2}$ werden auch die DC-Spannungen $u_{DC1,2}$ gemessen. Das Ziel ist, die Sollverläufe der Spulenströme $i_{L1,2}^*$ nach den Gleichungen (2.62) und (2.63) vorzugeben. Die Gleichungen (2.62) und (2.63) sind die Grundlage für diese und alle weiteren Methoden der Regelungen von $i_{L1,2}$ und werden hier noch einmal für $c = 13,928$, wie in (2.66) und (2.67) berechnet, formuliert. Die Idee der Gleichungen (2.62) und (2.63) wird in Abb. 3.9 noch einmal graphisch dargestellt:

$$i_{L1}^*(t) = \frac{1}{2} \cdot i_{\text{Last}} \cdot \left(\frac{u_{DC1}(t) - u_{DC2}(t)}{u_{DC1}(t) + u_{DC2}(t)} \cdot 13,928 + 1 \right), \quad (3.6)$$

$$i_{L2}^*(t) = \frac{1}{2} \cdot i_{\text{Last}} \cdot \left(\frac{u_{DC2}(t) - u_{DC1}(t)}{u_{DC1}(t) + u_{DC2}(t)} \cdot 13,928 + 1 \right). \quad (3.7)$$

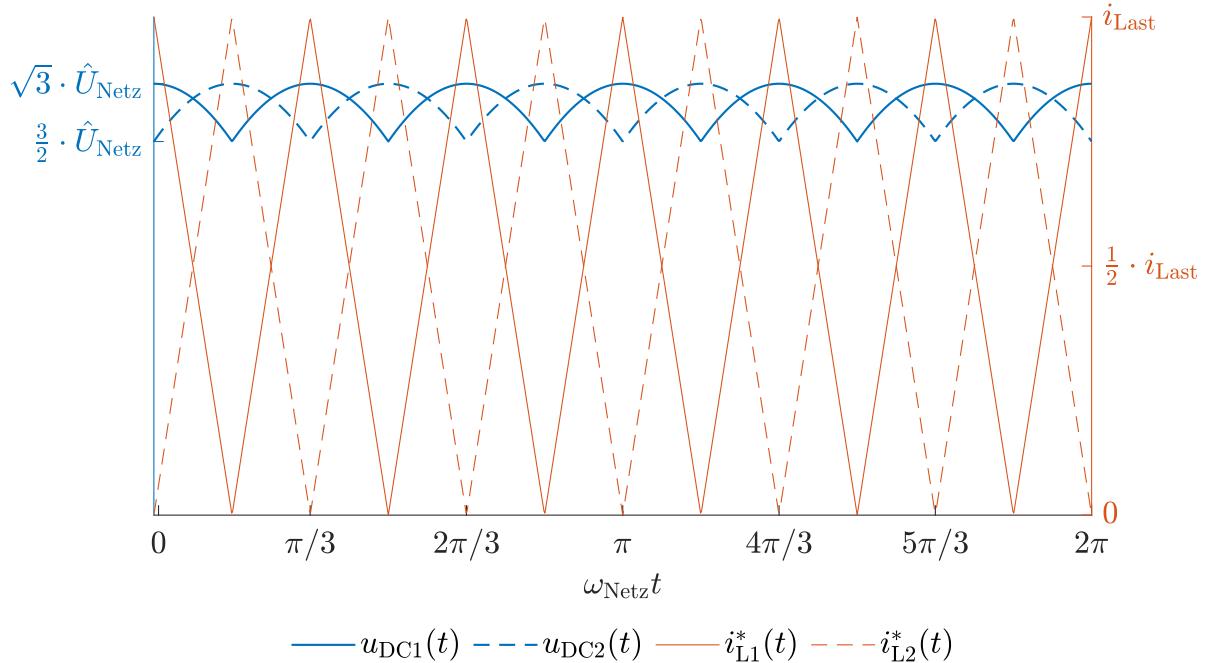


Abb. 3.9: Es werden die Sollstromverläufe $i_{L1,2}^*$ gezeigt. $i_{L1,2}^*$ werden in Abhängigkeit von $u_{DC1,2}$ gebildet. (Entspricht Abb. 2.30 aus der Analyse.)

$u_{DC1,2}$ werden als Oszillatoren für $i_{L1,2}^*$ genutzt: Eine Schwingung von $u_{DC1,2}$ bewirkt eine Schwingung von $i_{L1,2}^*$, wie in Abb. 3.9 dargestellt. Diese Methode wird Methode 2 genannt. Mit Methode 2 stellen sich Verläufe von $i_{L1,2}^*$ und gemessene Verläufe der Spulenströme $i_{L1,2m}$, wie in Abb. 3.10 dargestellt, ein.

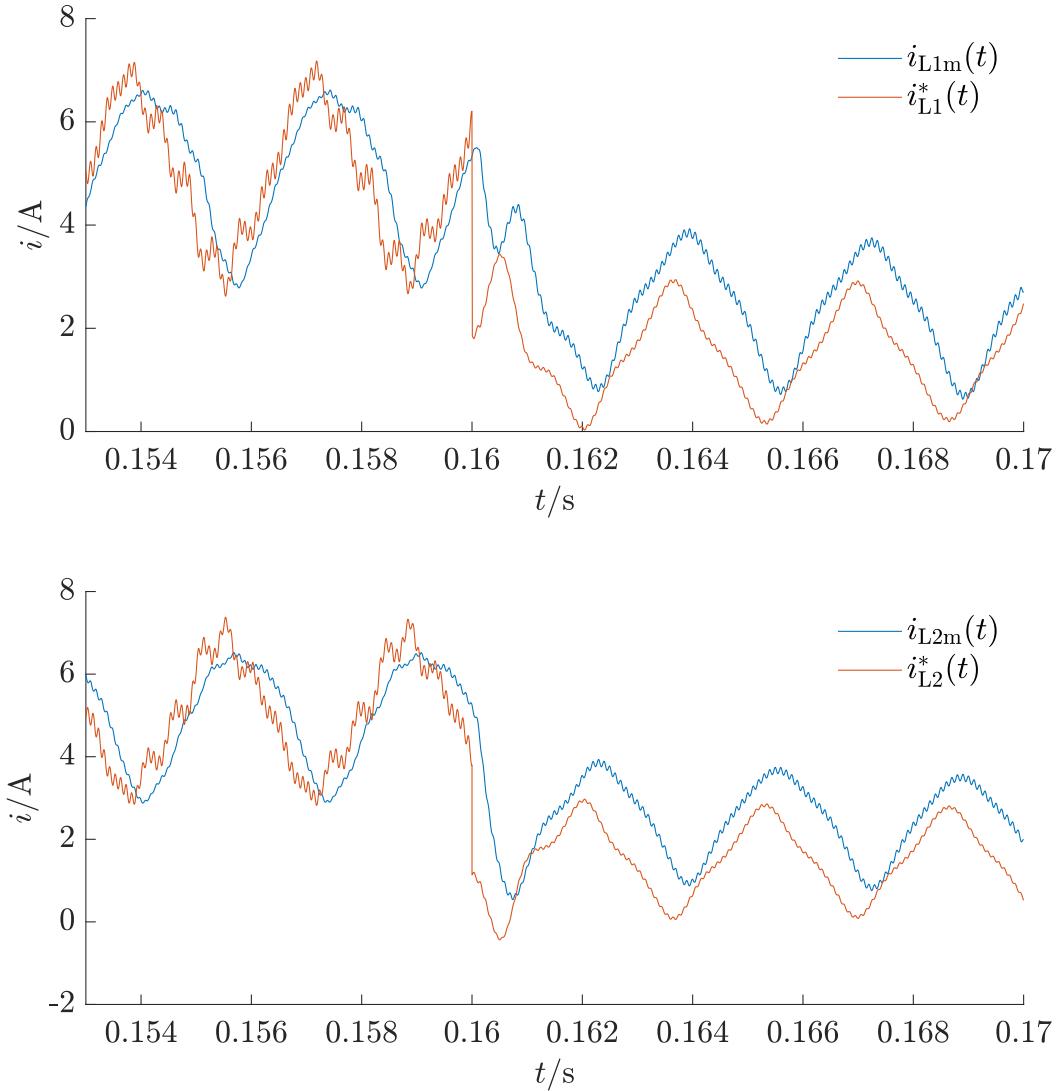


Abb. 3.10: Es werden die Verläufe der gemessenen Spulenströme $i_{L1,2m}$ und der Sollströme $i_{L1,2}^*$ dargestellt. Es wird Methode 2 verwendet. Die Regeldifferenzen e_1 und e_2 sind deutlich.

Die Verläufe von $i_{L1,2m}$ folgen den Verläufen von $i_{L1,2}^*$. Eine Dreieckform ist erkennbar. $i_{L1,2}^*$ sollten durch die Wahl des Parameters $c = 13,928$ von 0 A bis 10 A schwingen, wie in Abb. 3.9 dargestellt. In diesem Fall weicht das Ergebnis der Simulation vom Ergebnis der Analyse ab. Die Abweichungen zwischen den Verläufen von $i_{L1,2}^*$ und $i_{L1,2m}$ sind zu sehen. Für die Regeldifferenzen

$$e_1(t) = i_{L1}^*(t) - i_{L1m}(t), \quad (3.8)$$

$$e_2(t) = i_{L2}^*(t) - i_{L2m}(t), \quad (3.9)$$

ergeben sich Werte größer als null. Die Verläufe von $i_{L1,2}^*$ werden hauptsächlich durch die Verläufe von $u_{DC1,2}$, bestimmt. Die Verläufe der DC-Spannungen $u_{DC1,2}$ werden in Abb. 3.11 gezeigt.

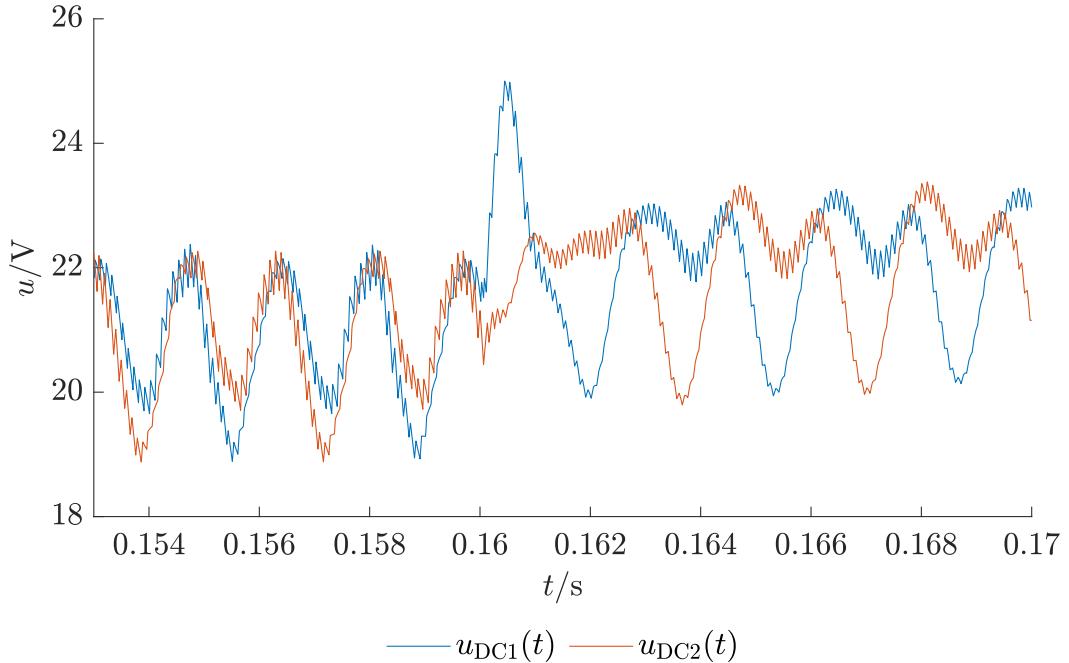


Abb. 3.11: Die Verläufe der DC-Spannungen $u_{DC1,2}$ werden dargestellt (Methode 2). Die Verläufe von $u_{DC1,2}$ sind anders als in Abb. 3.7 (Methode 1).

Die Verläufe von $u_{DC1,2}$ aus Abb. 3.11 und aus Abb. 2.30 (Analyse) sind unterschiedlich. Das liegt an den parasitären Effekten und an den großen DC-Link-Kondensatoren $C_{1,2}$, die in der Analyse nicht berücksichtigt werden. $u_{DC1,2}$ haben eine Frequenz von 300 Hz, genau wie $i_{L1,2}^*$ und $i_{L1,2m}$. Es gibt auch Unterschiede zwischen den Verläufen von $u_{DC1,2}$ in Abb. 3.11 und in Abb. 3.7 (Methode 1). Das liegt an den anderen Verläufen von $i_{L1,2}^*$ als in Methode 1. Die Verläufe von $D_{1,2}$ werden in Abb. 3.12 dargestellt.

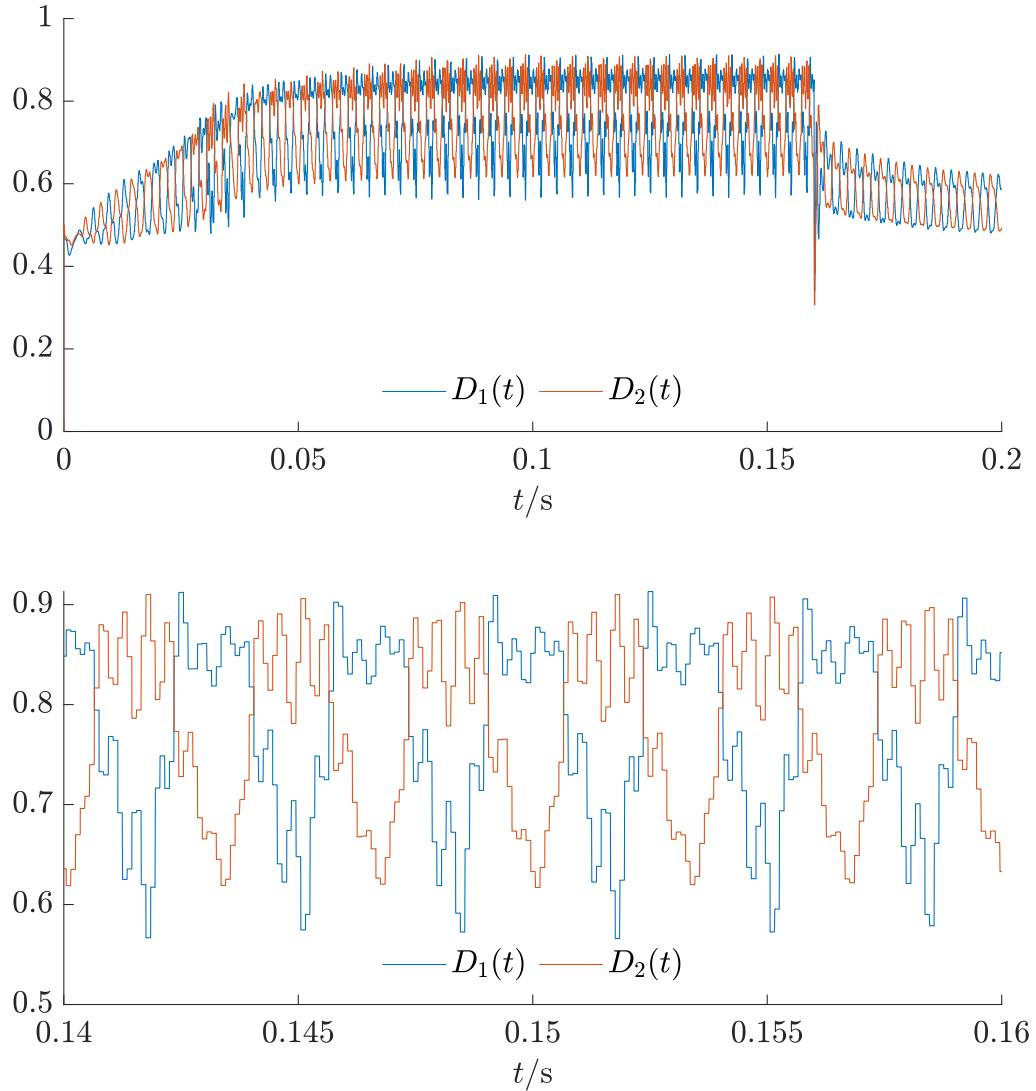


Abb. 3.12: Die Verläufe der Tastgrade $D_{1,2}$ werden dargestellt (Methode 2). Die Tastgrade schwingen periodisch und sind um $\frac{1}{12}$ einer Netzperiode phasenverschoben zueinander. Eine Reserve von ungefähr 0,1 bis zur Begrenzung ist mindestens vorhanden.

$D_{1,2}$ geraten in der gesamten Simulationslaufzeit nicht in die Begrenzung. Eine Reserve von ungefähr 0,1 ist im stationären Zustand vorhanden. $D_{1,2}$ schwingen periodisch und sind um $\frac{1}{12}$ einer Netzperiode phasenverschoben zueinander. Die Verläufe der Tastgrade sind, verglichen mit dem Verlauf von D_2 aus Abb. 3.5 (Methode 1) verzerrter. Der Verlauf des Laststroms i_{Last} wird zusammen mit den Verläufen der Spulenströme $i_{L1,2}$ in Abb. 3.13 gezeigt.

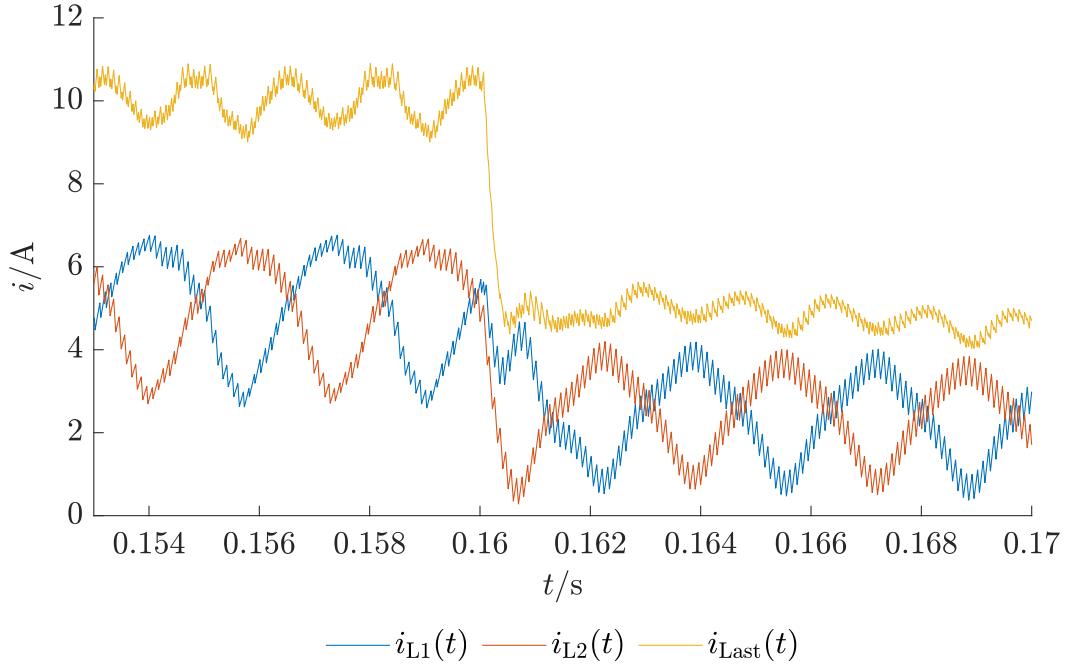


Abb. 3.13: Es werden die Verläufe der Spulenströme $i_{L1,2}$ und des Laststroms i_{Last} abgebildet. $i_{L1,2}$ werden mit Methode 2 geregelt.

Die niederfrequenten Schwankungen von i_{Last} sind größer als in Abb. 3.3 (Methode 1). Die Amplituden von $i_{L1,2}$ sind auch größer als in Abb. 3.3 (Methode 1) und bewirken die größeren, niederfrequenten Schwankungen von i_{Last} . Es stellen sich Netzströme $i_{D1,2,3}$ ein, deren Verläufe in Abb. 3.14 abgebildet sind. Die Verläufe von $i_{D1,2,3}$ in Abb. 3.14 unterscheiden sich von denen aus Abb. 3.8 (Methode 1) durch eine etwas höhere Amplitude und eine höhere Steilheit in den Stufen. Für die Sinusformen der Verläufe von $i_{D1,2,3}$ werden auch hier Filter benötigt, was allerdings nicht Thema dieser Arbeit ist.

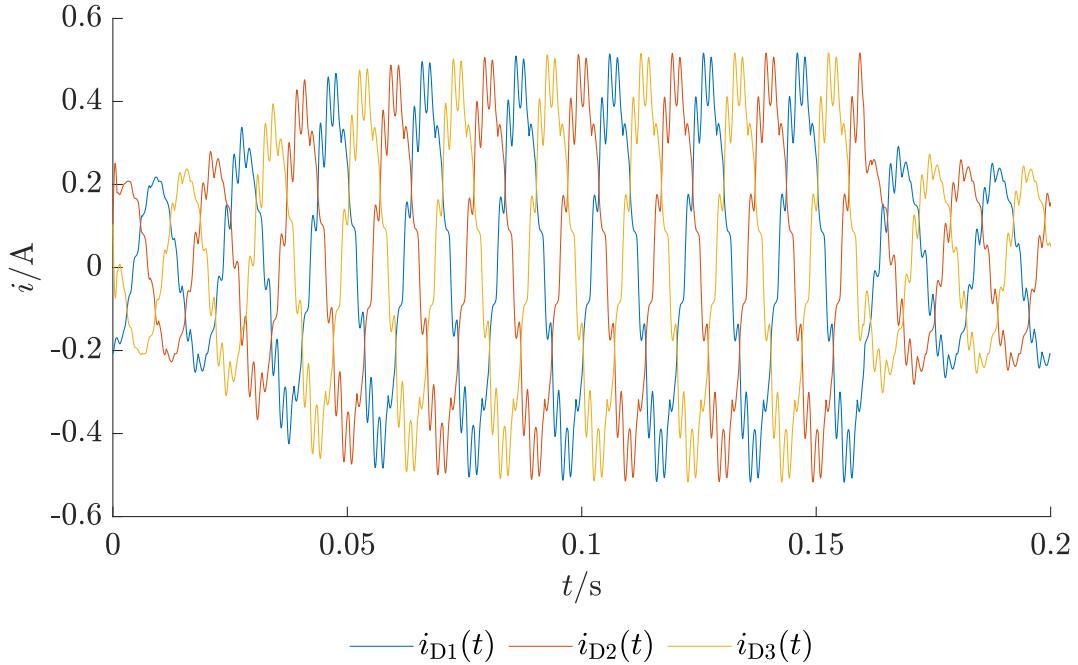


Abb. 3.14: Die Verläufe der Netzströme $i_{D1,2,3}$ werden über die gesamte Simulationslaufzeit von 200 ms abgebildet. $i_{L1,2}$ werden mit Methode 2 geregelt.

