

Masterarbeit

# **Grid-Simulator für den Test dezentraler Energieerzeuger**

Zhang Ziqian

Institut für Technische Informatik

Technische Universität Graz

Vorstand: Univ.-Prof. Dipl.-Inform. Dr.sc.ETH Römer Kay Uwe



Betreuer:

Ao.Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Eugen Brenner

Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Lothar Fickert

Graz, im Dezember 2013

## **Danksagung**

An dieser Stelle möchte ich mich besonders bei meinem Professor Eugen Brenner und Professor Lothar Fickert bedanken, der mich während meiner Diplomarbeit betreut und umfangreich unterstützt hat. Diese Diplomarbeit möchte ich meinen Eltern widmen, da sie nicht nur mein Studium zum größten Teil finanziert haben, sondern auch ständig ein sehr großes Interesse an meiner Arbeit zeigten und mich so gut es ging unterstützten.

## Kurzfassung

Mit der rasanten Entwicklung der dezentralen Erzeugung werden immer mehr dezentrale Erzeugungssysteme an das vorhandene Netz angeschlossen. Die Anforderungen für den Betrieb von dezentralen Erzeugungsanlagen werden immer mehr erweitert und damit verfeinert. Gemäß den obigen Normen und Standards, muss die dezentrale Erzeugungsanlage vor der Netzintegration auf ihr Verhalten bei Netzausfällen getestet werden. Bei der Entwicklung von dezentralen Erzeugungsanlagen ist eine der wesentlichen Arbeiten die Untersuchung der Betriebseigenschaften, um geeignete Verfahren gegen Netzstörungen zu entwickeln. Wegen der Zufälligkeit und Unkontrollierbarkeit von Netzausfällen werden die Tests mit dem Grid-Simulator durchgeführt, um damit unterschiedliche Netzausfälle zu erzeugen und damit auch simulieren zu können.

Diese Arbeit beschreibt die Forschung und den Entwurf von Topologie und Elementen des Grid-Simulators. Es wird eine neuartige Topologie für den Grid-Simulator vorgeschlagen. Bei dieser Topologie kann der Simulator in zwei Module, Grundfrequenz- und Hochfrequenz-Modul, unterteilt werden, um die gewünschten harmonischen Oberwellen zu produzieren. Die Steuerstrategie wird einschließlich unipolarer PWM und Doppel-Loop-Regelung vorgeschlagen, um eine sehr genaue und stabile Ausgabe zu realisieren. Dazu wird auch ein neuartiger Algorithmus für die Simulation der reale Netzausfall vorgeschlagen.

Ein einphasiger Grid-Simulator der 1kVA-Klasse wurde für die Experimente aufgebaut und verwendet. Die einzelnen Experimente der Simulation wurden für verschiedene Netzausfallszenarien durchgeführt und dokumentiert.

## **Abstract**

With the rapid development of decentralized Energy, ever more distributed power generation systems are connected to the existing network. The requirements for the operation of the distributed power generation systems have been increasingly expanded and refined. According to the norms and standards, before connecting distributed power generation systems, these must be tested for their ability against different grid failures. In the development process of distributed power generation system, a necessary job is to test and study the characteristics of distributed systems in the case of grid failure, in order to make sure that the actual grid cannot be faulted. Due to the randomness and uncontrollability of the grid failure, the tests are performed with a grid simulator to generate different grid failures and thus can also be simulated.

In this paper describes research and design of the topology and the elements of the grid simulator. It proposes a novel topology for the Grid simulator. In this topology, the simulator can be divided into two modules, the fundamental frequency and high-frequency module, to produce the desired harmonics. The control strategy includes unipolar PWM and dual-loop control to realize a highly accurate and stable output. It also proposes a novel algorithm for the simulation of the real grid failure.

A 1kVA class of single phase grid simulator was built for the experiments. In the experiments various grid faults were simulated and documented.

# Inhaltsverzeichnis

1	Hintergrund und Anforderungen .....	8
1.1	Dezentrale Energieerzeugung.....	8
1.1.1	Einführung.....	8
1.1.2	Problemstellung .....	9
1.2	Standards und Normen .....	10
1.3	Netzausfälle .....	13
1.3.1	Amplitudenabweichung der Spannung.....	13
1.3.2	Frequenzabweichung der Spannung.....	14
1.3.4	Verzerrung .....	15
1.4	Anforderungen an den Simulator.....	16
1.5	Ähnliche Forschungsaufgaben.....	17
1.5.1	Spannungseinbruchs-Prüfgeräte.....	18
1.5.2	Grid-Simulator (Netzausfallssimulator).....	19
1.6	Gliederung .....	21
2	Untersuchung der Schaltungstopologie .....	23
2.1	Gesamt-Topologie.....	23
2.1.1	Grid-Simulator mit gemeinsamem Ausgang .....	23
2.1.2	Grid-Simulator mit 2 separaten Frequenzgeneratoren.....	25
2.2	Grid-Simulator mit gemeinsamem Ausgang .....	27
2.2.1	Topologie der Wechselrichter-Einheit.....	27
2.2.2	Filterentwurf .....	31
2.2.3	Detaillierte Schaltungstopologie .....	38
2.3	Grid-Simulator mit 2 separaten Frequenzgeneratoren.....	39
2.3.1	Schaltungstopologie und Parameter.....	39
2.3.2	Detaillierte Schaltungstopologie .....	39
3	Forschungen zur Steuerstrategie .....	41
3.1	Modulationsverfahren.....	41

3.1.1	Pulsweitenmodulation .....	41
3.1.2	Analyse .....	43
3.2	Modell-Analyse .....	44
3.2.1	Mathematische Modellierung .....	44
3.2.2	Eigenschaften des offenen Regelkreises .....	46
3.3	Steuerstrategie.....	48
3.4	Zwei-Schleifen-Regelung für Spannung und Strom.....	49
3.5	PI-Parameterabstimmung .....	53
3.6	Reproduzieren der realen Netzausfälle .....	58
3.7	Simulation und Analyse.....	61
4	System-Entwurf.....	66
4.1	Hardware-Entwurf .....	66
4.1.1	Gesamtstruktur .....	66
4.1.2	Komponentenauswahl.....	67
4.2	Software-Entwurf.....	69
4.2.1	Hauptprogramm .....	69
4.2.2	Unterbrechungsroutine.....	70
5	Experimente und Ergebnisse .....	72
5.1	Experimentelle Schaltung.....	72
5.2	Experimentelle Ergebnisse.....	73
5.2.1	Maßnahmen gegen Überspannung.....	73
5.2.2	Normaler Netzbetrieb .....	73
5.2.3	Amplitudenvariation.....	74
5.2.4	Frequenzvariation .....	75
5.2.5	Harmonische Oberwelle .....	76
5.2.6	Spannungseinbruch bei einem einphasigen Erdkurzschluss .....	78
6	Zusammenfassung und Ausblick.....	79
6.1	Zusammenfassung.....	79
6.2	Ausblick .....	81
7	Literatur.....	82

8	Anhang.....	86
8.1	Unipolare Pulsweitenmodulation .....	86
8.2	Mathematische Modellierung des Vollbrücken-Wechselrichters .....	87
8.3	Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises .....	88
8.4	Eigenschaften des offenen Regelkreises .....	90
8.5	Übertragungsfunktion des Multi-loop-Reglers I.....	90
8.6	PI-Parameterabstimmung .....	93
8.7	Übertragungsfunktion des Multi-loop-Reglers II.....	95
8.8	DC-Dämpfungs-Kondensator bei Bi-direktionalem Leistungsfluss (DC-Dämpfungs-Kondensator).....	96

# 1 Hintergrund und Anforderungen

## 1.1 Dezentrale Energieerzeugung

### 1.1.1 Einführung

Eine dezentrale Erzeugung bezieht sich auf die kleinere Energieerzeugungsanlage an die Anwendern vor Ort oder in der Nähe vor Ort, die von den Anwendern oder unabhängige Energieerzeuger gestellt wird, um bestimmte Bedürfnisse der Anwender zu erfüllen. Man kann entweder unabhängig von dem öffentlichen Netz an den Benutzer die Energie direkt bereitstellen, oder an das Netz angeschlossen werden, um zusammen mit dem öffentlichen Netz die Energie für den Benutzer bereitzustellen.

Das dezentrale Erzeugungssystem hat folgende Vorteile.[1],[2]

- a) In entlegenen Gebieten, wenn die Leistungsbelastung rasch ansteigt, werden durch die Installation eines dezentralen Erzeugungssystems die Expansionskosten von Energieübertragung reduziert.
- b) Durch die rationale Optimierung der Standort und Leistungskapazität des dezentralen Erzeugungssystems kann der Verlust von Übertragungsleitungen deutlich reduziert werden.
- c) Für einige industrielle und kommerzielle Benutzer, die eine hohe Zuverlässigkeitsanforderungen benötigen, oder die Gebiete, die Energieknappheit haben, kann das dezentrale Erzeugungssystem als Bereitschaftseinheit oder Notstromanlage verwendet werden, mit dem Ziel die Zuverlässigkeit des Systems zu verbessern.
- d) In Spitzenlastzeiten können die Benutzer den Strom von ihrem eigenen dezentralen Erzeugungssystem zum Energieversorgungsunternehmen verkaufen. So können Peak-Clipping und Strompreis-Unterdrückung realisiert werden und dabei ökonomische Anreize für dezentrale Erzeugung für den Benutzer in Anspruch genommen werden.
- e) Die Anwendung von dezentraler Erzeugung unter Berücksichtigung von erneuerbaren Energien erfüllt die Anforderung des Umweltschutzes, Energieeinsparung und nachhaltige Entwicklung für die moderne zukünftige verbraucher-Gesellschaft.



f) Aufgrund der kleinen Leistungskapazität und Stellfläche hat das dezentrale Erzeugungssystem folgenden Vorteil: Es ist einfach zu installieren, kurze Amortisationszeiten, und verringert die Installationskosten und das Anlagerisiko.

Aus diesen Gründen werden bereits in verschiedenen Ländern die dezentralen Erzeugungen zielstrebig in die Planungen aufgenommen und finanziell gefördert.

Mit der Umsetzung der Strategien und einer nachhaltigen Entwicklung, in der Umsetzung von dezentraler Erzeugung bewirkt eine rasante Entwicklung.

### 1.1.2 Problemstellung

Mit der rasanten Entwicklung der dezentralen Erzeugung, werden natürlich immer mehr dezentrale Erzeugungssysteme an das vorhandene Netz angeschlossen, die auch nachteilige Auswirkungen für das vorhandene Netz erscheinen lassen.[3]

Insbesondere in folgenden Bereichen:

a) Die Netz-Wechselrichter von dezentralen Erzeugungssystemen haben einige negative Auswirkungen auf der Energiequalität. Tabelle 1-1 listet einige allgemeine Schnittstellentypen zwischen dezentralen Erzeugungssystemen und Netzen auf.

Erzeugungsart	Primärenergie	Ausgangs-Spannungsart	Schnittstellentyp
Wasserkraft	Erneuerbare Energien	AC	direkt angeschlossen
Windkraft	Erneuerbare Energien	AC	Wechselrichter
Photovoltaik	Erneuerbare Energien	DC	Wechselrichter
Brennstoffzelle	Fossile Brennstoffe / Erneuerbare Energien	DC	Wechselrichter
Solarthermie	Erneuerbare Energien	AC	direkt angeschlossen

**Tabelle 1-1; Schnittstellentypen zwischen dezentrale Erzeugungssysteme und Netzen**

Wie zu erkennen ist, können viele Arten von dezentralen Erzeugungssystemen nicht direkt an das vorhandene AC Netz angeschlossen werden. Erwähnenswert sind die Geräte der Netz-Wechselrichter. Die Wechselrichter produzieren häufig harmonische

Oberwellen, und unsymmetrische Dreiphasen-Wechselspannungen. Diese Geräte z.B. verursachen die Spannungsschwankungen zu Verzerrung, usw.

Einige Studien zeigen, dass, wenn das Netz-System gestört ist, bestimmte Arten von dezentraler Erzeugung die Rotordrehzahlen unbeabsichtigt erhöhen.

Das führt zu längerer Schwingungsdauer und Bedrohungen für den sicheren Betrieb des gesamten vorhandenen Versorgungs-Netzes.[4],[5]

b) Die Primärenergieträger der erneuerbarer Energien bestimmen die Eigenschaften der Ausgangsleistung. Die Ausgangsleistung verändert sich mit den äußeren Bedingungen, sie haben eine sehr starke stochastische Schwankung.

Die Ausgangsleistung der Solarenergie wird von der Intensität der Sonneneinstrahlung, bzw. der Temperatur beeinflusst. Die Ausgangsleistung der Windkraft wird von Windgeschwindigkeit, Luftdichte beeinflusst.

Um die Kontinuität und Stabilität der Stromversorgung zu gewährleisten, müssen Speicheranlagen entwickelt und gebaut werden.

Das erhöht jedoch für den Verbraucher die Systemkosten und damit die Stromkosten.

## **1.2 Standards und Normen**

Der Zuwachs mit dem großen Maßstab der gemeinsamen Leistungskapazität der einzelnen dezentralen Erzeugungsanlagen sind die Anforderungen für den Betrieb von dezentralen Erzeugungsanlagen immer mehr erweitert und damit verfeinert worden.

Derzeit erfordern viele Standards, dass dezentrale Erzeugungssysteme die Fähigkeit von Fault Ride-Through besitzen. Das heißt, in einem gewissen Ausmaß der Netzausfälle muss das dezentrale Erzeugungssystem am Netz verbleiben, anstatt vom Netz getrennt zu werden. Im Falle, wenn zahlreich dezentrale Erzeugungssysteme ausfallen und vom Netz getrennt werden, verliert es die Fähigkeit, die Netzspannung zu unterstützen. Der daraus resultierende Domino-Effekt kann einen instabilen Betrieb des Netzes verursachen und zu Abschaltungen ganzer Netzbereiche führen.[6]

Um die Qualitätsanforderungen für einen sicheren und den stabilen Betrieb zu gewährleisten, haben einige Länder, die eine rasante Entwicklung von sauberer

Energie absolviert haben, geeignete technische Standards und Regeln für dezentralen Erzeugungssystemen entwickelt und aufgestellt.

Zum Beispiel: IEEE 1547-2003 « IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources With Electric Power Systems», «Technische Richtlinie Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz» von Deutschland.

Diese Standards richten sich an alle Arten von dezentralen Erzeugungssystemen und stellen Anforderungen für die Netzintegration durch verschiedene Arten von technischen Indikatoren.

IEEE 1547-2003 behandelt den Bereich von Ausgangsspannungsamplitude und harmonischen Oberschwingungen von dezentralen Erzeugungsanlagen, und besagt, dass dezentrale Erzeugungsanlagen nur ans Netz angeschlossen werden dürfen, wenn die Ausgangsspannung der Netzspannung folgen kann.

In Bezug auf das Problem des Netzausfalls, behandelt die IEEE Std1547.2003 jene Fälle, wenn die Amplitude (Tabelle 1-2) oder Frequenz (Tabelle 1-3) der Netzspannung außerhalb des normalen Bereichs ist. Die dezentrale Erzeugungsanlage sollte in der Lage sein, den Netzausfall zu erkennen und außerhalb der vorgeschriebenen Zeit sich von dem Netz trennen zu können. [7]

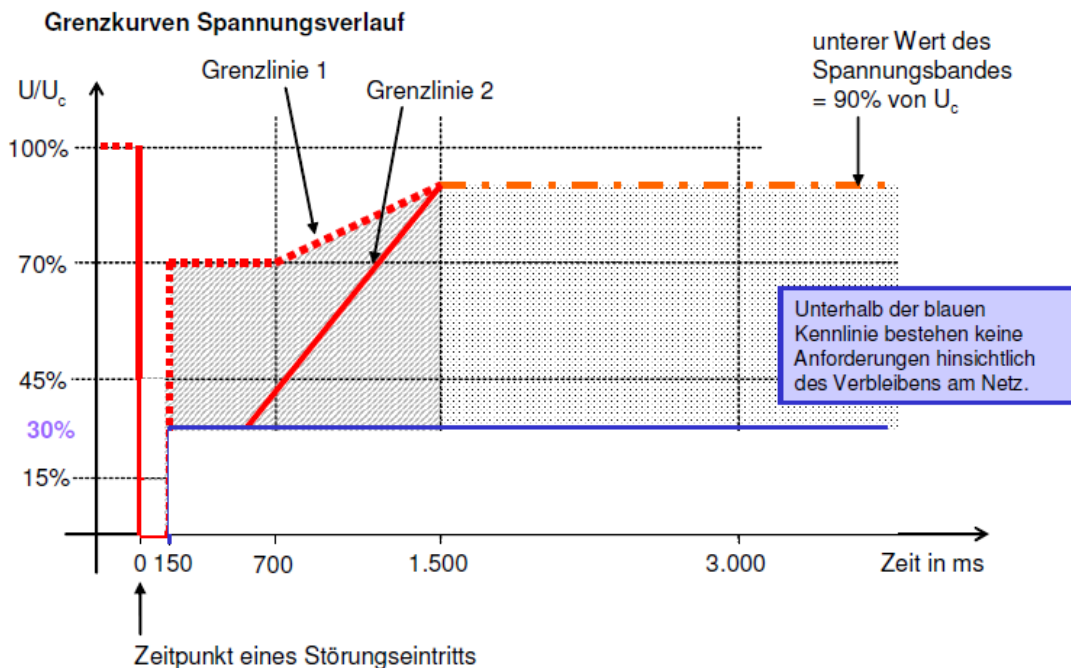
<b>Spannungsbereich (% der Nenn-Spannung)</b>	<b>Fehlerbeseitigungsdauer (s)</b>
$V < 50$	0,16
$50 \leq V < 88$	2,00
$110 < V < 120$	1,00
$V \geq 120$	0,16

**Tabelle 1-2; Antwortzeiten auf abnormale Spannungen**

<b>Leistungskapazität</b>	<b>Frequenzbereich (Hz)</b>	<b>Fehlerbeseitigungsdauer (s)</b>
$\leq 30 \text{ kW}$	$> 60,5$	0,16
	$< 59,3$	0,16
$> 30 \text{ kW}$	$> 60,5$	0,16
	$< \{59,8-57,0\}$ (einstellbarer Sollwert)	einstellbar von 0,16 bis 300
	$< 57,0$	0,16

**Tabelle 1-3; Antwortzeiten auf abnormale Frequenzen**

In der «Technische Richtlinie Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz » haben diese eine strenge Anforderungen auf LVRT(Low Voltage Ride-Through) Fähigkeit von dezentralen Erzeugungsanlagen.



**Abbildung 1-1; Grenzzugriffe für den Spannungsverlauf am Netzanschlusspunkt**

In Kapitel 2.5.1.2 der «Technische Richtlinie Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz », schreibt man: *Spannungseinbrüche mit Werten oberhalb Grenzzugriff 1 dürfen nicht zur Instabilität oder zum Trennen der Erzeugungsanlage vom Netz führen.*[8]

Gemäß den obigen Normen und Standards, vor der Netzintegration der dezentralen Erzeugungsanlage muss sie auf ihr Verhalten bei Netzausfällen getestet werden, um sicherzustellen, dass dezentrale Erzeugungsanlagen nach der Netzintegration, bei den festgelegten Netzausfällen am Netz verbleiben können.

Bei der Entwicklung von dezentralen Erzeugungsanlagen ist eine der wesentlichen Arbeiten die Untersuchung der Betriebseigenschaften bei Netzausfällen wie z.B. Spannungseinbrüche, Frequenzschwankungen usw. um geeignete Verfahren gegen Netzstörungen zu entwickeln.

Wegen der Zufälligkeit und Unkontrollierbarkeit der Netzausfälle werden die Tests mit dem Grid-Simulator durchgeführt, um unterschiedliche Netzausfälle erzeugen und damit auch simulieren zu können.

Der Grid-Simulator kann eine Vielzahl von Wellenformen von Netzausfällen realitätstreu für Testaufgaben erzeugen.

Das Gerät kann auch auf eine realistische Simulation des realen Netzes eingestellt werden. So können die Forscher in kurzer Zeit eine Vielzahl von Tests für dezentrale Erzeugungsanlagen erproben und austesten. Damit kann der Grid-Simulator die Entwicklungszeit erheblich beschleunigen und dabei den Entwicklungszyklus erheblich verkürzen.

## 1.3 Netzausfälle

Die ideale Netzspannung sollte eine Sinuswelle mit der Nennamplitude und Nennfrequenz symmetrisch dreiphasig sein. Jedoch kann unter dem Einfluss der nichtidealen Faktoren die Amplitude, Frequenz, Wellenform der Netzspannung in einer Phase oder in mehreren Phasen vom Nennwert oder Normalzustand abweichen.

Im Bereich der Netzqualität können die Netzausfälle in Abweichung von Amplitude, von Frequenz, unsymmetrischen Ausfall und Verzerrung der Wellenform ein- oder aufgeteilt werden.[9],[10],[11],[12],[13],[14],[15]

### 1.3.1 Amplitudenabweichung der Spannung

a) **Spannungseinbruch** ist der Spannungseinbruch auf zu 10% ~ 90% bezogen auf die Nennspannung (das heißt, die Amplitude von 0,1 - 0,9 (p.u.)) und den Dauer von 0,5 ~ 1 Minute, im Zeitraum ist die Netzfrequenz den Nominalwert, danach wird die Spannungsamplitude wieder normalisiert.

b) Mit **Spannungsunterbrechung** wird der Spannungseinbruch auf weniger als 10% der Nennspannung (0,1 (p.u.)) bezeichnet. Sie wird nach der Dauer in drei Kategorien eingeteilt, 0,5 ~ 3 Sekunden, 3 ~ 60 Sekunden, mehr als 60 Sekunden.

c) **Spannungsspitze** bezieht sich auf die Spannungsamplitude größer als 110% der Nennspannung (1,1 (p.u.)) und Dauer von 0,5 ~ 1 Minute. Der typische Werte ist 110% ~ 180% der Nennspannung (die Amplitude von 1,1 ~ 1,8 (p.u.)).

d) **Spannungsschwankung** und **Flicker** bezieht sich auf eine Reihe von Spannungsänderungen oder kontinuierliche Spannungsabweichungen.

e) **Überspannung** bezieht sich auf die Spannungsamplitude größer als die Nennspannung und Dauer mehr als 1 Minute ist. Die Amplitude ist 1,1 ~ 1,2 (p.u.).

f) **Unterspannung** bezieht sich auf die Spannungsamplitude kleiner als die Nennspannung und die Dauer mehr als 1 Minute ist. Die Amplitude ist 0,1 ~ 0,8 (p.u.)

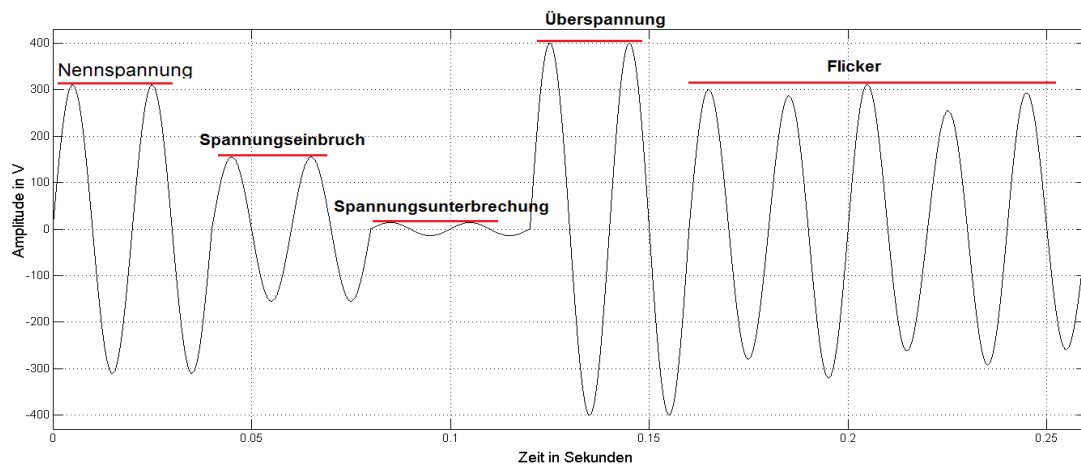


Abbildung 1-2; Amplitudenabweichung der Spannung

### 1.3.2 Frequenzabweichung der Spannung

Frequenzabweichung bezieht sich auf den Normbereich. Der normale Netzfrequenzbereich ist 50Hz (60Hz bei USA, Kanada, Japan und Südkorea) In China ist die Grenze von Netzfrequenzabweichung  $\pm 0,2\text{Hz}$ . Wenn die Leistungskapazität des Systems groß ist, kann diese Grenze kleiner als  $\pm 0,2\text{ Hz}$  sein.

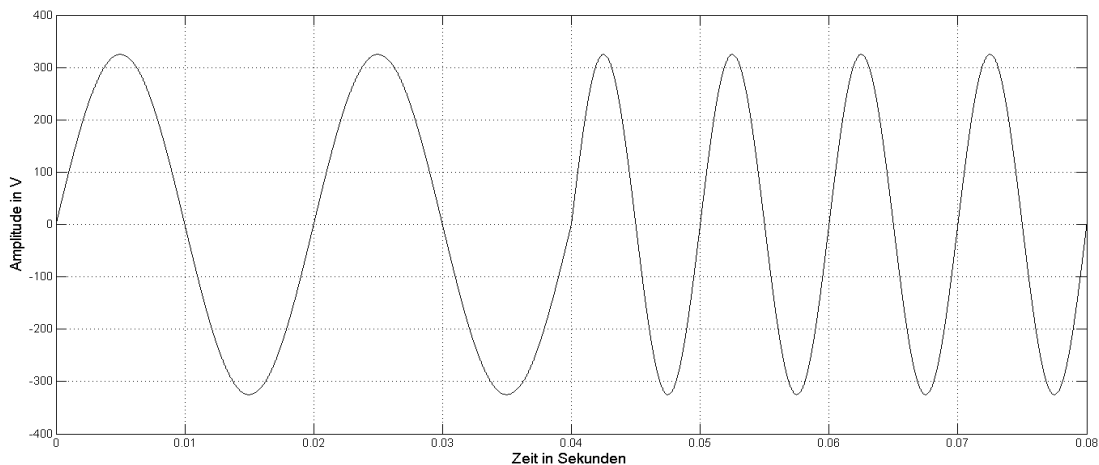


Abbildung 1-3; Frequenzabweichung der Spannung

### 1.3.3 Unsymmetrische Spannungsversorgung

Für ein ideales Netz sollte die dreiphasige Spannung die gleiche Amplitude und eine Phasenverschiebungswinkel von  $120^\circ$  haben.

Dreiphasige unsymmetrische Fehler haben verschiedene Effektivwerte der dreiphasigen Spannung und nicht gleiche oder asymmetrische Phasen.

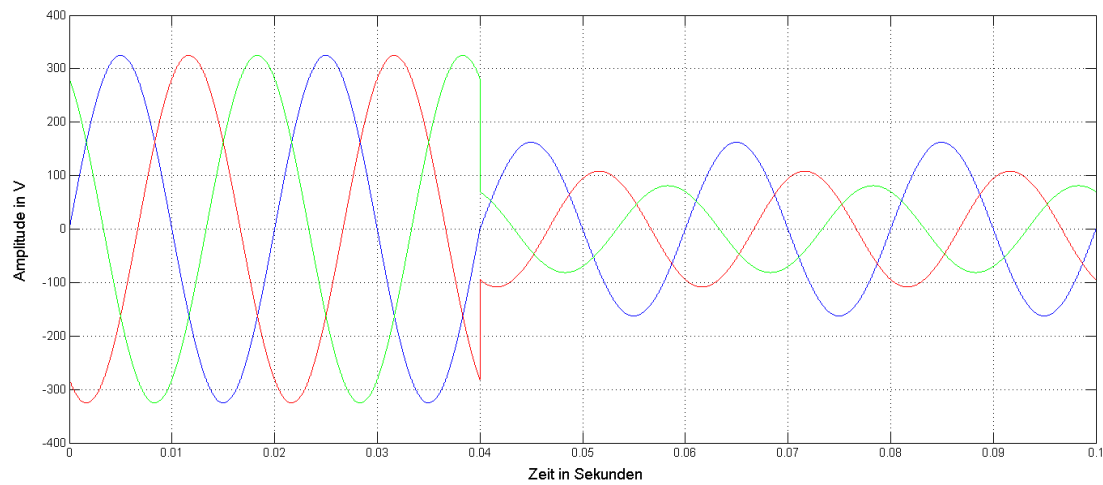


Abbildung 1-4; Unsymmetrischer Spannungseinbruch

### 1.3.4 Verzerrung

Verzerrung ist die Abweichung von der idealen sinusförmigen Wellenform.

a) **Gleichstromoffsetvorspannung** bezieht sich auf die Gleichstromkomponente die in der Wechselspannung enthalten ist.

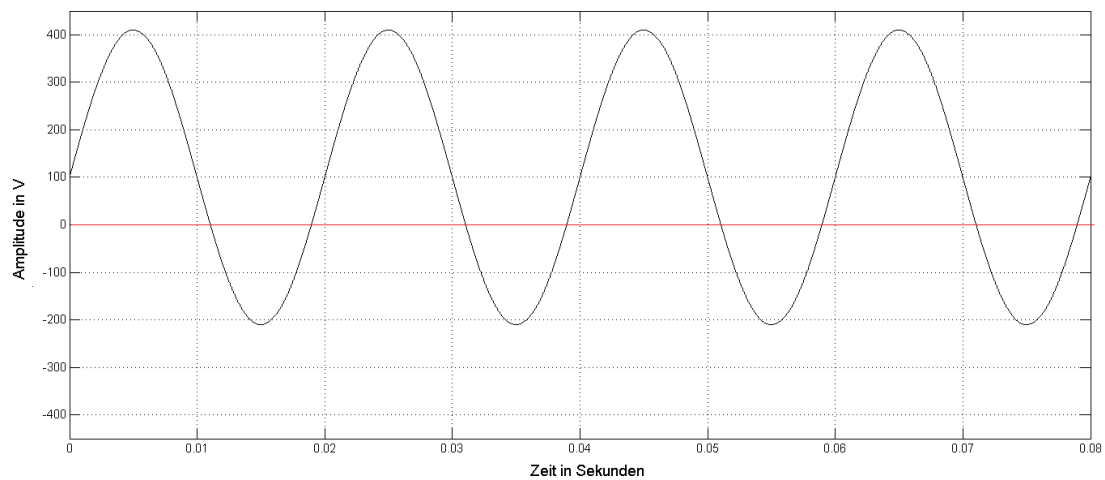


Abbildung 1-5; Gleichstromvorspannung

b) **Harmonische Oberschwingung** bezieht sich auf die Sinus-Komponenten einer periodischen Welle. Die Frequenz ist ein ganzzahliges Vielfaches der Grundwellenfrequenz.

c) **Zwischenharmonische Oberschwingung** bezieht sich auf die Sinus-Komponenten einer periodischen Welle. Die Frequenz ist ein nicht ganzzahliges Vielfaches der Grundwellenfrequenz.