Dreieckförmige Verläufe von $i_{L1,2}$ werden durch Methode 2 nicht erreicht. Durch (3.6), (3.7) werden in der Analyse dreieckförmige Verläufe von $i_{L1,2}^*$ erreicht. Um dreieckförmige Verläufe von $i_{L1,2}^*$ wie in Abb. 3.9 dargestellt in der Simulation zu erreichen, dürfen (3.6), (3.7) noch mal angepasst werden. Diese Idee wird hier allerdings nicht weiter verfolgt. Stattdessen sollen die Regeldifferenzen $e_{1,2}$ minimiert werden. Eine andere Wahl der Regelparameter K_p , K_i wäre die naheliegendste Strategie. Allerdings ergeben sich dadurch Tastgrade $D_{1,2}$, deren Verläufe in die Begrenzung geraten.

3.2.3 Methode 3: PI-Regler mit Fourier-Koeffizienten der 6. Harmonischen

Bei langsamen PI-Reglern konvergieren die Tastgrade $D_{1,2}$ gegen einen konstanten Wert. Die Eingangsspannungen der Tiefsetzsteller $u_{DC1,2}$ und die Sollströme $i_{L1,2}^*$ haben allerdings periodische Schwankungen. Langsame PI-Regler führen in diesem Fall zu hohen Regeldifferenzen $e_{1,2}$. $D_{1,2}$ benötigen die selbe Periodizität wie $u_{DC1,2}$ und $i_{L1,2}^*$ für geringe $e_{1,2}$. Roland Unruh hatte die Idee, die Gleichungen für $D_{1,2}$, (3.4), (3.5) um gewichtete Fourier-Koeffizienten der 6. Harmonische zu erweitern:

$$D_1(t) = K_p \cdot e_1(t) + K_i \cdot \underbrace{\int_0^t e_1(\tau) d\tau}_{\text{PI-Regler}} + \underbrace{w_{1s}(t) \cdot \sin(6\omega_{\text{Netz}}t) + w_{1c}(t) \cdot \cos(6\omega_{\text{Netz}}t)}_{\text{Fourier-Koeffizienten der 6. Harmonischen}}, \quad (3.10)$$

$$D_2(t) = K_p \cdot e_2(t) + K_i \cdot \underbrace{\int_0^t e_2(\tau) d\tau}_{\text{PI-Regler}} + \underbrace{w_{2s}(t) \cdot \sin(6\omega_{\text{Netz}}t) + w_{2c}(t) \cdot \cos(6\omega_{\text{Netz}}t)}_{\text{Fourier-Koeffizienten der 6. Harmonischen}}, \quad (3.11)$$

sodass sich die Gewichte w_{1s} , w_{1c} , w_{2s} und w_{2c} über die Delta-Regel im Betrieb anpassen, um die Regeldifferenzen $e_{1,2}$ zu verringern. Die Delta-Regel wird als

$$w_{ab}(t) = \eta \cdot \int_0^t e_a(\tau) \cdot x_b(\tau) d\tau, \quad (3.12)$$

definiert, analog zu [23], wobei $a \in \{1, 2\}$, $b \in \{s, c\}$. η ist die Lernrate, die in dieser Simulation zu $\eta = 5 \frac{1}{As}$ gewählt wird. $e_{a \in \{1,2\}}$ sind die Regeldifferenzen aus (3.8), (3.9) und $x_{b \in \{s,c\}}$ sind die Einheiten $\sin(6\omega_{\text{Netz}}t)$ und $\cos(6\omega_{\text{Netz}}t)$ aus (3.10), (3.11). Das heißt, die Gleichung für $D_{1,2}$ hängen zum größten Teil von $P_{1,2}$ und $I_{1,2}$ ab, wie bei Methode 1 und 2, allerdings werden durch die Fourier-Koeffizienten der 6. Harmonischen $e_{1,2}$ gegenüber Methode 2 verringert. Diese Methode wird Methode 3 genannt. Die Sollverläufe der Spulenströme $i_{L1,2}^*$ und die gemessenen Verläufe der Spulenströme $i_{L1,2m}$ bei Methode 3 werden in Abb. 3.15 gezeigt.

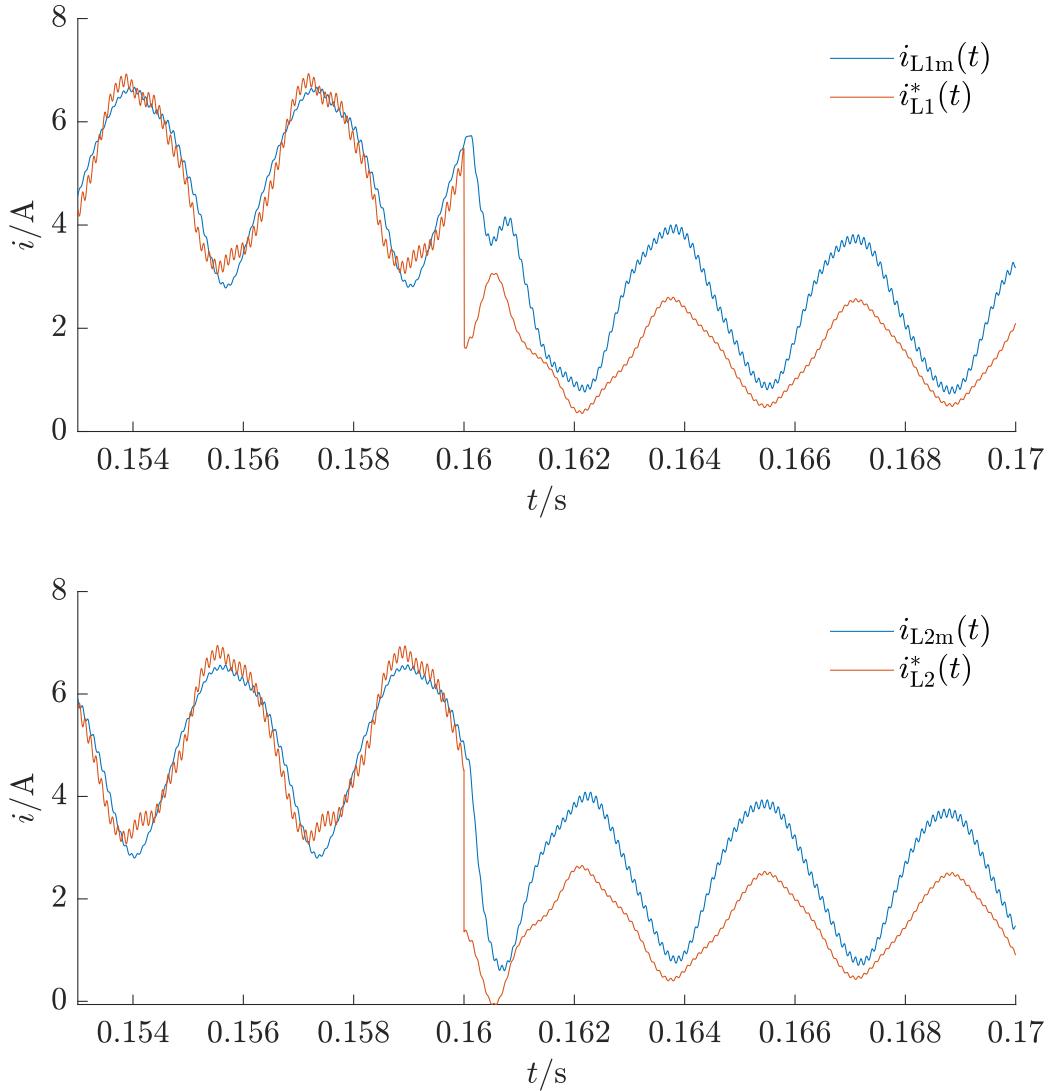


Abb. 3.15: Es werden die Verläufe der gemessenen Spulenströme $i_{L1,2m}$ und der Sollströme $i_{L1,2}^*$ dargestellt (Methode 3). Die Regeldifferenzen $e_{1,2}$ sind verglichen zu Abb. 3.10 (Methode 2) deutlich kleiner.

Eine Verringerung der Regeldifferenzen $e_{1,2}$ verglichen zu Abb. 3.10 (Methode 2) ist zu erkennen. Die Sollverläufe $i_{L1,2}^*$ werden vor dem Lastsprung erreicht. Der Verlauf des Laststroms i_{Last} , welcher sich aus der Summe der Verläufe von $i_{L1,2}$ ergibt, wird in Abb. 3.16 gezeigt.

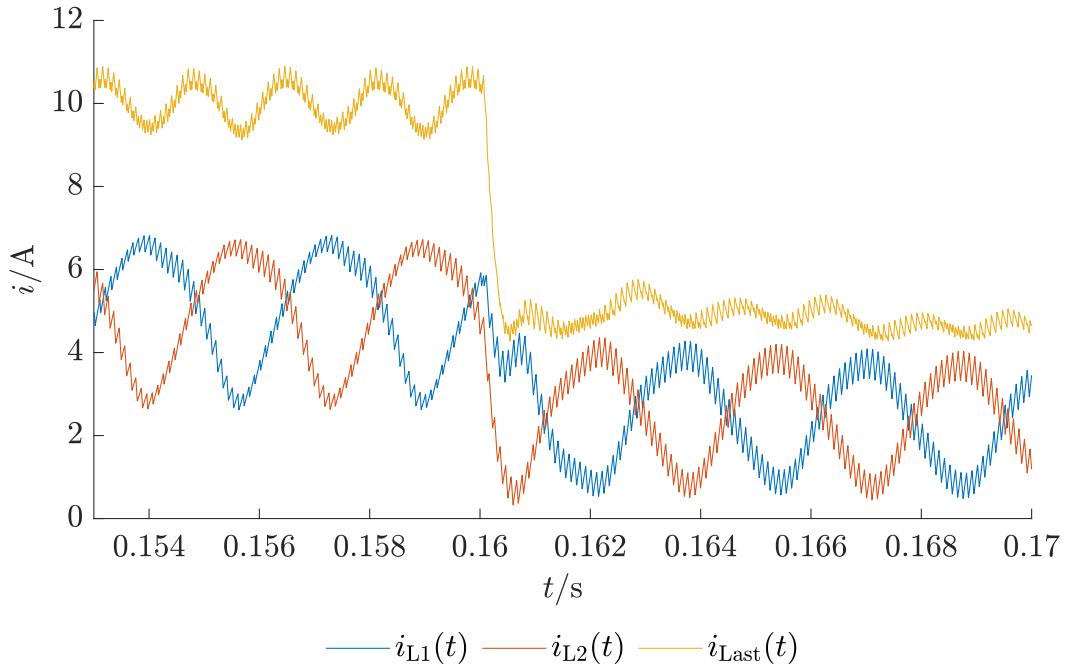


Abb. 3.16: Die Verlauf des Laststroms i_{Last} und die Verläufe der Spulenströme $i_{L1,2}$ um den Zeitpunkt des Lastsprungs. Es wird Methode 3 verwendet.

Der Verlauf des Laststroms i_{Last} aus Abb. 3.16 ist gleichmäßiger als in Abb. 3.10 (Methode 2). Die Verläufe der Tastgrade $D_{1,2}$ in Abb. 3.17 (Methode 3) sind glatter als in Abb. 3.12 (Methode 2).

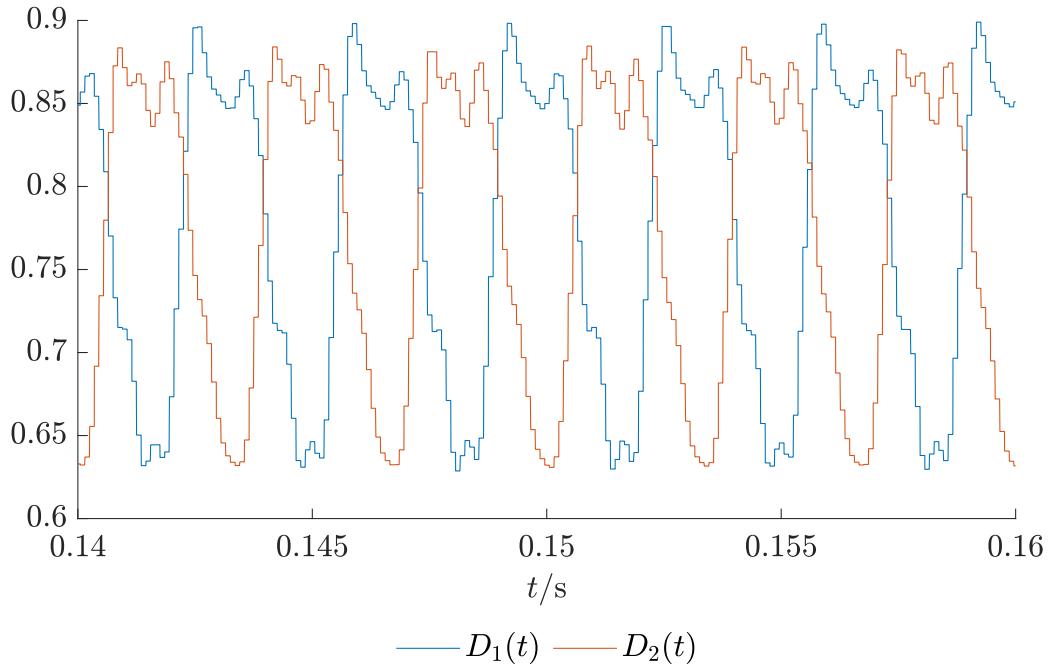


Abb. 3.17: Es werden die Verläufe der Tastgrade $D_{1,2}$ im stationären Zustand gezeigt (Methode 3). Die Verläufe der Tastgrade sind glatter als in Abb. 3.12 (Methode 2).

Die Verläufe der Gewichte w_{1s} , w_{1c} , w_{2s} und w_{2c} werden in Abb. 3.18 für die gesamte Simulationslaufzeit gezeigt. w_{1s} , w_{2s} konvergieren bis zum Lastsprung schon gegen einen stationären Wert. Die Gewichte w_{1c} , w_{2c} benötigen dafür mehr Zeit. Das System hat sich bis dahin noch nicht komplett eingeschwungen. Nach dem Lastsprung passen sich w_{1s} , w_{1c} , w_{2s} , w_{2c} erneut an und konvergieren gegen andere stationäre Werte.

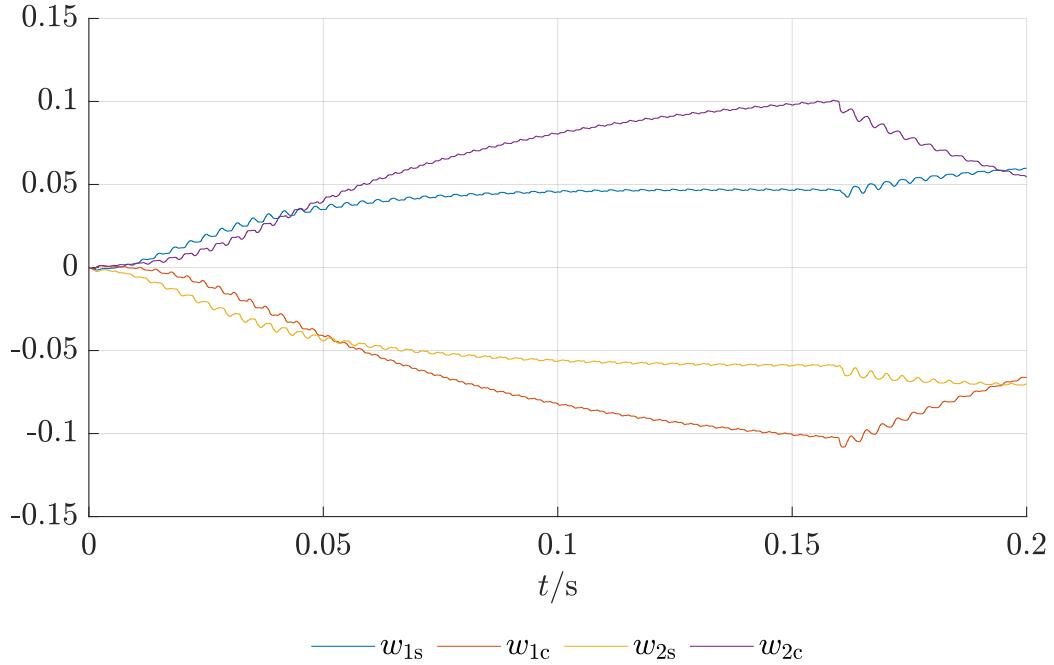


Abb. 3.18: Die Verläufe der Gewichte w_{1s} , w_{1c} , w_{2s} und w_{2c} aus (3.10) und (3.11) werden über die gesamte Simulationslaufzeit gezeigt.

Eine andere Möglichkeit die Regeldifferenzen $e_{1,2}$ zu verringern, ist eine Vorsteuerung. Diese kann zu den Stellgrößen $D_{1,2}$ aus Methode 2 (reine PI-Regler) Werte addieren, damit erwartete $i_{L1,2}^*$ erreicht werden, ähnlich wie Methode 3. Dafür ist allerdings genaue Kenntnis der Induktivitäten von $L_{1,2}$ nötig, um passende Werte zu addieren. Für Methode 3 müssen die Induktivitäten nicht so genau bekannt sein. Sie müssen nur grob bekannt sein, damit die Lernrate η sinnvoll gewählt werden kann und die Gewichte w_{1s} , w_{1c} , w_{2s} und w_{2c} stellen sich dann so ein, dass $i_{L1,2}^*$ möglichst gut erreicht werden. Deshalb ist Methode 3 hier vorteilhafter. Eine weitere Möglichkeit wäre eine repetitive Regelung, da $D_{1,2}$, $i_{L1,2}$ und $i_{L1,2}^*$ periodische Größen sind. In [24] wird eine repetitive Regelung verwendet und die Regelung lernt über mehrere Netzperioden das Schaltmuster. Allerdings werden dafür deutlich mehr Gewichte benötigt, wobei jedes Gewicht in [24] einem Wert von $D_{1,2}$ entspricht. Bei einer Taktfrequenz von 10 kHz des Reglers und einer Periodendauer von 3,3 ms von $D_{1,2}$ entspricht das 34 Werten, die $D_{1,2}$ in einer Periodendauer annehmen. Damit würden hier insgesamt 68 Gewichte benötigt werden. Methode 3 benötigt nur vier Gewichte. Bei repetitiver Regelung in [24] helfen die Gewichte also nicht sofort. Es dauert immer eine Periodendauer, bis sie genutzt werden können. In Methode 3 helfen die Gewichte sofort.

3.2.3.1 Methode 3: PI-Regler mit Fourier-Koeffizienten der natürlichen Vielfachen der 6. Harmonischen

Die Methode, die Gleichungen der Tastgrade $D_{1,2}$ um die Fourier-Koeffizienten der 6. Harmonische zu ergänzen, kann erweitert werden. Dafür werden zu den Gleichungen (3.10), (3.11) die Fourier-Koeffizienten der natürlichen Vielfachen $n \in \mathbb{N}$ der 6. Harmonischen addiert, sodass (3.10), (3.11) in

$$D_1(t) = \underbrace{K_p \cdot e_1(t) + K_i \cdot \int_0^t e_1(\tau) d\tau}_{\text{PI-Regler}} + \underbrace{\sum_{k=1}^n \left(w_{1sk}(t) \sin(k6\omega_{\text{Netz}}t) + w_{1ck}(t) \cos(k6\omega_{\text{Netz}}t) \right)}_{\text{Fourier-Koeffizienten der 6. bis } n \cdot 6. \text{ Harmonische}}, \quad (3.13)$$

$$D_2(t) = \underbrace{K_p \cdot e_2(t) + K_i \cdot \int_0^t e_2(\tau) d\tau}_{\text{PI-Regler}} + \underbrace{\sum_{k=1}^n \left(w_{2sk}(t) \sin(k6\omega_{\text{Netz}}t) + w_{2ck}(t) \cos(k6\omega_{\text{Netz}}t) \right)}_{\text{Fourier-Koeffizienten der 6. bis } n \cdot 6. \text{ Harmonische}}, \quad (3.14)$$

übergehen. Die Delta-Regel wird dann zu

$$w_{abk}(t) = \eta \cdot \int_0^t e_a(\tau) \cdot x_{bk}(\tau) d\tau, \quad (3.15)$$

zu, wobei $a \in \{1, 2\}$, $b \in \{s, c\}$ bleiben und zusätzlich $k \in \mathbb{N}, k \leq n$ gilt. η ist die Lernrate und bleibt als $\eta = 5 \frac{1}{As}$ gewählt. $e_{a \in \{1, 2\}}$ sind weiterhin die Regeldifferenzen von (3.8), (3.9) und $x_{b \in \{s, c\}k}$ sind die Einheiten $\sin(k \cdot 6\omega_{\text{Netz}}t)$ und $\cos(k \cdot 6\omega_{\text{Netz}}t)$ aus (3.13), (3.14). Wird $n = 5$ gewählt und werden die Sollverläufe und die gemessenen Verläufe von $i_{L1,2}$, $i_{L1,2}^*$ und $i_{L1,2m}$ verglichen, wie in Abb. 3.19, zeigen sich weitere Verringerungen der Regeldifferenzen $e_{1,2}$.

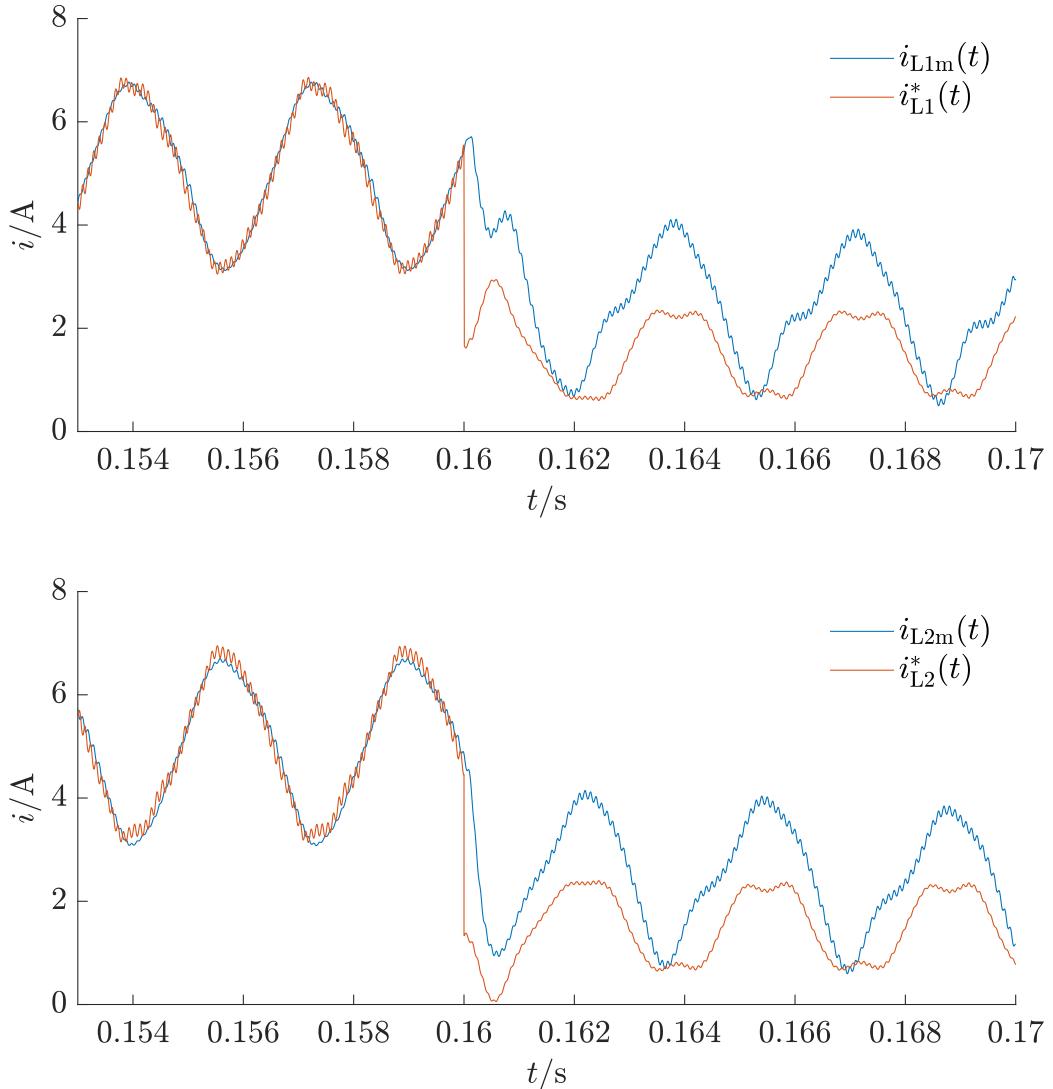


Abb. 3.19: Die Verläufe der gemessenen Spulenströme $i_{L1,2m}$ und der Sollströme $i_{L1,2}^*$ werden dargestellt. Es wird die Methode 3 mit den Fourier-Koeffizienten der 6., 12., 18., 24. und 30. Harmonischen für die Regelung von $i_{L1,2}$ verwendet.

Die Sollwerte $i_{L1,2}^*$ werden für $n = 5$ besser erreicht als für $n = 1$. $e_{1,2}$ sind noch kleiner als für $n = 1$. Für den Laststrom i_{Last} stellt sich im stationären Zustand ebenfalls ein glatterer Verlauf ein als in Abb. 3.15 bei $n = 1$. Für geringere niederfrequente Schwankungen im Laststrom sind die Fourier-Koeffizienten der natürlichen Vielfachen der 6. Harmonischen in (3.13), (3.14) vorteilhaft.

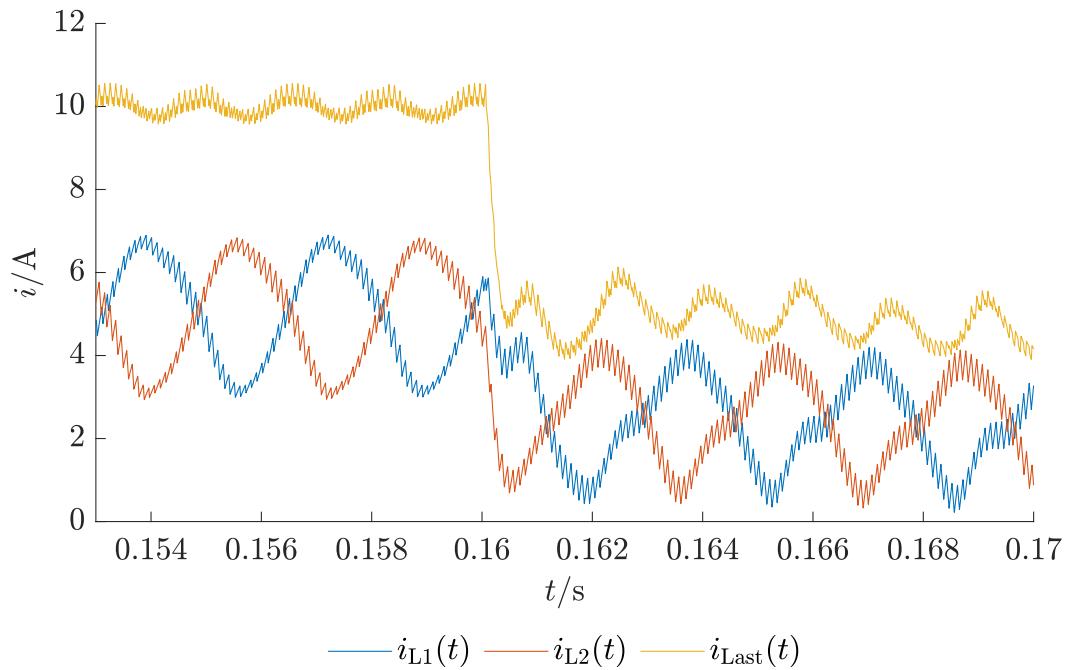


Abb. 3.20: Die Verläufe des Laststroms i_{Last} und der Spulenströme $i_{\text{L1,2}}$ werden gezeigt. Es wird die Methode 3 mit 6., 12., 18., 24. und 30. Harmonischen verwendet.

Die Verläufe der Tastgrade $D_{1,2}$ sind durch $n = 5$ auch nochmal glatter als für $n = 1$, siehe Abb. 3.21.

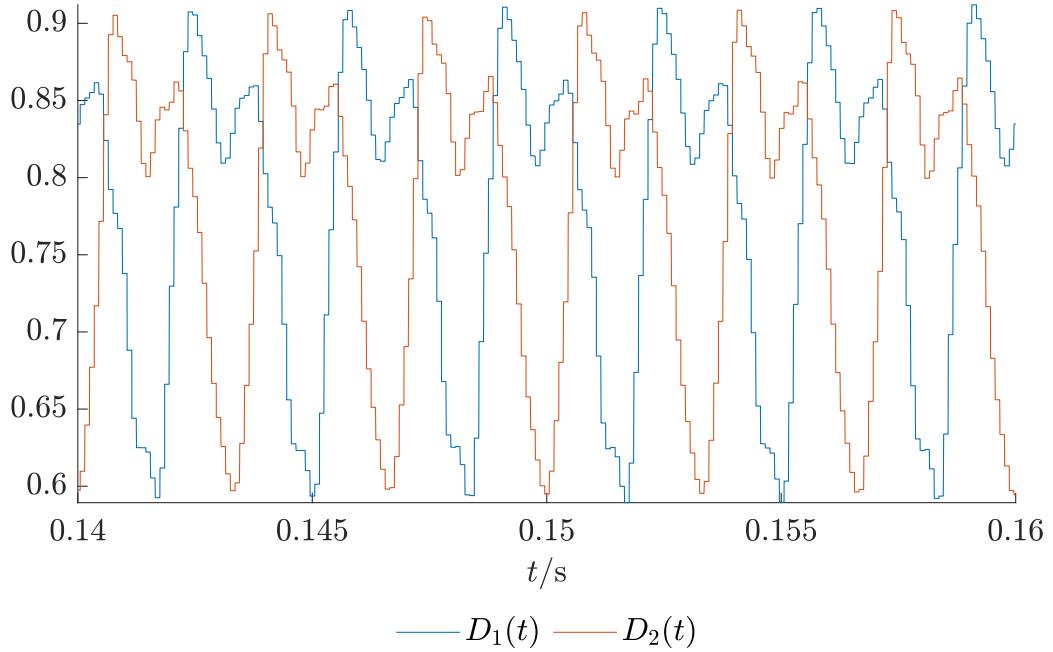


Abb. 3.21: Die Verläufe der Tastgrade $D_{1,2}$ werden dargestellt. Es wird Methode 3 verwendet, wobei $n = 5$ gilt, wie in (3.13), (3.14) beschrieben. Das heißt, die Fourier-Koeffizienten der 6., 12., 18., 24. und 30. harmonischen wirken auf $D_{1,2}$. Die Verläufe der Tastgrade sind noch mal glatter verglichen zu $n = 1$ in Abb. 3.17.

Für $n = 5$ ergeben sich 20 Gewichte $w_{abk}(t)$. Ihre Verläufe werden in Abb. 3.22 abgebildet, wobei die Verläufe der Gewichte für $n = 1$, w_{1s1} , w_{1c1} , w_{2s1} und w_{2c1} für den Vergleich mit Abb. 3.18 mit breiteren Linien gezeichnet sind. Der Vergleich mit Abb. 3.18 zeigt, dass die Verläufe von w_{1s1} , w_{1c1} , w_{2s1} und w_{2c1} ähnlich sind.

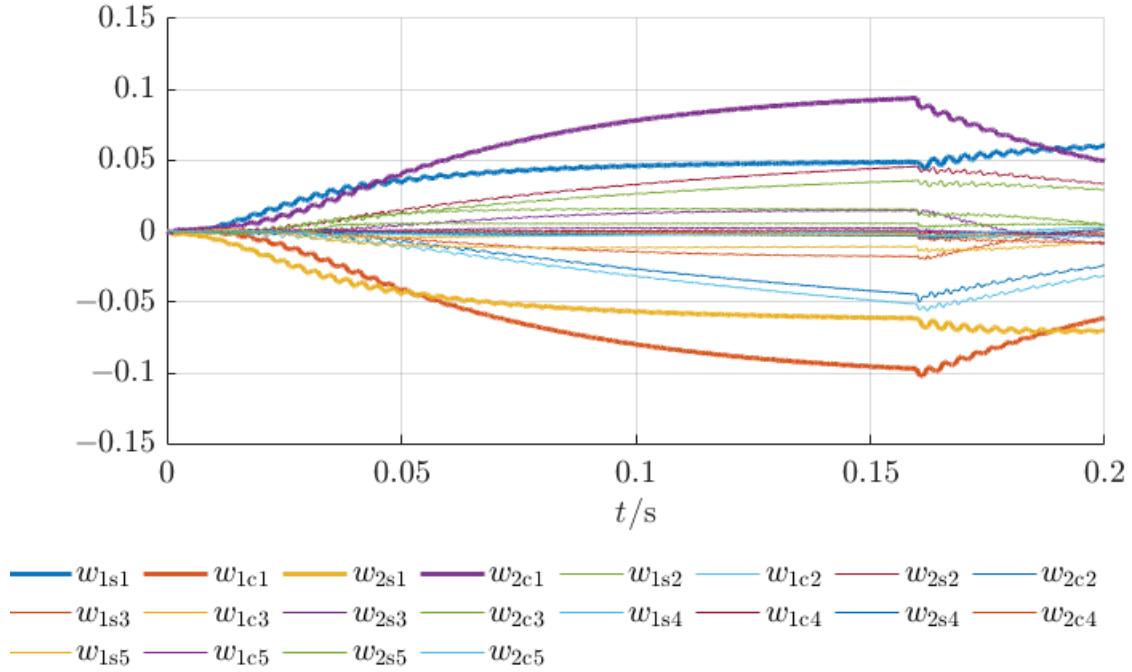


Abb. 3.22: Es werden die Gewichte für den Fall $n = 5$ gezeigt. Für den Vergleich mit Fall $n = 1$ sind die Gewichte aus den Fourier-Koeffizienten der 6. Harmonischen mit breiteren Linien gezeichnet, siehe Abb. 3.18.

Insgesamt lassen sich durch die Wahl von n unterschiedliche Verbesserungen erreichen. Einen Überblick gibt Abb. 3.23. Das Säulendiagramm stellt die Effektivwerte der Regel-differenzen $e_{1,2}$ für $n = 0, 1, 2, 3, 4, 5$ dar.

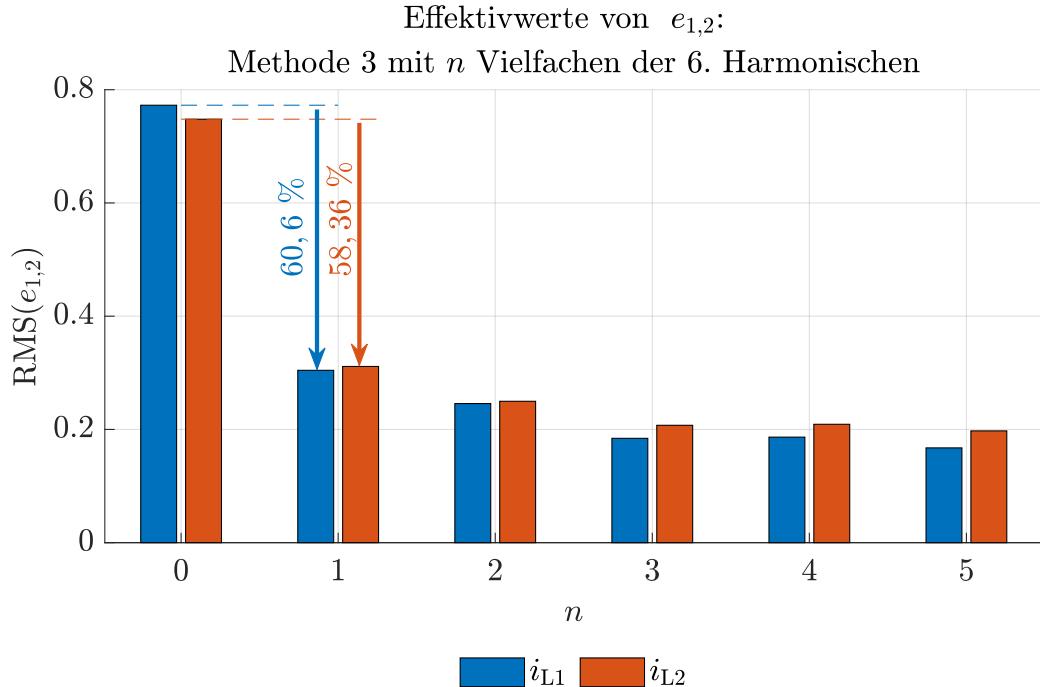


Abb. 3.23: Die Effektivwerte der Regeldifferenzen $e_{1,2}$ bei Verwendung der Methode 3 und für die Vielfachen n der 6. Harmonischen. Hier gilt $n \in \mathbb{N}_0$. Der Fall $n = 0$ meint die Regelungen von $i_{L1,2}$ mit reinen PI-Reglern (Methode 2). $n = 5$ meint den Fall, in dem die Fourier-Koeffizienten der 6., 12., 18., 24. und 30 Harmonischen auf $D_{1,2}$ wirken.

Für $n = 0$ wirken keine Fourier-Koeffizienten der Harmonischen auf $D_{1,2}$. Dieser Fall entspricht den Regelungen von Methode 2. Wird Methode 3 benutzt und $n = 1$ gewählt, wirken die Fourier-Koeffizienten der 6. Harmonischen auf $D_{1,2}$ und $e_{1,2}$ werden um 60,6%, 58,36 % bezogen auf den Fall $n = 0$ verringert, siehe Abb. 3.23. Die Effektivwerte von $e_{1,2}$ für $n \in \{0, 1, 2, 3, 4, 5\}$ und ihre Verringerungen bezogen auf den Fall $n = 0$ werden in 3.9 absolut und relativ zu $n = 0$ angegeben. Für $n = 2$ wirken die Fourier-Koeffizienten der 6. und der 12. Harmonischen auf $D_{1,2}$, für $n = 3$ wirken die Fourier-Koeffizienten der 6., 12. und der 18. Harmonischen auf $D_{1,2}$, und so weiter.

	n					
	1	2	3	4	5	6
$e_{1,2}$	0,7726, 0,7479	0,3044, 0,3112	0,2457, 0,2497	0,1843, 0,2073	0,1864, 0,2091	0,1674, 0,1974
Verringerungen bezogen auf $n = 0$	0	0,4682, 0,4614	0,5269, 0,5229	0,5883, 0,5653	0,5862, 0,5635	0,6052, 0,5752
Verringerungen bezogen auf $n = 0$ in %	0	60,6, 58,39	62,8, 66,61	76,15, 72,28	75,87, 72,04	78,33, 73,61

Tab. 3.9: Die Regeldifferenzen $e_{1,2}$ und ihre Verringerungen im stationären Zustand und bei voller Last werden absolut und relativ zum Fall $n = 0$ angegeben, für $n \in \{0, 1, 2, 3, 4, 5\}$.

3.2.4 Methode 4: PI-Regler mit linearer Regression

Eine weitere Strategie für die Regelungen der Spulenströme $i_{L1,2}$ soll hier vorgestellt werden. Diese Strategie ist ähnlich wie Methode 3. In den Gleichungen für die Tastgrade $D_{1,2}$ werden zu den Beiträgen der PI-Regler ebenfalls gewichtete Terme addiert:

$$D_1(t) = \underbrace{K_p \cdot e_1(t) + K_i \cdot \int_0^t e_1(\tau) d\tau}_{\text{PI-Regler}} + \underbrace{\sum_{l=1}^n \left(w_{1l}(t) \cdot x_l(t) \right)}_{\text{gewichtete Eingaben der linearen Regression}}, \quad (3.16)$$

$$D_2(t) = \underbrace{K_p \cdot e_2(t) + K_i \cdot \int_0^t e_2(\tau) d\tau}_{\text{PI-Regler}} + \underbrace{\sum_{l=1}^n \left(w_{2l}(t) \cdot x_l(t) \right)}_{\text{gewichtete Eingaben der linearen Regression}}, \quad (3.17)$$

wobei die Gewichte $w_{1,2k}$ wieder über die Delta-Regel

$$w_{al}(t) = \eta \cdot \int_0^t e_a(\tau) \cdot x_l(\tau) d\tau, \quad (3.18)$$

gelernt werden und $a \in \{1, 2\}$ und $l, n \in \mathbb{N}, l \leq n$ gilt. η ist die Lernrate und bleibt als $\eta = 5 \frac{1}{A_s}$ gewählt. $e_{a \in \{1,2\}}$ sind weiterhin die Regeldifferenzen von (3.8), (3.9) und x_l sind die Eingaben, die in Methode 3 die Sinus- und Cosinus-Funktionen mit den (natürlichen Vielfachen) der sechsfachen Netzfrequenz ω_{Netz} sind. Die Eingaben sin $(l \cdot 6\omega_{\text{Netz}} t)$ und cos $(l \cdot 6\omega_{\text{Netz}} t)$ aus (3.13), (3.14) bilden eine Orthogonalsystem im Raum der quadratintegrierbaren, 2π -periodischen Funktionen [25]. Das heißt, jede quadratintegrierbare, 2π -periodische Funktion lässt sich als Linearkombination von gewichteten sin $(l \cdot 6\omega_{\text{Netz}} t)$

und $\cos(l \cdot 6\omega_{\text{Netz}} t)$ schreiben. Allerdings wird die Orthogonalität von Eingaben nicht benötigt, um 2π -periodischen Funktionen aus einer Linearkombination von Eingaben x_l darzustellen. Die x_l müssen allerdings linear unabhängig voneinander sein.

3.2.4.1 Methode 4: Erzeugung der Eingaben \tilde{x}_l

Für die Erzeugung der Eingaben \tilde{x}_l wird ein Rechtecksignal $\text{rect}(t)$ benötigt. Das Rechteck-Signal wird in Simulink als zeitdiskretes Signal

$$\text{rect}[k] = \text{rect}(k \cdot T_{\text{Schalt}}) \quad (3.19)$$

realisiert, wobei $k \in \mathbb{Z}$ und $T_{\text{Schalt}} = 100 \mu\text{s}$. $\text{rect}[k]$ wird definiert als

$$\text{rect}[k] = \begin{cases} 1, & \text{für } u_{\text{DC1}}[k] - u_{\text{DC2}}[k] > u_{\text{DC Filter}}[k] \\ -1, & \text{für } u_{\text{DC1}}[k] - u_{\text{DC2}}[k] < u_{\text{DC Filter}}[k] \end{cases} \quad (3.20)$$

und

$$u_{\text{DC Filter}}[k] = 0,9 \cdot u_{\text{DC Filter}}[k-1] + 0,1 \cdot (u_{\text{DC1}}[k] - u_{\text{DC2}}[k]). \quad (3.21)$$

Das erzeugte, zeitdiskrete Rechtecksignal $\text{rect}[k]$ wird durch einen Tiefpass dritter Ordnung gefiltert, um die Eingabe \tilde{x}_1 zu erhalten:

$$\text{rect}'[k] = 0,9 \cdot \text{rect}'[k-1] + 0,1 \cdot \text{rect}[k-1], \quad (3.22)$$

$$\text{rect}''[k] = 0,9 \cdot \text{rect}''[k-1] + 0,1 \cdot \text{rect}'[k-1], \quad (3.23)$$

$$\tilde{x}_1[k] = 0,9 \cdot \tilde{x}_1[k-1] + 0,1 \cdot \text{rect}''[k-1]. \quad (3.24)$$

Es werden $l = 16$ Eingaben \tilde{x}_l erzeugt, wobei für $2 \leq l \leq 16$ gilt:

$$\tilde{x}_l[k] = \tilde{x}_{l-1}[k-1]. \quad (3.25)$$

Die erzeugten \tilde{x}_l werden in Abb. 3.24 abgebildet.

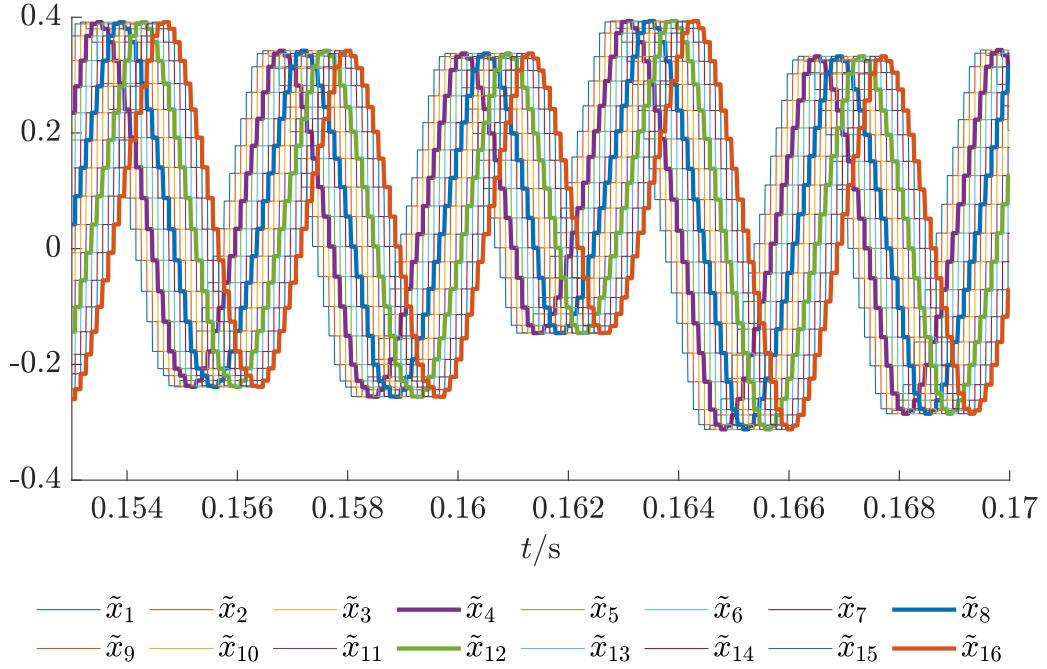


Abb. 3.24: Die $l = 16$ Eingaben \tilde{x}_l werden im Zeitraum um den Lastsprung dargestellt. Ihre Verläufe sind phasenverschoben.