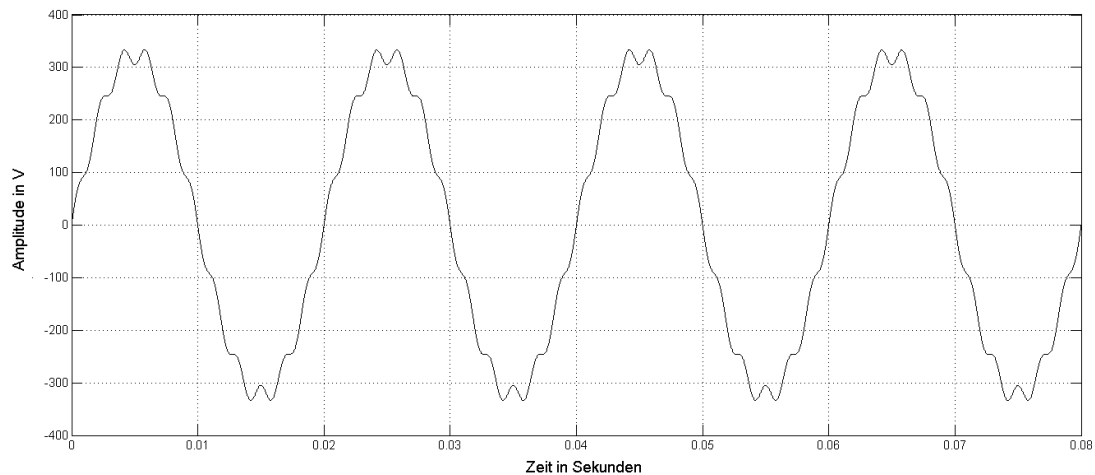


Abbildung 1-6; Harmonische Oberschwingung (11. Ordnung)

## 1.4 Anforderungen an den Simulator

Nach den Testanforderungen der IEC und der internationalen Normen in Kapitel 1.2 und unter Berücksichtigung der tatsächlichen Situation muss das Gerät die Anforderung für den Grid-Simulator erfüllen.[16],[17],[18],[19]

Der Simulator sollte in der Lage sein, normale Netzspannung zu simulieren, sowie verschiedenen Netzausfallsszenarien in:

- i. Abweichung der Amplitude
- ii. Abweichung der Frequenz
- iii. Unsymmetrischer Ausfall
- iv. Verzerrung

Die spezifischen Anforderungen sind wie folgt:

In jeder Phase / gekoppelt		Anforderung
Grundschiwingung	Amplitude U1	0~280 Vrms $\pm 2\%$
	Frequenz f1	40~75 Hz $\pm 0.5\%$
	Phase	0~360° $\pm 1.5\%$
Harmonische Oberschwingung	Ordnung h	2~40
	Amplitude Uh	0~14%U1 (Genauigkeit $\pm 5\%U_h$ )

Tabelle 1-4; Anforderungen von Grid-Simulatoren



Anforderungen an den Grid-Simulator:

a) Amplitude der Grundschiwingung:

Nach der Beschreibung in Kapitel 1.3.1 ist der Ausgangsbereich von Grundschiwingungsamplitude 0% ~ 120 % der Netznennspannung.

Wenn die Netznennspannung 220Vrms ist, ist der Ausgangsbereich:

$$220\text{Vrms} \cdot 0\% \sim 220\text{Vrms} \cdot 120\% = 0\text{Vrms} \sim 264\text{Vrms} \quad \text{Gl. 1.4-1}$$

Wenn die Netznennspannung 230Vrms ist, ist der Ausgangsbereich:

$$230\text{Vrms} \cdot 0\% \sim 230\text{Vrms} \cdot 120\% = 0\text{Vrms} \sim 276\text{Vrms} \quad \text{Gl. 1.4-2}$$

Nach der Vereinigung und Abrundung von beiden Ausgangsbereichen der Netznennspannung ist der Ausgangsbereich **{0~280 Vrms}**.

b) Frequenz der Grundschiwingung:

Gemäß den Bestimmungen der IEC61000-4-28 ist der Ausgangsbereich von Grundschiwingungsfrequenz 80% ~ 120 % der Nennnetzfrequenz.

Wenn die Nennnetzfrequenz 50Hz ist, ist der Ausgangsbereich:

$$50\text{Hz} \cdot 80\% \sim 50\text{Hz} \cdot 120\% = 40\text{Hz} \sim 60\text{Hz} \quad \text{Gl. 1.4-3}$$

Wenn die Nennnetzfrequenz 60Hz ist, ist der Ausgangsbereich:

$$60\text{Hz} \cdot 80\% \sim 60\text{Hz} \cdot 120\% = 48\text{Hz} \sim 72\text{Hz} \quad \text{Gl. 1.4-4}$$

Nach der Vereinigung und Abrundung von beiden Ausgangsbereichen der Nennnetzfrequenz ist der Ausgangsbereich **{40~75 Hz}**.

c) Amplitude von Harmonischen Oberschiwingung

Gemäß den Bestimmungen in IEC 61000-4-13 ist der Ausgangsbereich von harmonischen Oberschiwingungsamplituden **{0%~14%}** der Grundschiwingungsamplitude.

## 1.5 Ähnliche Forschungsaufgaben

Der Grid-Simulator kann nach dem Zweck in zwei Kategorien unterteilt werden, eine Art von Spannungseinbruchs-Prüfgerät-, oder eine andere Verwendungsart von funktionsfähigem Netzausfallssimulator.

## 1.5.1 Spannungseinbruchs-Prüfgeräte

Weil der Spannungseinbruch der häufigste Grund für einen Netzausfall ist, müssen die Windkraft- und Photovoltaik-Systeme die Fähigkeit von LVRT aufweisen. Das heißt, wenn die Netzspannung plötzlich sich verringert, muss das Erzeugungssystem am Netz verbleiben und das Netz weiterhin unterstützen. Vor der Netzintegration von großen Windkraft- und Photovoltaik-Systemen muss eine Prüfung bzgl. LVRT durchgeführt werden. Das Spannungseinbruchs-Prüfgeräte kann nach der Schaltungstopologie und Implementierung in vier Kategorien eingeteilt werden:

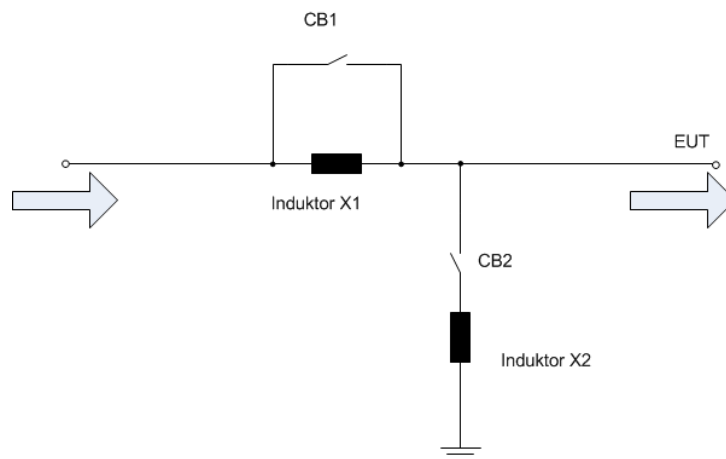
- Generator-Modell,
- Impedanz-Modell,
- Transformator-Modell,
- Leistungselektronik-Modell

### a) Generator-Modell

Das Generator-Modell-Prüfgerät ändert seine Ausgangsspannungsamplitude durch Änderung der Erregung. Es kann nur den symmetrischen Spannungseinbruch simulieren. Die Kosten für das Gerät sind sehr hoch anzusetzen.[20]

### b) Impedanz-Modell

Das schematische Schaltbild eines Impedanz-Modell-Prüfgeräts wird in Abbildung 1-7 gezeigt.



**Abbildung 1-7; Schaltung zum Impedanz-Modell-Prüfgerät >>> Spulen durch schwarze Rechtecke darstellen**

Es realisiert den Spannungseinbruch durch Parallel- und Reihenschaltung von Widerstand oder Spule. Wenn die Impedanz nicht verändert werden kann, ist die Ausgangsspannung auch nicht einstellbar, weil während des Betriebs der Strom durch die Impedanz fließt, und somit der Energieverlust entsteht.[21]

### c) Transformator-Modell

Abbildung 1-8 ist das schematische Schaltbild von einem Transformator-Modell-Prüfgerät. Es realisiert den Spannungseinbruch durch Parallel- oder Reihenschaltung von Transformatoren. Sein größter Nachteil ist dass er, aufgrund des sehr großen Volumens und Gewichts des Transformators nicht leicht zu transportieren ist.[22]

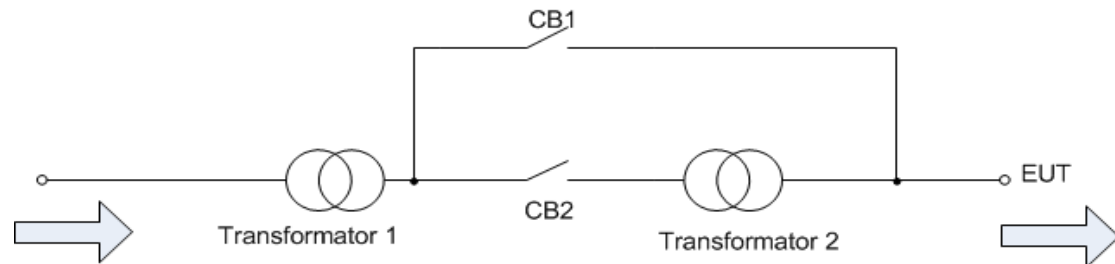


Abbildung 1-8; Schaltung zum Transformator-Modell-Prüfgerät

### d) Leistungselektronik-Modell

Ein Leistungselektronik-Modell-Prüfgerät weist normalerweise eine „Rücken an Rücken“-Struktur (back-to-back) wie in Abbildung 1-9 auf.

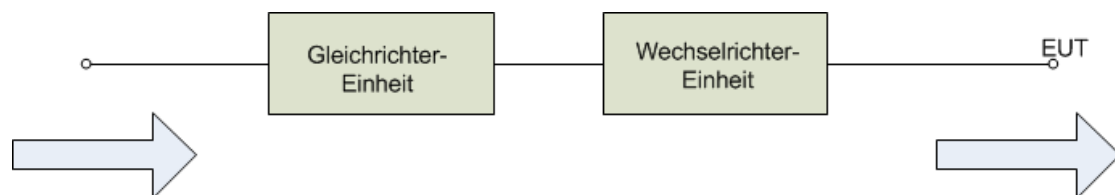


Abbildung 1-9; Schaltung zum Leistungselektronik-Modell-Prüfgerät

Es kann Wellenformen von Spannungseinbrüchen und auch eine Vielzahl von Wellenformen von den Netzausfällen produzieren.

Das Generator-Modell-, Impedanz-Modell- und Transformator-Modell-Prüfgerät können nur die Änderung der Netzspannungsamplitude simulieren. Für andere Netzausfälle in Kapitel 1.2 wie die Frequenzabweichung und Verzerrung der Wellenformsind sie ungeeignet. Um die Prüfungsanforderungen zu erfüllen, muss ein Grid-Simulator mit Leistungselektronik verwendet werden.

## 1.5.2 Grid-Simulator (Netzausfallssimulator)

Bezogen auf die Forschungen der Spannungseinbruchs-Prüfgeräte, sind die Forschungen von Grid-Simulator weniger bekannt.

Literatur entwickelt einen 15MVA-Klasse-Grid-Simulator, der Netzausfälle wie Spannungseinbruch, Frequenzabweichung und harmonische Oberwellen simulieren kann. Er erlaubt das Messen und Forschen der Betriebseigenschaften an Erzeugungsanlagen bei Netzausfällen.[23]

In der Literatur wurde ein 50-Klasse-Grid-Simulator entwickelt, der von DSP F2812 gesteuert wird. Das Produkt konzentriert sich auf die Simulation der Ausgangsimpedanz, aber nur für die Simulation einer gegebenen Ausgangsimpedanz. Er erwähnt nicht die Impedanz-Änderung des realen Netzausfalls. Und detaillierte Schaltkreistopologie und Steuerverfahren werden auch nicht erwähnt bzw. dargestellt.[24]

In der Literatur wurde ein dreiphasiger Grid-Simulator entwickelt. Er erläutert die wichtigsten Komponenten des Grid-Simulators und das grundlegende Steuerungsprinzip. Aber durch die Begrenzung der Schaltungstopologie kann er nur den symmetrischen Netzausfall simulieren. Er kann keinen unsymmetrischen Netzausfall mit Nullsystem (zero sequence component) simulieren.[25]

Als weiteres hat die Literatur einen 10kVA-Klasse-Wellenformgeneratoren beschrieben, um Netzausfälle zu simulieren. Da die Grenzfrequenz der Filter bei 2kHz eingestellt wird, kann er harmonische Oberwelle mit höherer Ordnung (bis 40. Ordnung) erzeugen. Jedoch ist für die Simulation von anderen Netzausfällen die Wellenform der Ausgangsspannung nicht ideal.[26]

Zusätzlich zu der Forschung der Grid-Simulatoren können einige Forschungen der AC-Stromversorgungen mit hoher Genauigkeit als Referenz zur Forschung verwendet werden.

In der Literatur wird ein 5kVA-Klasse-Wechselrichter für unterbrechungsfreie Stromversorgung (UPS) angeführt. Es werden Deadbeat-Steuerungsstrategien verwendet, sodass die gesamte harmonische Verzerrung (THD) der Ausgangsspannung sehr klein ist.

Aber, da die Arbeitsfrequenz des Wechselrichters auf 20kHz eingestellt wird, können schwere Schäden an den Komponenten hervorgerufen werden.[27]

Als weiteres wurde eine AC-Stromversorgung basierend auf einer DSP-Steuerung entwickelt. Der Ausgangsbereich der Amplitude ist 85 - 250V, der Frequenzbereich ist 47 ~ 63Hz. Er kann auch harmonische Oberschwingung erzeugen.[28]

Einige namhafte Hersteller wie ABB, California Instruments, Omicron und Pacific Power Source bieten viele steuerbare Wechselstromquellen mit verschiedenen Nennleistungen an. Die Wechselstromquelle kann nach Anforderung eingestellt werden, um damit alle Arten von Spannungswellenformen zu produzieren. Er kann auch als ein Testgerät für ein dezentrales Erzeugungssystem verwendet werden. Jedoch sind die meisten dieser Produkte teuer, was die Kosten der Forschung extrem erhöht.

Aus der obigen Diskussion entnimmt man, dass es gegenwärtig noch keine systematische Forschung für Grid-Simulatoren gibt. Die Produkte von namhaften Herstellern sind noch zu kostspielig. Dies war der Anlass, der es notwendig macht, die Forschung zu einem Grid-Simulator durchzuführen.

In dieser folgenden Ausarbeitung, kann der Grid-Simulator reale Netzausfälle simulieren. Und die Kosten dafür sind im Rahmen niedrig. Das kann erheblich den Entwicklungszyklus verkürzen, und die Effizienz von Forschung und Entwicklung dabei verbessern. Für die Forschung an dezentralen Erzeugungssystemen ist ein unverzichtbares Werkzeug.

## 1.6 Gliederung

In dieser Ausarbeitung ist der Grid-Simulator der Forschungsgegenstand. Die Funktion des Grid-Simulators wird nach der Anforderung zur Prüfung des dezentralen Erzeugungssystems vorgestellt. Schaltungstopologie und Kontrollmethoden werden in einer detaillierten Ausführung behandelt. In dieser Arbeit werden die Kapitel wie folgt gliedert:

In **Kapitel 1** wird ein Überblick über die allgemeine Situation und den Forschungsstatus des dezentralen Erzeugungssystems gegeben. Gemäß der internationalen Norm und Standards wird die Funktionsanforderung des Grid-Simulators definiert. Die numerische Anforderung für den Ausgangsbereich von Amplitude und Frequenz wird auch vorgeschlagen.

In **Kapitel 2** beschreibt die Forschung und den Entwurf von Topologie und Elementen des Grid-Simulators. Es schlägt eine neuartige Topologie für den Grid-Simulator vor.

In dieser Topologie kann der Simulator in zwei Module, Grundfrequenz- und Hochfrequenz-Modul unterteilt werden, um die gewünschten harmonischen Oberwellen zu produzieren.

In **Kapitel 3** wird das Steuerverfahren erklärt und Details zur Steuerstrategie einschließlich unipolare PWM und Doppel-Loop-Regelung gegeben, um eine sehr genaue und stabile Ausgabe zu realisieren. Es wird ein neuartiger Algorithmus für die Simulation der reale Netzausfall vorgeschlagen

In **Kapitel 4** wird ein einphasiger Grid-Simulator konkret entworfen und aufgebaut. Die Softwarestruktur wird in ihren Einzelheiten dargestellt.

In **Kapitel 5** wird durch ein Experiment die Validierung der Funktionen des Grid-Simulators beschrieben und durchgeführt.

In **Kapitel 6** enthält die Zusammenfassung und den Ausblick. Darin werden einige Probleme diskutiert, die im Zuge der Forschung und der Experimente gefunden wurden.

## 2 Untersuchung der Schaltungstopologie

### 2.1 Gesamt-Topologie

Die grundlegende Struktur des Grid-Simulators wurde schon nach Abbildung 1-9 dargestellt, und zeigt die Gleichrichter- und Wechselrichtereinheit.

Die Rolle der Gleichrichtereinheit ist die Netzspannung in Gleichstromspannung zu konvertieren. Sie sorgen für eine stabile Gleichspannung für die Wechselrichter-Einheit.

Die Rolle der Wechselrichtereinheit ist, Gleichspannung in Wechselspannung umzuwandeln, um Normal- oder Ausfall-Szenarien des Netzes zu simulieren. Dies ist das Kernteil des Grid-Simulators.

Nach den Anforderungen von Kapitel 1.4 für den Grid-Simulator, muss der Grid-Simulator dazu fähig sein, harmonische Oberwellen ausgeben zu können. Die Ausgabe von harmonischen Oberwellen kann durch zwei Arten von Schaltungstopologie realisiert werden.

#### 2.1.1 Grid-Simulator mit gemeinsamem Ausgang

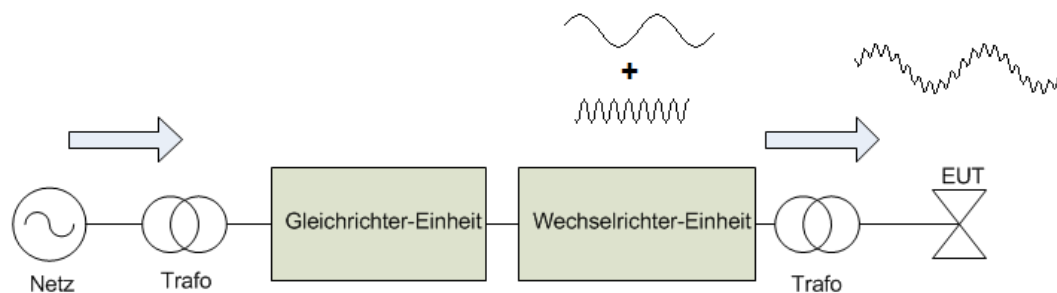


Abbildung 2-1; Schaltungstopologie des Grid-Simulators mit gemeinsamem Ausgang

In dieser Schaltungstopologie werden Grund- und harmonische Welle in einer Wechselrichter-Einheit zu einem Wechselrichter-Ausgang überlagert. Anschließend wird durch im Ausgang des Wechselrichters eine Wellenform mit harmonischen Komponenten erzeugt.

Die Schaltungstopologie ist einfach und leicht zu implementieren, aber sie ist nicht für Grid-Simulator der Hochnennleistung (in MVA-Klasse) geeignet und zwar aus den nachstehenden Gründen:

a) Aufgrund der Betriebseigenschaften des Wechselrichters wird, je höher die Ausgangsleistung und desto größer der Kollektorstrom ist, die zulässige Betriebsfrequenz geringer (wie in Abbildung 2-2).

Niedrige Betriebsfrequenz führt zu einer großen Verzerrung der Hochfrequenz-Wellenform. Somit kann die erwartete harmonische Oberwelle nicht produziert werden.

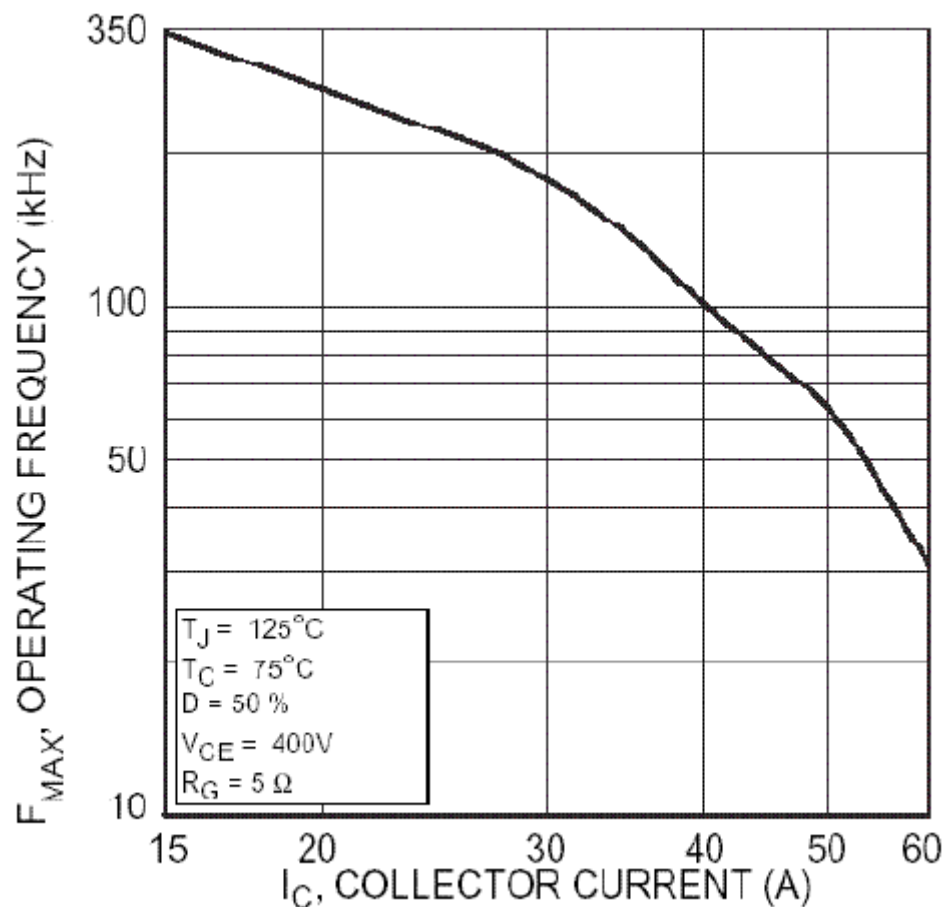


Abbildung 2-2; Kollektorstrom in Anhängigkeit von der Betriebsfrequenz[29]

b) Das Material des magnetischen Kerns von allgemeinen Leistungstransformatoren und Hoch-Leistungs-Filterspulen ist aus Elektroblech. Aufgrund des Elektroblechs ist der spezifische Widerstand klein, jedoch sind die Hochfrequenzverluste groß.

Somit werden die erwarteten hochfrequenten Oberwellen ausgefiltert.

Werden aber amorphe Legierung als magnetischer Kern verwendet, ist es möglich, die obigen Probleme zu lösen. Jedoch sind die Kosten sehr hoch einzuschätzen.



Aus diesem Grund ist diese Topologie nicht geeignet für den Grid-Simulator der hohen Nennleistung, sondern geeignet für Grid-Simulator mit einer kleinen Nennleistung (also in der kVA-Klasse).

### 2.1.2 Grid-Simulator mit 2 separaten Frequenzgeneratoren

Einige Geräte besitzen hohe Anforderungen an die Eingangsspannungs-Wellenform. Wenn in der Eingangsspannungs-Wellenform unerwünschte harmonische Oberwellen vorhanden sind, kann eine Welle auf der Ausgangswelle überlagert werden, die eine gleiche Amplitude und eine entgegengesetzte Phase hat, um die harmonische Komponente in der Ausgangswelle zu beseitigen.[30]

In diesem Falle kann auch in die saubere Grundwelle mit der Methode der Überlagerung von harmonischen Wellenformen produziert werden und erstere enthält eine harmonische Komponente, damit die Anforderungen von der Erzeugung von Harmonischen im Kapitel 1.4 erfüllt werden.

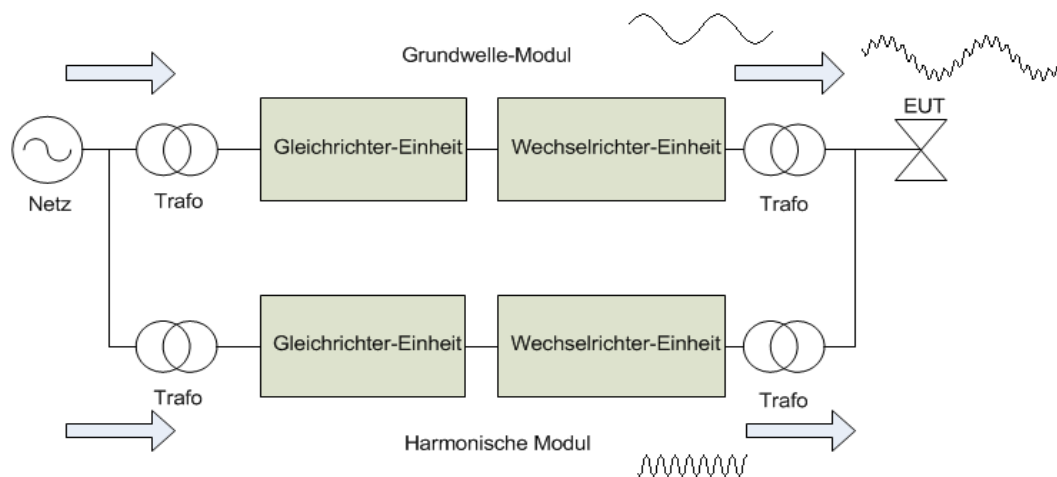


Abbildung 2-3; Schaltungstopologie des Grid-Simulators mit 2 separaten Frequenzgeneratoren

Es gibt zwei Module in dieser Schaltungstopologie:

Grundwellen- und Harmonische-Modul. Das Grundwellen-Modul wird nur für die Erzeugung der Spannung in der Grundfrequenz eingesetzt.

Das Harmonische-Modul ist nur für die Erzeugung der Spannung in den harmonischen Frequenzen verwendet.

Die Grund- und Oberwellen werden durch ihre jeweilige Wechselrichter-Einheit ausgegeben. Dann werden der Grund- und Oberwellen mit ihrem jeweiligen

Transformator überlagert, um eine Wellenform mit harmonischer Komponente zu bilden.

Gemäß den Anforderungen in Kapitel 1.4 ist die Amplitude der harmonischen Oberwelle nur 14% der Amplitude der Grundwelle, das heißt, es ist eine harmonische Leistung von max. 14% der Leistung der Grundwelle.

Dann kann die Wechselrichter-Einheit im Harmonische-Modul auf kleinere Leistungskomponenten angewendet werden. Das erhöht die zulässige Betriebsfrequenz des Wechselrichters, verringert die Verzerrung der hochfrequenten Ausgangsspannung, und verbessert damit die Qualität der Ausgangswellenform.

Für die Filterspule und den Transformator vom Harmonische-Modul können auch Bauteile mit kleinerer Nennleistung und Hochfrequenztauglichkeit verwendet werden. Dies reduziert eine Menge Kosten.

Zusammenfassend ist diese Topologie geeignet für den Hochnennleistungs-Grid-Simulator. Die Schaltungstopologie des Transformatorabschnitts wird in der Abbildung 2-4 dargestellt.

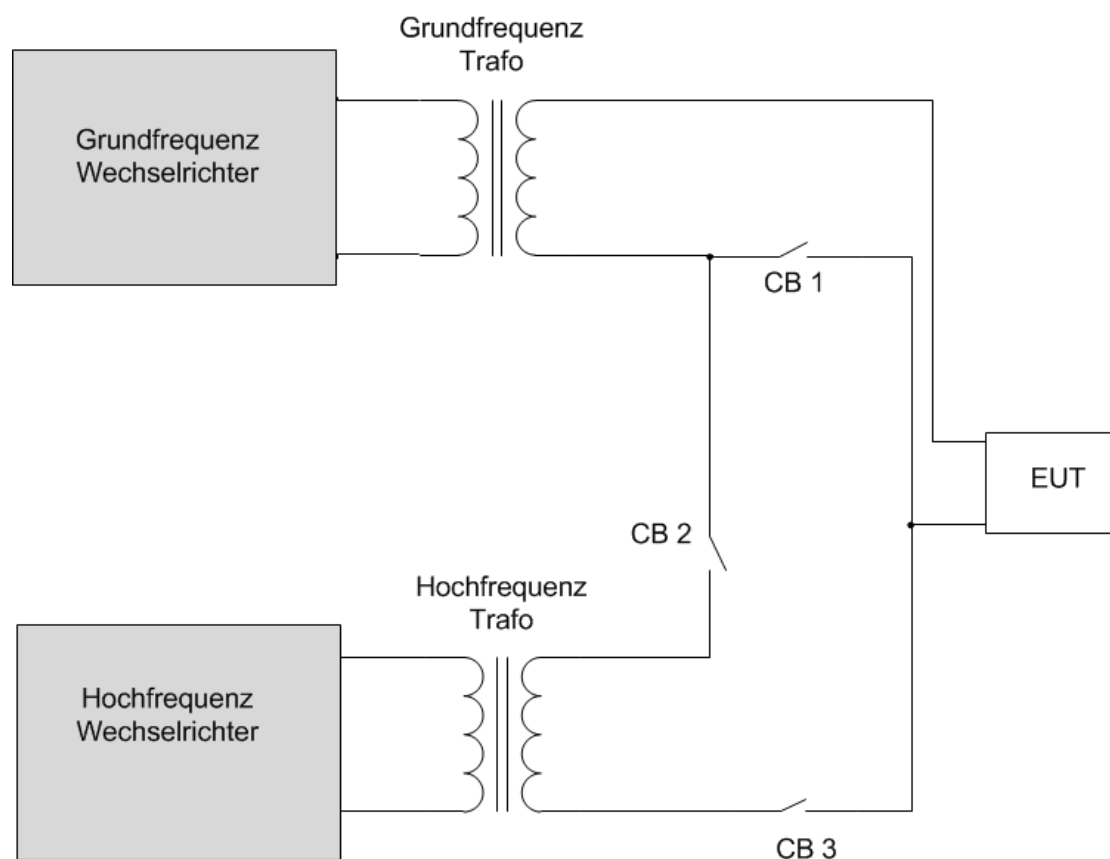


Abbildung 2-4; Schaltungstopologie der Transformatorabschnitte

Wenn nur eine Ausgangsspannung in Grundfrequenz benötigt wird, werden Schalter CB2 und Schalter CB3 geöffnet, und der Schalter CB1 wird geschlossen.