3.2.4.2 Methode 4: Ergebnisse

Es werden die vier stärker gezeichneten Eingaben $\tilde{x}_{4,8,12,16}$ als Eingaben $x_{1,2,3,4}$ für (3.16), (3.17) gewählt und hier weiter betrachtet. Es gilt $n = 4$. Diese Methode wird Methode 4 genannt. Die Gleichungen (3.16), (3.17) gehen dann über in

$$D_1(t) = \underbrace{K_p \cdot e_1(t) + K_i \cdot \int_0^t e_1(\tau) d\tau}_{\text{PI-Regler}} + \underbrace{w_{11}(t)x_1(t) + w_{12}(t)x_2(t) + w_{13}(t)x_3(t) + w_{14}(t)x_4(t)}_{\text{gewichtete Eingaben der linearen Regression}}, \quad (3.26)$$

$$D_2(t) = \underbrace{K_p \cdot e_2(t) + K_i \cdot \int_0^t e_2(\tau) d\tau}_{\text{PI-Regler}} + \underbrace{w_{21}(t)x_1(t) + w_{22}(t)x_2(t) + w_{23}(t)x_3(t) + w_{24}(t)x_4(t)}_{\text{gewichtete Eingaben der linearen Regression}}. \quad (3.27)$$

Ihr Prinzip wird in Abb. 3.25 abgebildet. Ein Bias x_0 und ein Gewicht $w_0(t)$ sind für die Identifikation der Abbildung mit einem linearen neuronalen Netzes eingezeichnet.

Allerdings sind $w_0(t)$ und x_0 nicht in den Gleichungen (3.26), (3.27) enthalten. Deshalb gilt $x_0 = w_0(t) = 0$.

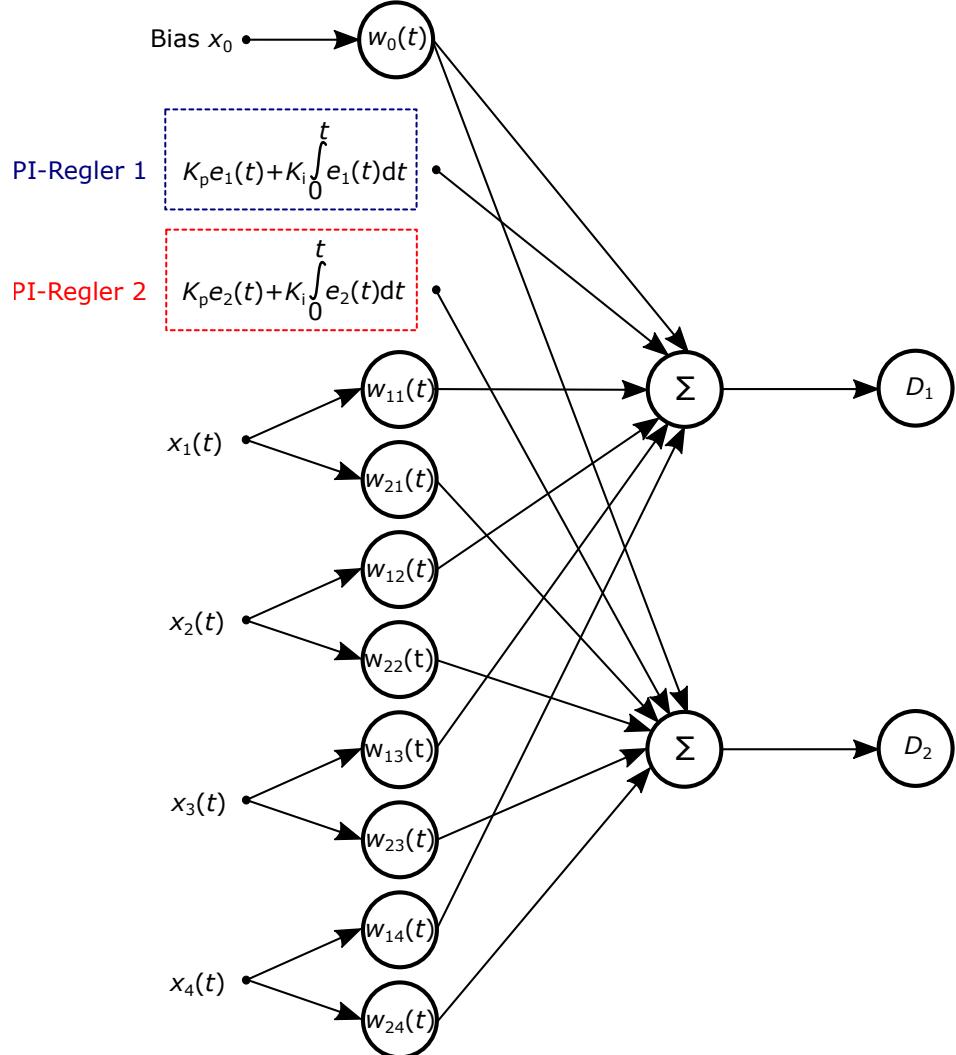


Abb. 3.25: Die Darstellung ist an die Abbildung eines linearen neuronalen Netzes angelehnt. $D_{1,2}$ werden aus den Anteilen der PI-Regler und den gewichteten Eingaben gebildet (Methode 4). Damit die Systematik dieser Abbildung mit (3.26), (3.27) übereinstimmt, werden $w_0(t)$ und x_0 zu null gesetzt.

Die Sollverläufe der Spulenströme $i_{L1,2}^*$ und die gemessenen Verläufe der Spulenströme $i_{L1,2m}$ werden in Abb. 3.26 gezeigt.

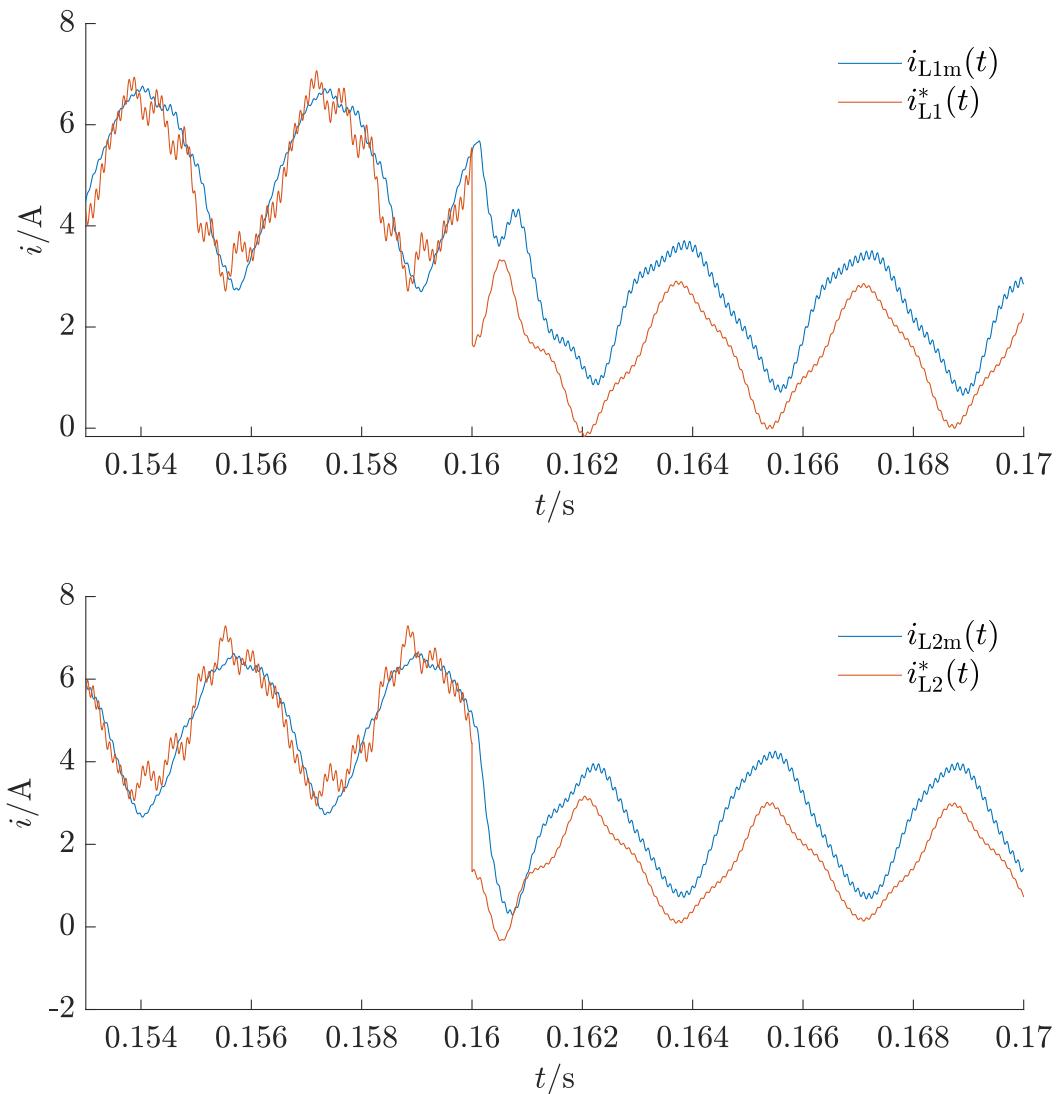


Abb. 3.26: Es werden die Verläufe von $i_{L1,2}^*$ und $i_{L1,2m}$ um den Zeitpunkt des Lastsprungs gezeigt. Methode 4 wird verwendet.

Der Laststrom i_{Last} und die Spulenströme $i_{L1,2}$ bei den Regelungen mit Methode 4 werden in Abb. 3.27 abgebildet.

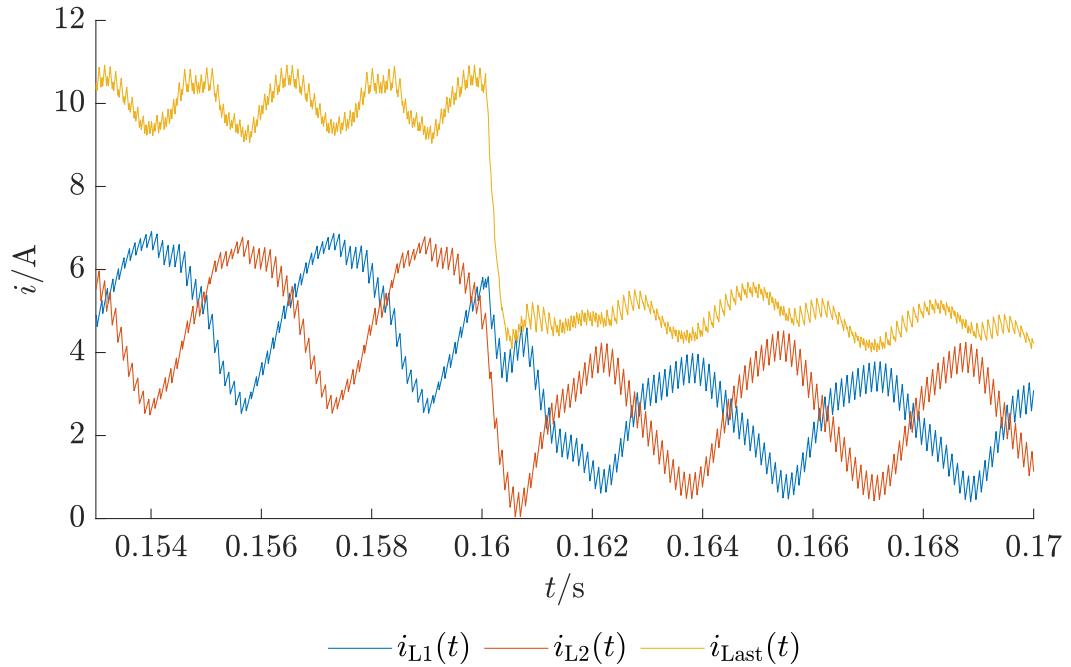


Abb. 3.27: Es werden die Verläufe von i_{Last} und $i_{L1,2}$ um den Zeitpunkt des Lastsprungs gezeigt. Methode 4 wird verwendet.

Bei den Regelungen von $i_{L1,2}$ mit Methode 4 haben die Tastgrade $D_{1,2}$ die folgende Verläufe, siehe Abb. 3.28.

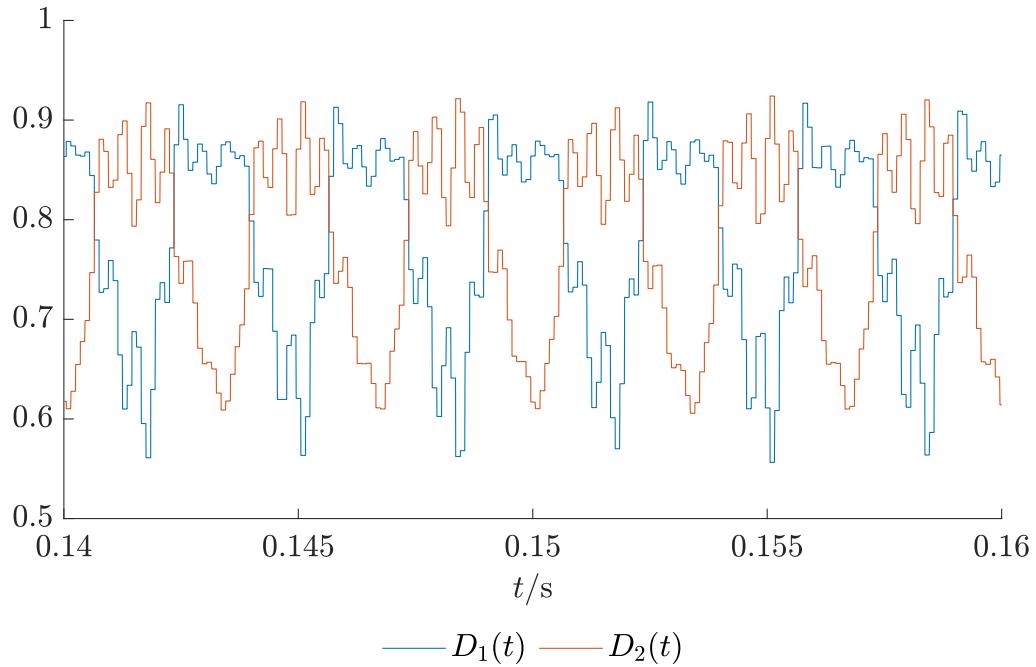


Abb. 3.28: Es werden die Verläufe der Tastgrade $D_{1,2}$ im stationären Zustand gezeigt. Methode 4 wird verwendet.

Die Verläufe der Gewichte $w_{11}, w_{12}, w_{13}, w_{14}, w_{21}, w_{22}, w_{23}$ und w_{24} werden in Abb. 3.29 über die gesamte Simulationszeit gezeigt. Es ist zu erkennen, dass die Gewichte bis zum Lastsprung zum großen Teil noch nicht gegen einen stationären Wert konvergiert sind. Werden die Verläufe der Gewichte mit den Verläufen der Gewichte aus Methode 3 für den Fall, dass die Fourier-Koeffizienten der 6. und 12. Harmonischen auf die Tastgrade $D_{1,2}$ wirken ($n = 2$), in Abb. A.1 verglichen, ist zu sehen, dass diese bis zum Lastsprung auch zum großen Teil noch nicht gegen einen stationären Wert konvergiert sind.

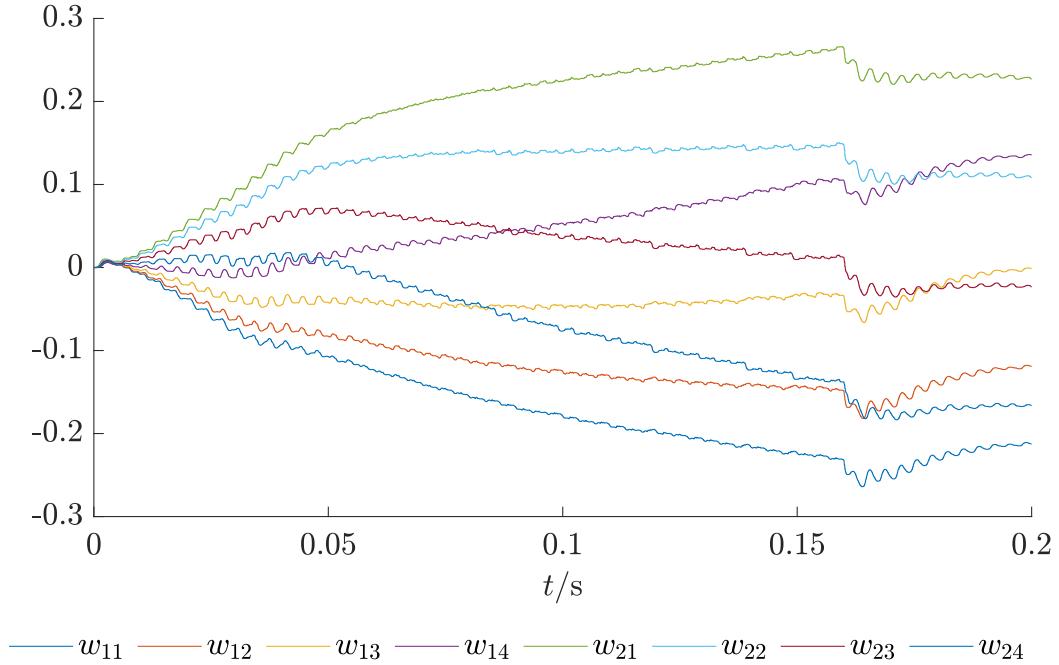


Abb. 3.29: Es werden die Verläufe der Gewichte $w_{11}, w_{12}, w_{13}, w_{14}, w_{21}, w_{22}, w_{23}$ und w_{24} über die gesamte Simulationszeit gezeigt. Methode 4 wird verwendet.

Ein Vergleich von Methode 4 und Methode 3 mit den Fourier-Koeffizienten der 6. und 12. Harmonischen ($n = 2$) bietet sich an, da in beiden Fällen acht Gewichte verwendet werden. Abb. 3.30 vergleicht die Effektivwerte der Regeldifferenzen $e_{1,2}$ in der Netzperiode 0,14 s bis 0,16 s. Neben Methode 4 und Methode 3 mit den Fourier-Koeffizienten der 6. und 12. Harmonischen werden auch die Effektivwerte von $e_{1,2}$ für Methode 2 ($n = 0$, entspricht reinem PI-Regler) und Methode 3 mit den Fourier-Koeffizienten der 6. Harmonischen ($n = 1$) dargestellt.

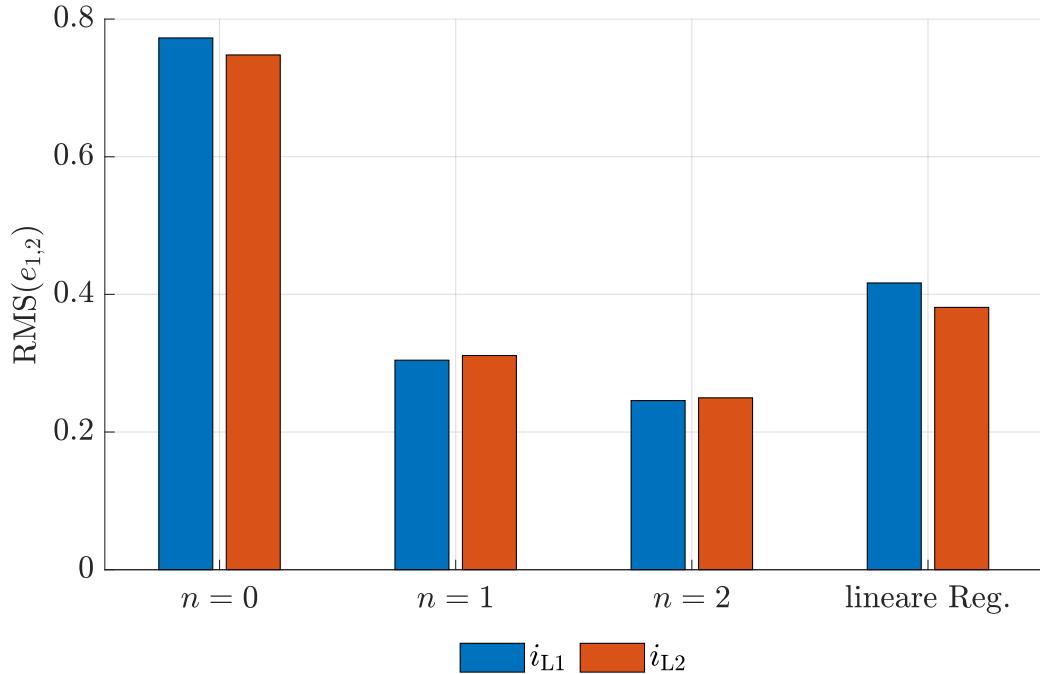


Abb. 3.30: Die Effektivwerte der Regeldifferenzen $e_{1,2}$ werden für Methode 2 ($n = 0$, entspricht Regelung mit reinem PI-Regler), für Methode 3 ($n = 1$, für PI-Regler und Fourier-Koeffizienten der 6. Harmonischen und $n = 2$ für PI-Regler und Fourier-Koeffizienten der 6. und 12. Harmonischen) mit Methode 4 (der linearen Regression) verglichen.

Die Effektivwerte von $e_{1,2}$ für $n \in \{0, 1, 2\}$ und für Methode 4 werden in Tabelle 3.10 angegeben. Die Verringerungen von $e_{1,2}$ für $n \in \{0, 1, 2\}$ und für Methode 4 werden bezogen auf den Fall $n = 0$ absolut und relativ angegeben.

	n			Methode 4
	1	2	3	PI-Regler und lineare Regression
$e_{1,2}$	0,7726, 0,7479	0,3044, 0,3112	0,2457, 0,2497	0,4166, 0,3811
Verringerungen bezogen auf $n = 0$	0	0,4682, 0,4614	0,5269, 0,5229	0,356, 0,3668
Verringerungen bezogen auf $n = 0$ in %	0	60,6, 58,39	62,8, 66,61	46,08, 49,04

Tab. 3.10: Die Regeldifferenzen $e_{1,2}$ und ihre Verringerungen absolut und relativ zum Fall $n = 0$ für $n \in \{0, 1, 2\}$ und Methode 4.

Der Vergleich zeigt, dass die Effektivwerte der Regeldifferenzen $e_{1,2}$ bei Methode 4 größer sind, als bei Methode 3 mit den Fourier-Koeffizienten der 6. und 12. Harmonischen ($n = 2$). Die Effektivwerte von $e_{1,2}$ bei Methode 4 sind sogar größer als bei Methode 3, wenn nur die Fourier-Koeffizienten der 6. Harmonischen ($n = 1$) auf den Tastgrad wirken. Eine Verbesserung gegenüber Methode 3 mit $n = 1$ wurde erwartet, weil da nur 4 Gewichte verwendet werden und bei Methode 4 werden acht Gewichte verwendet. Allerdings ist eine Verbesserung gegenüber Methode 2 zu erkennen. Die Methode 4 ist noch nicht ganz ausgereift. Mögliche Verbesserungen können erreicht werden durch:

- eine andere Wahl der Koeffizienten in (3.22), (3.23), (3.24),
- eine andere Ordnung des Filters in (3.22), (3.23), (3.24),
- die Wahl anderer Eingaben x_k ,
- eine andere Lernrate η . η wurde für den Vergleich mit der Methode 3 in Methode 3 und 4 gleich gewählt. Eine höhere Lernrate η wäre wahrscheinlich von Vorteil, da die Eingaben in Methode 4 ungefähr $-0,4 \leq x_k \leq 0,4$ gilt und in Methode 3 $-1 \leq x_k \leq 1$.

3.2.4.3 Methode 4: Netzfrequenz von 45 Hz

Der Fall, dass die Netzfrequenz 45 Hz beträgt, wird hier kurz betrachtet. Die Methode 4 funktioniert auch für $f_{\text{Netz}} = 45$ Hz, wie Abb. 3.31 zeigt. Im stationären Zustand werden die Sollwerte $i_{L1,2}^*$ erreicht. Nach dem Lastsprung darf sich das System erst wieder einschwingen, bevor $i_{L1,2}^*$ wieder erreicht werden.

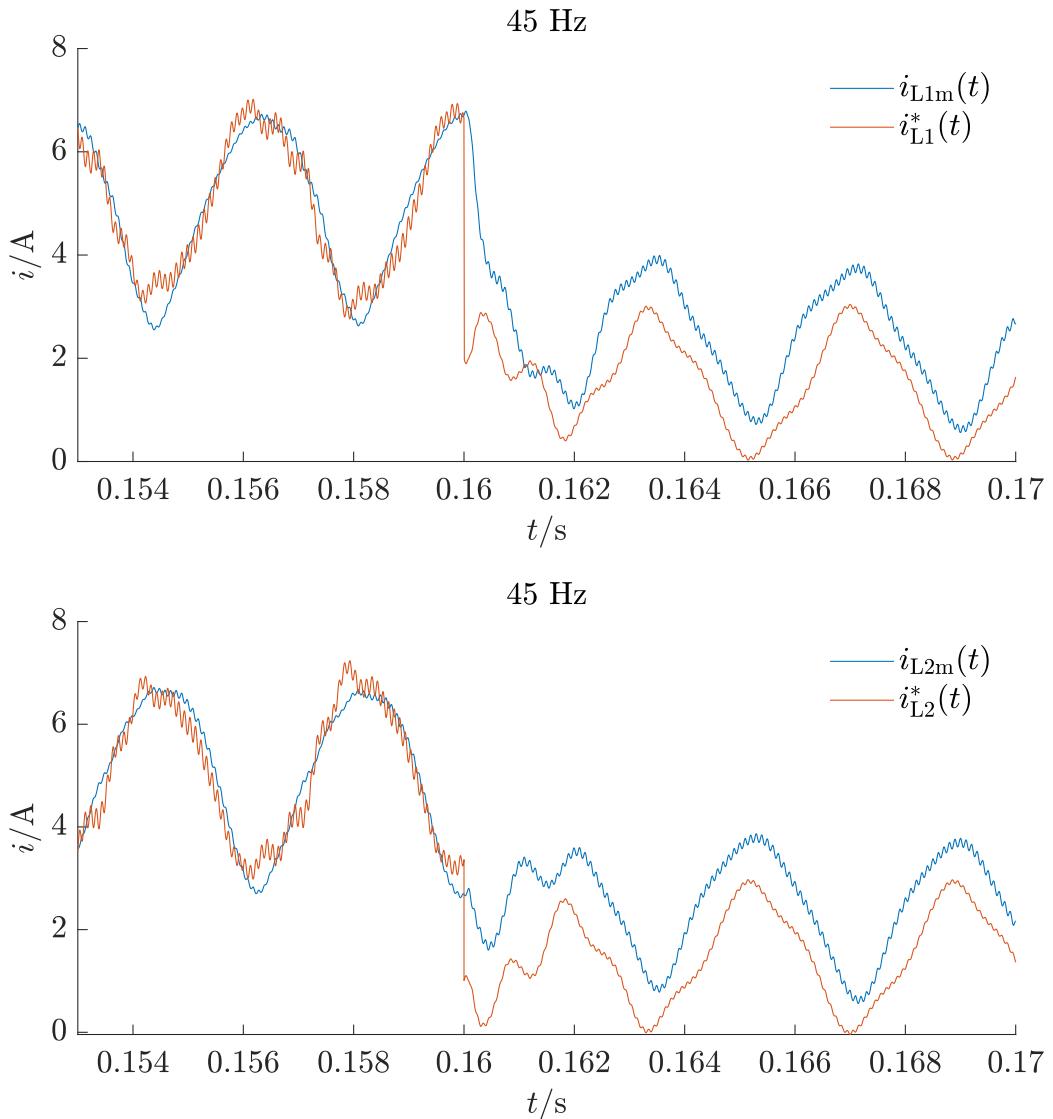


Abb. 3.31: Die Verläufe der Sollströme $i_{L1,2}^*$ und der gemessenen Ströme $i_{L1,2m}$ werden im Zeitraum um den Lastsprung dargestellt. Es wird Methode 4 verwendet. Die Netzfrequenz beträgt $f_{\text{Netz}} = 45 \text{ Hz}$.

3.3 Ergebnisse der Simulationen

Das Grundgerüst der Methoden 1, 2, 3 und 4 sind die PI-Regler. Dreieckförmige Verläufe der Spulenströme $i_{L1,2}$ werden bereits durch Regelungen mit konstanten Sollwerten $i_{L1,2}^*$ erreicht. Die Amplituden von $i_{L1,2}^*$ reichen in dem Fall allerdings nicht bis i_{Last} . Auch durch die dreieckförmige Verläufe von $i_{L1,2}^*$ nach (3.6), (3.7) werden keine dreieckförmigen Verläufe von $i_{L1,2}$ erreicht, deren Amplituden bis i_{Last} reichen, obwohl die Analyse das gezeigt hat. Das liegt an parasitären Effekten und großer DC-Link-Kondensatoren C_1 , C_2 , die in der Analyse nicht berücksichtigt wurden. Da die Verläufe von $i_{L1,2}$ nicht dreieckförmig sind, ist der Verlauf von i_{Last} nicht konstant. i_{Last} hat als Summe der Verläufe von $i_{L1,2}$ folglich niederfrequente Schwankungen. Eine weitere Folge der nicht dreieckförmigen Verläufe von $i_{L1,2}$ sind die Netzströme, deren Verläufe keines Sinusform haben. Für die Sinusform der Netzströme dürfen diese entweder gefiltert werden oder (3.6), (3.7) dürfen für die Simulationen angepasst werden. Die PI-Regler sind stationär nicht genau. Deshalb werden Methode 3 und 4 untersucht. Die geringsten Regeldifferenzen $e_{1,2}$ liefert Methode 3 mit den Fourier-Koeffizienten der 6., 12., 18., 24. und 30. Harmonischen. Methode 4 bietet noch Verbesserungspotential. Allerdings funktioniert die Grundsystematik der Methode. Beide Möglichkeiten liefern geringere $e_{1,2}$ gegenüber Methode 2. Allerdings nehmen die Verbesserungen von $e_{1,2}$ mit der Anzahl der Gewichte ab. Eine Abwägung zwischen der Anzahl der Gewichte und der Höhe von $e_{1,2}$ darf je Betrachtungsfall getroffen werden.

4 Aufbau und Messungen

Die in Kapitel 2 und 3 betrachtete Topologie wird im Labor aufgebaut. Aus Zeitgründen wird auf die Messung der DC-Spannungen $u_{DC1,2}$ für die Methoden 2, 3 und 4 verzichtet. $u_{DC1,2}$ werden durch eine Gleichspannung von 20 V realisiert. $D_{1,2}$ werden manuell eingestellt.

4.1 Aufbau der Last

Im Labor steht kein Elektrolyseur zur Verfügung. Deshalb wird eine Last verwendet, die das elektrischen Verhalten eines Elektrolyseurs nachbildet.

4.1.1 Last-Platinen

Für die Arbeit in [4] wurde ein Elektrolyseur durch eine Last, bestehend aus Dioden und Widerständen, simuliert, die auf vier Platinen angeordnet sind, siehe Abb. 4.3. Diese Last wurde ursprünglich für eine Leistung von 200 W und $u_{Last} = 20$ V ausgelegt. Für diese Arbeit wurde sie umgebaut, sodass $u_{Last} = 15$ V beträgt, wenn $i_{Last} = 10$ A fließen. Jede Platine besteht aus drei Strängen. Die Anfänge jedes Strangs bilden vier Widerstände mit einem Wert von 1Ω . Sie sind als Parallelschaltung von zwei Widerständen in Reihe angeordnet und dienen der indirekten Strommessung im Betrieb. Dadurch kann eine ungleichmäßige Verteilung von i_{Last} auf die Stränge jeder Last-Platine während des Betriebs erkannt werden. In Reihe zum Widerstandsnetzwerk jedes Strangs ist eine Reihenschaltung von 14 Dioden. (Ursprünglich waren 20 Dioden in Reihe geschaltet.) Eine Diode hat eine Schwellspannung von 0,7 V. Es fließt erst ein Strom durch die Dioden, sobald 9,8 V an der Reihenschaltung der Dioden anliegen. Wird die an den Dioden anliegende Spannung über die summierte Schwellspannung von 9,8 V hinaus erhöht, erhöht sich der Strom durch die Dioden. Dabei ist die Änderung des Stroms durch die Dioden verglichen zur Änderung in der Spannung an den Dioden groß. Das entspricht dem elektrischen Verhalten eines Elektrolyseurs aus Abb. 1.1. Die Kathoden der 14. Dioden der drei Stränge werden verbunden. Es folgt ein Widerstandsnetzwerk, das aus vier parallel geschalteten Reihenschaltungen von vier Widerständen mit einem Wert von 1Ω besteht. Dieses Netzwerk wurde für die Anwendung in [4] ausgelegt und in dieser Arbeit nicht verändert.

Ein Schaltplan einer Platine wird in Abb. 4.1 gezeigt. Die gemessene Strom-Spannungs-Kennlinie der Last wurde aufgenommen. Sie wird in Abb. 4.2 dargestellt.

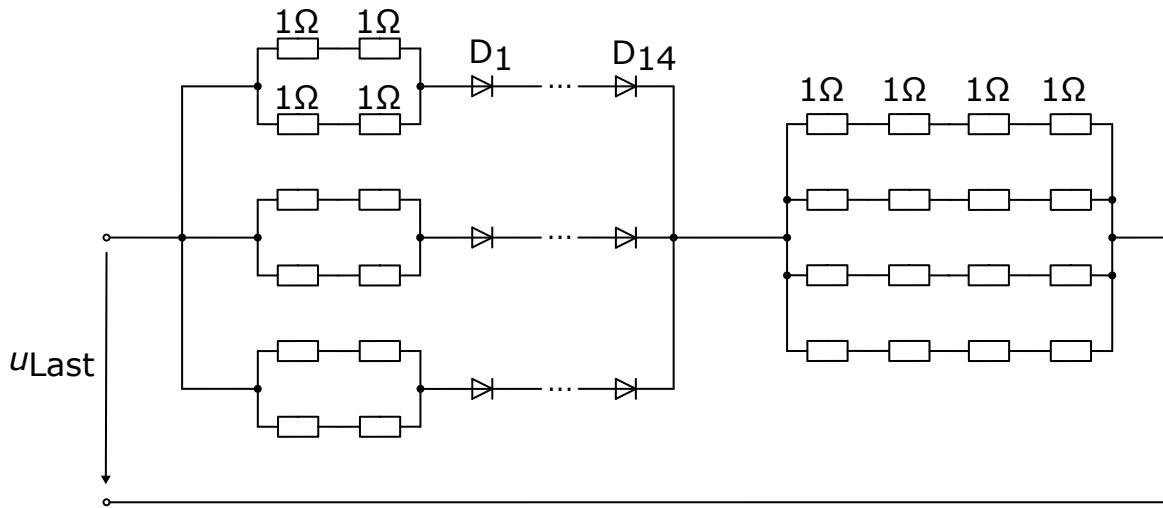


Abb. 4.1: Der Schaltplan einer Platine der Last wird dargestellt. Die drei parallelen Stränge beginnen mit einem Widerstandsnetzwerk zur indirekten Strommessung im Betrieb. In Reihe dazu befindet sich die Reihenschaltung aus 14 Dioden. Das Widerstandsnetzwerk ist in Reihe zu den parallelen Strängen.

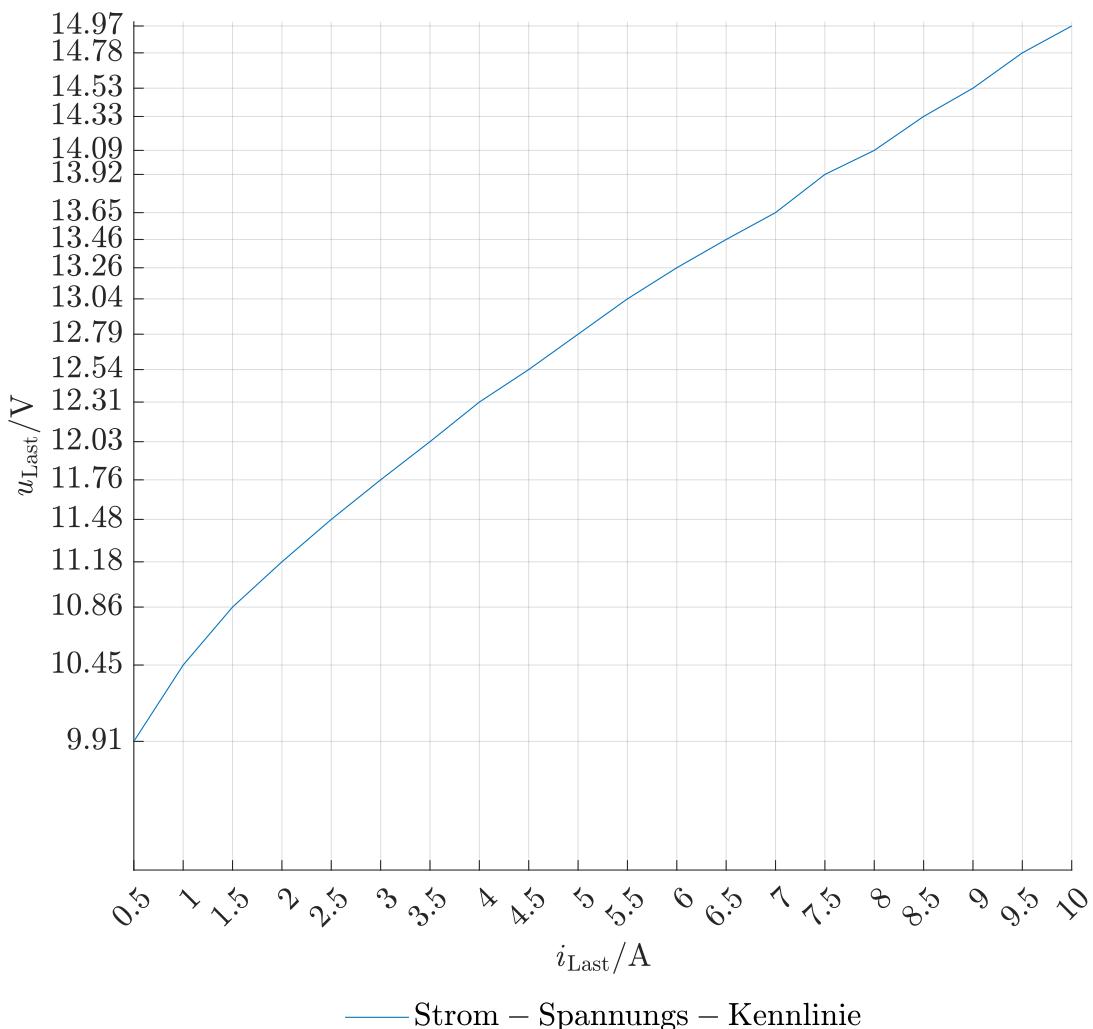


Abb. 4.2: Die gemessene Strom-Spannungs-Kennlinie der Last. Die Last besteht aus vier gleichen Platinen. Der Schaltplan einer Platine wird in Abb. 4.1 dargestellt.

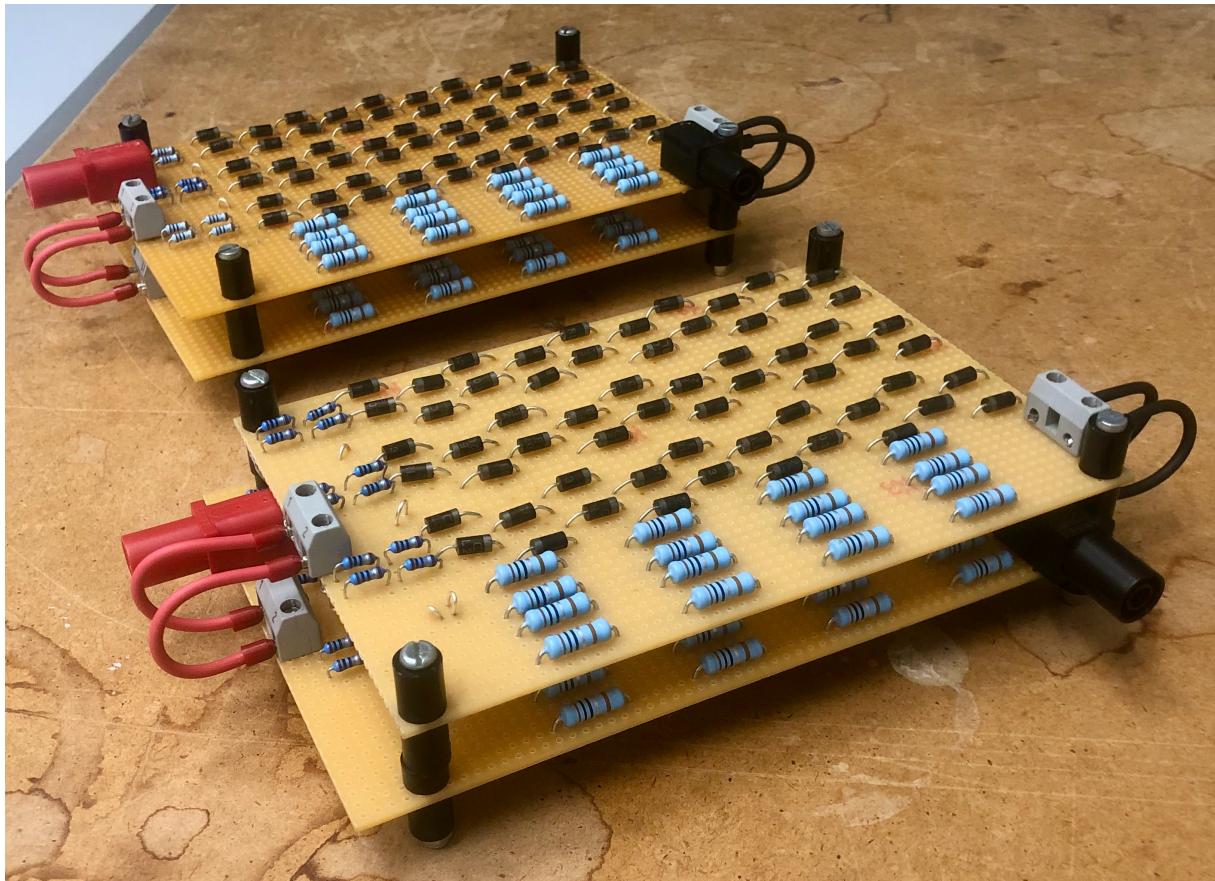


Abb. 4.3: Last zur Simulation eines Elektrolyseurs, [4]. Die Last besteht aus vier gleichen Platinen, die parallel geschaltet werden.

4.1.2 Kondensator-Platine

Wie im Kapitel Simulation der Schaltungstopologie beschrieben, wird ein Kondensator parallel zur Last geschaltet, um Schwankungen von i_{Last} zu begrenzen. Dafür wurde eine Platine erstellt. Auf dieser Kondensator-Platine befinden sich eine Diode D_1 , eine Status-LED D_2 , ein Vorwiderstand R_v und 18 parallel geschaltete Kondensatoren $C_{1,\dots,18}$. D_1 dient dem Verpolschutz der Platine. Ihre Schwellspannung beträgt 0,7 V. D_2 leuchtet, solange eine Spannung oberhalb ihrer Schwellspannung von 2,2 V an ihr anliegt. R_v begrenzt den Strom durch D_2 und hat einen Wert von $13 \text{ k}\Omega$. $C_{1,\dots,8}$ haben eine Kapazität von $1200 \mu\text{F}$ und $C_{9,\dots,18}$ haben eine Kapazität von $1 \mu\text{F}$. $C_{1,\dots,18}$ haben insgesamt eine Kapazität von $9610 \mu\text{F}$. Der Schaltplan der Platine wird in Abb. 4.4 dargestellt und die Platine wird in Abb. 4.5 gezeigt.