Wenn die Ausgangsspannung mit der harmonischen Komponente benötigt wird, werden Schalter CB2 und Schalter CB3 geschlossen, und der Schalter CB1 geöffnet.

Diese Schaltkreistopologie ist äquivalent zu einem Koppeltransformator.

Grundwelle und Oberwelle werden durch die Schaltung gemeinsam gekoppelt.

## 2.2 Grid-Simulator mit gemeinsamem Ausgang

In diesem Abschnitt wird der Entwurf von wichtigen Bestandteilen des Grid-Simulators dargelegt. Dies sind Gleichrichter- und Wechselrichter-Einheiten sowie Filter.

Weil die meisten Prüfungen mit den Grid-Simulator mit dezentralen Erzeugungsanlagen durchgeführt werden, und damit also der bidirektionale Leistungsfluss zu simulieren ist, sollte der Grid-Simulator die Fähigkeit zum Vierquadranten-Betrieb besitzen. So sollten die Bauteile der Gleichrichter-Einheit dreiphasige PWM-Gleichrichter sein. Aber da der Kernteil des Grid-Simulators eine Wechselrichter-Einheit ist, wird für die Gleichrichter-Einheit in diesen Ausarbeitungen keine detaillierte Forschung durchgeführt.

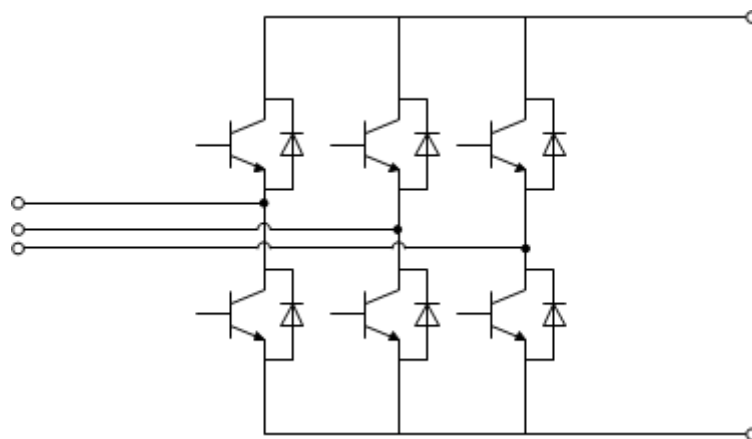


Abbildung 2-5; Schaltungstopologie des dreiphasigen PWM-Gleichrichters

### 2.2.1 Topologie der Wechselrichter-Einheit

Die Rolle der Wechselrichter-Einheit ist es, die Gleichspannung aus der Gleichrichter-Einheit in Wechselspannung umzuwandeln, um die Ausgangsspannung

mit veränderlicher Amplitude und Frequenz zu bilden. Zur Erreichung der gewünschten Funktionen des Simulators soll eine geeignete Topologie gewählt werden.

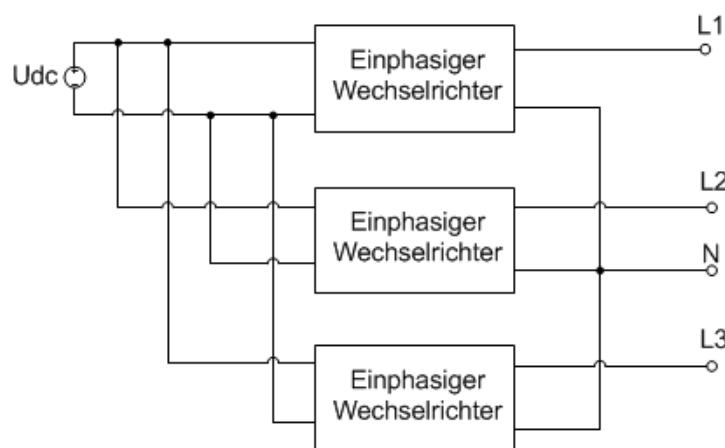
Die einfachste Lösung für die Erzeugung der dreiphasigen Wechselspannung ist die direkte Verwendung eines dreiphasigen Vollbrückenwechselrichters, wie in Abbildung 2-6 dargestellt wird. Die dreiphasige Ausgangsspannung wird von dreiphasiger Wechselspannung in den Phasen von L1, L2, L3 im Netz simuliert.



**Abbildung 2-6; Schematisches Diagramm des dreiphasigen Vollbrückenwechselrichters**

Mit dieser Topologie kann man die Erzeugung der dreiphasigen Wechselspannung leicht realisieren. Das Steuerverfahren ist auch einfach und zuverlässig. Da es jedoch ein Drehstrom-Dreileitersystem (ohne Neutralleiter) ist, kann es die unsymmetrischen Netzausfälle mit Nullsystem nicht simulieren. Somit ist die Topologie nur eingeschränkt anwendbar.[25]

Um die unsymmetrischen Netzausfälle mit Nullsystem zu simulieren, kann die Topologie mit drei einphasigen Wechselrichtern verwendet werden. In dieser Topologie kann die Ausgangsspannung jedes einphasigen Wechselrichters verwendet werden, um eine einphasige Spannung in dreiphasigem Netz zu simulieren. In Abbildung 2-7 wird ein Drehstrom-Vierleitersystem gezeigt.

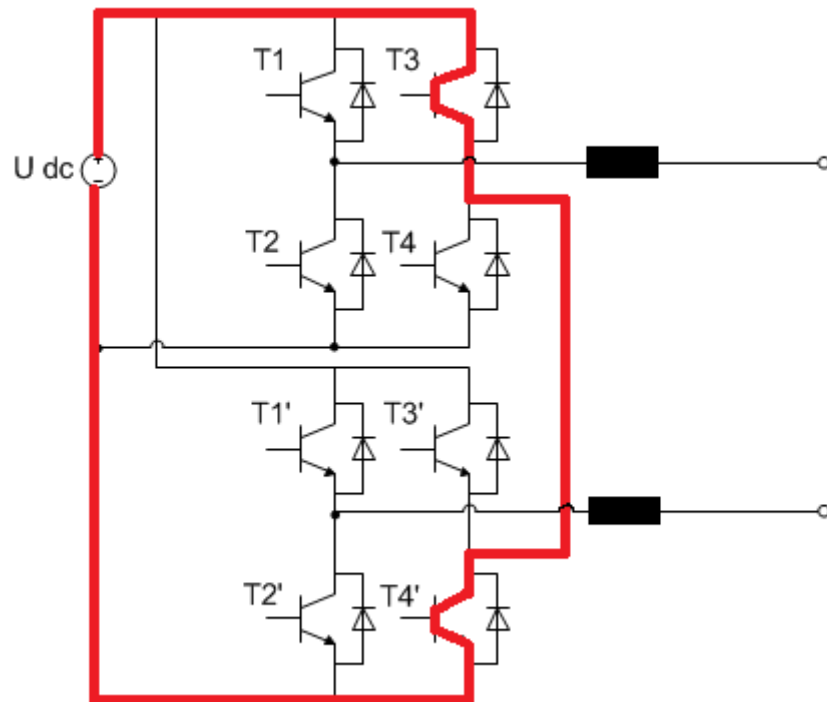


**Abbildung 2-7; Schematisches Diagramm der drei einphasigen Wechselrichter**

Allerdings wird diese Topologie auf der Gleichstromseite einen Kurzschluss verursachen. Als ein Beispiel kann mit beliebigen zwei einphasigen Wechselrichtern in Abbildung 2-8 folgende Situation beobachtet werden.

Wenn die elektronischen Bauteile T3 und T4' eingeschaltet werden, wird eine Kurzschlussstromschleife (mit der roten Linie markiert) verursacht.

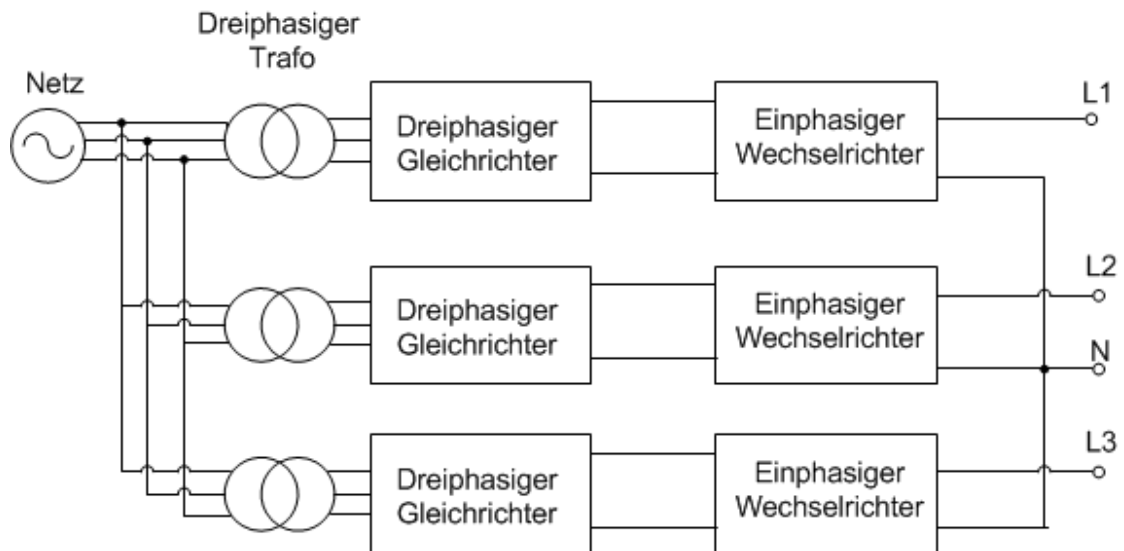
Dieses führt zu einem Kurzschluss auf der Gleichstromseite.



**Abbildung 2-8; Kurzschluss in der Gleichstromseite**

Um einen Kurzschluss in der Gleichstromseite zu verhindern, muss ein Transformator als Trenntransformator an der Gleichstrom- oder Wechselstromseite angeschlossen werden.

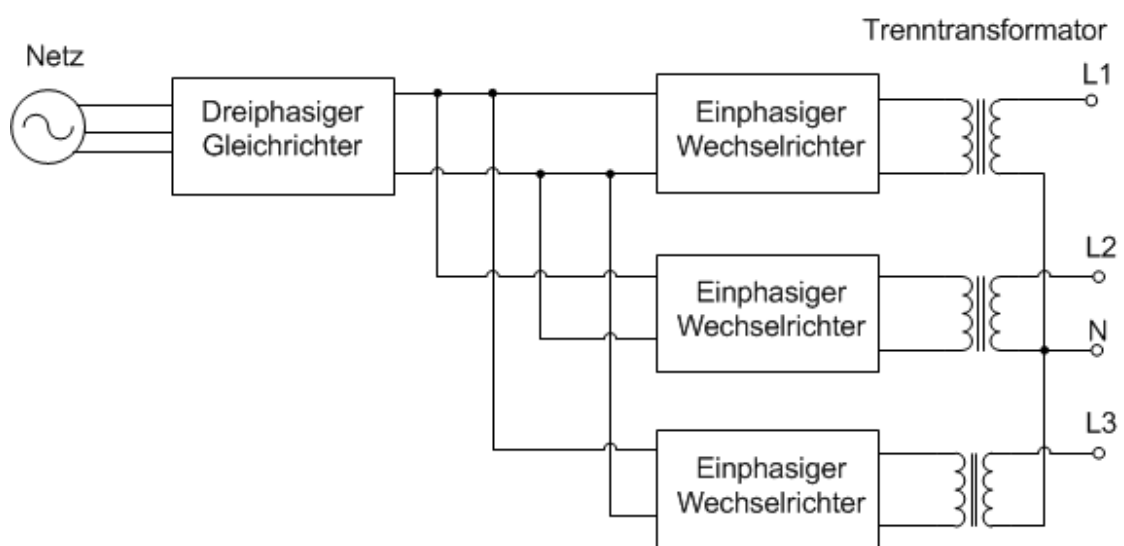
Nach der Schaltungs-Position des Transformators gibt es zwei Arten von Topologien, wie in Abbildung 2-9 und Abbildung 2-10 dargestellt.



**Abbildung 2-9; Transformator vor der Eingangsseite**

Wie in Abbildung 2-9 wird gezeigt, werden die Transformatoren vor der jeweiligen Gleichstromseite angeschlossen. Jedoch sind bei dieser Schaltung drei Gleichrichter für drei einphasige Wechselrichter erforderlich.

Wie in Abbildung 2-10 gezeigt, werden die Transformatoren an die Ausgänge der Wechselstromseite angeschlossen. Damit ist nur ein gemeinsamer Gleichrichter erforderlich. Um den Stromfluss durch jeden der Gleichrichter zu verringern, sind für jede Phase jeweils einphasige Wechselrichter erforderlich. Somit können drei kleinere Gleichrichter an der Stelle eines großen Gleichrichters verwendet werden. Diese Aufbau-Variante senkt Kosten.



**Abbildung 2-10; Transformator nach der Ausgangsseite**

Falls die harmonische Komponente in der Ausgangswellenform vorhanden ist, und die Transformatoren an die Wechselstromseite angeschlossen werden, wird nach den Erkenntnissen in Kapitel 2.1.1. ein großer Hochfrequenzverlust durch die Transformator verursacht.

Jedoch ist durch die Anwendung von Hochfrequenz-Transformatoren eine deutliche Steigerung der Kosten zu erwarten.

Aus diesem Grund wird in diesem Abschnitt der Transformator an die Gleichstromseite angeschlossen.

## 2.2.2 Filterentwurf

### 2.2.2.1 Typenauswahl

Weil der LC-Filter die Vorteile einer einfache Struktur besitzt, und weniger an Investitionen in der Ausrüstungen erfordert, eine hohe Zuverlässigkeit und geringe Wartungskosten hat, ist er bis jetzt immer noch die am häufigsten verwendeten Filtertype.

Die beiden folgenden Typen von LC-Filter können ausgewählt werden:

- LC-Reihenschwingkreis (Abbildung 2-11)
- LC-Parallelschwingkreis (Abbildung 2-12)

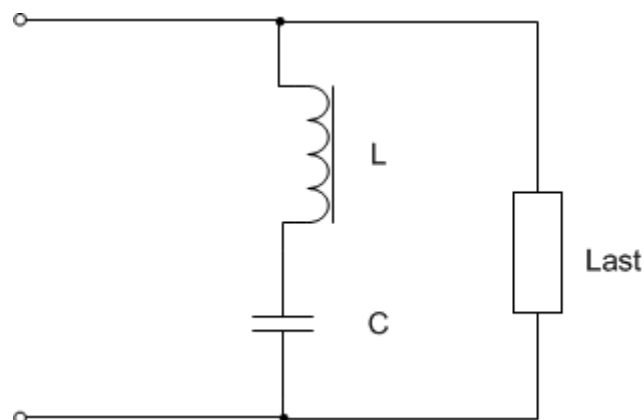


Abbildung 2-11; LC-Reihenschwingkreis

Die LC-Reihenschaltung wird allgemein zum Ausfiltern von Oberwellen mit bestimmter Ordnung verwendet. Der LC-Reihenschwingkreis ist ein Bandpassfilter.

Die Frequenz, die unerwartete harmonische Oberwelle im Wechselrichter erzeugt, ist hauptsächlich die Betriebsfrequenz des Wechselrichters. Aber es gibt auch einige andere Ordnungen von Oberwellen. So kann die LC-Reihenschaltung nicht alle unerwarteten harmonischen Oberwellen herausfiltern.

Jedoch es ist auch möglich, die erwarteten harmonischen Oberwellen herauszufiltern.

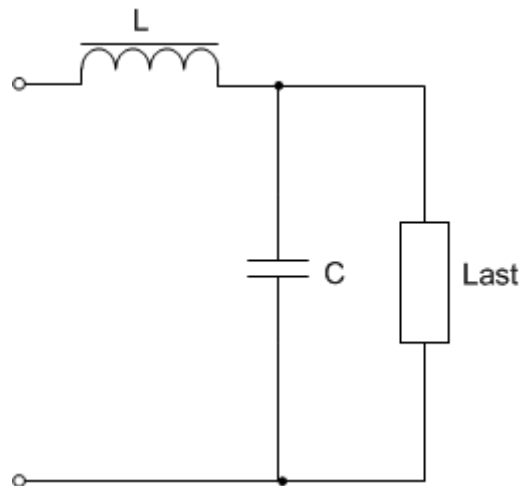


Abbildung 2-12; LC-Parallelschwingkreis

Der LC-Parallelschwingkreis wird verwendet, um harmonische Oberwellen herauszufiltern, es ist ein gemeinsamer Tiefpassfilter. Er ist einfach und zuverlässig. Im vorliegenden Falle wird der LC-Parallelschwingkreis ausgewählt.

### 2.2.2.2 Schaltungstopologie

Nach den Anforderungen in Kapitel 1.4 ist der Frequenzbereich der Grundschwingung 40 ~ 75 Hz. Wenn die Ausgangsspannung in diesem Frequenzbereich vom Grid-Simulator produziert werden soll, kann die Grenzfrequenz der Tiefpassfilter niedrig sein. Damit kann der größte Teil der harmonischen Oberwellen gefiltert werden, und somit die Verzerrung der Ausgangsspannung reduziert werden.

Wenn die Ausgangsspannung mit erwarteten höheren harmonischen Komponenten vom Grid-Simulator produziert werden soll.

Vorausgesetzt, dass die Grenzfrequenz der Tiefpassfilter niedrig ist – wird die erwartete harmonische Oberwelle gefiltert. Ist die Grenzfrequenz der Tiefpassfilter hoch, so kann man sicherstellen, dass durch diese die erwarteten harmonischen Oberwellen durchfließen können. Jedoch ist die Wellenform der Ausgangsspannung im Grundfrequenzbereich nicht ideal.[26]



Um dieses Problem lösen zu können, kann eine Schaltungstopologie des einstellbaren Filters in Abbildung 2-13 verwendet werden.

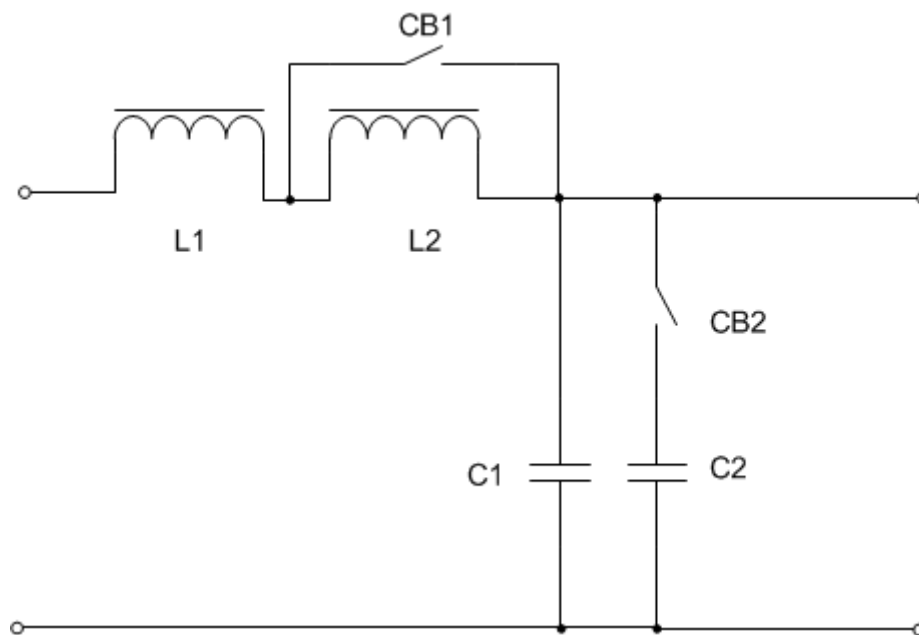


Abbildung 2-13; Schaltungstopologie des einstellbaren Filters

Durch die Änderung der Schaltzustände der Schalter CB1 und CB2 kann die Änderung der Grenzfrequenz der Tiefpassfilter realisiert werden. In dieser Schaltungstopologie können vier verschiedene Grenzfrequenzen realisiert werden. So kann man die Anforderung der Erzeugung von Grundwelle und Oberwelle erfüllen.

### 2.2.2.3 Parameter

Das Minimum des Induktivitätswerts ist bestimmt vom erlaubten Wert des Ripplestroms der Spule. Wenn der Ripplestrom der Spule zu groß ist, wird das nicht nur auf die Beschädigung des Bauteils hinauslaufen, sondern auch auf eine negative Auswirkung auf die Steuerstrategie haben. [31]

Der maximale Ripplestrom ist 10% ~ 20% des Nennstroms.

In diesem Artikel wird der Ripplestrom der Spule mit 15% des Nennstroms zum Versuch gewählt.

Der maximale Ripplestrom ist 15% des Stroms (Spitze zu Spitze Wert) bei einer Nennleistung:

$$\Delta I_{\max} = 15\% \cdot 2 \cdot \frac{S_n}{U_n} \quad \text{Gl. 2.2-1}$$

$\Delta I_{\max}$  ... maximaler Ripplestrom  
 $S_n$  ... Scheinleistung  
 $U_n$  ... Nennspannung

Tastverhältnis von unipolaren PWM ist:

$$D = \frac{u_0}{U_{dc}} \quad \text{Gl. 2.2-2}$$

$D$  ... Tastverhältnis von unipolaren PWM  
 $u_0$  ... Ausgangsspannung der Wechselrichter  
 $U_{dc}$  ... Gleichspannung von Eingang der Wechselrichter

Formel von Ripplestrom bei unipolaren PWM:

$$\Delta I = \frac{U_{dc} - u_0}{L} \cdot \frac{D}{2 \cdot f_{sw}} \quad \text{Gl. 2.2-3}$$

$\Delta I$  ... Ripplestrom  
 $L$  ... Spuleninduktivität  
 $f_{sw}$  ... Betriebsfrequenz der Wechselrichter

Einsetzen von Gleichung 2.2-2 in Gleichung 2.2-3:

$$\Delta I = \frac{(U_{dc} - u_0) \cdot u_0}{2 \cdot L \cdot U_{dc} \cdot f_{sw}} \quad \text{Gl. 2.2-4}$$

Betrachtet man Gleichung 2.2-4, dann erkennt man, dass, wenn  $u_0 = \frac{1}{2} \cdot U_{dc}$ , nimmt der Ripplestrom ein Maximum an.

$$u_0 = \frac{1}{2} \cdot U_{dc} \quad \text{Gl. 2.2-5}$$

Einsetzen von Gleichung 2.2-5 in Gleichung 2.2-4 führt zu:

$$\Delta I_{\max} = \frac{U_{dc}}{8 \cdot L \cdot f_{sw}} \quad \text{Gl. 2.2-6}$$

Durch Umwandlung von Gleichung 2.2-6 ergibt sich die minimale Induktivität:

$$L_{\min} = \frac{U_{dc}}{8 \cdot \Delta I_{\max} \cdot f_{sw}} \quad \text{Gl. 2.2-7}$$

$L_{\min}$  ... minimale Spuleninduktivität

Im LC-Filter, wenn die Induktivität bestimmt ist, kann mit der Grenzfrequenz des Filters die Kapazität C berechnet werden. Um die Ausgangsspannung von LC-Filter

als sinusförmige Welle zu erhalten, wird die Grenzfrequenz des Filters allgemein als 10% bis 20% der Schaltfrequenz ausgewählt. Sie ist damit zehnmal größer als die der Grundfrequenz.[32]

$$\frac{1}{5} \cdot f_{sw} > f_c > \frac{1}{10} \cdot f_{sw} \quad \text{Gl. 2.2-8}$$

$$f_c > 10 \cdot f \quad \text{Gl. 2.2-9}$$

Die Formel der Grenzfrequenz des Filters:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad \text{Gl. 2.2-10}$$

Nach Umwandlung von Gleichung 2.2-10 berechnet man die Kapazität C mit:

$$C = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_c^2 \cdot L} \quad \text{Gl. 2.2-11}$$

#### 2.2.2.4 Analyse

Für die Einfachheit der Analyse werden die Parameter des Grid-Simulators vorgegeben:

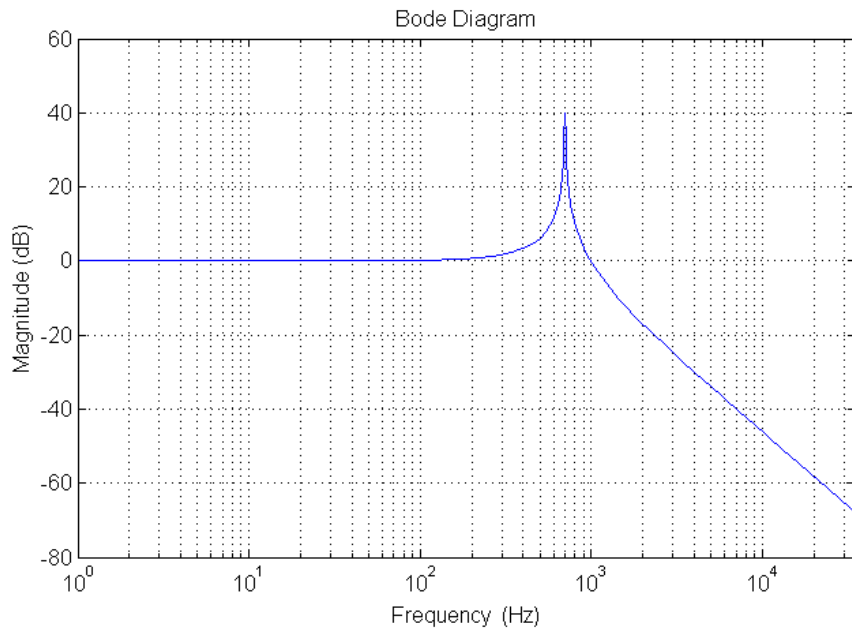
Die Nennleistung des Grid-Simulators ist 1kVA, die Nennausgangsspannung ist 220V, die Eingangsspannung ist 530V, die Betriebsfrequenz von Wechselrichter ist 10kHz mit unipolarer PWM, die Grenzfrequenz des Filters für Grundwelle ist 700Hz.

##### a) Frequenzgang

Der Frequenzgang des Filters für die Grundwelle wird in Abbildung 2-14 gezeigt.

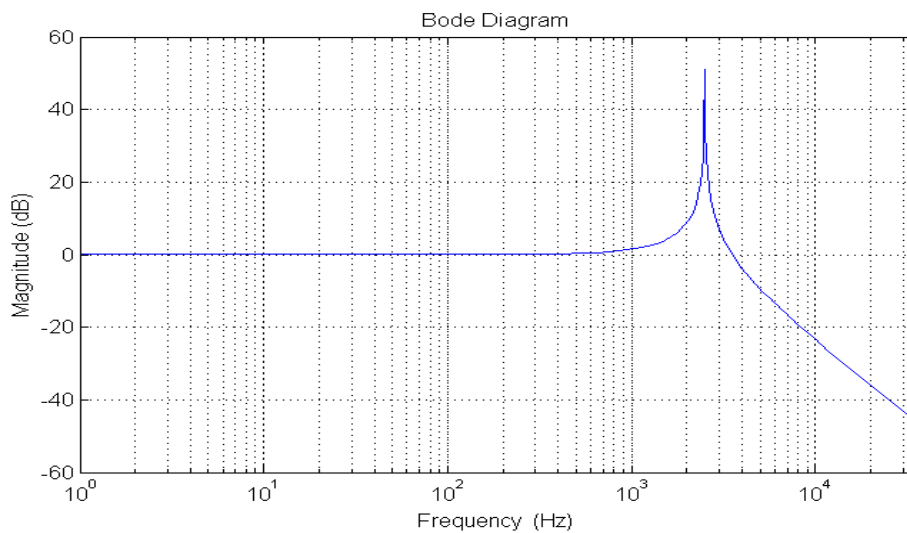
Die unerwartete größte harmonische Oberwellen-Frequenz des Wechselrichters mit unipolarem PWM ist 20kHz. Der Amplitudengewinn bei 20kHz ist -58.2dB.

Jedoch werden die meisten der harmonischen Oberwellen durch das Filtern wirkungsvoll herausgefiltert.



**Abbildung 2-14; Frequenzgang des Filters für die Grundwelle**

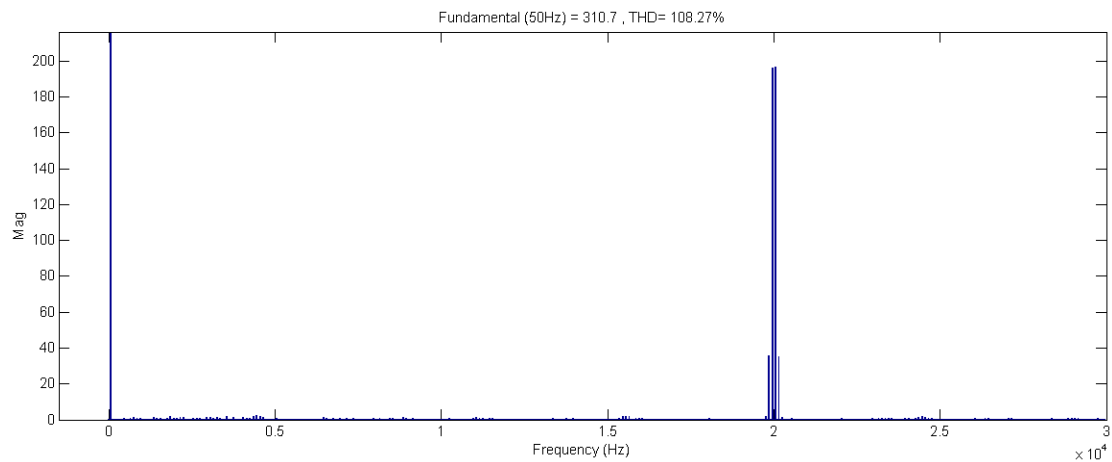
Um die Oberwelle zu erzeugen, ist die Grenzfrequenz jetzt auf 2500Hz erhöht worden. Abbildung 2-15 zeigt den Frequenzgang des Filters für die Oberwelle. Der Amplitudengewinn bei 1000Hz ist 1.55dB. Diese harmonische Oberwelle ist zu erwarten. Der Amplitudengewinn bei 20kHz ist -36dB. Es garantiert die Erzeugung der erwarteten Oberwelle und die Reduzierung der nicht erwarteten Oberwelle.



**Abbildung 2-15; Frequenzgang des Filters für Oberwelle**

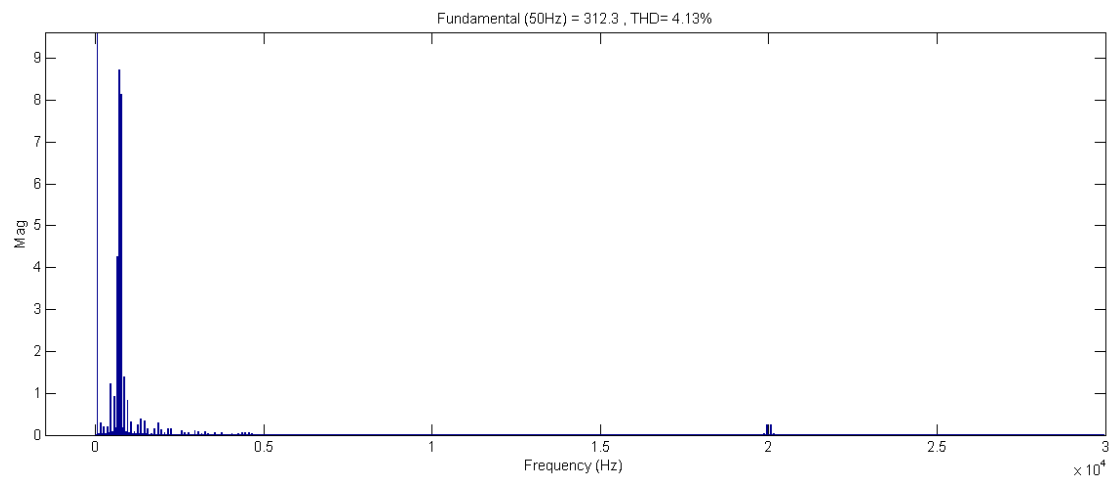
## b) Frequenzspektrum

Die Spektralanalyse der Ausgangsspannung des Wechselrichters ohne Filterung wird in Abbildung 2-16 gezeigt.



**Abbildung 2-16; Frequenzspektrum der Ausgangsspannung des Wechselrichters vor Filterung**

Bei 20kHz entsteht eine sehr große harmonische Oberwelle. In diesem Falle wird ein THD 108,27% erreicht. Das Ergebnis ist, dass von keiner sinusförmigen Welle mehr zu sprechen ist.



**Abbildung 2-17; Frequenzspektrum der Ausgangsspannung des Wechselrichters nach Filterung**

Wie in Abbildung 2-17 dargestellt, ist nach der Filterung die harmonische Oberwelle bei 20kHz schon sehr klein geworden. Im Falle der offenen Schleife ist der THD jetzt nur 4,13%. Es ist eine effektive Verbesserung der Qualität der Ausgangsspannung.

## 2.2.3 Detaillierte Schaltungstopologie

Nach dem Entwurf in Kapitel 2.2 wird die detaillierte Schaltungstopologie des Grid-Simulators mit gemeinsamem Ausgang in Abbildung 2-18 gezeigt.

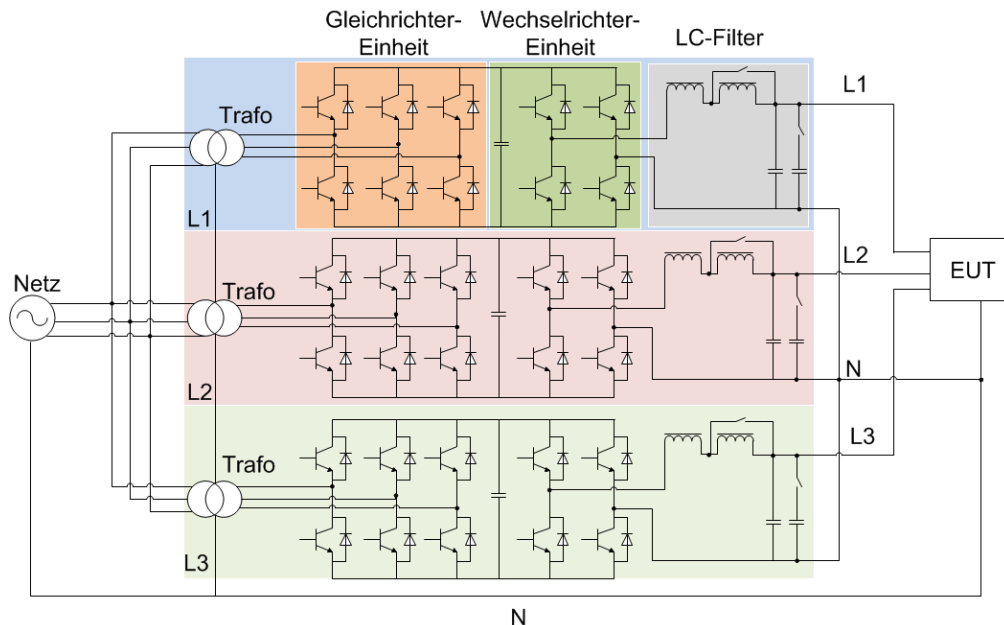


Abbildung 2-18; Detaillierte Schaltungstopologie des Grid-Simulators mit gemeinsamem Ausgang (dreiphasig)

Das Ganze ist in drei Systeme aufgeteilt. Jedes System wird aus einem Transformator, einem Gleichrichter, einem Wechselrichter und einem einstellbaren Filter aufgebaut.

Jeweils ein Transformator wird verwendet, um die Eingangsspannung des Netzes zu regeln, und um einen Kurzschluss auf der Gleichstromseite zu verhindern.

Die Gleichrichter-Einheit ist ein dreiphasiger PWM-Gleichrichter. Es wird die dreiphasige Wechselspannung in Gleichspannung umgewandelt und eine stabile Gleichspannung für die Wechselrichter-Einheit erstellt.

Die Wechselrichter-Einheit ist ein einphasiger Vollbrücken-Wechselrichter. Er wandelt die Gleichspannung in Wechselspannung um.

Der Filter ist eine LC-Filterschaltung mit einer einstellbaren Grenzfrequenz. Man kann nach Bedarf zwischen den beiden Modulen (Grundwelle oder Oberwelle) umschalten.

## 2.3 Grid-Simulator mit 2 separaten Frequenzgeneratoren

### 2.3.1 Schaltungstopologie und Parameter

Wie in Kapitel 2.2.1 erwähnt, um die unsymmetrischen Netzausfälle mit Nullsystem zu simulieren, verwendet man auch drei einzelne einphasige Wechselrichter.

Nach der Erklärung in Kapitel 2.1.2 ist die Topologie geeignet für den Grid-Simulator mit hoher Nennleistung. Der Hochnennleistung-Grid-Simulator erfordert vor der Gleichrichter-Einheit und nach der Wechselrichter-Einheit jeweils einen Transformator, um die Spannung zu erhöhen oder zu verringern. Somit kann ein Kurzschluss auf der Gleichstromseite direkt verhindert werden.

(bereits erwähnt in Kapitel 2.2.1)

Da Grundwellen-Modul und Harmonische-Modul separat angeordnet sind, können ebenfalls zwei Filter mit unterschiedlicher Grenzfrequenz angewendet werden.

### 2.3.2 Detaillierte Schaltungstopologie

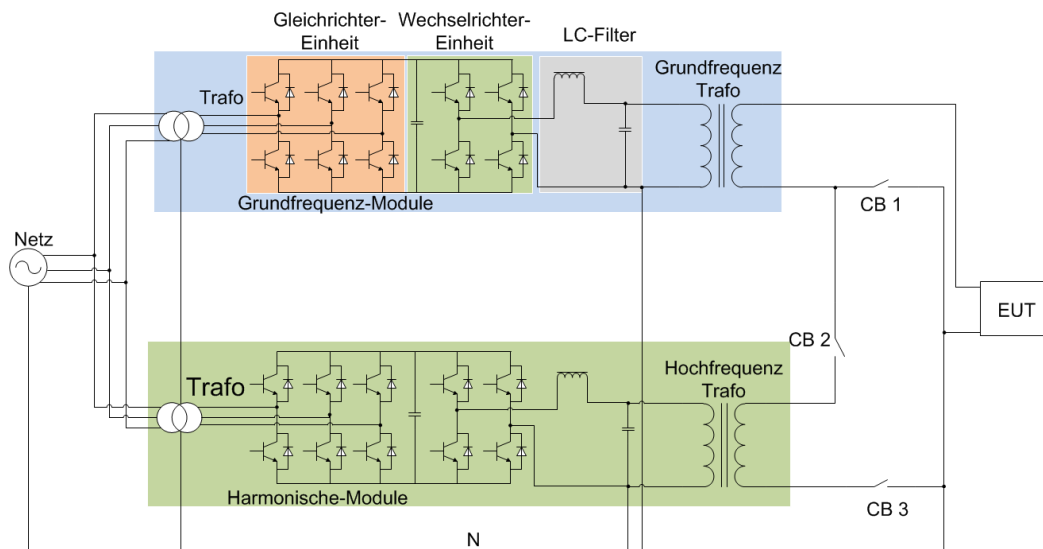


Abbildung 2-19; Detaillierte Schaltungstopologie des Grid-Simulators mit 2 separaten Frequenzgeneratoren (einphasig)

Wegen der Begrenzung der Bildgröße zeigt Abbildung 2-19 eine einphasige Topologie. Die dreiphasige Topologie ist in Abbildung 2-18 abgebildet.

Es gibt zwei Module in dieser Schaltungstopologie:

Grundfrequenz- und Harmonische-Modul.

- Das Grundfrequenz-Modul ist nur für die Erzeugung der Spannung in der Grundfrequenz eingesetzt.
- Das Harmonische- und Grundfrequenz-Modul werden bei der Erzeugung der harmonischen Oberwellen zusammen verwendet und eingesetzt.



## 3 Forschungen zur Steuerstrategie

### 3.1 Modulationsverfahren

Als Modulationsverfahren für einphasige Vollbrückenwechselrichter eignen sich normalerweise die folgenden Methoden:

a.) Pulsamplitudenmodulation (PAM):

Durch die Veränderung der Ausgangspulsamplitude wird die Ausgangsspannung reguliert.[33]

b) Pulsfrequenzmodulation (PFM):

Durch die Veränderung der Ausgangspulsfrequenz wird die Ausgangsspannung verändert.[34]

c) Pulsweitenmodulation (PWM):

Durch die Veränderung der Ausgangspulsweite wird die Regelung der Amplitude und Frequenz von Ausgangsspannung erreicht.

Der Grid-Simulator muss eine präzise Steuerung der Ausgangsspannungs-Wellenform haben. Die Qualität der Ausgangswellenform von PAM ist niedrig.

Die Filterung von PFM ist schwer, ebenfalls ist sie auch schwer zu kontrollieren. Somit wird die PWM in dieser Ausführung angewandt.

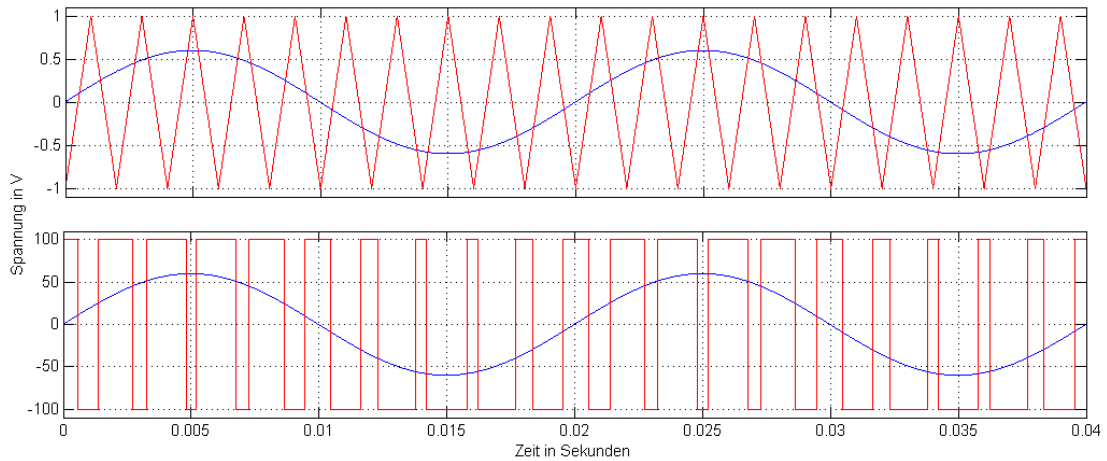
#### 3.1.1 Pulsweitenmodulation

Die Pulsweitenmodulation ist in zwei Arten eingeteilt:

In *bipolare* PWM und *unipolare* PWM.[35],[36]

##### 3.1.1.1 Bipolare Pulsweitenmodulation

Wenn in der Hälfte der Periodendauer in einer sinusförmigen Modulationswelle verläuft, liegt der Zustand des Ausgangspulses zwischen *positiv* und *negativ*. Somit ist es eine bipolare Pulsweitenmodulation.



**Abbildung 3-1; Bipolare Pulsweitenmodulation**

In Abbildung 3-1

Diagramm oben:

Die rote Kurve ist die Trägerwelle. Die blaue Kurve ist die Modulationswelle.

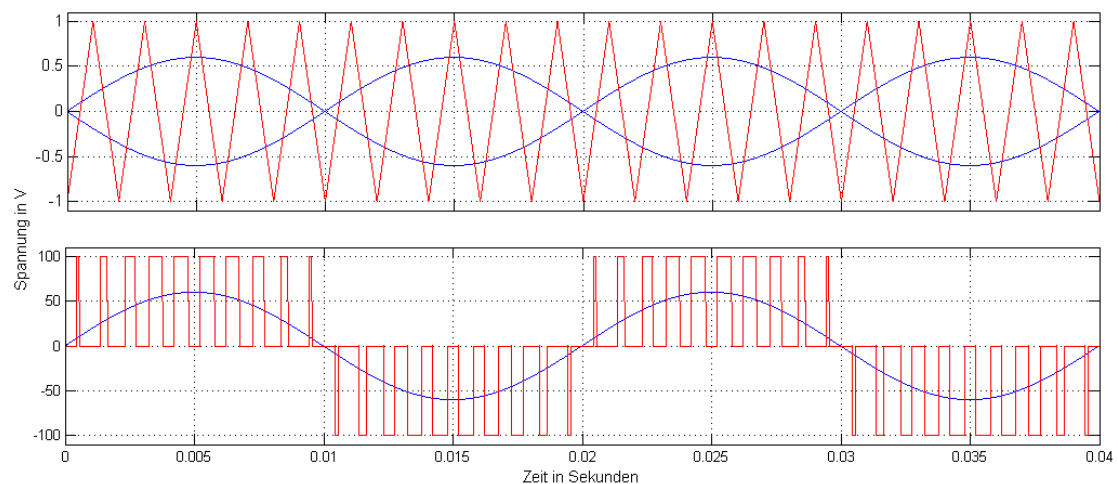
Diagramm unten:

Die rote Kurve ist die Ausgangsspannung des Wechselrichters. Die blaue Kurve ist der momentane Wert der Grundwelle-Komponenten von der Ausgangsspannung.

### 3.1.1.2 Unipolare Pulsweitenmodulation

Wenn in der Hälfte von der Periodendauer der sinusförmigen Modulationswelle verläuft, liegt der Zustand des Ausgangspulses zwischen *positiv* oder *negativ*.

Es ist ein unipolares Pulsweitenmodulationsverfahren.



**Abbildung 3-2; Unipolare Pulsweitenmodulation**

In Abbildung 3-2

Diagramm oben:

Die rote Kurve ist die Trägerwelle. Die blaue Kurve ist die Modulationswelle.

Diagramm unten:

Die rote Kurve ist die Ausgangsspannung des Wechselrichters. Die blaue Kurve ist der Momentan-Wert der Grundwellen-Komponente der Ausgangsspannung.

Die Modulationswellen der unipolaren PWM sind zwei entgegengesetzte Signale. Aus dem Diagramm der Abbildung 3-2 unten erkennt man, dass bei der gleichen Trägerfrequenz (Betriebsfrequenz) die Ausgangsimpuls-Frequenz der unipolaren PWM doppelt so hoch ist, als die einer bipolaren PWM. Somit kann ein Filter mit kleinerer Grenzfrequenz verwendet werden, auch die Größe sowie die Kosten für Filter können reduziert werden.

### 3.1.2 Analyse

Eine Spektralanalyse der Ausgangsspannung der beiden Modulationsverfahren mit gleicher Trägerfrequenz von 10kHz wird in Abbildung 3-3 und Abbildung 3-4 gezeigt:

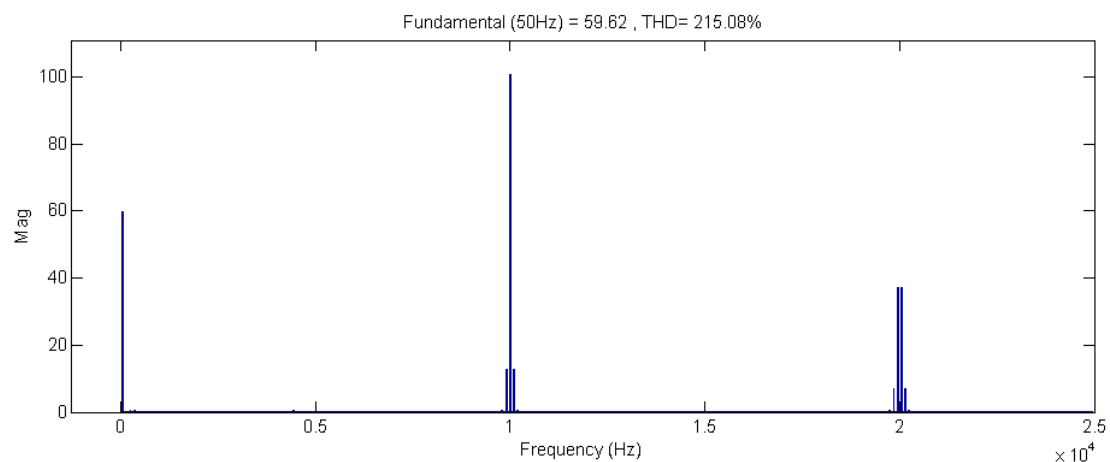
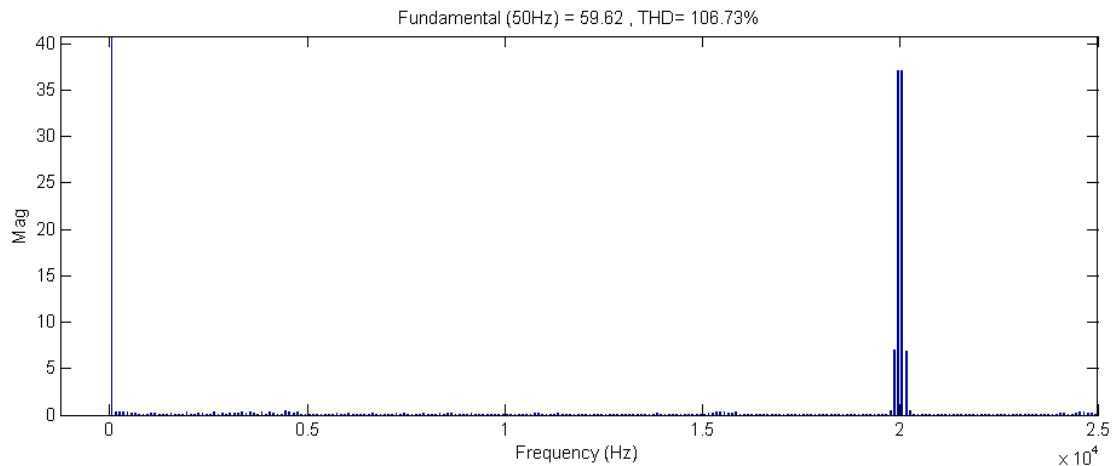


Abbildung 3-3; Frequenzspektrum der Ausgangsspannung der bipolaren PWM



**Abbildung 3-4; Frequenzspektrum der Ausgangsspannung der unipolaren PWM**

In Abbildung 3-3 und Abbildung 3-4 ist zu erkennen:

Bei einer Betriebsfrequenz von 10kHz erzeugt der Wechselrichter mit bipolarer PWM eine sehr große harmonische Oberwelle. Aber nur bei der doppelten Betriebsfrequenz (20kHz) erzeugt die unipolare PWM eine große harmonische Oberwelle.

Der THD der bipolaren PWM ist 215%, der THD der unipolare PWM ist nur 106%. Wie oben beschrieben, ist die Leistungsfähigkeit der unipolaren PWM äquivalent zur Leistungsfähigkeit der bipolaren PWM und der doppelten Trägerfrequenz.

Es zeigen sich nur einfache Änderungen in der Steuerung, aber eine deutliche Verbesserung der Performance.

Aus diesem Grund wird in dieser Darstellung die unipolare Pulsweitenmodulation verwendet.

## 3.2 Modell-Analyse

### 3.2.1 Mathematische Modellierung

Zum besseren Verständnis dieses Kapitels wird zunächst eine einfache Beschreibung für Wechselrichter und Filter vorgestellt:

Abbildung 3-5 zeigt die Schaltung eines einphasigen Vollbrücken-Wechselrichters gemeinsam mit einem LC-Filter.

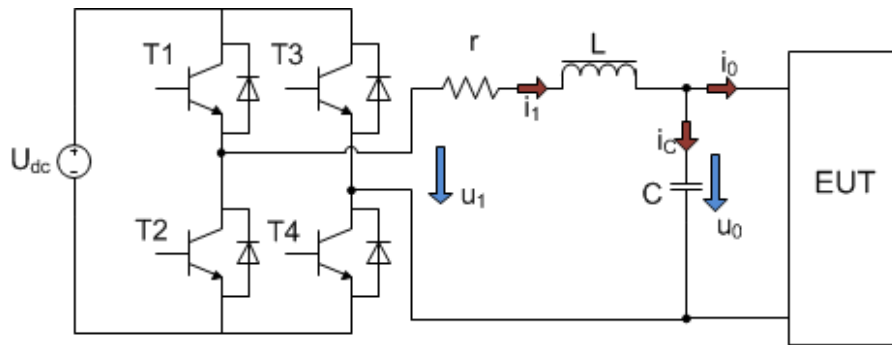


Abbildung 3-5; Schaltung eines einphasigen Vollbrückenwechselrichters mit einem LC-Filters

T1 – T4 sind vier Komponenten eines Vollbrückenwechselrichters. Induktor **L** und der Kondensator **C** bilden gemeinsam einen Tiefpassfilter. Der Widerstand **r** ist der gesamte äquivalente Widerstand, der unter Berücksichtigung eines äquivalenten Reihenwiderstands des Induktor **L** durch den „dead zone“ Effekt beeinflusst wird. Der **EUT** ist Last.  $u_1$  ist die Ausgangsspannung des Vollbrücken-Wechselrichters.  $i_1$  ist der Strom der durch den Induktor fließt, dieser setzt sich aus  $i_0$ , dem Strom durch die Last und dem Parallel-Strom durch den Kondensator  $i_c$  zusammen.  $u_0$  ist sowohl die Spannung an Kondensator **C** als auch an der Last.

Eine Zustandsgleichung ist abhängig von gewählter Zustandsvariablen. Hier werden die Spannung am Kondensator  $u_0$  und der Strom durch den Induktor  $i_1$  als Zustandsvariablen ausgewählt.

Die Zustandsgleichung in Matrizenform wie folgt:

$$\begin{bmatrix} \dot{u}_0(t) \\ \dot{i}_1(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{r}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_0(t) \\ i_1(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_1(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} \quad \text{Gl. 3.2-1}$$

$$y = [1 \quad 0] \cdot \begin{bmatrix} u_0(t) \\ i_1(t) \end{bmatrix}$$

Die Übertragungsfunktion ist:

$$U_0(s) = \frac{1}{LCs^2 + rCs + 1} \cdot U_1(s) + \frac{-(Ls + r)}{LCs^2 + rCs + 1} \cdot I_0(s) \quad \text{Gl. 3.2-2}$$

$$U_0(s) = G_1(s) \cdot U_1(s) - G_{10}(s) \cdot I_0(s) \quad \text{Gl. 3.2-3}$$

Wobei

$$G_1(s) = \frac{1}{LCs^2 + rCs + 1} \quad \text{und} \quad G_{i_0}(s) = \frac{-(Ls + r)}{LCs^2 + rCs + 1}$$

Detaillierte Herleitungen sind im Anhang, in Kapitel 8.2 und Kapitel 8.3 enthalten.

Abbildung 3-6 zeigt das entsprechende Blockschaltbild:

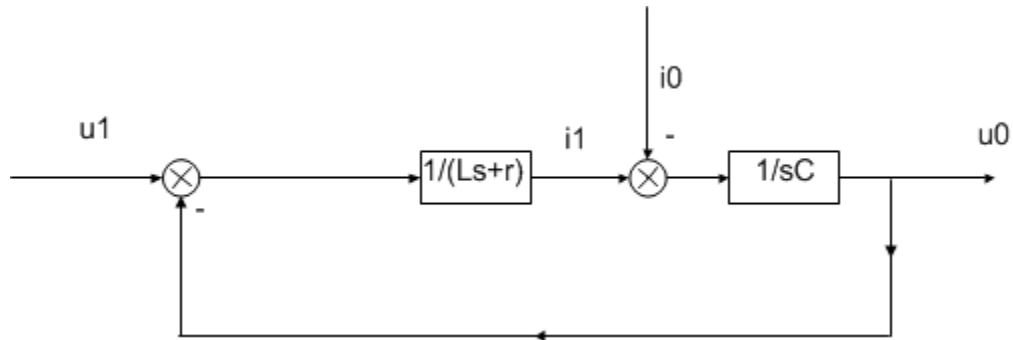


Abbildung 3-6; Blockschaltbild des offenen Regelkreises

### 3.2.2 Eigenschaften des offenen Regelkreises

Wenn das System im Leerlauf ist, gibt es keinen Laststrom  $i_0$ .

Die Übertragungsfunktion des Systems ist:

$$G_1(s) = \frac{1}{LCs^2 + rCs + 1} \quad \text{Gl. 3.2-4}$$

Die Standard-Übertragungsfunktion eines  $PT_2$ -Glieds ist:

$$F(s) = \frac{\varpi_n^2}{s^2 + 2\zeta\varpi_n s + \varpi_n^2} \quad \text{Gl. 3.2-5}$$

$\varpi_n$  ... Resonanzfrequenz

$\zeta$  ... Dämpfungsgrad

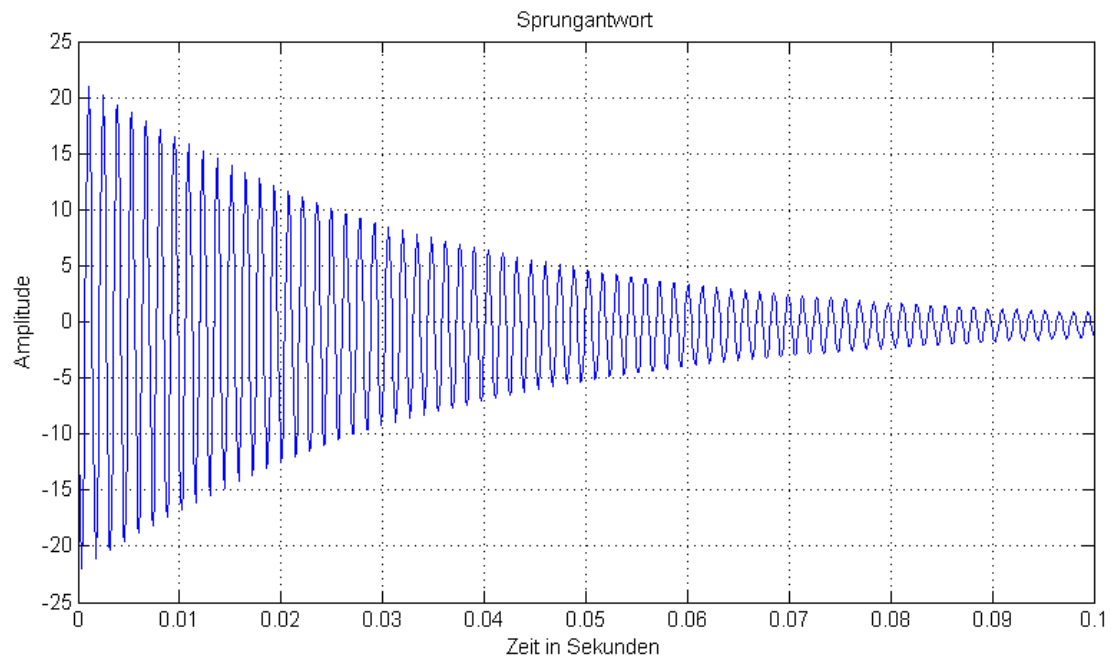
Durch Gleichung 3.2-4 und Gleichung 3.2-5 erhält man die Resonanzfrequenz

$$\varpi_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{und den Dämpfungsgrad} \quad \zeta = \frac{r}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}.$$

Detaillierte Herleitungen sind im Anhang, in Kapitel 8.4 enthalten.