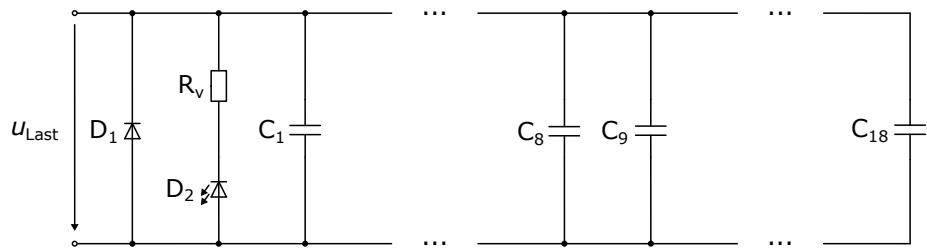


Abb. 4.4: Es wird der Schaltplan der Kondensator-Platine gezeigt. Die Werte der Größen der Bauteile sind im Text angegeben.

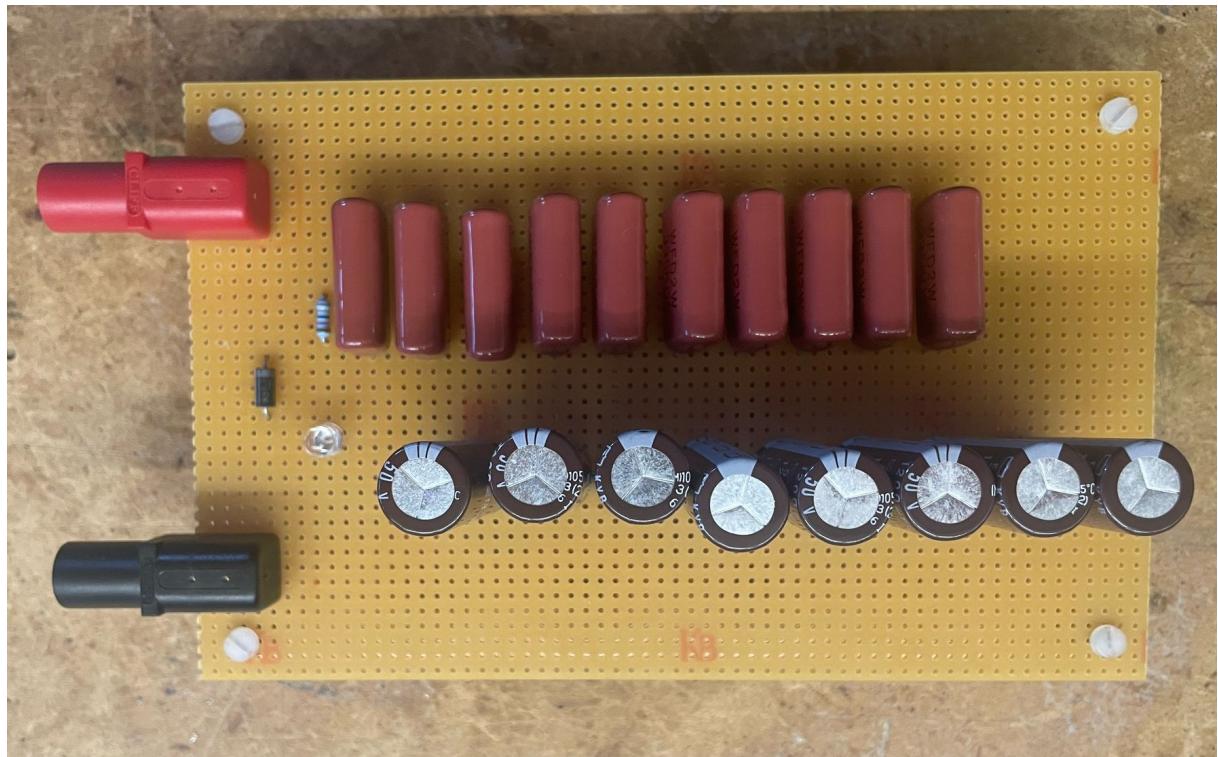


Abb. 4.5: Kondensator-Platine. Insgesamt liefert diese Platine eine Kapazität von $C_{\text{Last}} = 9610 \mu\text{F}$.

4.2 Aufbau der Tiefsetzsteller

Für den Versuchsaufbau dürfen die Tiefsetzsteller realisiert werden. Für die Leistungsschalter $T_{1,2}$ und die Dioden $D_{17,27}$ können bereits vorhandene Module genutzt werden. Die Spulen $L_{1,2}$ müssen aufgebaut werden.

4.2.1 Spulen-Platine

Die Simulationen der Schaltungstopologie wurden mit Spulen $L_{1,2}$ durchgeführt, deren Induktivitäten $800\mu\text{H}$ betragen. Um Induktivitäten von $800\mu\text{H}$ zu erreichen, werden die Leistungsinduktivitäten SHBC24W-2R4A0174V von Mouser Electronics verwendet. Ihre Strom-Induktivitäts-Kennlinie [26] wird in Abb. 4.6 gezeigt. SHBC24W-2R4A0174V wird im Folgenden als L bezeichnet.

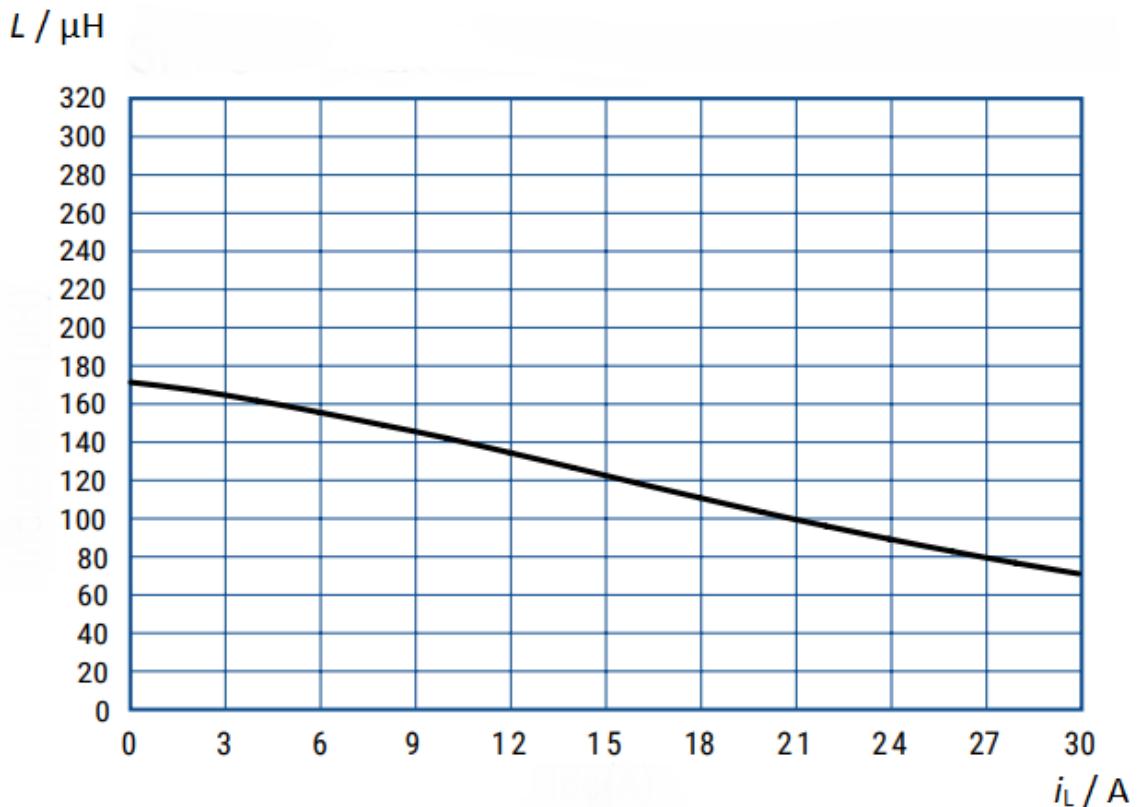


Abb. 4.6: Es wird die Strom-Induktivitäts-Kennlinie von L gezeigt, [26].

Bei dreieckförmigen Verläufen von $i_{L1,2}$ gilt $\hat{i}_{L1,2} = 10 \text{ A}$. Bei $\hat{i}_L = 10 \text{ A}$ gilt für die Induktivität von L, $L = 140\mu\text{H}$, siehe Abb. 4.6. Der Leiterquerschnitt des Drahtes um

den Kern von L wurde halbiert und die Windungszahl N von L wurde von N auf 2N verdoppelt. Das heißt, der durch den Kern von L geführte magnetische Fluss $\Psi_{L,2N}$ wird von einem Strom $i_{L,2N}$ hervorgerufen, dessen Spitzewert $\hat{i}_{L,2N} = 10 \text{ A}$ beträgt und einem Spitzewert von $\hat{i}_L = 20 \text{ A}$ in Abb. 4.6 entspricht. Für die Induktivität L von $\hat{i}_L = 20 \text{ A}$ gilt $L(\hat{i}_L = 20 \text{ A}) = 100\mu\text{H}$, siehe Abb. 4.6. Da Induktivitäten von N^2 abhängen und N verdoppelt wurde, gilt $L_{2N} = 4L$. Das heißt, es gilt $L_{2N}(\hat{i}_{L,2N} = 10 \text{ A}) = 400\mu\text{H}$. Um eine Induktivität von $800 \mu\text{H}$ für $L_{1,2}$ bei $\hat{i}_{L,1,2} = 10 \text{ A}$ zu erreichen, werden zwei L_{2N} in Reihe geschaltet. Dann gilt: $L_{1,2} = 2L_{2N}$. Der Aufbau von $L_{1,2}$ wird in Abb. 4.7 gezeigt.

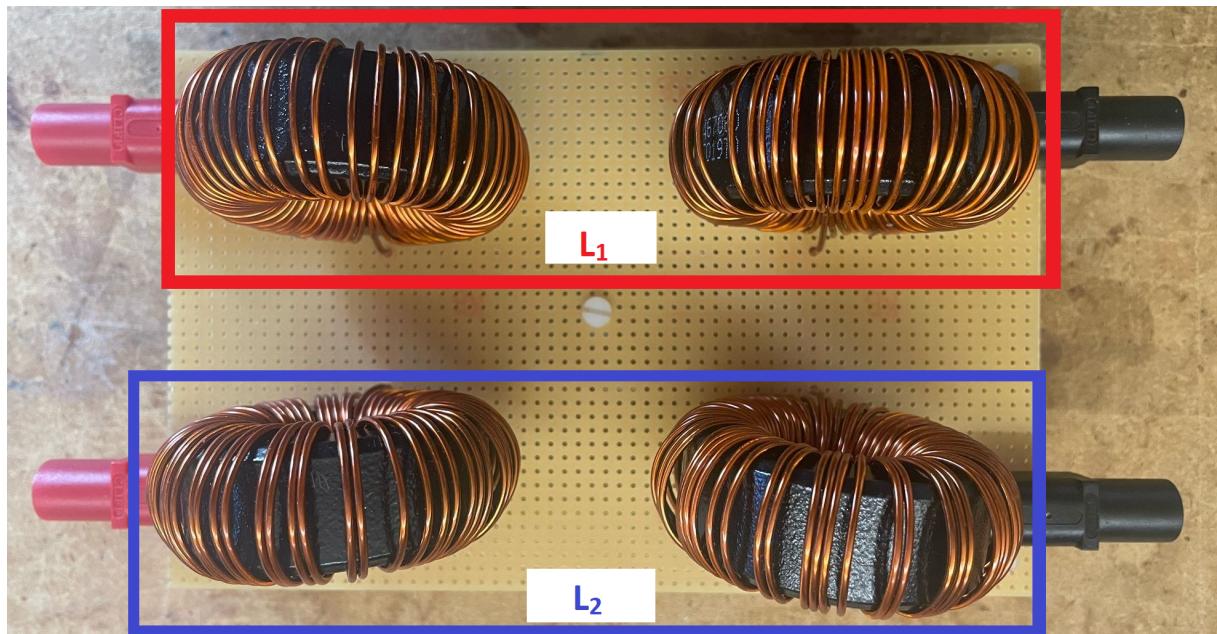


Abb. 4.7: Es wird die Spulenplatine gezeigt. $L_{1,2}$ sind eingezeichnet. $L_{1,2}$ sind jeweils einer Reihenschaltung von zwei L_{2N} .

Die Induktivitäten $L_{1,2}$ von $L_{1,2}$ wurden mit dem LCR-Meter des Labors gemessen. In Abb. 4.8 werden $L_{1,2}$ in Abhängigkeit der Frequenz angegeben. Da $i_{L,1,2}$ eine Frequenz von 300 Hz haben, sind $L_{1,2}(300 \text{ Hz})$ interessant. Das LCR-Meter (Impedanz-Messgerät) misst mit einem geringen Messstrom. Dem entsprechend sind die gemessenen Werte von $L_{1,2}(300 \text{ Hz})$ in Abb. 4.8 andere, als für $L_{1,2}(300 \text{ Hz}, \hat{i}_{L,1,2} = 10 \text{ A})$ auf Grund der Sättigung erwartet werden.

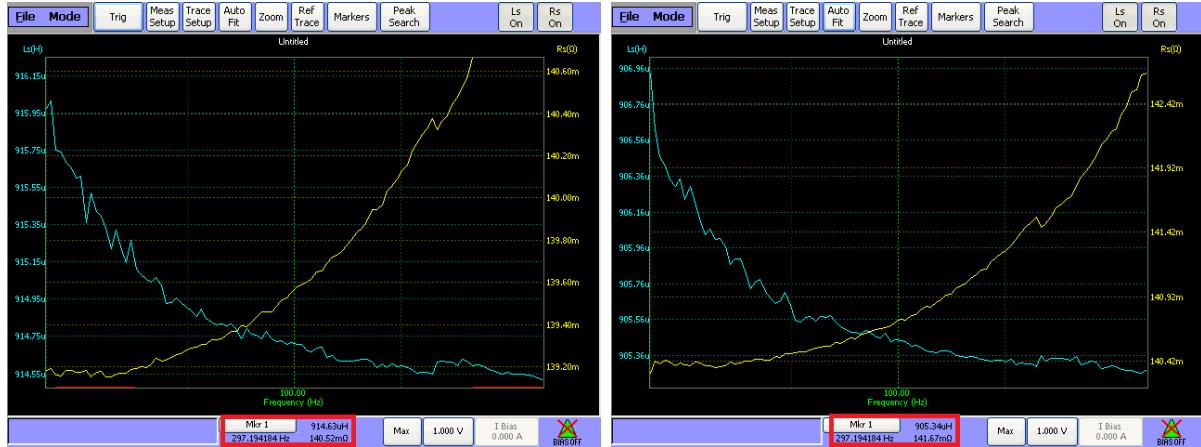


Abb. 4.8: Links wird die Messung von L_1 und rechts L_2 gezeigt. Die türkisen Kennlinien geben die Induktivitäten $L_{1,2}$ über die Frequenz f_{mess} an und die gelben Kennlinien geben die ohmischen Widerstände $R_{1,2}$ von $L_{1,2}$ über die Frequenz f_{mess} an.

L_1 wurde so dimensioniert, dass $L_1(f_{\text{mess}} = 297 \text{ Hz}) = 915 \mu\text{H}$ für kleine i_{L1} gilt und L_2 wurde so dimensioniert, dass $L_2(f_{\text{mess}} = 297 \text{ Hz}) = 905 \mu\text{H}$ für kleine i_{L2} gilt, da für $i_{L1,2} = 10 \text{ A}$ $L_{1,2} = 800 \mu\text{H}$ erwartet werden. Einen Vergleich zwischen den gemessenen Werten und den Werten in den Simulationen von $L_{1,2}$ und $R_{1,2}$ bietet Tab. 4.1.

Simulationen		Messungen	
$L_1 = 800 \mu\text{H}$	$R_1 = 0,1 \Omega$	$L_1 = 915 \mu\text{H}$	$R_1 = 0,141 \Omega$
$L_2 = 800 \mu\text{H}$	$R_2 = 0,1 \Omega$	$L_2 = 905 \mu\text{H}$	$R_1 = 0,142 \Omega$

Tab. 4.1: Vergleich der Induktivitäten $L_{1,2}$ und der Widerstände $R_{1,2}$ aus den Simulationen und den Messungen. Der Messstrom des LCR-Meters ist klein. Um $L_{1,2} = 800 \mu\text{H}$ bei $i_{L1,2} = 10 \text{ A}$ zu erreichen, wurden $L_{1,2}$ so dimensioniert, dass ungefähr $L_{1,2} = 900 \mu\text{H}$ bei kleinem Messstrom gilt.

4.3 Versuchsaufbau

Die untersuchte Schaltungstopologie wird aufgebaut. Der Aufbau ist in Abb. 4.9 zu sehen.

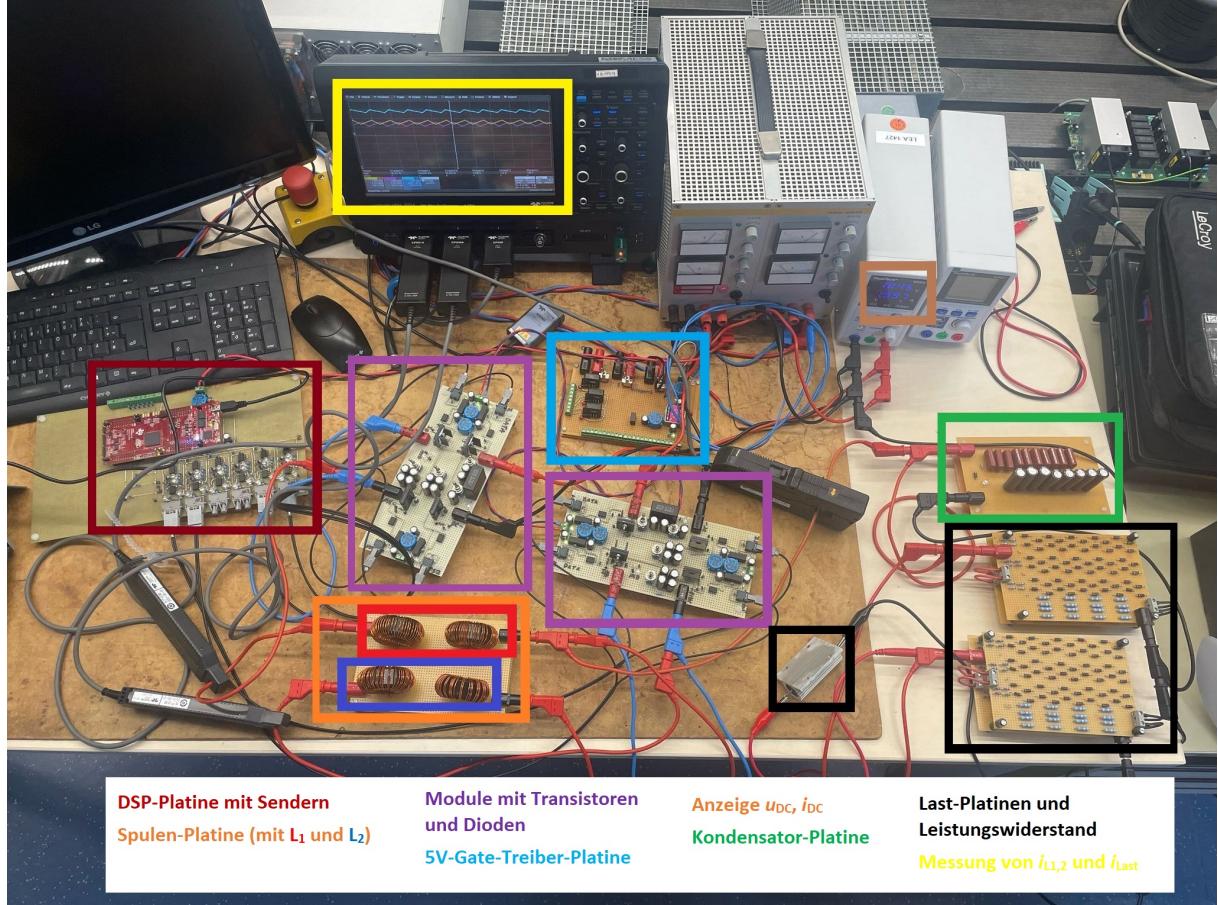


Abb. 4.9: Es wird der Versuchsaufbau während einer Messung gezeigt. Die Spulenströme $i_{1,2}$ und der Laststrom i_{Last} werden gemessen.

Da die DC-Spannungen $u_{DC1,2}$ und die DC-Ströme $i_{DC1,2}$ von einem Labornetzteil geliefert werden (siehe Anzeige $u_{DC1,2}$, $i_{DC1,2}$ im braunen Kasten in Abb. 4.9), entfallen der Dreieck-Dreieck-Stern-Transformator und die B6-Diodengleichrichter in diesem Aufbau. Da die Messung der DC-Spannungen $u_{DC1,2}$ entfällt, werden die Tastgrade $D_{1,2}$ über die DSP-Platine vorgegeben (dunkler roter Kasten in Abb. 4.9). Die Basis-Anschlüsse der Transistoren $T_{1,2}$ auf den Modulen (lilane Kästen in Abb. 4.9) werden über die Sender der DSP-Platine (Digital Signal Processor-Platine) angesteuert. Die Dioden $D_{17,27}$ sind ebenfalls auf den Modulen verbaut. Die 5 V-Versorgungsspannung für die Module mit $T_{1,2}$ und $D_{17,27}$ zu

liefern. Die Spulen-Platine (orangener Kasten in Abb. 4.9) mit den Spulen L_1 im roten Kasten und L_2 im blauen Kasten wird auch gezeigt. Die Last-Platinen (sowie ein Leistungswiderstand) werden mit schwarzen Kästen umrandet und die Kondensator-Platine ist in einem grünen Kasten. Der gelbe Kasten zeigt die Messung der Spulenströme $i_{1,2}$ und des Laststroms i_{Last} .

4.4 Messungen

Es wird mit Messungen für einen Laststrom von $i_{\text{Last}} = 3 \text{ A}$ begonnen. Auf Messungen für höhere i_{Last} wird verzichtet, da die zulässige Betriebstemperatur der Transistoren $T_{1,2}$ überschritten worden wäre.

4.4.1 Messungen für gleiche, konstante Tastgrade $D_{1,2}$

Gleiche, konstante Tastgrade $D_{1,2}$ sowie konstante DC-Spannungen $u_{\text{DC}1,2} = 20 \text{ V}$ werden vorgegeben. Abb. 4.10 zeigt die Messung der Spulenströme $i_{L1,2}$ und des Laststroms i_{Last} .

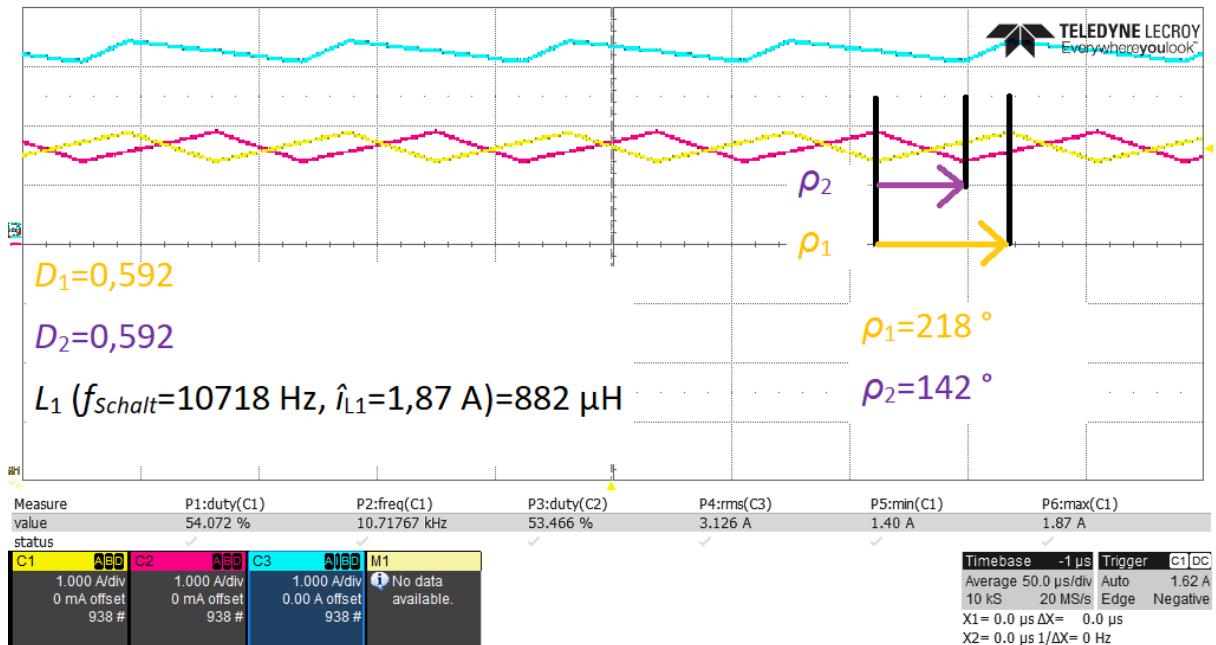


Abb. 4.10: Es wird das phasenversetzte Schalten der Tiefsetzsteller gezeigt. $i_{L1,2}$ sind in gelb und lila dargestellt, i_{Last} in türkis.

i_{L1} ist gelb dargestellt und i_{L2} ist lila dargestellt. i_{Last} ist in türkis gezeichnet. Es sind $D_{1,2} = 0,592$ eingestellt. Das phasenversetzte Schalten wird gezeigt. Die Verläufe von $i_{L1,2}$ fallen nie gleichzeitig. Die Phasenwinkel sind $\varphi_1 = 218^\circ$ und $\varphi_2 = 142^\circ$. i_{Last} ist abgesehen von hochfrequenten Schwankungen konstant. Für L_1 gilt nach [27]

$$L_1(f_{\text{Schalt}}, \hat{i}_{L1}) = \frac{D_1(1 - D_1)T_{\text{Schalt}}u_{\text{DC}1}}{\Delta i_{L1}}. \quad (4.1)$$

Mit

$$\Delta i_{L1} = 1,87 \text{ A} - 1,4 \text{ A} = 0,47 \text{ A}, \quad (4.2)$$

siehe Abb. 4.10, folgt für L_1

$$L_1(f_{\text{Schalt}}, \hat{i}_{L1}) = 882 \mu\text{H}. \quad (4.3)$$

Damit liegt $L_1(\hat{i}_{L1} = 1,87 \text{ A})$ wie erwartet zwischen den $900 \mu\text{H}$ für kleine Ströme und $L_1(\hat{i}_{L1} = 10 \text{ A}) = 800 \mu\text{H}$.

4.4.2 Messungen für periodische Tastgrade $D_{1,2}$

Es werden periodische Tastgrade $D_{1,2}$ und konstante DC-Spannungen $u_{DC1,2} = 20 \text{ V}$ vorgegeben. Abb. 4.11 vergleicht die Messungen der Spulenströme $i_{L1,2}$ und des Laststroms i_{Last} für gleiche und periodische $D_{1,2}$. Die Temperaturaufnahmen des Transistors T_1 der zugehörigen Messung werden jeweils darunter gezeigt.

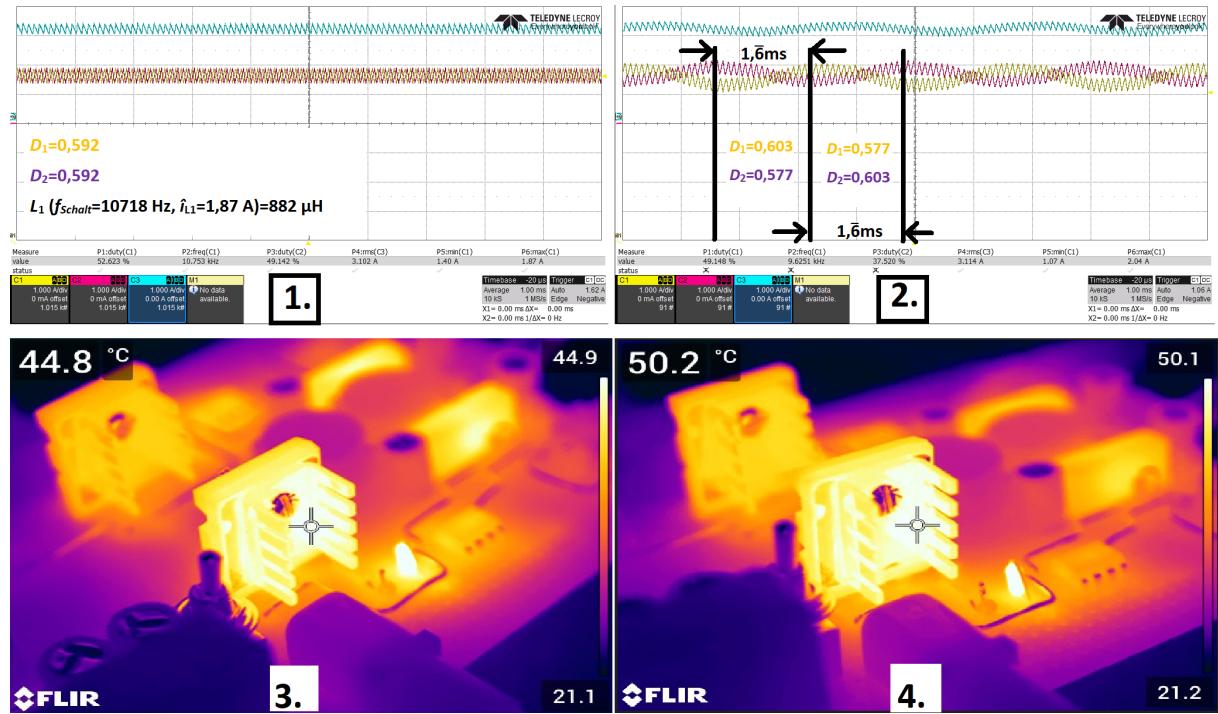


Abb. 4.11: Es werden die Messungen der Ströme $i_{L1,2}$ und i_{Last} für konstante (1.) und periodische (2.) Tastgrade $D_{1,2}$ verglichen. Die Temperaturaufnahmen des Transistors T_1 für konstante (3.) und periodische (4.) $D_{1,2}$ befinden sich darunter.

Es wird das Mittelwertmodell benutzt: 1. von Abb. 4.11 zeigt die konventionell Regelung mit konstanten Tastgraden $D_{1,2}$ und konstanten Spulenströmen $i_{L1,2}$. 1. entspricht Abb. 4.10, allerdings ist der abgebildete Zeitraum größer. i_{L1} wird in grün gezeigt, i_{L2} in lila und i_{Last} in türkis. 2. von Abb. 4.11 zeigt die Regelung mit periodischen Tastgraden $D_{1,2}$. $D_{1,2}$ nehmen abwechselnd und für $1,6$ ms die Werte 0,577 und 0,603 an. $i_{L1,2}$ schwingen zwischen 1,3 A und 1,81 A. 3. zeigt die Temperaturaufnahme des Transistors T_1 für die Messung mit konstanten $D_{1,2}$ und 4. zeigt die Temperaturaufnahme des Transistors T_1 für die Messung mit periodischen $D_{1,2}$. In 2. ist zu erkennen, dass durch die Wahl periodischer (300 Hz) $D_{1,2}$ die Verläufe von $i_{L1,2}$ ebenfalls mit 300 Hz schwingen. Der Verlauf von i_{Last} ist nicht konstant und schwingt, wie in den Simulationen. Die Temperaturaufnahme 4. zeigt mit 50,2 °C eine höhere Temperatur des Transistors T_1 für periodische $D_{1,2}$ als für gleiche $D_{1,2}$ mit 44,8 °C. Werden Schaltverluste vernachlässigt und 20 °C Raumtemperatur, sowie ein ohmisches Verhalten von T_1 angenommen, entstehen für periodische Verläufe von $i_{L1,2}$ 21,8 % mehr Verluste als für konstante Verläufe von $i_{L1,2}$.

5 Diskussion

Für den Betrieb eines MW-Wasserstoff-Elektrolyseurs wird Methode 3 empfohlen. Anstatt die Sollverläufe der Spulenströme $i_{L1,2}^*$ über die DC-Spannungen $u_{DC1,2}$ vorzugeben, wird die Vorgabe der Sollverläufe von $i_{L1,2}^*$ über die Phasenwinkel der Netzgrößen empfohlen. Dafür werden AC-Sensoren und eine Phase-logged loop (PLL) benötigt.

- Es werden mehr Tiefsetzsteller pro Strang empfohlen. In der untersuchten Schaltungstopologie sind zwei Stränge mit jeweils einem Tiefsetzsteller angeordnet. Diese schalten phasenversetzt. Wären drei Tiefsetzsteller pro Strang angeordnet, würden diese um $\frac{T_{Schalt}}{3}$ phasenversetzt zueinander schalten. Die Phasenverschiebung zwischen den Schaltvorgängen des einen Schaltungsstrangs zum anderen wäre $\frac{T_{Schalt}}{6}$, sodass alle Schaltvorgänge äquidistant versetzt erfolgen. Durch die höhere Anzahl der phasenversetzt schaltenden Tiefsetzsteller wird die effektive Schaltfrequenz erhöht.
- Zusätzlich darf die Schaltfrequenz f_{Schalt} jedes einzelnen Tiefsetzstellers erhöht werden.
- Es wird eine andere Sollwertvorgabe empfohlen. In der Analyse werden dreieckförmige Verläufe von $i_{L1,2}^*$ empfohlen. Die Sollwertvorgabe darf allerdings an die realen Gegebenheiten angepasst werden: Die Kommutierung der Dioden und die bekannten DC-Link-Kapazitäten dürfen für die Vorgabe von $i_{L1,2}^*$ berücksichtigt werden. Ein digitaler Zwilling des Dreieck-Dreieck-Sterntransformators, der den Einfluss bekannter Streuinduktivitäten und unterschiedlicher Induktivitäten der Schenkel berücksichtigt, ergänzt die Vorgabe von $i_{L1,2}^*$ sinnvoll.

Anhang

A.1

Für den Vergleich von Methode 4 mit Methode 3 mit den Fourier-Koeffizienten der 6. und 12. Harmonischen (Fall $n = 2$) werden die Gewichte in Abb. 3.29 dargestellt.

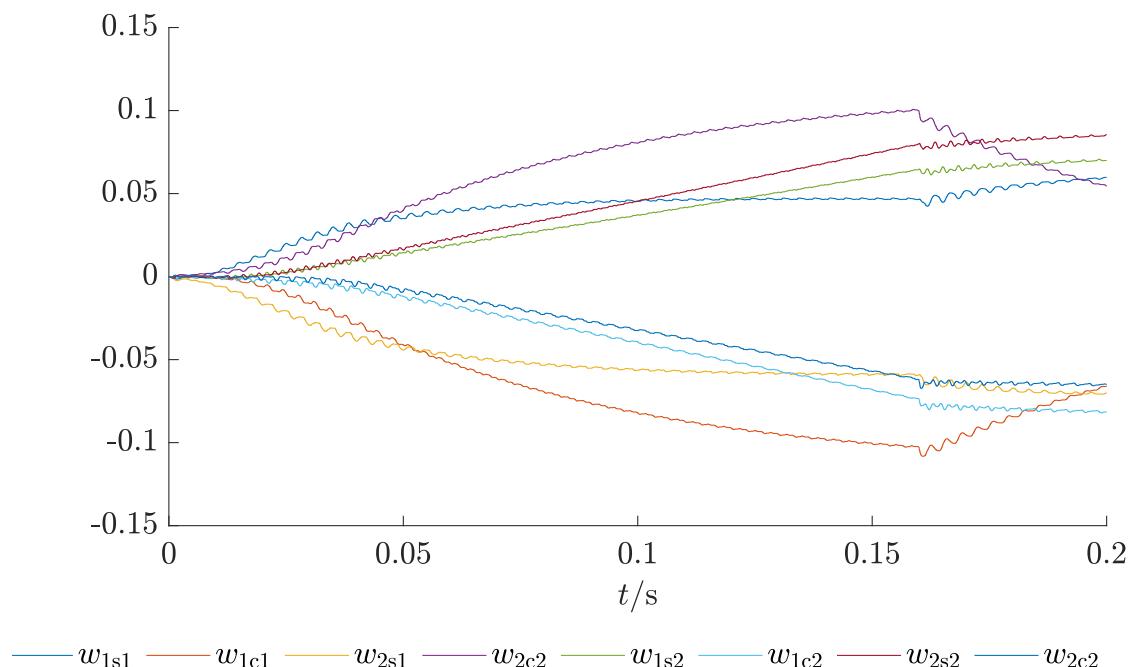


Abb. A.1: Es werden die Gewichte für den Fall $n = 2$ und für den Vergleich mit Methode 4 in Abb. 3.29 gezeichnet.

Verzeichnisse

Tabellenverzeichnis

2.1	Vergleiche der <i>THDs</i> der Transformatorströme für die Fälle $i_{L1,2}$ konstant und dreieckförmig.	30
2.2	Zusammenfassung: <i>THD</i> der Netzströme, Effektivwert, Spitzenwert der Spulenströme für die betrachteten Formen des Spulenstromverlaufs. Der selbe <i>THD</i> kann mit unterschiedlichen Formen des Spulenstromverlaufs erreicht werden.	39
3.1	Parametrisierung des Dreieck-Dreieck-Stern-Transformators, welcher durch sechs Wechselstromtransformatoren modelliert wird: primärseitige und sekundärseitige Impedanzen der Wechselstromtransformatoren.	47
3.2	Parametrisierung der B6-Diodengleichrichter.	48
3.3	Parametrisierung der Kondensatoren.	48
3.4	Parametrisierung der Leistungsschalter der Tiefsetzsteller, die als MOSFETs modelliert werden.	48
3.5	Parametrisierung der Dioden der Tiefsetzsteller.	48
3.6	Parametrisierung der Spulen der Tiefsetzsteller (Sättigungseffekt nicht berücksichtigt).	48
3.7	Parametrisierung des Kondensators, der parallel zu D_{Last} geschaltet ist.	49
3.8	Parametrisierung der Diode, die die Last modelliert.	49
3.9	Die Regeldifferenzen $e_{1,2}$ und ihre Verringerungen im stationären Zustand und bei voller Last werden absolut und relativ zum Fall $n = 0$ angegeben, für $n \in \{0, 1, 2, 3, 4, 5\}$	75
3.10	Die Regeldifferenzen $e_{1,2}$ und ihre Verringerungen absolut und relativ zum Fall $n = 0$ für $n \in \{0, 1, 2\}$ und Methode 4.	84
4.1	Vergleich der Induktivitäten $L_{1,2}$ und der Widerstände $R_{1,2}$ aus den Simulationen und den Messungen. Der Messstrom des LCR-Meters ist klein. Um $L_{1,2} = 800 \mu\text{H}$ bei $i_{L1,2} = 10 \text{ A}$ zu erreichen, wurden $L_{1,2}$ so dimensioniert, dass ungefähr $L_{1,2} = 900 \mu\text{H}$ bei kleinem Messstrom gilt.	94

Abbildungsverzeichnis

1.1	Beispielhafte Kennlinien eines 100-Zellen-MW-PEM-Elektrolyseur aus [14]. (PEM ist die Abkürzung für Proton Exchange Membran.) Die Änderung im Strom ist gegenüber der Änderung der Spannung groß. Motivation zur Regelung des Stroms anstatt zur Regelung der Spannung.	3
2.1	Die betrachtete Topologie, die am Drehstromnetz betrieben wird: Ein Dreieck-Dreieck-Stern-Transformator mit 12-Puls-Gleichrichter und zwei gekoppelten Tiefsetzsteller, sowie einer Last, die in dieser Abbildung als ohmischer Widerstand dargestellt wird.	6
2.2	Die Verläufe der Netzspannungen, die als sinusförmig, um $2\pi/3$ phasenverschoben zueinander und mit gleicher Amplitude \hat{U}_{Netz} angenommen werden. Siehe auch [4].	8
2.3	Die Verläufe der primärseitigen Außenleiterspannungen u_{12D} , u_{23D} und u_{31D} . Ihre Amplituden sind um $\sqrt{3}$ größer als die Netzspannungen und ihre Verläufe sind um $\pi/6$ phasenverschoben zu den Verläufen der Netzspannungen. Siehe auch [4].	9
2.4	Die Verläufe der Strangspannungen der sekundärseitigen Dreieck- und Sternschaltung. Die Strangspannungen der sekundärseitigen Dreieckschaltung sind durch das Übersetzungsverhältnis $u_y = \sqrt{3}u_d$ um $\sqrt{3}$ größer als Strangspannungen der sekundärseitigen Sternschaltung.	10
2.5	Die Verläufe der Außenleiterspannungen der sekundärseitigen Dreieck- und Sternschaltung. Die Amplituden sind durch die Wahl der Übersetzungsverhältnisse $u_y = \sqrt{3}u_d$ gleich groß.	11
2.6	Verläufe der positiven und negativen Außenleiterspannungen u_{12d} , u_{23d} , u_{31d} , $-u_{12d}$, $-u_{12d}$ und $-u_{12d}$ der sekundärseitigen Dreieckschaltung sowie der Gleichrichterspannung u_{DC1} des B6-Diodengleichrichters, der hinter die sekundärseitige Dreieckschaltung geschaltet ist. Siehe auch [4].	12
2.7	Verläufe der positiven und negativen Außenleiterspannungen u_{12y} , u_{23y} , u_{31y} , $-u_{12y}$, $-u_{12y}$ und $-u_{12y}$ der sekundärseitigen Sternschaltung sowie der Gleichrichterspannung u_{DC2} des B6-Diodengleichrichters, der hinter die sekundärseitige Sternschaltung geschaltet ist. Siehe auch [4].	13
2.8	Die Verläufe der Gleichrichterspannungen u_{DC1} und u_{DC2} , die um $\pi/6$ phasenverschoben zueinander sind. Beide Verläufe sind nahezu konstant und weisen sechs Pulse pro Netzperiode auf. Bei einer Netzfrequenz von 50 Hz hat der Puls eine Frequenz von 300 Hz.	14
2.9	Verläufe der Gleichrichterströme i_{DC1} und i_{DC2} bei gleicher konstanter Leistungsübertragung über die Tiefsetzsteller und konstanter Spulenströme $i_{L1} = i_{L2} = \text{const.}$ Siehe auch [4].	17

2.10 Netzströme bei gleicher konstanter Leistungsübertragung über die Tiefsetzsteller und konstanter Spulenströme $i_{L1} = i_{L2} = \text{const}$. Siehe auch [4]. Der $THDi_{1D}$, der stellvertretend für alle drei Phasen mit 16,48 % angegeben wird, ist hoch. Die Abweichung von einem Sinus ist deutlich zu sehen.	18
2.11 Verschiedene dreieckförmige Verläufe von i_{L1} , i_{L2} für unterschiedliche Spitzenwerte \hat{i}_{L1} , \hat{i}_{L2} . Die Verläufe für i_{L1} werden in blau dargestellt und die Verläufe von i_{L2} in rot. Da nur der Fall $\hat{i}_{L1} = \hat{i}_{L2}$ gültig ist, wird $i_{L1} + i_{L2} = i_{\text{Last}} = \text{const}$ ebenfalls eingezeichnet.	19
2.12 Dreieckförmige Spulenstromverläufe mit $\hat{i}_{L1} = \hat{i}_{L2} = i_{\text{Last}}$. Die Spulenstromverläufe sind Ausgangspunkt der Ermittlung der Netzstromverläufe, die aus anderen Spulenstromverläufen resultieren, können auf die selbe Weise ermittelt werden.	20
2.13 Die Verläufe der Gleichrichterströme, die aus dreieckförmigen Spulenstromverläufen aus Abb. 2.12 resultieren.	21
2.14 Verläufe der Außenleiterströme der sekundärseitigen Dreieckschaltung, die aus dreieckförmigen Spulenstromverläufen (siehe Abb. 2.12) resultieren. Der $THDi_{1d}$ der ersten Phase, welcher stellvertretend für alle Phasen angegeben wird, ist mit 91 % sehr hoch.	23
2.15 Verläufe der Außenleiterströme der sekundärseitigen Sternschaltung, die aus dreieckförmigen Spulenstromverläufen (siehe Abb. 2.12) resultieren. Der $THDi_{1y}$, welcher stellvertretend für alle Phasen angegeben wird, ist mit 61,04 % sehr hoch.	23
2.16 Die Verläufe der Strangströme der sekundärseitigen Dreieckschaltung, die aus dreieckförmigen Spulenstromverläufen (siehe Abb. 2.12) resultieren. Der $THDi_{12d}$, welcher stellvertretend für alle Phasen angegeben wird, ist mit 102,9 % sehr hoch.	24
2.17 Die Verläufe der von der sekundärseitigen Dreieckschaltung auf die Primärseite transformierte Strangströme, die aus dreieckförmigen Spulenstromverläufen (siehe Abb. 2.12) resultieren.	25
2.18 Die Verläufe der von der sekundärseitigen Sternschaltung auf die Primärseite transformierte Strangströme, die aus dreieckförmigen Spulenstromverläufen (siehe Abb. 2.12) resultieren.	26
2.19 Superposition der Verläufe des aus dem von der sekundärseitigen Dreieckschaltung auf die Primärseite transformierten Strangstroms und des von der sekundärseitigen Sternschaltung auf die Primärseite transformierten Strangstroms zum Verlauf des primärseitigen Strangstrom für eine Phase, der aus dreieckförmigen Spulenstromverläufen (siehe Abb. 2.12) resultieren.	27
2.20 Die Verläufe der Strangströme der primärseitigen Dreieckschaltung, die aus dreieckförmigen Spulenstromverläufen (siehe Abb. 2.12) resultieren. Der $THDi_{12D}$, welcher stellvertretend für alle Phasen angegeben wird, ist mit 41,48 % hoch.	28