Weil  $C$  viel kleiner als  $L$  ist, ist der Dämpfungsgrad  $\zeta$  viel kleiner als eins.

Es ist ein sehr schwach gedämpftes System, wie man in Abbildung 3-7 erkennen kann.



**Abbildung 3-7; Sprungantwort des Systems im Leerlauf**

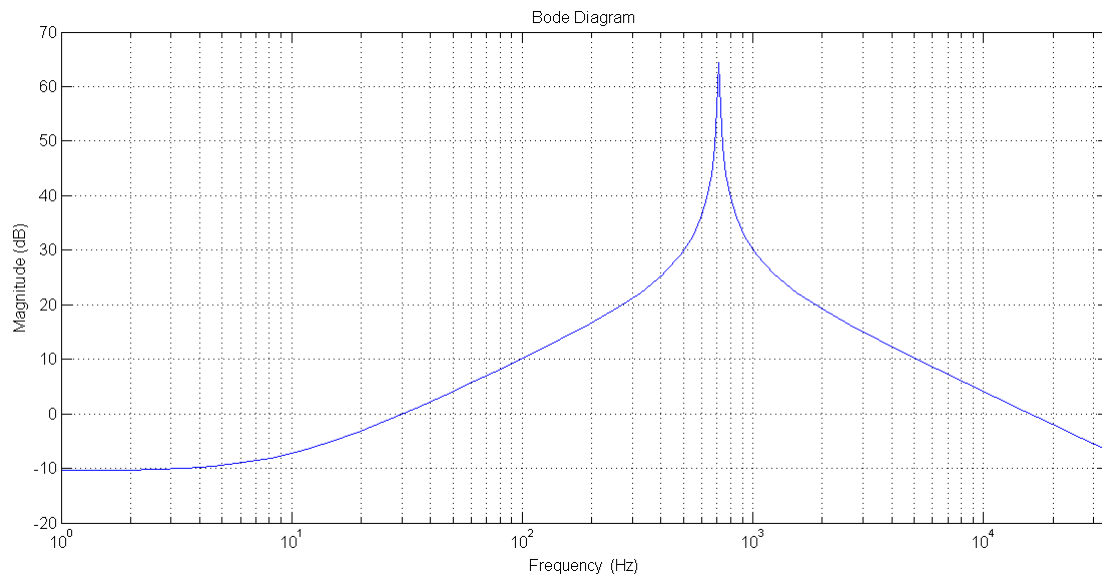
Aufgrund des Dämpfungsgrades der Wechselrichter in Leerlauf am wenigsten ist, ist die Schwierigkeit der Steuerung das maximale.

Damit wird der Regelungsentwurf auf den Leerlauf bezogen.

Aus Gleichung 3.2-2 und Gleichung 3.2-3 ermittelt man  $G_{10}(s)$  als Ausgangsimpedanz des offenen Regelkreises des Systems.

$$G_{10}(s) = \frac{-(Ls + r)}{LCs^2 + rCs + 1} \quad \text{Gl. 3.2-6}$$

Der Frequenzgang der Ausgangsimpedanz wie in Abbildung 3-8 dargestellt.



**Abbildung 3-8; Frequenzgang der Ausgangsimpedanz bei offenem Regelkreis des Systems**

Im niedrigen Frequenzbereich ist die Amplitude der Ausgangsimpedanz mit der Zunahme der Frequenz steigend. Wenn der Strom durch die Last fließt, gibt es den Spannungseinbruch.

Dies ist eine Quelle der Störung bei Last.

### 3.3 Steuerstrategie

In der Simulation der dynamischen Ausfälle wie Spannungseinbruch, Frequenzabweichung, wird das vorhandene Signal für den Grid-Simulator plötzlich verändert. Eine hohe Tracking-Performance des Wechselrichters des Grid-Simulators ist somit erforderlich.

Es gibt viele Arten von Steuerstrategien für einphasige Vollbrücken-Wechselrichter. Die typischen Steuerstrategien sind PI-Regler[37], Deadbeat-Regler[38],[39] und Repetitive-Regler.[40],[41],[42]

Der Deadbeat-Regler verfügt über hervorragende dynamische Eigenschaften. Die dynamischen Antwortzeiten sind sehr klein. Wenn jedoch eine Parameterschwankung vorhanden ist, erzeugt das eine Instabilität des Systems. Solche Parameterschwankung werden von der Laständerung einer nichtlinearen Last belegt,



die durch eine Änderung von Temperatur und Betriebsbedingungen usw. ausgelöst wird.

Der Repetitive-Regler hat eine gute Fähigkeit gegen Laststörungen, jedoch keine ideale dynamische Eigenschaft.

Unter Berücksichtigung der beiden Anforderungen von Fähigkeiten gegen Laststörungen und dynamische Eigenschaften wird für diese Arbeiten der PI-Regler angewendet.

Neben dem PI-Regler gibt es noch folgende Typen:

Spannungsregler, Spannungseffektivwert-Regler, Multi-loop-Regler mit Spannung und Spannungseffektivwert- und Multi-loop-Regler mit Spannung und Strom.

In den Spannungsreglern gibt nur eine Rückkopplungsschleife. Wenn die dynamische Änderung der Last groß ist, wird die Ausgangsspannung größer und es können Verzerrungen auftreten. Zudem sind die dynamischen Antwortzeiten lang.

Der Spannungseffektivwert-Regler kann nur die Konstanz des Effektivwerts der Ausgangsspannung garantieren.

Die Ausgangsspannungs-Wellenform wird nicht kontrolliert, es ist auch negativ, dass die dynamische Antwort sehr langsam ist.

Der Multi-loop-Regler mit Spannung und Spannungs-Effektivwert hat folgende Vorteile: Keine bleibende Regelabweichung (steady-state error), schnelle dynamische Antwort, gutes Verhalten gegen Laststörungen. Jedoch wegen der fehlenden Steuerung des Ausgangsstroms kann er keinen Überstromschutz für Wechselrichter übernehmen.

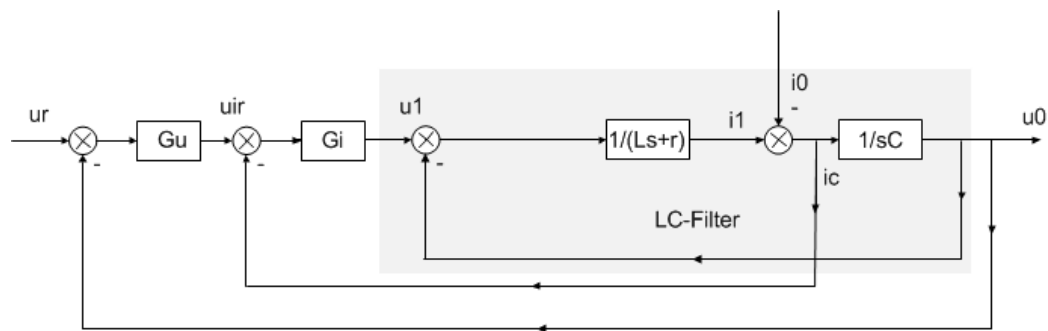
### **3.4 Zwei-Schleifen-Regelung für Spannung und Strom**

Der Multi-loop-Regler für Spannung und Strom kann die hohe Leistungsanforderung der Ausgangsspannung erfüllen. Der Grund dafür ist, dass die Spannung-Rückkopplungsschleife nicht nur den Spannungseffektivwert, sondern auch die Spannungs-Wellenform steuern kann. Zur gleichen Zeit wird die Stromschleife die dynamische Antwort beschleunigen, das Verhalten gegen Laststörungen verbessern und dabei die Verzerrung der Ausgangsspannung verringern.

Demzufolge können zwei Kategorien nach der Quelle des Rückkopplungsstroms unterteilt werden:

Im ersten Fall wird der Strom durch Filterkondensator als die Quelle des Rückkopplungsstroms verwendet. (Abbildung 3-9)[43]

Im zweiten Fall wird der Strom durch den Filterinduktor als die Quelle des Rückkopplungsstroms verwendet. (Abbildung 3-10)



**Abbildung 3-9; Blockschaltung des Multi-loop-Reglers mit Spannung und Kondensatorstrom**

Die Blockschaltung von Multi-loop-Regler mit Spannung und Kondensatorstrom ist in Abbildung 3-9 zu sehen.

Der Vergleich zwischen gegebenem Spannungssignal  $u_r$  und Ausgangsspannung-Rückkopplungssignal  $u_0$  erzeugt ein Spannungs-Fehlersignal. Durch den Spannungsregler  $G_u$  wird ein Sollstromsignal  $u_{ir}$  erzeugt.

Der Vergleich zwischen  $u_{ir}$  und Kondensatorstrom  $i_c$  ergibt den Wert für den Stromfehler. Durch den Stromregler  $G_i$  wird ein Steuersignal  $u_1$  erzeugt.

Weil der Laststrom  $i_0$  in der Kondensatorstromschleife enthalten ist, kann diese Laststörung durch die Stromschleife wirksam unterdrückt werden

Aus Abbildung 3-5 entnimmt man:

$$i_c = C \cdot \frac{du_0}{dt} \quad \text{Gl. 3.4-1}$$

Die Steuerung der Stromwellenform  $i_c$  ist äquivalent zur Steuerung der Wellenform der Ausgangsspannung  $u_0$ . Somit ergibt sich ein gutes dynamisches Verhalten gegen Laststörungen.

Jedoch ist der Nachteil, dass mit dieser Steuerung kein Überstromschutz für den Wechselrichter möglich ist, damit kann sie nicht verwendet werden.

Aus Abbildung 3-5 und der 1. Kirchhoff-Regel ergibt sich der Induktor-Strom:

$$i_1 = i_0 + i_c \quad \text{Gl. 3.4-2}$$

Wie aus der Gleichung 3.4-2 ersichtlich ist, kann die Begrenzung der  $i_c$  keine Begrenzung von  $i_1$  bewirken, da der Laststrom  $i_0$  zu berücksichtigen ist. Zu erwähnen ist, der Strom der durch den Induktor fließt, auch der Strom durch den Wechselrichter ist.

Ein Überstromschutz für Wechselrichter kann aus diesem Grund nicht sichergestellt werden.

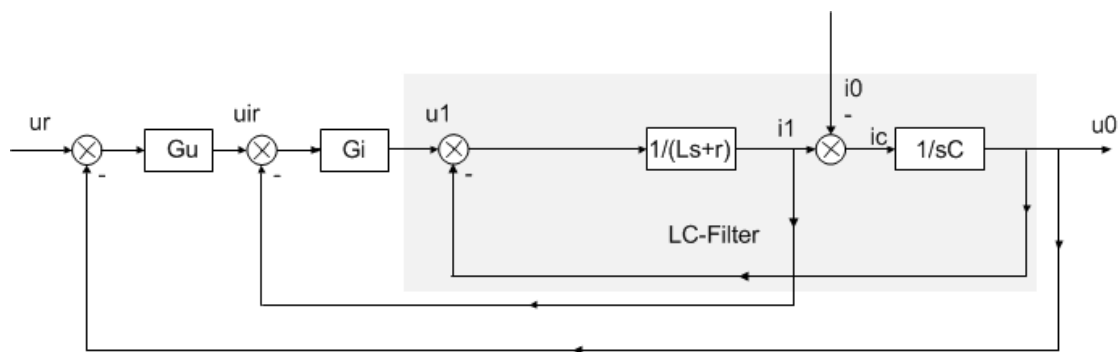


Abbildung 3-10; Blockschtung des Multi-loop-Reglers mit Spannung und Spulen-Strom

Wenn der Strom durch den Filterinduktor als die Quelle für den Rückkopplungs-Strom verwendet wird, kann mittels Begrenzung des Induktor-Stroms  $i_1$  ein Überstromschutz für den Wechselrichter garantiert werden.

Jedoch ist das dynamische Verhalten gegen Laststörungen nicht als gut zu bezeichnen, und vergleichbar mit der Kondensatorstromschleife.

Wie in Abbildung 3-10 zu sehen ist, ist der Laststrom  $i_0$  als externes Störsignal außerhalb der Rückkopplungsschleife zu erkennen. Diese Schleife hat keinen Einfluss auf die Laststörung.

Zur Verbesserung des Verhaltens gegen Laststörungen kann der Laststrom  $i_0$  auch in der Stromschleife addiert werden, wie es in Abbildung 3-11 gezeichnet ist.  $\alpha$  ist der Kompensations-Koeffizient für die Steuerung des Laststroms.

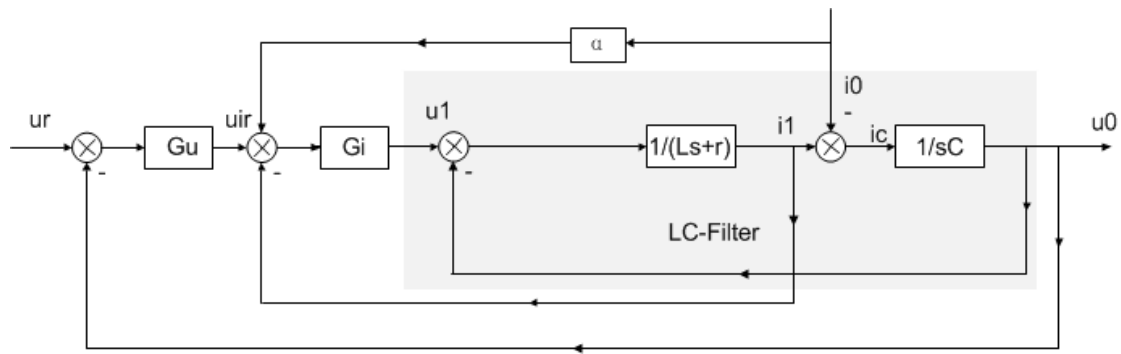


Abbildung 3-11; Blockschalung des Multi-loop-Reglers mit Spannung und Spulen-Strom und Laststrom

Durch Umformung der Gleichung 3.4-2 erhält man:

$$-i_c = i_0 - i_1 \quad \text{Gl. 3.4-3}$$

Der Laststrom abzüglich des Induktor-Stroms ist äquivalent zum Kondensatorstrom und damit eine geeignete Rückkopplung.

Diese Steuerstrategie (Abbildung 3-11) hat die Vorteile der beiden oben genannten Steuerstrategien (Abbildung 3-9 und Abbildung 3-10), und vermeidet in der gleichen Zeit ihre Nachteile. Das System ist stabil und ist sehr Robust, zudem kann auch der Überstromschutz für Wechselrichter gewährleistet werden.

In dieser Funktion wird der Multi-loop-Regler für Spannung, Induktor-Strom und Laststrom als Steuerstrategie verwendet.

Wenn die Arbeitsfrequenz viel größer als die Ausgangsfrequenz ist, kann man den Wechselrichter als linearen Verstärker betrachten.

$$U_1 = K_{\text{PWM}} \cdot U_{\text{dc}}$$

$K_{\text{PWM}}$  ... Modulationsgrad.

Detaillierte Herleitungen sind im Anhang, Kapitel 8.1, enthalten.

Um den Einfluss der Gleichspannungsschwankungen zu beschränken, kann eine Feedforward-Entkopplung ( $\frac{1}{U_{\text{dc}}}$ ) verwendet werden, wie es in Abbildung 3-12 gezeigt wird.

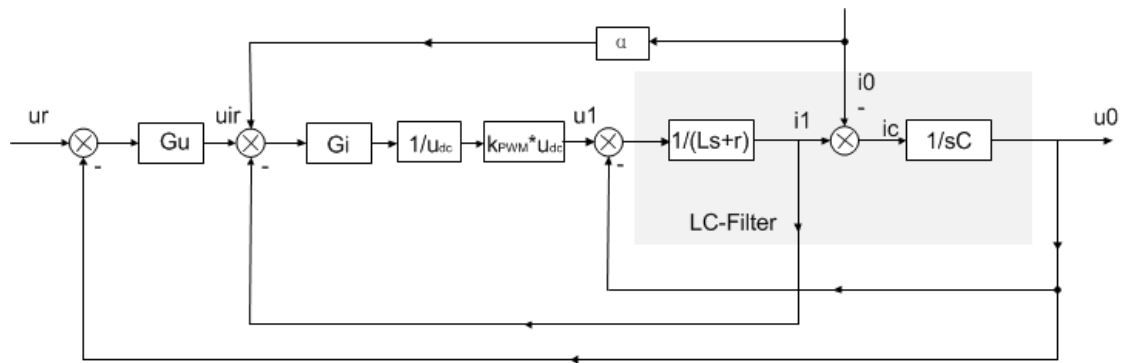


Abbildung 3-12 Blockschaltung des Multi-loop-Reglers

### 3.5 PI-Parameterabstimmung

Die Übertragungsfunktionen von Spannungsregler und Stromregler sind:

$$G_u(s) = k_{uP} + \frac{k_{uI}}{s} \quad \text{Gl. 3.5-1}$$

$$G_i(s) = k_{iP} + \frac{k_{iI}}{s} \quad \text{Gl. 3.5-2}$$

$k_{uP}$  ...           proportionalen Konstant des Spannungsregler  
 $k_{uI}$  ...           integrierender Konstant des Spannungsregler  
 $k_{iP}$  ...           proportionalen Konstant des Stromregler  
 $k_{iI}$  ...           integrierender Konstant des Stromregler

Aus Abbildung 3-12 kann die Übertragungsfunktion des Systems abgeleitet werden:

$$\begin{aligned}
 U_0(s) = & \frac{\frac{k_{PWM} \cdot k_{iP} \cdot k_{uP}}{L \cdot C} \cdot s^2 + \frac{k_{PWM} \cdot (k_{iP} \cdot k_{uI} + k_{iI} \cdot k_{uP})}{L \cdot C} \cdot s + \frac{k_{PWM} \cdot k_{iI} \cdot k_{uI}}{L \cdot C}}{D(s)} \cdot U_r(s) \\
 & + \frac{\frac{1}{C} \cdot s^3 + \frac{r + k_{PWM} \cdot k_{iP} \cdot (1 - \alpha)}{L \cdot C} \cdot s^2 + \frac{k_{PWM} \cdot k_{iI} \cdot (1 - \alpha)}{L \cdot C} \cdot s}{D(s)} \cdot I_0(s)
 \end{aligned}$$

Gl. 3.5-3

In gekürzter Darstellung:

$$U_0(s) = G_{ur}(s) \cdot U_r(s) - G_{i0}(s) \cdot I_0(s) \quad \text{Gl. 3.5-4}$$

Die charakteristische Gleichung des Systems ist:

$$D(s) = s^4 + \frac{k_{P_{PWM}} \cdot k_{iP} + r}{L} \cdot s^3 + \frac{k_{P_{PWM}} \cdot (k_{iP} \cdot k_{uP} + 1 + C \cdot k_{iI})}{L \cdot C} \cdot s^2 + \frac{k_{P_{PWM}} \cdot (k_{iP} \cdot k_{uI} + k_{iI} \cdot k_{uP})}{L \cdot C} \cdot s + \frac{k_{P_{PWM}} \cdot k_{iI} \cdot k_{uI}}{L \cdot C} \quad \text{Gl. 3.5-5}$$

Detaillierte Herleitungen sind in Anhang, Kapitel 8.5, enthalten.

In der Gleichung 3.5-4 verkörpert  $\mathbf{G}_{ur}(s)$  die Übertragungsfunktion der Ausgangsspannung zum gegebenen Signal  $\mathbf{u}_r$ .  $\mathbf{G}_{i0}(s)$  ist die Störcharakteristik des Laststroms, und ist auch als die äquivalente Ausgangsimpedanz anzusehen.

Die Polstellen von  $\mathbf{G}_{ur}(s)$  stellen das dynamische Verhalten des Systems dar. Aus diesem Grund führt eine gute Konfiguration der Polstellen von  $\mathbf{G}_{ur}(s)$  zu besserem dynamischen Verhalten des Systems.

Für die dominanten Pole des  $PT_4$ -Glieds gilt:

$$s_{1,2} = -\zeta_r \omega_r \pm j \omega_r \sqrt{1 - \zeta_r^2} \quad \text{Gl. 3.5-6}$$

$\omega_r \dots$  gewünschte Resonanzfrequenz

$\zeta_r \dots$  gewünschte Dämpfungsgrad

für die nicht-dominanten Pole:

$$s_3 = -m \zeta_r \omega_r \quad \text{Gl. 3.5-7}$$

$$s_4 = -n \zeta_r \omega_r \quad \text{Gl. 3.5-8}$$

Die gewünschte charakteristische Gleichung ist:

$$D_r(s) = (s^2 + 2\zeta_r \omega_r s + \omega_r^2)(s + m\zeta_r \omega_r)(s + n\zeta_r \omega_r) \quad \text{Gl. 3.5-9}$$

Mit den Gleichungen 3.5-5 und 3.5-9 können die PI-Parameter durch Auswertung der Ausdrücke von  $\zeta_r$ ,  $\omega_r$  und  $L$ ,  $C$ ,  $r$ ,  $m$ ,  $n$  ermittelt werden.

Mit den folgenden Vorgaben können die PI-Parameter berechnet werden:

$$r = 0.3\Omega, C = 10\mu\text{F}, L = 5\text{mH}, \zeta_r = 0.8, \omega_r = 2500, n = m = 10, \alpha = 1, k_{P_{PWM}} = 0.6,$$

PI-Parameter:

$$k_{iP} = 366.167$$

$$k_{iI} = 296660$$

$$k_{uP} = 0.043$$

$$k_{uI} = 70.226$$

Gl. 3.5-10

Detaillierte Herleitungen sind im Anhang, Kapitel 8.6, enthalten.

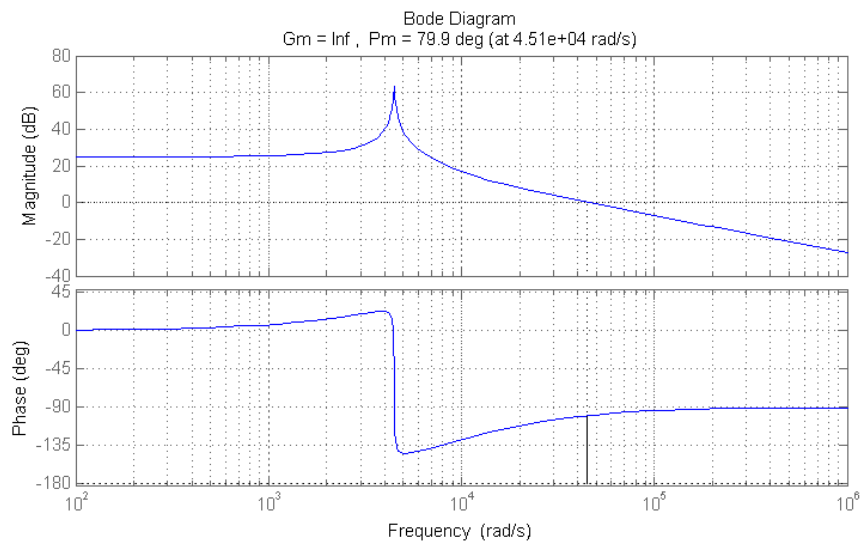
$\zeta_r$  und  $\omega_r$  werden durch wiederholte Tests von Sprungantworten des Systems ermittelt.

Die Filter-Parameter werden mit Hilfe der Gleichungen in Kapitel 2.2.2.3 berechnet, und nach einer Rundung verwendet.

Für die nicht-dominanten Pole kann aus Simulation und Experimenten  $m=n=10$  und  $\alpha = 1$  ermittelt werden.

Mit den Gleichungen 3.5-3 und 3.5-10 können der Frequenzgang und die Sprungantwort des Systems gezeichnet werden.

Detaillierte Herleitung sind in Anhang, Kapitel 8.7, enthalten.



**Abbildung 3-13; Frequenzgang der Open-loop-Stromschleife**

Die Stabilitäts-Eigenschaft kann durch die Phasenreserve validiert werden. Um eine zufriedenstellende Stabilität zu bekommen, muss die Phasenreserve größer als 30° sein, tatsächlich ist die Phasenreserve der Stromschleife 79.9°. Daraus resultiert eine hohe Stabilität.

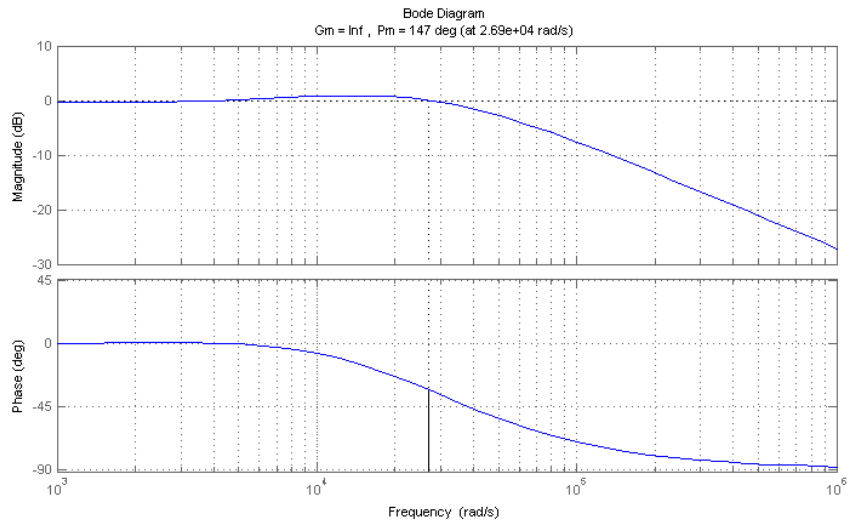


Abbildung 3-14; Frequenzgang der Close-loop-Stromschleife

Die Bandbreite der Stromschleife ist groß, die dynamische Antwort ist sehr schnell.

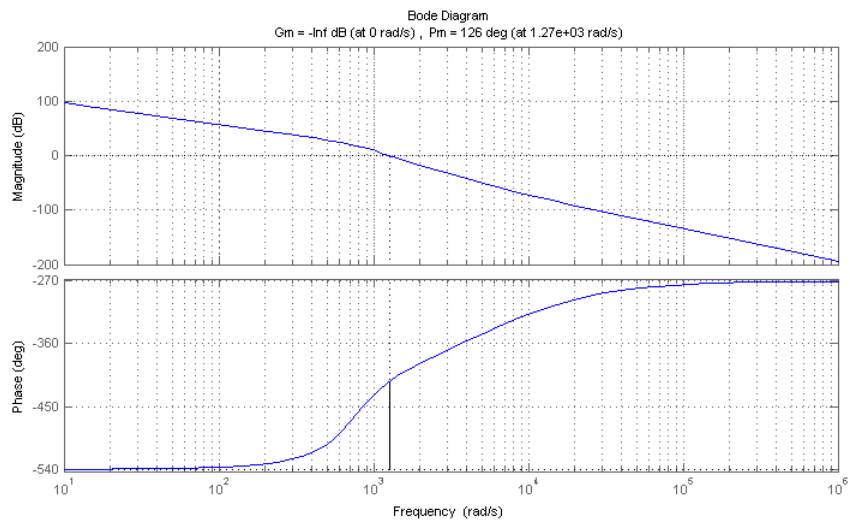
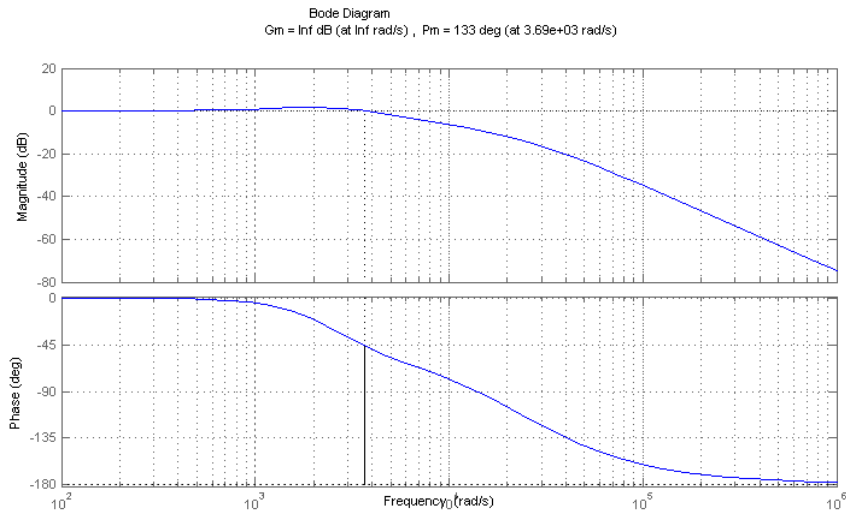


Abbildung 3-15; Frequenzgang der Open-loop-Spannungsschleife

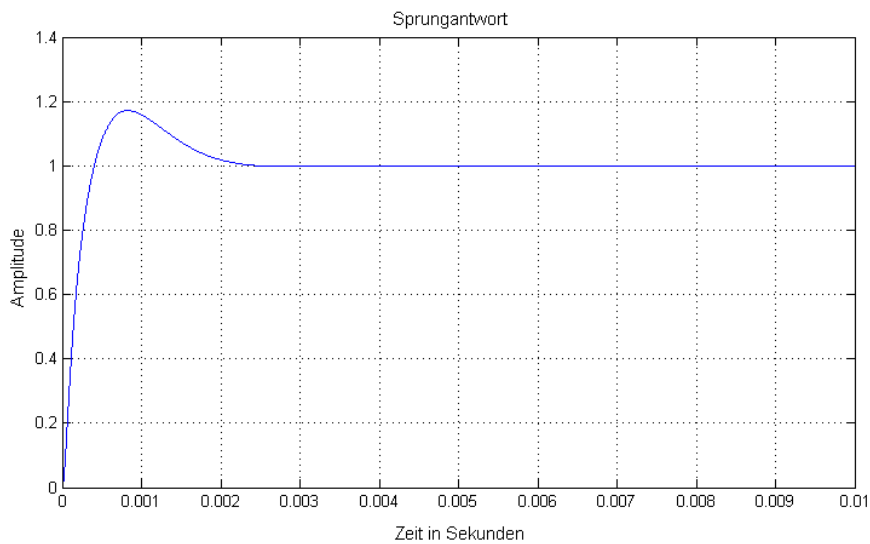
Die Phasenreserve der Spannungsschleife ist  $126^\circ$ . Daraus resultiert ebenfalls eine hohe Stabilität.





**Abbildung 3-16; Frequenzgang der Closed-loop-Spannungsschleife**

Die Bandbreite der Spannungsschleife ist ebenfalls groß und die dynamische Antwort ist schnell.



**Abbildung 3-17; Sprungantwort der Closed-loop-Spannungsschleife**

Nach der Berechnung von Abbildung 3-17 erhalten wir das Überschwingen und die Einschwingzeit.

Überschwingen:  $\sigma = 17.15\%$ , Einschwingzeit (in 5%):  $t_s = 0.0017\text{s}$

Die dynamische Antwort ist sehr schnell.

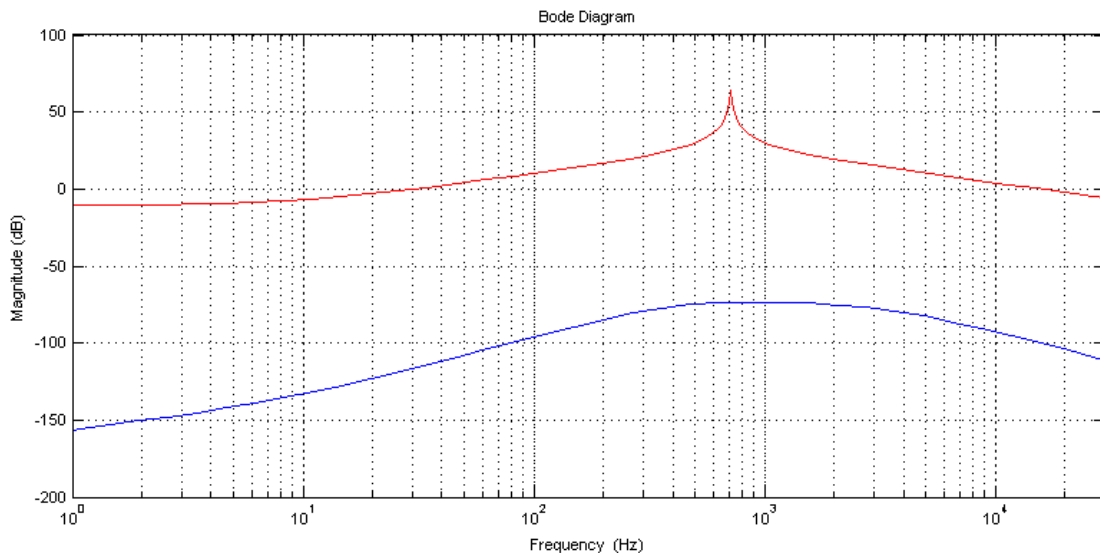


Abbildung 3-18; Frequenzgang der Ausgangsimpedanz

In Abbildung 3-18 ist die rote Linie die Ausgangsimpedanz des Systems der offenen Schleife, die blaue Linie ist die Ausgangsimpedanz der geschlossenen Schleife. Es ergibt sich eine große Dämpfung durch der Ausgangsimpedanz, jedoch hat das System ein gutes Verhalten gegenüber Laststörungen.

### 3.6 Reproduzieren der realen Netzausfälle

Unter den verschiedenen Arten von Netzausfällen verursacht der Spannungseinbruch 70% - 90% der Netzqualitäts-Probleme. [44]

Die meisten Spannungseinbrüche werden durch Kurzschluss in den Übertragungsleitungen verursacht, wobei einphasige Erdschlüsse am häufigsten sind. Deshalb eine Analyse zu dem einphasigen Erdschluss.

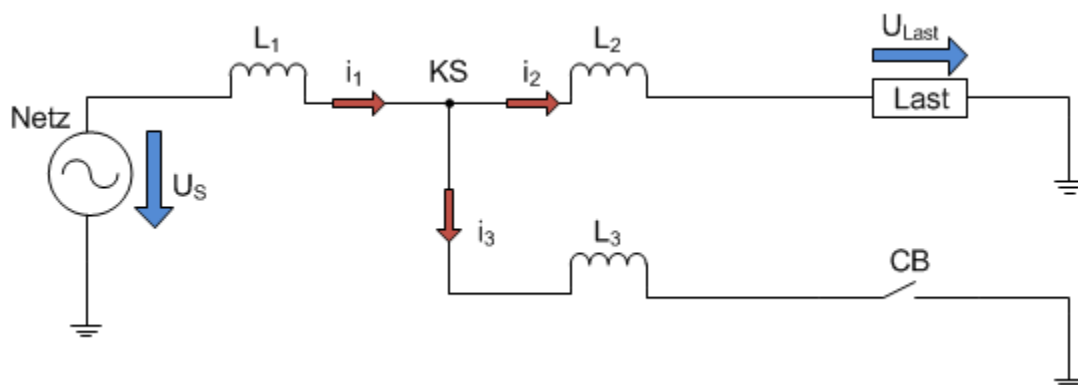


Abbildung 3-19; Ersatzschaltung bei einem einphasigen Erdkurzschluss

Abbildung 3-19 ist die vereinfachte Ersatzschaltung des einphasigen Erdschlusses.

Wenn das Netz im Normalbetrieb ist, wird der Strom entlang der Übertragungsleitung ( $L_1, L_2$ ) durch die Last fließen.

Wenn ein Erdkurzschluss am Punkt KS stattfindet, wird ein Teil des Stroms entlang der Übertragungsleitung  $L_2$  auf die Last zufließen. Ein anderer Teil des Stroms wird entlang der Übertragungsleitung  $L_3$  in die Erdung abfließen.

Annahme:

Die Amplitude der Netzspannung sei  $U_{sm}$ , der Phasenwinkel  $0^\circ$ .

$$U_s = U_{sm} \cdot \angle 0^\circ \quad \text{Gl. 3.6-1}$$

Um die Berechnung zu vereinfachen, werden die Impedanzen von Last und Übertragungsleitung wie folgt angenommen:

$$\text{Last} = R \quad \text{Gl. 3.6-2}$$

$$Z_{L1} = jX_1; Z_{L2} = jX_2; Z_{L3} = jX_3 \quad \text{Gl. 3.6-3}$$

Wenn das Netz im Normalbetrieb ist, gilt mit Gleichung und Abbildung 3-19 für die Spannung an der Last:

$$U_{\text{Last}} = U_s \frac{R}{R + j(X_1 + X_2)} = U_{sm} \cdot \left| \frac{R}{R + j(X_1 + X_2)} \right| \cdot \angle \left( \frac{R}{R + j(X_1 + X_2)} \right) \quad \text{Gl. 3.6-4}$$

$$\text{Die Amplitude der Lastspannung ist } U_{sm} \cdot \left| \frac{R}{R + j(X_1 + X_2)} \right|$$

$$\text{Der Phasenwinkel der Lastspannung ist } \angle \left( \frac{R}{R + j(X_1 + X_2)} \right)$$

Wenn ein Erdkurzschluss am Punkt KS stattfindet, ist die Amplitude der

$$\text{Lastspannung } U_{sm} \cdot \left( \left| \frac{(R + jX_2)jX_3}{(R + jX_2)jX_3 + jX_1} \right| \cdot \left| \frac{R}{R + jX_2} \right| \right) \text{ und der Phasenwinkel ist}$$

$$\angle \left( \frac{(R + jX_2)jX_3}{(R + jX_2)jX_3 + jX_1} \right) + \angle \left( \frac{R}{R + jX_2} \right)$$

Die obige Berechnung gilt für den Fall, dass der Grid-Simulator einen Spannungseinbruch erzeugen will, der durch einen einphasigen Erdkurzschluss verursacht wurde. Jedoch muss die Impedanz der Last bekannt sein, um die richtige und reale Amplitudenänderung und den Phasenwinkelsprung zu reproduzieren.

In der praktischen Anwendung ist aber für den Grid-Simulator die Last eine Blackbox, die Lastimpedanz ist unbekannt.

Um das Problem zu lösen, wird hier ein Algorithmus vorgestellt, der auf einer Differenzialgleichung für den Laststrom basiert.

Aus Abbildung 3-19 und mit der Kirchhoff'schen Regel bekommt man die Differentialgleichung:

$$u_s(t) = L_1 \frac{di_1(t)}{dt} + L_2 \frac{di_2(t)}{dt} + u_{\text{Last}}(t) \quad \text{Gl. 3.6-5}$$

$$L_3 \frac{di_3(t)}{dt} = L_2 \frac{di_2(t)}{dt} + u_{\text{Last}}(t) \quad \text{Gl. 3.6-6}$$

$$i_1(t) = i_2(t) + i_3(t) \quad \text{Gl. 3.6-7}$$

Dabei sind  $u_{\text{Last}}(t)$ , und  $i_1(t)$ ,  $i_3(t)$  unbekannt. Der Laststrom  $i_2(t)$  kann durch den Stromsensor gemessen und damit bekannt sein. Die Leitungsimpedanz  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$  kann durch die Länge und die Eigenschaft der Übertragungsleitung berechnet werden. Die Netzspannung  $u_s(t)$  ist gegeben.

Einsetzen von Gleichung 3.6-7 in Gleichung 3.6-5:

$$u_s(t) = (L_1 + L_2) \frac{di_2(t)}{dt} + L_1 \frac{di_3(t)}{dt} + u_{\text{Last}}(t) \quad \text{Gl. 3.6-8}$$

Sowie in die Gleichung 3.6-6:

$$\frac{di_3(t)}{dt} = \frac{L_2}{L_3} \frac{di_2(t)}{dt} + \frac{1}{L_3} u_{\text{Last}}(t) \quad \text{Gl. 3.6-9}$$

Einsetzen von Gleichung 3.6-9 in Gleichung 3.6-8:

$$u_s(t) = (L_1 + L_2 + \frac{L_1 L_2}{L_3}) \frac{di_2(t)}{dt} + (1 + \frac{L_1}{L_3}) u_{\text{Last}}(t) \quad \text{Gl. 3.6-10}$$

Die Lastspannung  $u_{\text{Last}}(t)$  mit dem Wert von Netzspannung  $u_s(t)$  und Laststrom  $i_2(t)$  ist:

$$u_{\text{Last}}(t) = \frac{L_3}{L_1 + L_3} \cdot u_s(t) - \frac{L_1 L_3 + L_2 L_3 + L_1 L_2}{L_1 + L_3} \cdot \frac{di_2(t)}{dt} \quad \text{Gl. 3.6-11}$$

Mit Hilfe der Gleichung 3.6-11 kann der Grid-Simulator die Spannungseinbruch-Wellenform die durch einen einphasigen Erdkurzschluss verursacht wird erzeugen, auch wenn die Lastimpedanz unbekannt ist.

### 3.7 Simulation und Analyse

Nach den Erkenntnissen der Topologie und der Steuerstrategien in Kapitel 2 und Kapitel 3 wird ein Matlab / Simulink Simulationsmodell (nach Abbildung 3-20) gebaut, basierend auf der Topologie in Kapitel 2.1.2, also mit dem Grid-Simulator mit separatem Ausgang.

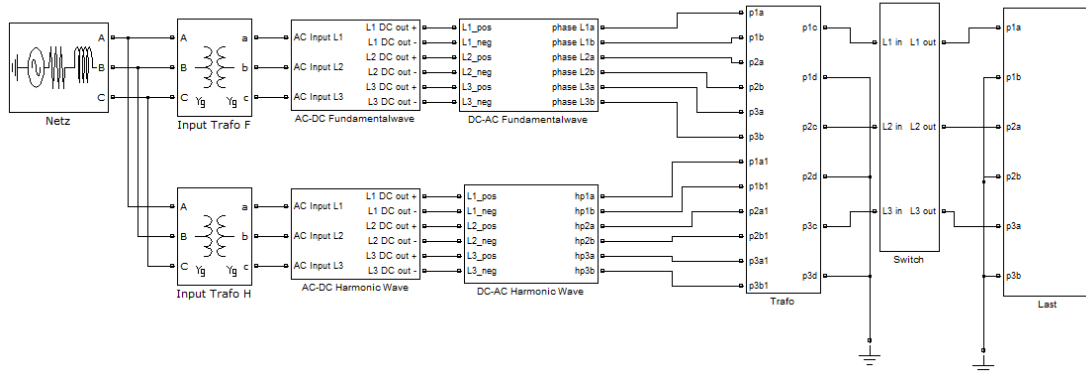


Abbildung 3-20; Simulationsmodell des Grid-Simulators

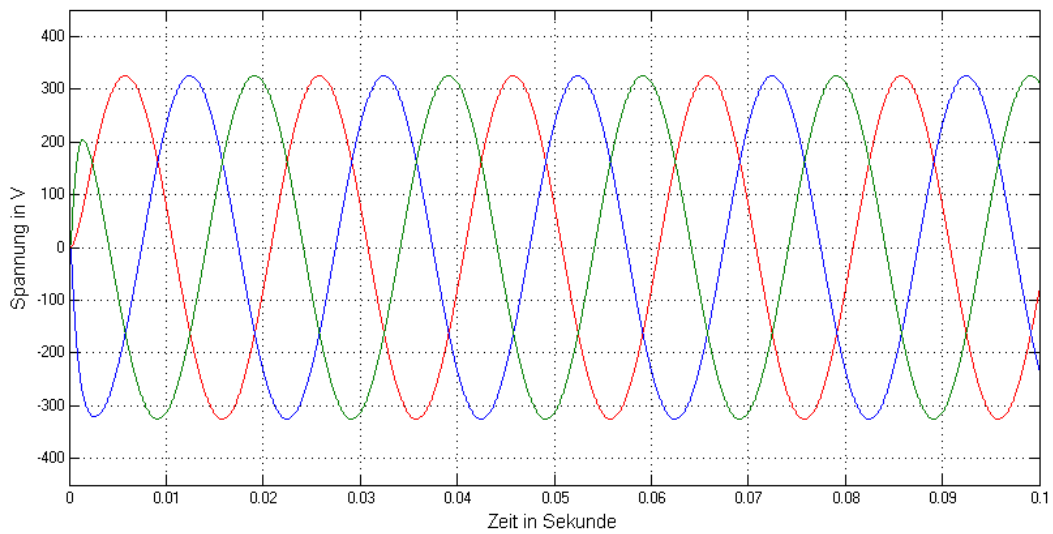
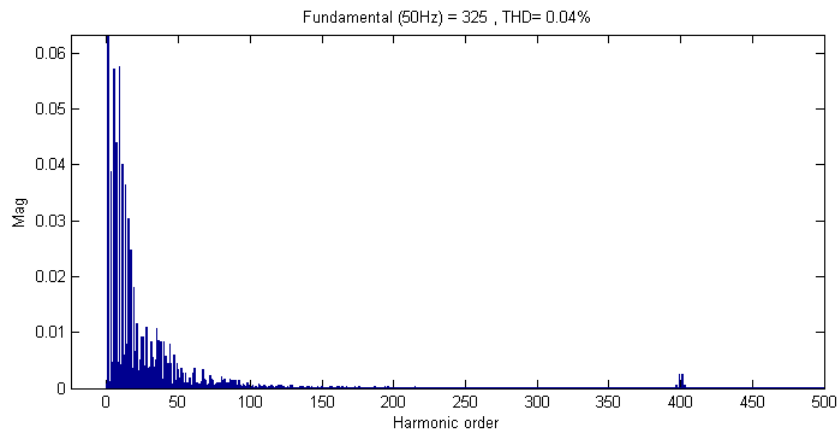


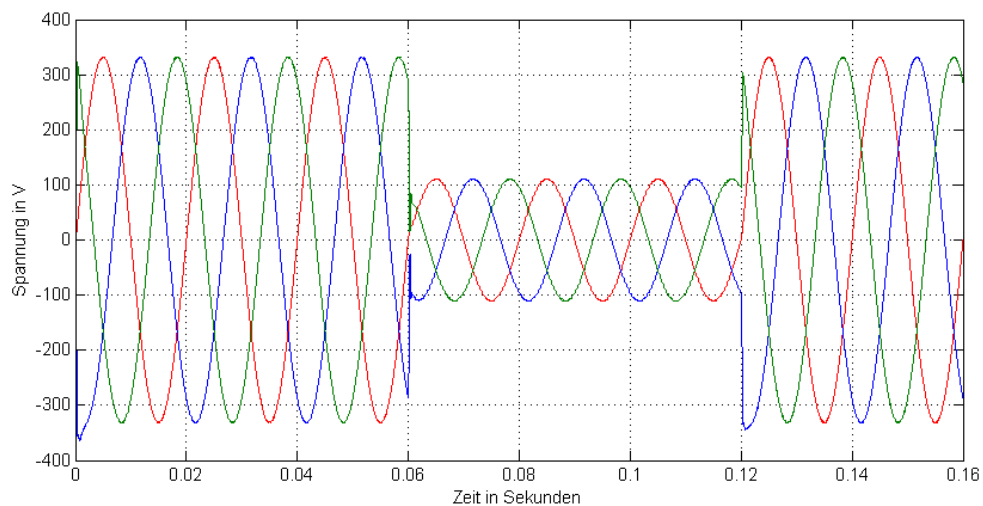
Abbildung 3-21; Simulation des Netzbetriebes (230Vrms und 50Hz)

Rote, blaue und grüne Kurven sind die Spannungen der einzelnen Phasen L1, L2, L3.



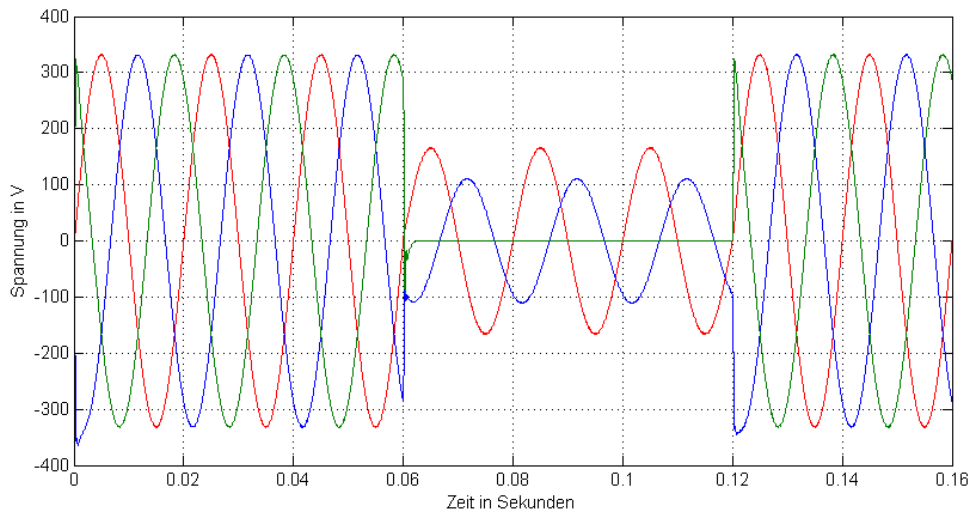
**Abbildung 3-22; Frequenzspektrum der Ausgangsspannung in Phase L1**

Laut Abbildung 3-22 ist der THD der Ausgangsspannung nur 0.04%, man kann erkennen, dass es fast keine Verzerrung gibt.



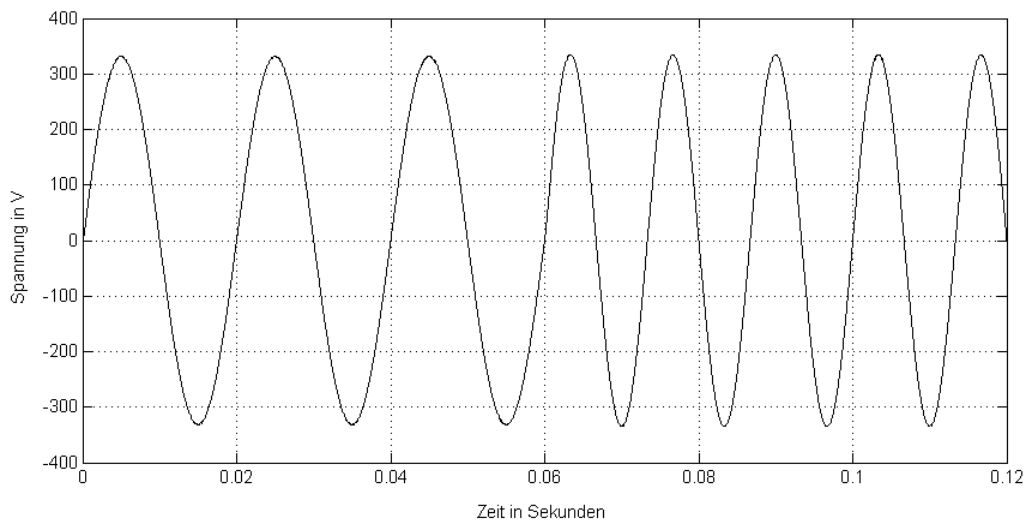
**Abbildung 3-23; Symmetrische Spannungsabfall auf 33%**

In nur 0,06s ist der dreiphasige Spannungseinbruch auf 33% der ursprünglichen Spannung und nach 0,12s zurück zur Normalität.



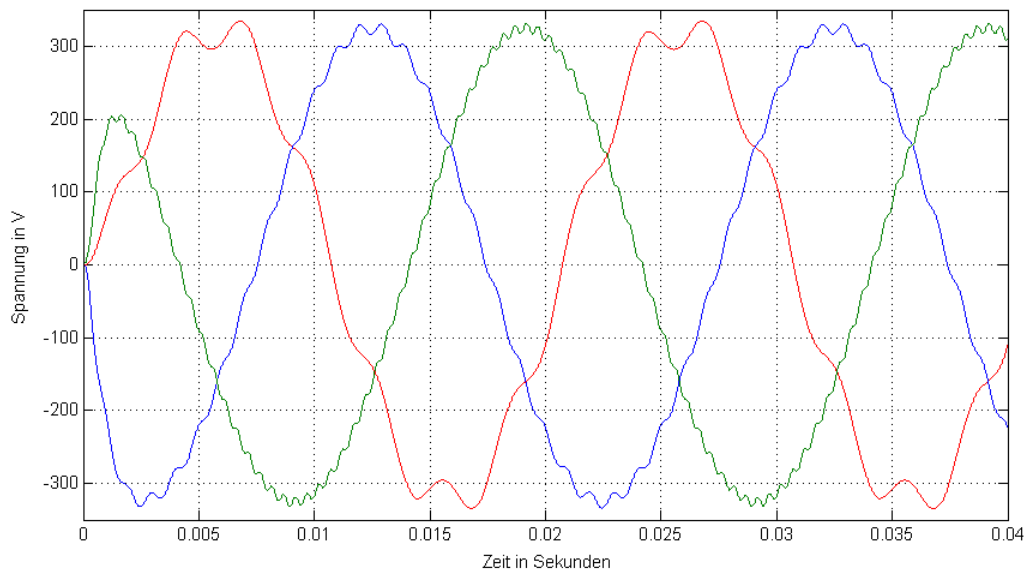
**Abbildung 3-24; Unsymmetrischer Spannungseinbruch**

Die Spannungseinbrüche von L1, L2, L3 sind jeweils 50%, 33%, 0%, keine Änderung der Phasenlage.

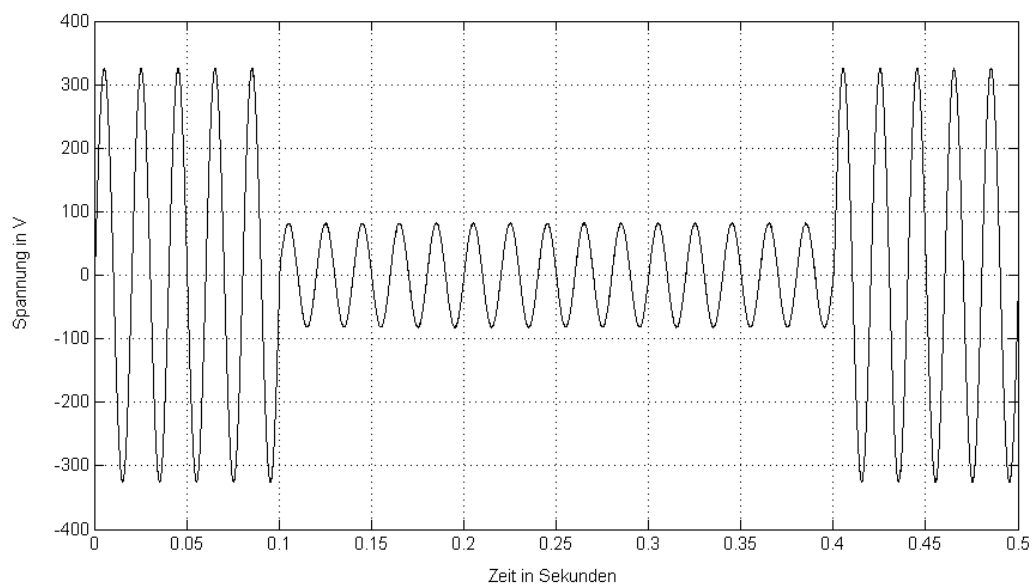


**Abbildung 3-25; Frequenzverschiebung von L1**

Die Frequenz wird in 0.06s von 50Hz nach 75Hz verändert.



**Abbildung 3-26; Dreiphasige harmonische Oberwellen**  
 Die Ordnung der harmonischen Oberwellen von L1, L2, L3 sind jeweils 7, 20, 40.



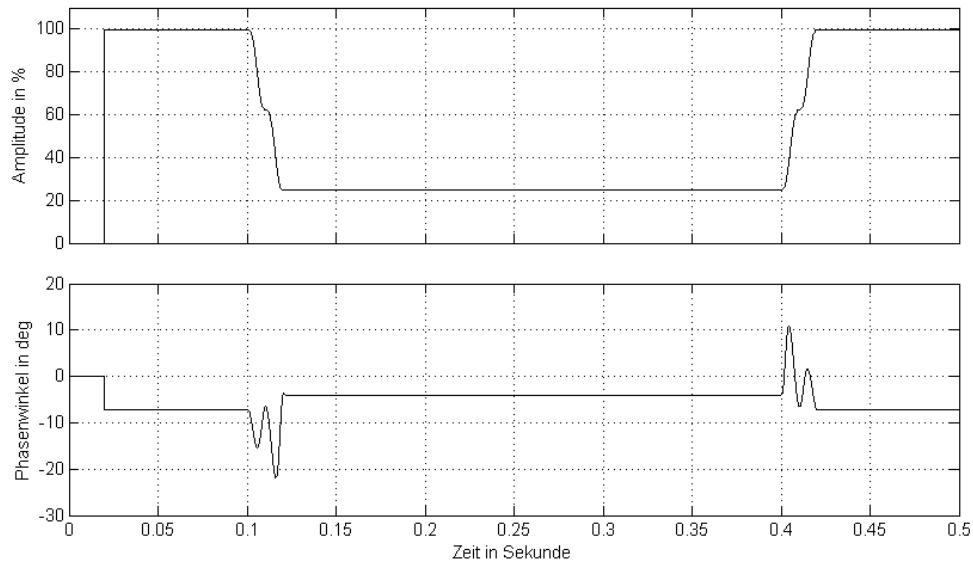
**Abbildung 3-27; Spannungseinbruch bei einem einphasigen Erdkurzschluss**

Nach der Gleichung 3.6-3 und den Annahmen von:

$Z_1 = j3\Omega$ ,  $Z_2 = j2\Omega$ ,  $Z_3 = j1\Omega$ ,  $Z_{Last} = 40\Omega$  und  $U_{sm} = 325V$ , ist die Spannungsamplitude vor den Erdkurzschluss 100%  $U_s$ , der Phasenwinkel ist  $-7,13^\circ$ .

Die Amplitude nach dem Erdkurzschluss ist 25%  $U_s$ , der Phasenwinkel ist  $-3,93^\circ$ .





**Abbildung 3-28; Amplituden-und Phase-Verlauf bei einphasigem Erdkurzschluss**

Aus Abbildung 3-28 zeigt, ist die Spannungsamplitude vor den Erdkurzschluss 99,89%  $U_s$ , die Phasenwinkel ist  $-7,25^\circ$ .

Die Amplitude nach dem Erdkurzschluss ist 25,04%  $U_s$ , der Phasenwinkel ist  $-4,04^\circ$ .

Mit dem Algorithmus, der auf das Differenzial von Laststrom basiert (Gleichung 3.6-11), kann der Grid-Simulator eine hochgenaue einphasige Wellenform von einphasigem Erdkurzschluss simulieren.

Die Simulation in Matlab/Simulink validiert vorläufig die Korrektheit der Entwürfe in den beiden Kapitel 2 und Kapitel 3.

# 4 System-Entwurf

## 4.1 Hardware-Entwurf

Nach den Analysen, Forschungen der Topologie und Steuerungen für Grid-Simulatoren in den obigen Kapiteln wird ein 1kVA-Klasse-Grid-Simulator mit gemeinsamem Ausgang (Kapitel 2.1.1) aufgebaut. Aus Zeit- und Kostengründen wird in dieser Arbeit ein einphasiger Grid-Simulator verwendet. Weil der dreiphasige Grid-Simulator nur aus drei einphasigen Grid-Simulatoren besteht, ergibt sich für die Validierung der Topologie und die Steuerstrategie die gleiche Aussage.