2.21 Abbildung, die (2.57) grafisch darstellt: Die Verläufe der primärseitigen Strangströme i_{12D} und i_{31D} , die aus dreieckförmigen Spulenstromverläufen (siehe Abb. 2.12) resultieren und die nach dem ersten Kirchhoff'schen Gesetz den Verlauf des primärseitigen Außenleiterstrom i_{1D} ergeben.	29
2.22 Die Verläufe der primärseitigen Außenleiterströme, die aus dreieckförmigen Spulenstromverläufen (siehe Abb. 2.12) resultieren. Obwohl der THD für die primärseitigen und sekundärseitigen Strangströme hoch ist, ist der $THDi_{1D}$, der hier stellvertretend für alle drei Phasen der primärseitigen Außenleiterströme angegeben wird, mit 0,36 % niedrig.	30
2.23 Verschiedene dreieckförmige Spulenstromverläufe und ihre Effektivwerte links und resultierende Netzströme und ihr THD rechts. Mit steigenden Spitzenwerten der Spulenströme wird der Verlauf der Netzströme sinusförmiger und ihr THD geringer. Dafür steigt mit steigendem Spitzenwert des Spulenstroms auch der Effektivwert des Spulenstroms.	32
2.24 Verschiedene trapezförmige Verläufe von i_{L1} , i_{L2} für unterschiedliche Spitzenwerte \hat{i}_{L1} , \hat{i}_{L2} . Die Verläufe für i_{L1} werden in blau dargestellt und die Verläufe von i_{L2} in rot. Da nur der Fall $\hat{i}_{L1} = \hat{i}_{L2}$ gültig ist, wird $i_{L1} + i_{L2} = i_{Last} = \text{const}$ ebenfalls eingezeichnet.	33
2.25 Verschiedene trapezförmige Spulenstromverläufe und ihre Effektivwerte links und resultierende Netzströme und ihr THD rechts. Mit steigenden Spitzenwerten der Spulenströme wird der Verlauf der Netzströme sinusförmiger und ihr THD geringer. Dafür steigt mit steigendem Spitzewert des Spulenstroms auch der Effektivwert des Spulenstroms.	35
2.26 Verschiedene mischförmige Verläufe von i_{L1} , i_{L2} für unterschiedliche Spitzenwerte \hat{i}_{L1} , \hat{i}_{L2} . Die Verläufe für i_{L1} werden in blau dargestellt und die Verläufe von i_{L2} in rot. Da nur der Fall $\hat{i}_{L1} = \hat{i}_{L2}$ gültig ist, wird $i_{L1} + i_{L2} = i_{Last} = \text{const}$ ebenfalls eingezeichnet.	36
2.27 Verschiedene mischförmige Spulenstromverläufe und ihre Effektivwerte links und resultierende Netzströme und ihr THD rechts. Mit steigenden Spitzenwerten der Spulenströme wird der Verlauf der Netzströme sinusförmiger und ihr THD geringer. Dafür steigt mit steigendem Spitzewert des Spulenstroms auch der Effektivwert des Spulenstroms.	38
2.28 Normierte Effektivwerte der Spulenströme zu THD der sich einstellenden Netzströme. Die Dreieckform besitzt den niedrigsten Effektivwert der drei verglichenen Stromformen.	40
2.29 Normierte Spitzenwertewerte der Spulenströme zu THD der sich einstellenden Netzströme. Trapezform ist vorzuziehen, um Kernsättigung zu vermeiden.	41
2.30 Sollstromverläufe i_{L1}^* , i_{L2}^* . i_{L1}^* ist in Phase zu u_{DC1} und i_{L2}^* ist in Phase zu u_{DC2} . i_{L1}^* , i_{L2}^* sind in ihrem Maximalwert gleich i_{Last} und in ihrem Minimalwert null. Dazwischen nehmen sie jeden Wert an.	42

2.31 Unterschiedliche Parameter c und sich einstellende Sollströme i_{L1}^* , i_{L2}^* , die im hier angenommenen Fall einer idealen Regelung gleich der Istströme \hat{i}_{L1} , \hat{i}_{L2} sind. Rechts daneben sind die Netzströme abgebildet, die für den jeweiligen Parameter c resultieren, zusammen mit dem THD der Netzströme.	44
3.1 Schaltplan der betrachteten Topologie mit benannten Bauelementen	46
3.2 Blockschaltbild der Regelung der gekoppelten Tiefsetzsteller. Ohmische Verluste in den Tiefsetzstellern werden vernachlässigt.	51
3.3 Die Verläufe der Spulenströme $i_{L1,2}$ und des Laststroms i_{Last} werden in dem Zeitraum um den Lastsprung ($t = 0,16$ s) abgebildet. Es wird Methode 1 verwendet. Die Regelparameter sind $K_p = 0,12 \frac{1}{A}$ und $K_i = 10 \frac{1}{As}$. Eine Periode des Verlaufs von $i_{L1,2}$ hat die Form eines Dreiecks, obwohl die Sollverläufe der Spulenströme $i_{L1,2}^*$ konstant sind.	52
3.4 Die Verläufe der Spulenströme $i_{L1,2}$ und des Laststroms i_{Last} bei den Regelparametern $K_p = 0,04 \frac{1}{A}$ und $K_p = 0,4 \frac{1}{A}$ und bei Methode 1. $i_{L1,2}^* = 5$ A. Die Änderung in K_p wirkt auf die niederfrequenten Schwankungen von $i_{L1,2}$	53
3.5 Die Verläufe des Tastgrads D_2 und des Integralanteils I_2 werden über die gesamte Simulationszeit abgebildet. Es wird Methode 1 verwendet. Ein Unterschied zwischen dem Verlauf von D_2 und dem Verlauf von I_2 ist zu erkennen.	54
3.6 Das phasenversetzte Schalten von T_1 , T_2 wird hier dargestellt. Die Verläufe der Spulenströme $i_{L1,2}$ sinken in den betrachteten Zeiträumen nie gleichzeitig, da $D_{1,2} > 0,5$	55
3.7 Die Verläufe der DC-Spannungen u_{DC1} und u_{DC2} (Methode 1) werden im selben Zeitraum betrachtet wie die Verläufe von $i_{L1,2}$ und i_{Last} . Für $t > 0,16$ s sind die Mittelwerte von $u_{DC1,2}$ höher als für $t < 0,16$ s. Die Verläufe von $u_{DC1,2}$ sehen anders aus als in Abb. 2.8 in der Analyse.	56
3.8 Es werden die Verläufe der Netzströme $i_{D1,2,3}$ (Methode 1) gezeigt. Die Amplituden von $i_{D1,2,3}$ sind nach dem Lastsprung kleiner als davor.	57
3.9 Es werden die Sollstromverläufe $i_{L1,2}^*$ gezeigt. $i_{L1,2}^*$ werden in Abhängigkeit von $u_{DC1,2}$ gebildet. (Entspricht Abb. 2.30 aus der Analyse.)	58
3.10 Es werden die Verläufe der gemessenen Spulenströme $i_{L1,2m}$ und der Sollströme $i_{L1,2}^*$ dargestellt. Es wird Methode 2 verwendet. Die Regeldifferenzen e_1 und e_2 sind deutlich.	59
3.11 Die Verläufe der DC-Spannungen $u_{DC1,2}$ werden dargestellt (Methode 2). Die Verläufe von $u_{DC1,2}$ sind anders als in Abb. 3.7 (Methode 1).	60
3.12 Die Verläufe der Tastgrade $D_{1,2}$ werden dargestellt (Methode 2). Die Tastgrade schwingen periodisch und sind um $\frac{1}{12}$ einer Netzperiode phasenverschoben zueinander. Eine Reserve von ungefähr 0,1 bis zur Begrenzung ist mindestens vorhanden.	61
3.13 Es werden die Verläufe der Spulenströme $i_{L1,2}$ und des Laststroms i_{Last} abgebildet. $i_{L1,2}$ werden mit Methode 2 geregelt.	62

3.14 Die Verläufe der Netzströme $i_{D1,2,3}$ werden über die gesamte Simulationslaufzeit von 200 ms abgebildet. $i_{L1,2}$ werden mit Methode 2 geregelt.	63
3.15 Es werden die Verläufe der gemessenen Spulenströme $i_{L1,2m}$ und der Sollströme $i_{L1,2}^*$ dargestellt (Methode 3). Die Regeldifferenzen $e_{1,2}$ sind verglichen zu Abb. 3.10 (Methode 2) deutlich kleiner.	65
3.16 Die Verlauf des Laststroms i_{Last} und die Verläufe der Spulenströme $i_{L1,2}$ um den Zeitpunkt des Lastsprungs. Es wird Methode 3 verwendet.	66
3.17 Es werden die Verläufe der Tastgrade $D_{1,2}$ im stationären Zustand gezeigt (Methode 3). Die Verläufe der Tastgrade sind glatter als in Abb. 3.12 (Methode 2).	67
3.18 Die Verläufe der Gewichte w_{1s}, w_{1c}, w_{2s} und w_{2c} aus (3.10) und (3.11) werden über die gesamte Simulationslaufzeit gezeigt.	68
3.19 Die Verläufe der gemessenen Spulenströme $i_{L1,2m}$ und der Sollströme $i_{L1,2}^*$ werden dargestellt. Es wird die Methode 3 mit den Fourier-Koeffizienten der 6., 12., 18., 24. und 30. Harmonischen für die Regelung von $i_{L1,2}$ verwendet.	70
3.20 Die Verläufe des Laststroms i_{Last} und der Spulenströme $i_{L1,2}$ werden gezeigt. Es wird die Methode 3 mit 6., 12., 18., 24. und 30. Harmonischen verwendet.	71
3.21 Die Verläufe der Tastgrade $D_{1,2}$ werden dargestellt. Es wird Methode 3 verwendet, wobei $n = 5$ gilt, wie in (3.13), (3.14) beschrieben. Das heißt, die Fourier-Koeffizienten der 6., 12., 18., 24. und 30. harmonischen wirken auf $D_{1,2}$. Die Verläufe der Tastgrade sind noch mal glatter verglichen zu $n = 1$ in Abb. 3.17.	72
3.22 Es werden die Gewichte für den Fall $n = 5$ gezeigt. Für den Vergleich mit Fall $n = 1$ sind die Gewichte aus den Fourier-Koeffizienten der 6. Harmonischen mit breiteren Linien gezeichnet, siehe Abb. 3.18.	73
3.23 Die Effektivwerte der Regeldifferenzen $e_{1,2}$ bei Verwendung der Methode 3 und für die Vielfachen n der 6. Harmonischen. Hier gilt $n \in \mathbb{N}_0$. Der Fall $n = 0$ meint die Regelungen von $i_{L1,2}$ mit reinen PI-Reglern (Methode 2). $n = 5$ meint den Fall, in dem die Fourier-Koeffizienten der 6., 12., 18., 24. und 30 Harmonischen auf $D_{1,2}$ wirken.	74
3.24 Die $l = 16$ Eingaben \tilde{x}_l werden im Zeitraum um den Lastsprung dargestellt. Ihre Verläufe sind phasenverschoben.	77
3.25 Die Darstellung ist an die Abbildung eines linearen neuronalen Netzes angelehnt. $D_{1,2}$ werden aus den Anteilen der PI-Regler und den gewichteten Eingaben gebildet (Methode 4). Damit die Systematik dieser Abbildung mit (3.26), (3.27) übereinstimmt, werden $w_0(t)$ und x_0 zu null gesetzt.	78
3.26 Es werden die Verläufe von $i_{L1,2}^*$ und $i_{L1,2m}$ um den Zeitpunkt des Lastsprungs gezeigt. Methode 4 wird verwendet.	79
3.27 Es werden die Verläufe von i_{Last} und $i_{L1,2}$ um den Zeitpunkt des Lastsprungs gezeigt. Methode 4 wird verwendet.	80

3.28 Es werden die Verläufe der Tastgrade $D_{1,2}$ im stationären Zustand gezeigt. Methode 4 wird verwendet.	81
3.29 Es werden die Verläufe der Gewichte $w_{11}, w_{12}, w_{13}, w_{14}, w_{21}, w_{22}, w_{23}$ und w_{24} über die gesamte Simulationszeit gezeigt. Methode 4 wird verwendet.	82
3.30 Die Effektivwerte der Regeldifferenzen $e_{1,2}$ werden für Methode 2 ($n = 0$, entspricht Regelung mit reinem PI-Regler), für Methode 3 ($n = 1$, für PI-Regler und Fourier-Koeffizienten der 6. Harmonischen und $n = 2$ für PI-Regler und Fourier-Koeffizienten der 6. und 12. Harmonischen) mit Methode 4 (der linearen Regression) verglichen.	83
3.31 Die Verläufe der Sollströme $i_{L1,2}^*$ und der gemessenen Ströme $i_{L1,2m}$ werden im Zeitraum um den Lastsprung dargestellt. Es wird Methode 4 verwendet. Die Netzfrequenz beträgt $f_{\text{Netz}} = 45$ Hz.	85
4.1 Der Schaltplan einer Platine der Last wird dargestellt. Die drei parallelen Stränge beginnen mit einem Widerstandsnetzwerk zur indirekten Strommessung im Betrieb. In Reihe dazu befindet sich die Reihenschaltung aus 14 Dioden. Das Widerstandsnetzwerk ist in Reihe zu den parallelen Strängen.	88
4.2 Die gemessene Strom-Spannungs-Kennlinie der Last. Die Last besteht aus vier gleichen Platinen. Der Schaltplan einer Platine wird in Abb. 4.1 dargestellt.	89
4.3 Last zur Simulation eines Elektrolyseurs, [4]. Die Last besteht aus vier gleichen Platinen, die parallel geschaltet werden.	90
4.4 Es wird der Schaltplan der Kondensator-Platine gezeigt. Die Werte der Größen der Bauteile sind im Text angegeben.	91
4.5 Kondensator-Platine. Insgesamt liefert diese Platine eine Kapazität von $C_{\text{Last}} = 9610 \mu\text{F}$	91
4.6 Es wird die Strom-Induktivitäts-Kennlinie von L gezeigt, [26].	92
4.7 Es wird die Spulenplatine gezeigt. $L_{1,2}$ sind eingezeichnet. $L_{1,2}$ sind jeweils einer Reihenschaltung von zwei L_{2N}	93
4.8 Links wird die Messung von L_1 und rechts L_2 gezeigt. Die türkisen Kennlinien geben die Induktivitäten $L_{1,2}$ über die Frequenz f_{mess} an und die gelben Kennlinien geben die ohmischen Widerstände $R_{1,2}$ von $L_{1,2}$ über die Frequenz f_{mess} an.	94
4.9 Es wird der Versuchsaufbau während einer Messung gezeigt. Die Spulenströme $i_{1,2}$ und der Laststrom i_{Last} werden gemessen.	95
4.10 Es wird das phasenversetzte Schalten der Tiefsetzsteller gezeigt. $i_{L1,2}$ sind in gelb und lila dargestellt, i_{Last} in türkis.	97
4.11 Es werden die Messungen der Ströme $i_{L1,2}$ und i_{Last} für konstante (1.) und periodische (2.) Tastgrade $D_{1,2}$ verglichen. Die Temperaturaufnahmen des Transistors T_1 für konstante (3.) und periodische (4.) $D_{1,2}$ befinden sich darunter.	98

A.1 Es werden die Gewichte für den Fall $n = 2$ und für den Vergleich mit Methode 4 in Abb. 3.29 gezeichnet.	101
--	-----

Literatur

- [1] Destatis, *Stromerzeugung nach Energieträgern in Deutschland*, https://www.destatis.de/DE/Im-Fokus/Klima/_inhalt.html, (aufgerufen am 11.02.2025).
- [2] statisda, *Treibhausgasemissionen in Deutschland nach Sektor*, <https://de.statista.com/statistik/daten/studie/1241046/umfrage/treibhausgasemissionen-in-deutschland-nach-sektor>, (aufgerufen am 11.02.2025).
- [3] B. für Wirtschaft und Klimaschutz, *Entwurf eines Klimaschutzprogramms 2023 der Bundesregierung*, https://www.bmwk.de/Redaktion/DE/Downloads/klimaschutz/entwurf-eines-klimaschutzprogramms-2023-der-bundesregierung.pdf?__blob=publicationFile&v=6, (Seite 1, aufgerufen am 11.02.2025).
- [4] Sven York Oberhokamp, *Entwicklung und Aufbau eines netzfreundlichen 12-Puls-Gleichrichters zur Anwendung in der Elektrolyse*, 2022, https://www.researchgate.net/profile/Sven-Oberhokamp-2/publication/364380190_Entwicklung_und_Aufbau_eines_netzfreundlichen_12-Puls_Gleichrichters_zur_Anwendung_in_der_Elektrolyse/links/635039c596e83c26eb37c101/Entwicklung-und-Aufbau-eines-netzfreundlichen-12-Puls-Gleichrichters-zur-Anwendung-in-der-Elektrolyse.pdf, (Seite 32 und vorherige, aufgerufen am 19.02.2025).
- [5] S. Gleave, „Marktabgrenzung in der Elektrizitätswirtschaft“, *Zeitschrift für Energiewirtschaft*, 2008, (Seite 121, aufgerufen am 11.02.2025).
- [6] *Elektrolyse*, <https://de.wikipedia.org/wiki/Elektrolyse>, (aufgerufen am 11.02.2025).
- [7] P. Horng und M. Kalis, *Wasserstoff Farbenlehre*, https://www.ikem.de/wp-content/uploads/2021/01/IKEM_Kurzstudie_Wasserstoff_Farbenlehre.pdf, (Seite 12, aufgerufen am 11.02.2025).
- [8] Sachverständigenrat für Umweltfragen (SRU), *Wasserstoff im Klimaschutz - Klasse statt Masse*, https://www.umweltrat.de/SharedDocs/Downloads/DE/04_Stellungnahmen/2020_2024/2021_06_stellungnahme_wasserstoff_im_klimaschutz.pdf;jsessionid=D80E2DD7A7276EEFBFEDBC06727D5074.2_cid321?__blob=publicationFile&v=4, (Seite 43, aufgerufen am 11.02.2025).
- [9] Sachverständigenrat für Umweltfragen (SRU), *Wasserstoff im Klimaschutz - Klasse statt Masse*, https://www.umweltrat.de/SharedDocs/Downloads/DE/04_Stellungnahmen/2020_2024/2021_06_stellungnahme_wasserstoff_im_klimaschutz.pdf;jsessionid=D80E2DD7A7276EEFBFEDBC06727D5074.2_cid321?__blob=publicationFile&v=4, (Seite 7, aufgerufen am 11.02.2025).
- [10] Sachverständigenrat für Umweltfragen (SRU), *Wasserstoff im Klimaschutz - Klasse statt Masse*, https://www.umweltrat.de/SharedDocs/Downloads/DE/04_Stellungnahmen/2020_2024/2021_06_stellungnahme_wasserstoff_im_klimaschutz.pdf;jsessionid=D80E2DD7A7276EEFBFEDBC06727D5074.2_cid321?__blob=publicationFile&v=4, (Seite 10, aufgerufen am 11.02.2025).

- [11] Sachverständigenrat für Umweltfragen (SRU), *Wasserstoff im Klimaschutz - Klasse statt Masse*, https://www.umweltrat.de/SharedDocs/Downloads/DE/04_Stellungnahmen/2020_2024/2021_06_stellungnahme_wasserstoff_im_klimaschutz.pdf;jsessionid=D80E2DD7A7276EEFBFEDBC06727D5074.2_cid321?blob=publicationFile&v=4, (Seite 36, aufgerufen am 11.02.2025).
- [12] D.-K. J. Michaelis, „Modellgestützte Wirtschaftlichkeitsbewertung von Betriebskonzepten für Elektrolyseure in einem Energiesystem mit hohen Anteilen erneuerbarer Energien,“ (Seite 2, aufgerufen am 11.02.2025), Diss., Technische Universität Dresden, 2017.
- [13] Deutscher Industrie- und Handelskammertag e.V.(DIHK), *Wasserstoff DIHK-Faktenpapier*, <https://www.dihk.de/resource/blob/24872/fd2c89df9484cf912199041a9587a3d6/dihk-faktenpapier-wasserstoff-data.pdf>, (Seite 4, aufgerufen am 11.02.2025).
- [14] J. Roland Unruh Frank Schafmeister, *11kW 70kHz LLC Converter Design with Adaptive Input Voltage for 98 Percent Efficiency in an MMC*, 2020, <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/9265771>.
- [15] A. M. J. Joonas Koponen Vesa Ruuskanen, *Effect of Converter Topology on the Specific Energy Consumption of Alkaline Water Electrolyzers*, 2018, <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/8494794>.
- [16] J. Roland Unruh Frank Schafmeister, *Zero-Sequence Voltage Reduces DC-Link Capacitor Demand in Cascaded H-Bridge Converters for Large-Scale Electrolyzers by 40 Percent*, 2022, <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/9907278>.
- [17] J. Roland Unruh Frank Schafmeister, *Experimentally Verified 22 kW, 40 kHz LLC Resonant Converter Design with new Control for a 1 MW Cascaded H-Bridge Converter*, 2024, <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/10751954>.
- [18] P. Schreier, „Vorlesung Signaltheorie, Universität Paderborn,“ nicht veröffentlicht.
- [19] T. P. Z. P. Dun Lan Yang Wu, *12-pulse Rectifier with DC-Side Buck Converter for Electric Vehicle Fast Charging*, 2022, <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/9968872>.
- [20] J. L. Keuck N. Fröhleke, *PFC-Control for Improved Inductor Utilization*, <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/7309373>.
- [21] J. D. Marcelo Carmo David L. Fritz, *A comprehensive review on PEM water electrolysis*, <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0360319913002607>.
- [22] H. Meschede, „Vorlesung Regelungstechnik, Universität Paderborn,“ nicht veröffentlicht.
- [23] G. D. R. und Fabian Beck, <http://www.neuronalesnetz.de/delta.html>.
- [24] J. Younghoon Cho, *Digital Plug-In Repetitive Controller for Single-Phase Bridgeless PFC Converters*, <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/6189796>.
- [25] *Fourier-Analysis, Uni Stuttgart 2018*, <https://vhm.mathematik.uni-stuttgart.de/Vorlesungen/Fourieranalysis/FolienReelleFourier-Reihe.pdf>.
- [26] *Datenblatt*, <https://www.mouser.de/datasheet/2/447/KEMLF0051SHBC-3316676.pdf>.

- [27] J. Boecker, *Skript Elektrische Antriebstechnik*, 2020, <https://ei.uni-paderborn.de/fileadmin-eim/elektrotechnik/fg/lea/Lehre/EA/Dokumente/Skript-ElektrischeAntriebstechnik.pdf>.