### 4.1.1 Gesamtstruktur

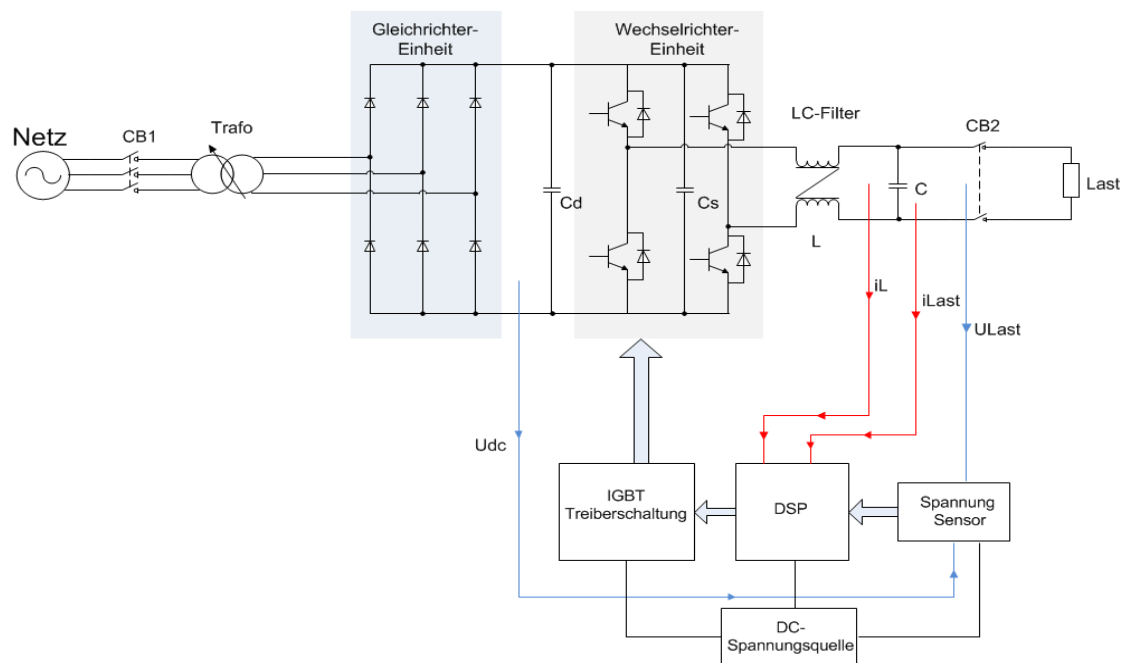


Abbildung 4-1; Gesamtstruktur des einphasigen Grid-Simulators

Der Grid-Simulator besteht aus den folgenden Komponenten:

1. Zwei IGBT-Halbbrücken, ein dreiphasiger Gleichrichter mit Dioden;
  2. Netz, Einstellbarer Dreiphasentransformator;
  3. DC-Dämpfungskondensator  $C_d$ , LC-Filter, IGBT-Snubber-Kondensator  $C_s$ ;
  4. Zwei Leitungsschutzschaltern;
  5. Last;
  6. Sensoren für Gleich- Lastspannung, Laststrom, Filterinduktor-Strom;
  7. IGBT-Treiberschaltung, DSP-Schaltung;
- Gleichspannungsquelle für Treiberschaltung und DSP.

## 4.1.2 Komponentenauswahl

### 4.1.2.1 Gleichrichter und Wechselrichter

Der Gleichrichter ist ein dreiphasiger ungesteuerter Gleichrichter von SanRex DF50AA160. Der Wechselrichter enthält zwei IGBT-Halbbrücke-Modulen von Fuji Electric 2MBI75U4A-120.

### 4.1.2.2 DC-Dämpfungs-Kondensator und IGBT-Snubber-Kondensator

Weil ein ungesteuerter Gleichrichter durch den PWM-Gleichrichter ersetzt wird, um die Anforderung vom bidirektionalen Leistungsfluss partiell zu erfüllen, wird dazu ein DC-Dämpfungs-Kondensator  $C_d$  verwendet. Nach der Berechnung muss  $C_d$  grösser als  $300\mu\text{F}$  sein. Hier werden zwei Kondensatoren von  $820\mu\text{F}$  in Reihe geschaltet. Das ist gleich wie einem Kondensator von  $410\mu\text{F}$ , besitzt aber höhere Spannungsfestigkeit. Weitere Ausführungen zur Dimensionierung des Dämpfungskondensators sind in Anhang, Kapitel 8.8, enthalten.

Wenn die Schaltungsverdrahtung zu lang ist, wird die Induktivität des Leiters zu einer Überspannung führen. Im Falle, wenn die Schaltung mit hoher Frequenz arbeitet, wird die Veränderungsrate von Strom ( $di/dt$ ) eine sehr hohe Überspannung verursachen. Dies kann die Schaltungskomponenten beschädigen. Im diesem Falle wird zur Behebung des Probleme ein IGBT-Snubber-Kondensator verwendet, um damit die Schaltungskomponenten zu schützen. Bei dieser Art der Anwendung wird auch die Länge der Schaltungsverdrahtung verkürzt, um damit die Induktivität des Leiters zu verringern. Die IGBT-Snubber-Kondensator in seiner Art ist ein CBB-Kondensator Typ: z.B. von Dawn Cap  $1\mu\text{F} / 1200\text{V}$ .

### 4.1.2.3 Filter

Unter der Berücksichtigung der Eigenschaften des Filterelementes, der Arbeitsfrequenz des IGBT und Prozessgeschwindigkeit des DSP, liegt in dieser Ausführung die maximale Frequenz der Ausgangsspannung bei  $450\text{Hz}$  (9. Ordnung).

Die Filter-Parameter werden durch die Gleichungen in Kapitel 2.2.2.3 berechnet, und nach der Rundung angewendet.

$$C = 10\mu\text{F}, L = 5\text{mH}$$

Die Grenzfrequenz des Filters beträgt  $711,6\text{Hz}$ .

Die Filterspule besteht aus zwei parallel geschalteten identischen Spulen (in Abbildung 4-1). Solche Spule kann den Strom von zwei IGBT-Halbbrücken ausgleichen.

#### **4.1.2.4 Sensoren**

Es gibt vier Sensoren in diesem Grid-Simulator. Es sind die Sensoren für Gleich- und Lastspannung, Laststrom, Filterinduktor-Strom.

Die Spannungsmessung kann durch den Spannungsteiler vorgenommen werden. Der Spannungsteiler ist ein Messwiderstand mit einer hohen Spannungsfestigkeit. Der Spannungsteiler ist einen Spannungssensor mit hoher Zuverlässigkeit, und hoher Genauigkeit mit geringen Kosten.

Die Stromsensoren in dieser Funktion sind Stromwandler mit Hallsonde z.B. von Honeywell CSCA0050A000B15B0.

#### **4.1.2.5 Andere Komponenten**

a) Netz

Das Netz ist die Spannungsquelle des Grid-Simulators. Es erzeugt die dreiphasige Wechselspannung.

b) Einstellbarer Dreiphasen-Transformator

Aufgrund der ungesteuerten Gleichrichter, und um damit die Eingangsspannung einstellbar zu machen, wird ein Dreiphasen-Transformator angewendet.

c) Leistungsschalter

Er wird verwendet, um die Eingangs- und Ausgangsspannung des Grid-Simulators entweder ein- oder auszuschalten.

(SIEMENS 5SJ65637CR 2P63A)

d) Last

Diese Aufgabe übernimmt der Keramik-Widerstand (50Ω) als Lastwiderstand.

e) DSP-Schaltung

Das DSP-Schaltungsboard wird als Steuereinheit des Grid-Simulators verwendet. Es basiert auf dem Chip von Texas Instruments TMS320F2808.

Er hat 16 PWM-Ausgänge, 16 ADC-Eingänge mit 12bit, und die Taktfrequenz ist 100MHz.

f) IGBT-Treiberschaltung

Eine Treiberschaltung, die ein IGBT-Modules (Fuji Electric 2MBI75U4A-120) unterstützt, wird in dieser Schaltung verwendet.

g.) Gleichspannungsquelle

Die Gleichspannungsquelle versorgt die Energie zu dem Spannungssensor, DSP-Schaltung und IGBT-Treibschaltung.

## 4.2 Software-Entwurf

Es wird eine System-Software verwendet, um die Steuerstrategie in Kapitel 3 umzusetzen zu können.

Das System-Programm besteht aus zwei Teilen, dem *Hauptprogramm-Modul* und dem *Unterbrechungsroutine-Modul*.

Das Hauptprogramm-Modul wird hauptsächlich für die DSP-Initialisierung verwendet, das Unterbrechungsrouinen-Modul realisiert den Steueralgorithmus.

### 4.2.1 Hauptprogramm

Das Hauptprogramm wird zu Beginn der Initialisierung und Vorbereitung von DSP in Betrieb gesetzt. Es sind die Variableninitialisierung, und die Initialisierung des DSP-Systems, die Initialisierung der I/O, und Initialisierung der ADC-Modul usw.

Das Flussdiagramm des Hauptprogramms ist in Abbildung 4-2 dargestellt.

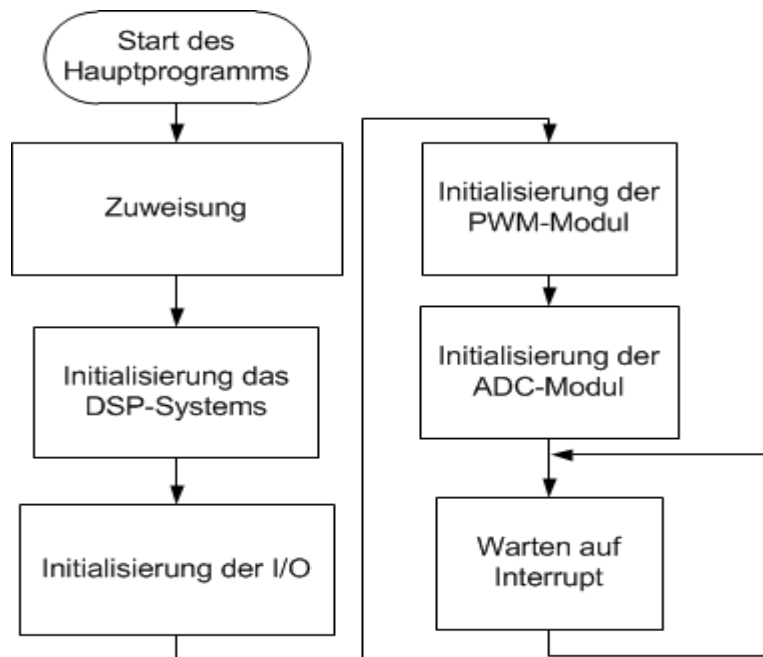


Abbildung 4-2; Das Flussdiagramm des Hauptprogramms

## 4.2.2 Unterbrechungsroutine

Die Unterbrechungsroutine ist der Schwerpunkt der Software-Implementierung. In diesem Teil wird die Abtastung von Strom- und Spannungssignal, der PI-Algorithmus, die Erzeugung der PWM-Wellenform und der Fehlerschutz von Überspannung und Überstrom in der Unterbrechungsroutine durchgeführt.

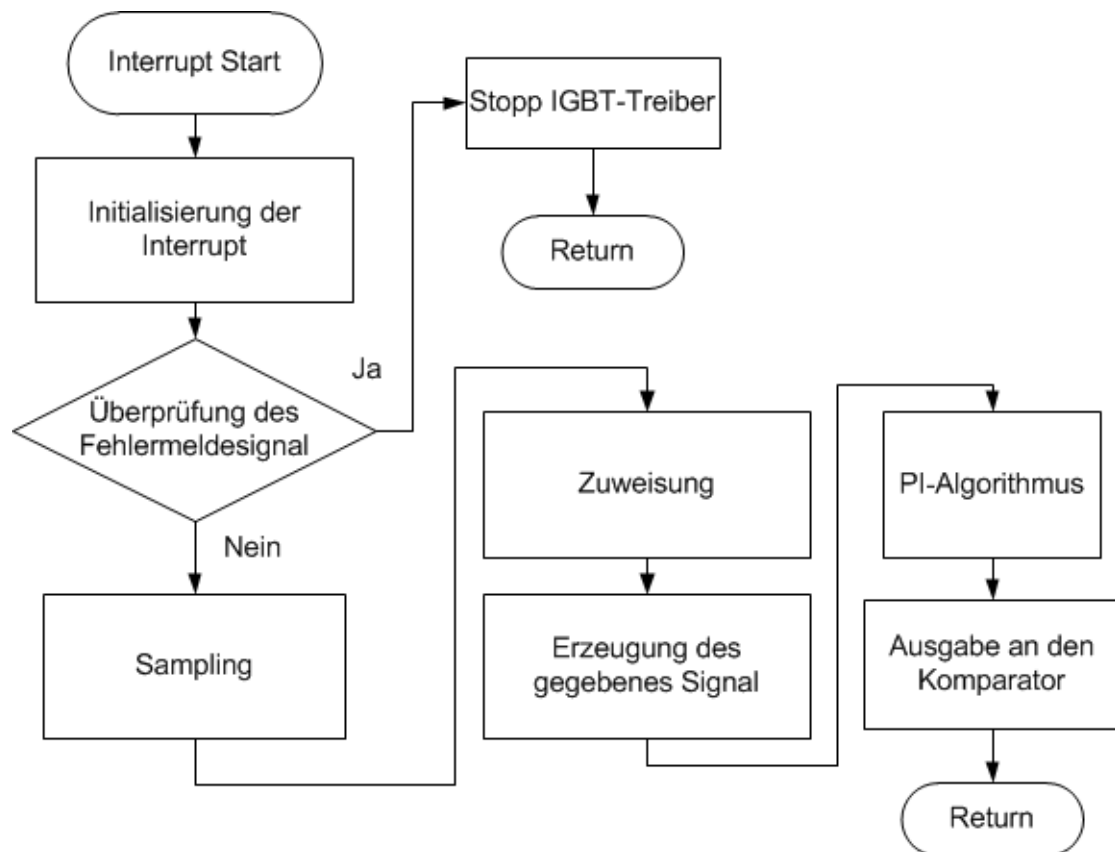
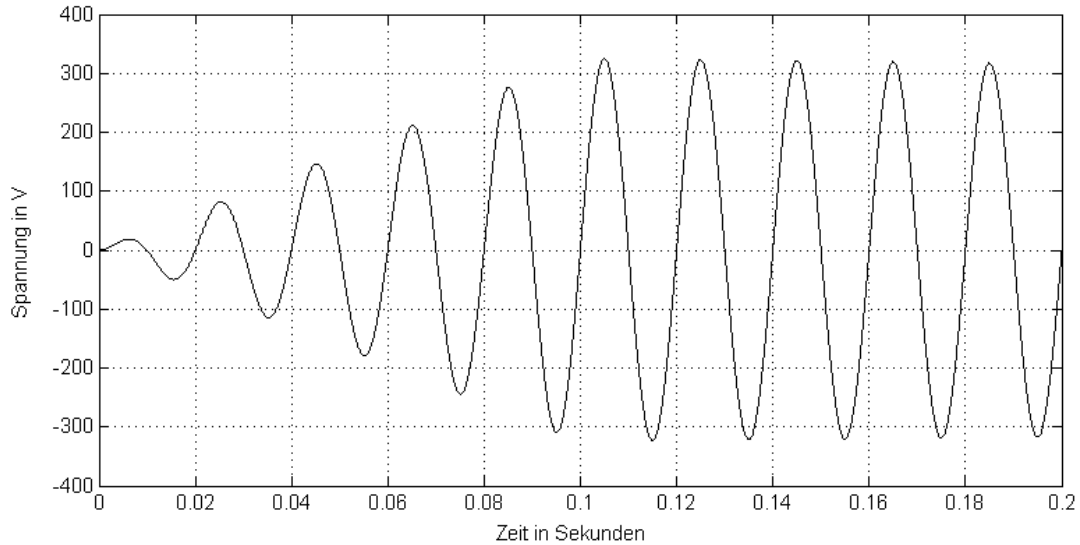


Abbildung 4-3; Das Flussdiagramm der Unterbrechungsroutine

Um die Überspannung bei Beginn der Ausgabe zu vermeiden, wird der Betrag der Amplitude in 0,1s von 0% auf 100% erhöht. Siehe Abbildung 4-4, wo dies exemplarisch gezeigt wird.

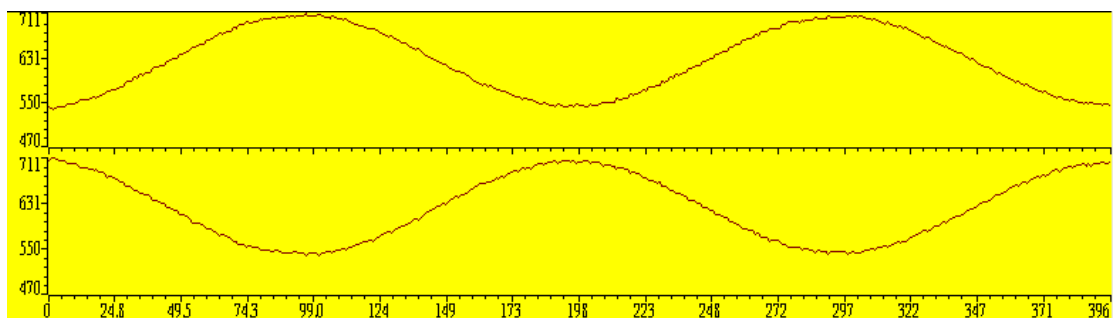


**Abbildung 4-4; Maßnahmen gegen Überspannung**

Die Erzeugung der gegebenen Signale wird durch eine Nachschlagetabelle (Lookup table) realisiert, um Rechenzeit im Interrupt zu sparen. In einer Headerdatei (header file) wird der Wert einer Sinuswelle für einen ganzen Zyklus gespeichert, die Genauigkeit ist  $0,1^\circ$  (3600 Datenpunkte).

Nach dem Entwurf in Kapitel 3.1.1.2 wird als Modulationsverfahren unipolare-PWM eingesetzt. Dabei werden zwei entgegengesetzte Signale zum Komparator gesendet.

Wie in Abbildung 4-5



**Abbildung 4-5; Zwei entgegengesetzte Signale (aus CCS view / graph)**

# 5 Experimente und Ergebnisse

## 5.1 Experimentelle Schaltung

Nach dem Entwurf in Kapitel 4 wurde ein einphasiger Grid-Simulator aufgebaut, dargestellt in den beiden Abbildung 5-1 (Gesamtansicht) und Abbildung 5-2 (Ausschnitt).

Spannung- Sensor, DSP, IGBT-Treiber, Gleich- und Wechselrichter, LC- Filter

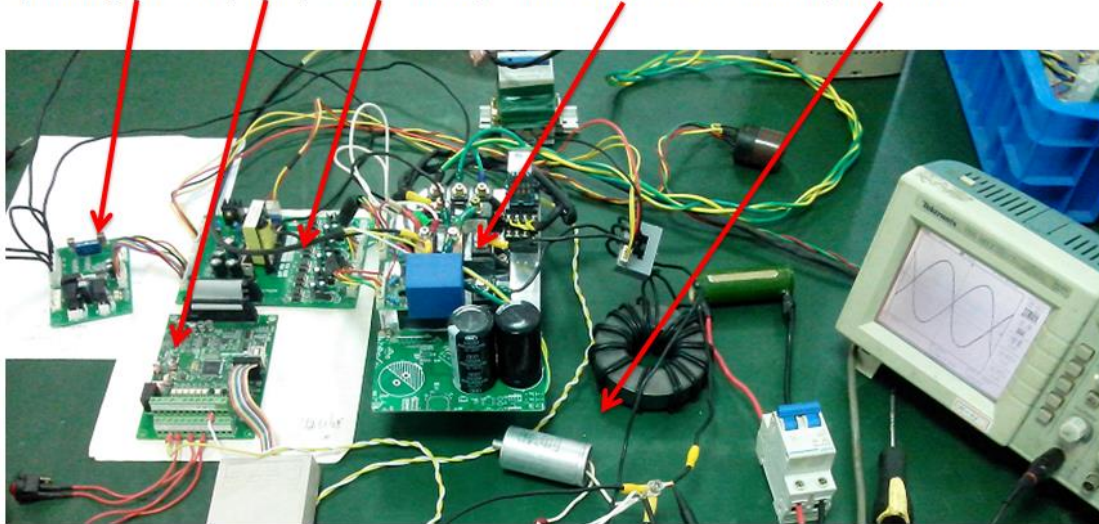


Abbildung 5-1; Gesamtansicht

### Wechselrichter und Gleichrichter

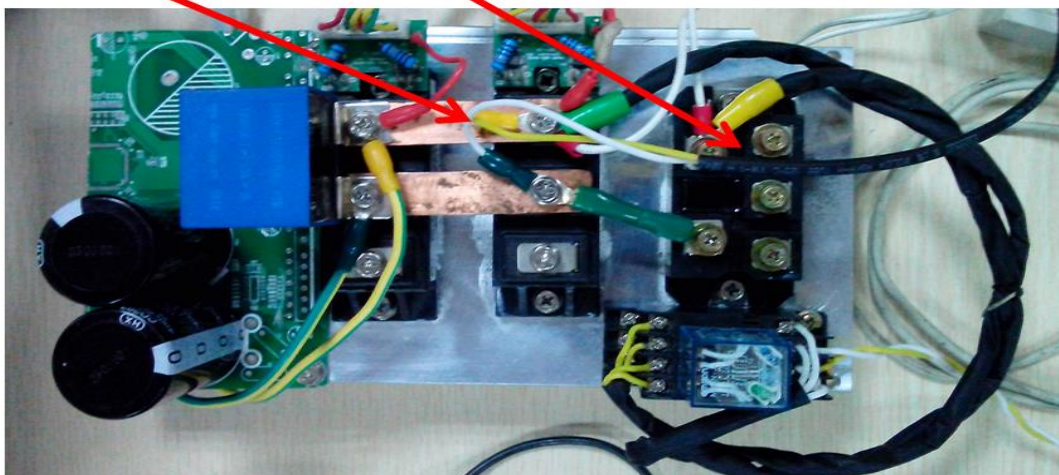


Abbildung 5-2; Ausschnitt: Gleich- und Wechselrichter



## 5.2 Experimentelle Ergebnisse

Nach der Fertigstellung des Testaufbaues eines Grid-Simulators wurde eine Reihe von Experimenten für die Validierung der verschiedenen Funktionen durchgeführt.

### 5.2.1 Maßnahmen gegen Überspannung

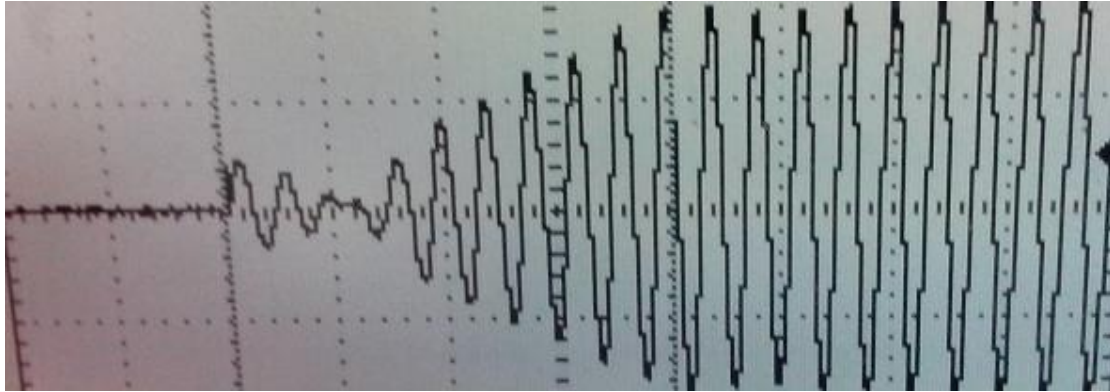


Abbildung 5-3; Maßnahmen gegen Überspannung

Die Abbildung 5-3 zeigt, dass sich Amplitude der Ausgangsspannung langsam erhöht, um die Überspannung bei Beginn der Ausgabe zu vermeiden.

Ergebnis: Diese Art der Steuerung eine wirksame Schutzmaßnahme für Grid-Simulator.

### 5.2.2 Normaler Netzbetrieb

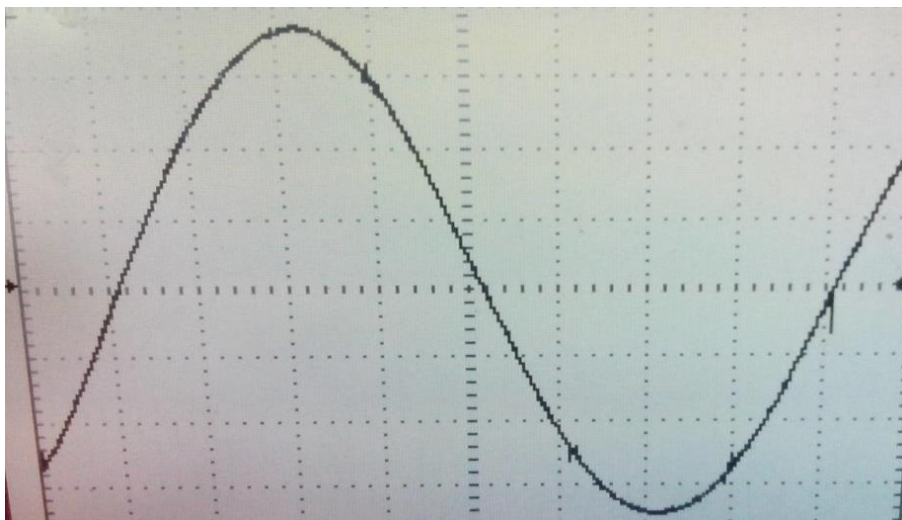


Abbildung 5-4; Die Ausgangsspannung im normalen Netzbetrieb

Abbildung 5-4 zeigt die Wellenform der Ausgangsspannung im Normal-Netzbetrieb.

Die Genauigkeit der Amplitude beträgt 0.19%, die Genauigkeit der Frequenz ist 0.04%, die THD der Ausgangsspannung ist 0.6%.

Ergebnis: Die in Kapitel 1.4 beschriebenen Anforderungen sind damit erreicht.

### 5.2.3 Amplitudenvariation

In diesem Abschnitt wird die Funktion der Amplitudenabweichung getestet.

Die Ausfallzeit ist insgesamt 625ms.

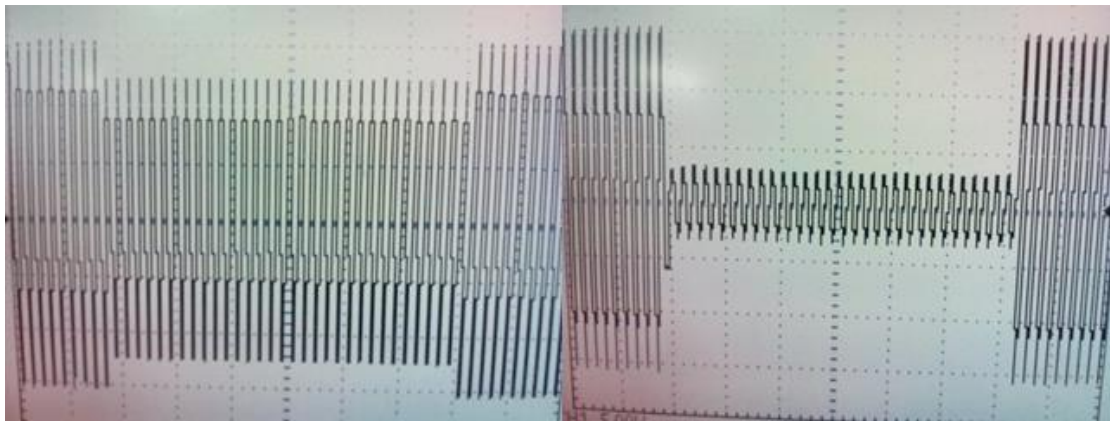


Abbildung 5-5; Spannungseinbruch auf 80% (links) und bei 20% (rechts)

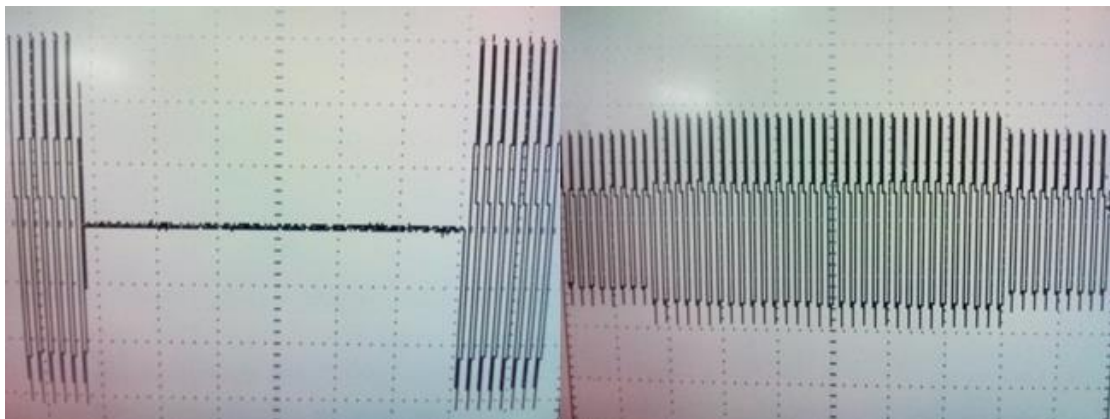
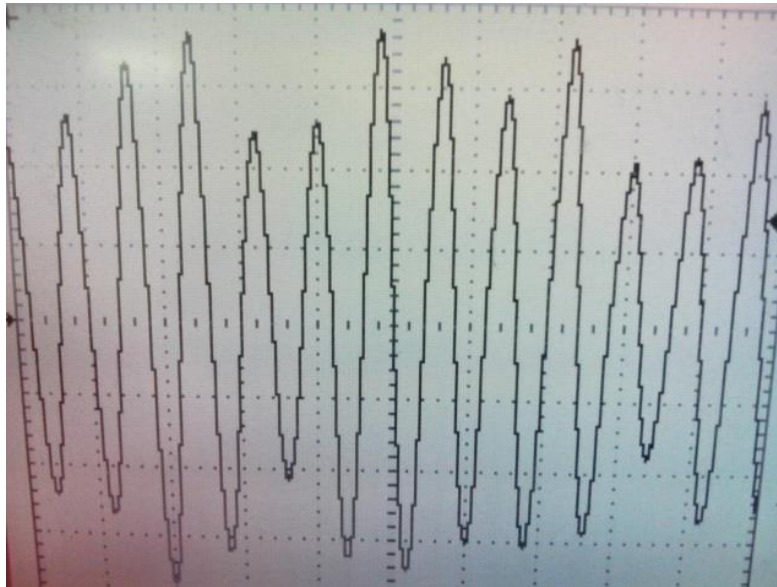


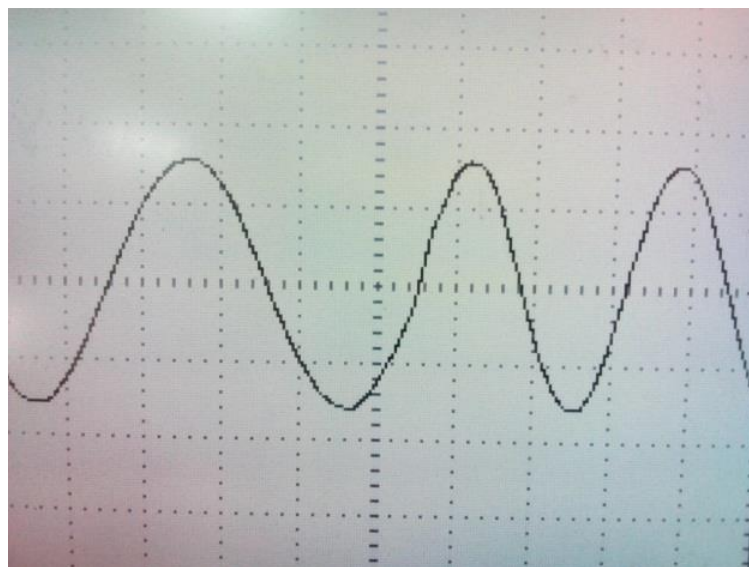
Abbildung 5-6; Spannungseinbruch auf 0% (links) und Spannungsanstieg bei 120% (rechts)



**Abbildung 5-7; Spannungsschwankung**

Ergebnis: Abbildungen 5-7 zeigt, dass der Grid-Simulator die Funktion der Amplitudenabweichung realisiert.

#### **5.2.4 Frequenzvariation**



**Abbildung 5-8; Frequenzsprung von 50 Hz auf 75 Hz**

Abbildung 5-8 zeigt die Wellenform der Frequenzabweichung. Die Frequenz der Ausgangsspannung wird von 50 Hz steigend bis zu 75 Hz verändert.

Ergebnis: Der Grid-Simulator realisiert die Funktion der Frequenzabweichung.

## 5.2.5 Harmonische Oberwelle

Nach den Erkenntnissen im Kapitel 2.1 gibt es zwei Arten von Topologie für die Erzeugung der harmonischen Oberwellen:

- Ein Grid-Simulator mit separatem Ausgang
- Ein Grid-Simulator mit 2 separaten Frequenzgeneratoren

### 5.2.5.1 Grid-Simulator mit gemeinsamem Ausgang

Die harmonische Amplitude wird auf 50% der Amplitude der Grundwelle eingestellt.

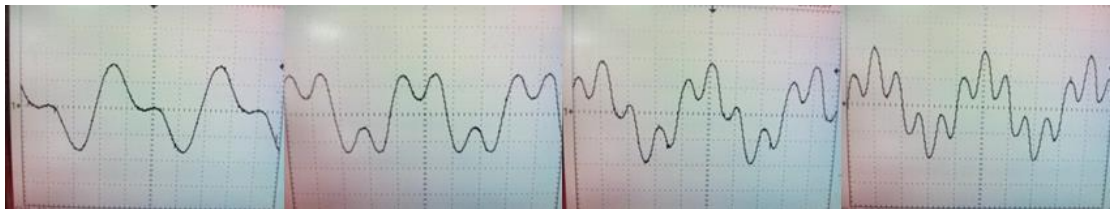


Abbildung 5-9; Die harmonische Oberwelle, von links nach rechts, 2-5th Ordnung

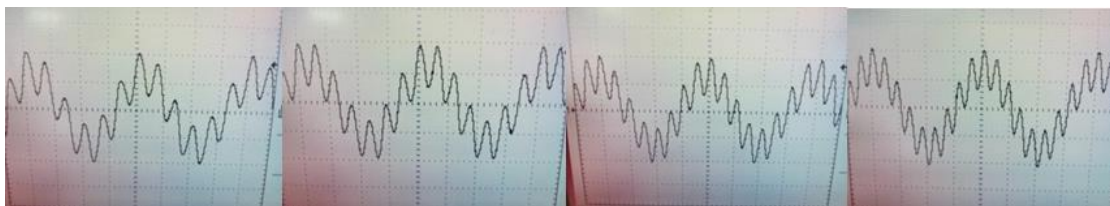


Abbildung 5-10; Die harmonische Oberwelle, von links nach rechts, 6-9th Ordnung

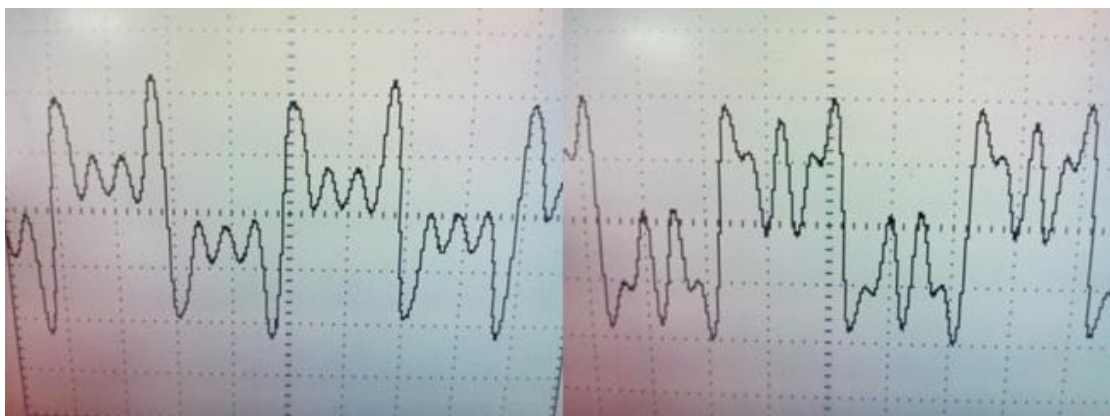


Abbildung 5-11; Die harmonische Oberwelle, Rechts: 3.+5.+7. Ordnung, Links: 3.+7.+9. Ordnung

Mit einem Netzqualitätsanalysator werden die Ausgabewellenformen analysiert.



Die Charakteristika der obigen harmonischen Oberwelle entsprechen den vorgegebenen Einstellungen.

### 5.2.5.2 Grid-Simulator mit 2 separaten Frequenzgeneratoren

In diesen Experimenten wird eine einphasige Spannung aus dem Netz als Quelle für die Grundwelle eingesetzt. Der Grid-Simulator wird als Hochfrequenz-Modul eingesetzt.

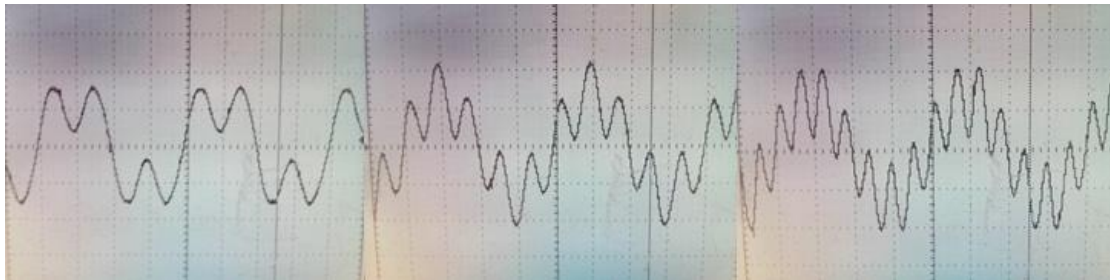


Abbildung 5-12; Die harmonische Oberwellen 3., 5. und 7. Ordnung, von links nach rechts

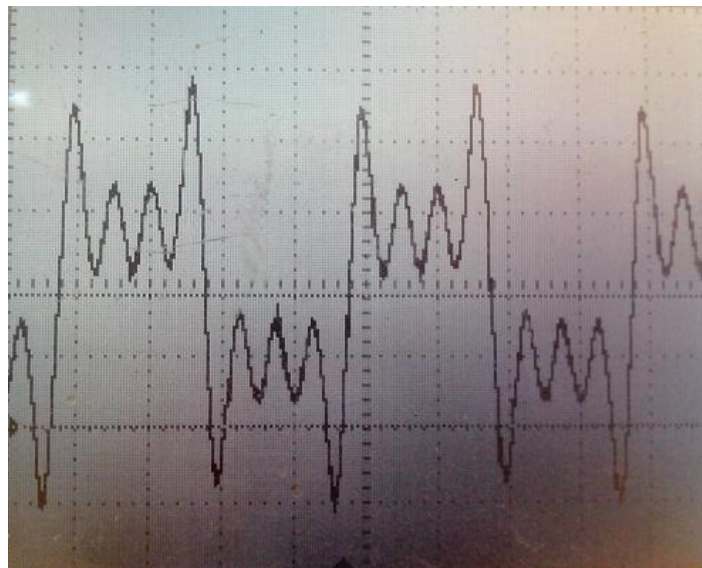


Abbildung 5-13; Die harmonische Oberwellen 3., 5. und 7. Ordnung

Mit einem Netzqualitätsanalysator werden die Ausgabewellenformen analysiert.

Die Charakteristika von den obigen harmonischen Oberwellen entsprechen wieder der Einstellung.

Ergebnis: Das obige Experiment zeigt, es können beide Topologie, wie in Kapitel 2.1 beschrieben, die gewünschten harmonischen Oberwellen erzeugen.

## 5.2.6 Spannungseinbruch bei einem einphasigen Erdkurzschluss

Bei diesem Experiment beträgt der Lastwiderstand  $50\Omega$ .

Durch Berechnung mit den Gleichungen in Kapitel 3.6 ergibt sich: der gewünschte Spannungseinbruch ist  $30\%U_{sm}$ , die Widerstände sind  $Z_1=j3\Omega$ ,  $Z_2=j2\Omega$  und  $Z_3=j1,29\Omega$ .

Die Phasenwinkeländerung soll  $-2,38^\circ$  betragen.



**Abbildung 5-14; Spannungseinbruch bei einem einphasigen Erdkurzschluss**

Mit der Anwendung des Algorithmus aus Gleichung 3.6-11 wird der Spannungseinbruch für einen einphasigen Erdkurzschluss simuliert.

Bei der folgenden Messung liegt der Spannungseinbruch bei  $30,36\%U_{sm}$ , die Phasenwinkeländerung beträgt  $-6^\circ$ .

Erklärung: Die Abweichungen der gemessenen Daten von den theoretischen Berechnungsdaten können durch die Rechenzeit des DSP und die Sensoren usw. abgeleitet werden.

Zusammenfassend kann festgestellt werden, dass der Algorithmus die Simulation des Spannungseinbruchs eines einphasigen Erdkurzschlusses realisiert, die Genauigkeit speziell des Phasenwinkels ist noch verbesserungsfähig.

# 6 Zusammenfassung und Ausblick

## 6.1 Zusammenfassung

- 1) Gemäß der bestehenden Situation und der Entwicklungstendenz bei dezentralen Erzeugungssystemen werden in dieser Arbeit die Grundlagen für die Notwendigkeit von Forschung im Bereich der Grid-Simulatoren abgeleitet. Ebenfalls wird inhaltlich in einer kurzen Übersicht auf vorhandene Grid-Simulatoren eingegangen.
  
- 2) Durch die Analyse von Typen und Eigenschaften von Netzausfällen, und durch eine Kombination mit dem technischen Standard der Netzintegration von dezentralem Erzeugungssystem, werden die Anforderungen an Funktion und Leistungsfähigkeit des Grid-Simulators technisch behandelt. Der Grid-Simulator sollte die Funktion der Spannungssimulation im normalen Netzbetrieb vorweisen, und er muss zudem verschiedene Netzausfalls-Szenarien simulieren können. Auch die Abweichungen von Amplitude und Frequenz bei unsymmetrischem Ausfall und die Verzerrungen werden behandelt.
  
- 3) Der Grid-Simulator muss die standardmäßige Grundwelle und auch die harmonischen Komponenten erzeugen können. Basierend auf diesen beiden Anforderungen wurden zwei Arten der Topologie des Grid-Simulators ausgearbeitet. Eine Möglichkeit ist die traditionelle Topologie: dabei werden die Grundwelle und die Harmonische in einer Wechselrichter-Einheit erzeugt. Eine weitere Realisierung ist eine neuartige Topologie des Grid-Simulators, in dem zwei Module angewendet werden. Das eine ist das Grundwellen-Modul, es erzeugt nur die Spannung in einer Grundfrequenz. Das andere Modul das das Hochfrequenz-Modul, welches die Spannung in der höheren Frequenz, also die Oberwellen erzeugt. Als weiteres wurde durch die Transformator-Einkopplung eine Wellenform mit hoher Ordnung von harmonischen Komponenten erzeugt. Diese Art der Topologie verbessert die Qualität von Grund- und Oberwellen, zudem können auch Kosten gespart werden. Die Leistungs-(Scheinleistungs-)Bereitstellung hängt von der Frequenzcharakteristik des EUT ab.

- 4) Für die traditionelle Topologie (Abbildung 2-1) wurde für diesen Versuch ein Filter mit einstellbarer Grenzfrequenz angewendet. Wenn der Grid-Simulator die Grundwelle erzeugt, wird die Grenzfrequenz niedrig eingestellt. Somit kann man das dynamische und stationäre Verhalten verbessern. Wenn der Grid-Simulator die Oberwelle erzeugt, wird gleichzeitig die hohe Grenzfrequenz im Filter eingestellt. In diesem Falle ist es möglich, die Ausgabe von harmonischen Oberwellen mit hoher Ordnung zu erreichen.
  
- 5) Die Arbeit enthält weiters einen Entwurf der Steuerung der Wechselrichter-Einheit für den Grid-Simulator. Die Modulationsverfahren ist eine wirkungsvolle unipolare PWM. Die unipolare PWM kann die Ausgabequalität deutlich erhöhen, ohne dass eine Änderung an der Hardware notwendig ist. Die Steuerung erfolgt mit einem Multi-loop-Regler für Spannung und Strom. Das Ganze findet Anwendung, um die Anforderung von hohem dynamischem Verhalten und zuverlässigem stationären Verhalten zu erreichen.
  
- 6) Entwickelt wurde dazu ein spezieller Algorithmus. Mit dem Algorithmus kann der Spannungseinbruch eines einphasigen Erdkurzschlusses simuliert werden. Dieser Algorithmus basiert auf dem Differential des Laststroms, wenn die Last unbekannt ist. Im gleichen Zug kann auch ein realer Spannungseinbruch mit einem Phasenwinkelsprung simuliert werden. Wenn der gewöhnliche, einstellbare Wechselrichter einen Spannungseinbruch produzieren soll, muss die Last bekannt sein. Zu erwähnen ist jedoch, dass hier die praktische Anwendung äußerst schwierig ist.
  
- 7) Das Steuerungs-Verfahren und die Topologie des Grid-Simulators wurden durch Simulation verifiziert.  
Ein einphasiger Grid-Simulator der 1kVA-Klasse wurde für die Erforschungen gebaut und verwendet. Die einzelnen Experimente der Simulation wurden mit verschiedenen Netzausfällen durchgeführt und dokumentiert.
  
- 8) Die Funktionen der allgemeinen Grid-Simulatoren wurden ebenfalls verifiziert.



## 6.2 Ausblick

Durch die Begrenztheit der Zeit konnte die Forschung nicht abschließend durchgeführt werden, es ist daher noch eine Anzahl an weiterführenden Forschungsarbeiten und Studien zum Grid-Simulator für die Weiterentwicklung notwendig.

- 1) Vorgeschlagen wird, die drei einphasigen Grid-Simulator-Module miteinander kommunizieren zu lassen, um die Phasen zu synchronisieren.  
In den Forschungs-Arbeiten wurde nur ein einphasiger Grid-Simulator aufgebaut und verwendet. Die Kommunikation zwischen drei Modulen muss dazu neu entwickelt werden.
- 2) Die „dead time“ des IGBT hat einen gewissen Einfluss auf die Ausgabewellenform. Dieses kann durch Laststrom kompensiert werden. Da es jedoch im Laststrom harmonische Komponenten gibt, und sich bei der digitalen Filterung eine Phasenverschiebung ergibt, ist diese Kompensationsmethode noch nicht als ideal zu bezeichnen.  
In diesem Falle muss die Kompensations-Methode weiter entwickelt werden um die Phase zu korrigieren.
- 3) Der Koppeltransformator in Abbildung 2-19 beeinflusst die Phase der Lastspannung. In diesem Teil ist ebenfalls weitere Forschung notwendig, um diesen Einfluss auszuschließen bzw. zu kompensieren.
- 4) Durch Erhöhung der Taktfrequenz des DSPs, kann die Ausgangsspannungsqualität noch verbessert werden. In diesem Falle sollte für die Steuerschaltung gegebenenfalls eine Implementierung auf Basis von FPGA (Field Programmable Gate Array) oder ASIC (Application-specific integrated circuit) Anwendung finden.
- 5) Um den Grid-Simulator einfacher bedienen zu können, wäre es auch sinnvoll, eine grafische Benutzeroberfläche zu entwickeln.
- 6) Für einen Grid-Simulator der MVA-Klasse wäre es empfehlenswert, die Topologie und Steuerverfahren ebenfalls weiter zu verbessern. (z.B. Cascade, oder Multi-level)[45]

## 7 Literatur

- [1] Daly P A, Morrison J. Understanding the potential benefits of distributed generation on power delivery systems[C]//Rural Electric Power Conference, 2001. IEEE, 2001: A2/1-A213.
- [2] Maurhoff B, Wood G. Dispersed generation-reduce power costs and improve service reliability[C]//Rural Electric Power Conference, 2000. IEEE, 2000: C5/1-C5/7.
- [3] Barker P P, De Mello R W. Determining the impact of distributed generation on power systems. I. Radial distribution systems[C]//Power Engineering Society Summer Meeting, 2000. IEEE. IEEE, 2000, 3: 1645-1656.
- [4] Doyle M T, Reviewing the impacts of distributed generation on distribution system protection. Power engineering society summer meeting: IEEE, 2002, Vol 1: 103 -105.
- [5] Slootweg J G, Kling W L. Impacts of distributed generation on power system transient stability[C]//Power Engineering Society Summer Meeting, 2002 IEEE. IEEE, 2002, 2: 862-867.
- [6] Kasem A H, El-Saadany E F, El-Tamaly H H, et al. A new fault ride-through strategy for doubly fed wind-power induction generator[C]//Electrical Power Conference, 2007. EPC 2007. IEEE Canada. IEEE, 2007: 1-7.
- [7] IEEE STD 1547-2003. IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems
- [8] Technische Richtlinie Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz
- [9] IEEE STD 1159-1-1995 IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality.
- [10] GB/T 12326-2008 Power quality - Voltage fluctuation and flicker
- [11] GB/T 12325-2008 Power quality - Deviation of supply voltage
- [12] GB/T 15945-2008 Power quality - Frequency Deviation for power system
- [13] GB/T 15543-2008 Power quality - Three-phase voltage unbalance
- [14] GB/T 14549-1993 Power quality - Harmonics in public supply network
- [15] GB/T 18481-2001 Power quality - Temporary and transient overvoltages
- [16] IEC 61000-4-11 Voltage Dips, Short interruptions and voltage variations immunity tests
- [17] IEC 61000-4-28 Variation of power frequency, immunity test
- [18] IEC 61000-4-27 Unbalance, immunity test

- [19] IEC 61000-4-13 Harmonics and interharmonics including mains signalling at a.c. power port, low frequency immunity tests
- [20] J. Collins, E.R. and R. Morgan, "A three-phase sag generator for testing industrial equipment," Power Delivery, IEEE Transactions on, vol. 11, no. 1, pp. 526–532, Jan 1996.
- [21] Niiranen J. Experiences on voltage dip ride through factory testing of synchronous and doubly fed generator drives. In: 11th European conference on power electronics and applications. Dresden; 2005.
- [22] Y. Ma and G. Karady, "A single-phase voltage sag generator for testing electrical equipment," in Transmission and Distribution Conference and Exposition, 2008. T&D. IEEE/PES, April 2008, pp. 1–5.
- [23] <http://clemsoneenergy.com/specifications/15-mw-grid-simulator/> 25.11.2013
- [24] Karuppaswamy, Arun B and John, Vinod (2010) A Hardware Grid Simulator to Test Grid-Connected Inverter Systems. In: National Power Electronics Conference 2010, June 11 - June 13, 2010., IIT - Roorkee.
- [25] Lohde R, Fuchs F W. Laboratory type PWM grid emulator for generating disturbed voltages for testing grid connected devices[C]//Power Electronics and Applications, 2009. EPE'09. 13th European Conference on. IEEE, 2009: 1-9.
- [26] Gosbell V J, Smith V, Robinson D A, et al. Sag testing of dairy farm milking equipment[C]//Power System Technology, 2000. Proceedings. Power Con 2000. International Conference on. IEEE, 2000, 2: 947-952.
- [27] Mihalache, L., "DSP control method of single-phase inverters for UPS applications," Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE , vol.1, no., pp.590,596 vol.1, 2002
- [28] Kay. Soon. Low. A DSP-based single-phase AC power source[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1999, 46(5): 936—941.
- [29] IGBT Tutorial – Microsemi Dodge J, Hess J. IGBT tutorial [J]. Application Note APT0201, Advanced Power Technology, 2002.
- [30] Vodyakho O, Mi C C. Three-level inverter-based shunt active powers filter in three-phase three-wire and four-wire systems [J]. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2009, 24(5): 1350-1363.
- [31] Liserre, M.; Blaabjerg, F.; Hansen, S., "Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier," Industry Applications, IEEE Transactions on, vol.41, no.5, pp.1281, 1291, Sept.-Oct. 2005

- [32] Steinke J K. Use of an LC filter to achieve a motor-friendly performance of the PWM voltage source inverter [J]. Energy Conversion, IEEE Transactions on, 1999, 14(3): 649-654.
- [33] Kawamura A, Guidi G, Watanabe Y, et al. Driving Performance Experimental Analysis of Series Chopper Based EV Power Train [J]. JOURNAL OF POWER ELECTRONICS, 2012, 12(6): 992-1002.
- [34] Suresh A, Reddy S R. Comparison of Simulation and Experimental Results of Class-D Inverter Fed Induction Heater [J]. Research journal of applied sciences, Engineering and Technology, 2010, 2(7): 635-641.
- [35] Kim H W, Shin H K, Mok H S, et al. Novel PWM Method with Low Ripple Current for Position Control Applications of BLDC Motors [J]. Journal of Power Electronics, 2011, 11(5): 726-733.
- [36] Ding X, Mi C C. Impact of inverter on losses and thermal characteristics of induction motors [J]. International Journal of Power Electronics, 2011, 3(6): 641-651.
- [37] P. A. Dahono and E. Taryana, "A new control method for single-phase PWM inverters to realize zero steady-state error and fast response," in Proc. 15th Int. Conf. Power Electron. Drive Syst., 2003, pp. 888–892.
- [38] Kawamura A, Haneyoshi T, Hofl R G. Dead beat controlled PWM inverter with parameter estimation using only voltage sensor. Power Electronics Specialists Conference, IEEE, 1986: 576-583
- [39] K. Zhang, Y. Kang, J. Xiong, and J. Chen, "Deadbeat control of PWM inverter with repetitive disturbance prediction," in Proc. 14th Annu. Appl. Power Electron. Conf. Expo. , 1999, pp. 1026–1031.
- [40] Ying—Yu Tzou, Rong—Shyang Ou, Shih-Liang Jung, Meng-yueh Chang. High performance programmable AC power source with low harmonic distortion using DSP—based repetitive control technique[J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 12(4): 15-725.
- [41] C. Rech, H. Pinheiro, H. A. Grundling, H. L. Hey, and J. R. Pinheiro, "A modified discrete control law for UPS applications," IEEE Trans. Power Electron., vol. 18, no. 5, pp. 1138–1145, Sep. 2003.
- [42] K. S. Low, K. L. Zhou, and D. W. Wang, "Digital odd harmonic repetitive control of a single-phase PWM inverter," in Proc. 30th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc. , Busan, Korea, Nov. 2–6, 2004, pp. 6–11.

- [43] Abrishamifar A, Ahmad A A, Mohamadian M. Fixed switching frequency sliding mode control for single-phase unipolar inverters [J]. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2012, 27(5): 2507-2514.
- [44] Gómez J C, Morcos M M. Voltage sag and recovery time in repetitive events [J]. Power Delivery, IEEE Transactions on, 2002, 17(4): 1037-1043.
- [45] Colak I, Kabalci E, Bayindir R. Review of multilevel voltage source inverter topologies and control schemes [J]. Energy Conversion and Management, 2011, 52(2): 1114-1128.

## 8 Anhang

### 8.1 Unipolare Pulsweitenmodulation

In diesem Abschnitt wird die Herleitung der Übertragungsfunktion des Wechselrichters abgeleitet.

In einer Trägerperiode  $T_c$ , kann der Durchschnittswert der Ausgangsspannung des Wechselrichters  $\bar{u}_0$  ausgedrückt werden mit:

$$\bar{u}_0 = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} u_0 \cdot dt = D(t) \cdot U_{dc} \quad \text{Gl. 8.1-1}$$

Das Tastverhältnis der unipolaren PWM ist:

$$D(t) = \frac{\bar{u}_0}{U_{dc}} \quad \text{Gl. 8.1-2}$$

In einer Trägerperiode können  $u_g^+$  und  $u_g^-$  konstant sein; wenn  $u_g^+, u_g^- < U_{cm}$  und  $f_c \gg f_s$  sind, kann das Tastverhältnis ausgedrückt werden mit:

$$D(t) = 2 \cdot \frac{1}{4} \cdot \frac{u_g^+(t) - u_g^-(t)}{U_{cm}} = \frac{u_g^+(t)}{U_{cm}} \quad \text{Gl. 8.1-3}$$

Durch Einsetzen die Gleichung 8.1-3 in Gleichung 8.1-2 erhält man:

$$\frac{u_g^+(t)}{U_{cm}} = \frac{\bar{u}_0}{U_{dc}} \quad \text{Gl. 8.1-4}$$

Umformung von Gleichung 8.1-4:

$$\bar{u}_0 = \frac{U_{dc}}{U_{cm}} \cdot u_g^+(t) \quad \text{Gl. 8.1-5}$$

$u_g^+$  kann wie folgt ausgedrückt werden:

$$u_g^+(t) = U_{gm} \cdot \sin(\theta t) \quad \text{Gl. 8.1-6}$$

Einsetzen die Gleichung 8.1-6 in Gleichung 8.1-5:

$$\bar{u}_0 = \frac{U_{gm}}{U_{cm}} \cdot U_{dc} \cdot \sin(\theta t) \quad \text{Gl. 8.1-7}$$

Nehmen wir  $k_{PWM}$  von Gleichung 8.1-7:

$$k_{PWM} = \frac{U_{gm}}{U_{cm}} \quad \text{Gl. 8.1-8}$$

Wenn  $f_c \gg f_s \Rightarrow \bar{u}_0 \approx u_1$  ist, kann die Übertragungsfunktion des Wechselrichters ausgedrückt werden mit:

$$u_{1m} = K_{PWM} \cdot U_{dc} \quad \text{Gl. 8.1-9}$$

## 8.2 Mathematische Modellierung des Vollbrücken-Wechselrichters

Im Folgenden werden die Differenzialgleichungen und die Matrizendarstellung des Trägerkreises abgeleitet.

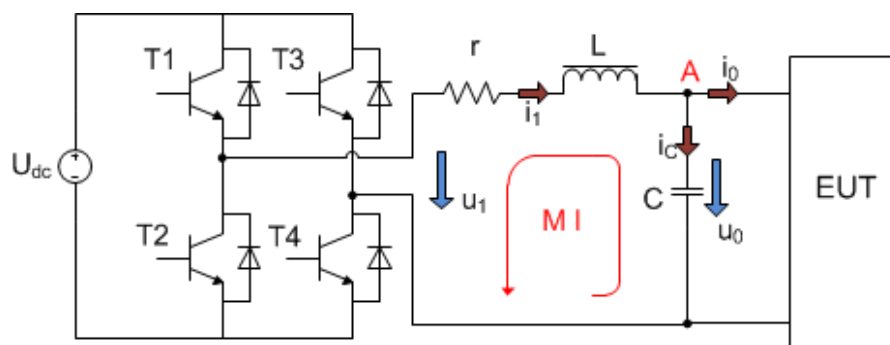


Abbildung 8-1; Schaltung eines einphasigen Vollbrückenwechselrichters mit einem LC-Filters

Knotengleichung für Knoten A

$$i_1(t) = i_0(t) + C \cdot \frac{du_0(t)}{dt} \quad \text{Gl. 8.2-1}$$

Schleifengleichung für die Schleife I

$$i_1(t) \cdot r + L \cdot \frac{di_1(t)}{dt} + u_0(t) = u_1(t) \quad \text{Gl. 8.2-2}$$

Aus (7.2-1) bzw. (7.2-2) folgt: (7.2-3)

$$\begin{cases} \frac{du_0(t)}{dt} = -\frac{1}{C} \cdot i_0(t) + \frac{1}{C} \cdot i_1(t) \\ \frac{di_1(t)}{dt} = -\frac{r}{L} \cdot i_1(t) - \frac{1}{L} \cdot u_0(t) + \frac{1}{L} \cdot u_1(t) \\ y = u_0(t) \end{cases} \quad \text{Gl. 8.2-3}$$

Schreibweise in Matrizen-Form:

$$\begin{bmatrix} \frac{du_0(t)}{dt} \\ \frac{di_1(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{r}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_0(t) \\ i_1(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_1(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} \quad \text{Gl. 8.2-4}$$

Der Ausgang des Gesamtsystems wird als  $y$  bezeichnet und lautet:

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_0(t) \\ i_1(t) \end{bmatrix} \quad \text{Gl. 8.2-5}$$

### 8.3 Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises

In diesem Abschnitt wird die Herleitung der Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises abgeleitet.

Laplace-Transformation von Gleichung 8.2-3:

$$\begin{cases} s \cdot U_0(s) = -\frac{1}{C} \cdot I_0(s) + \frac{1}{C} \cdot I_1(s) \\ s \cdot I_1(s) = -\frac{r}{L} \cdot I_1(s) - \frac{1}{L} \cdot U_0(s) + \frac{1}{L} \cdot U_1(s) \end{cases} \quad \text{Gl. 8.3-1}$$

Umformung von Gleichung 8.3-1 liefert:

$$\begin{cases} U_0(s) = \frac{1}{s \cdot C} \cdot (-I_0(s) + I_1(s)) \\ I_1(s) = \frac{1}{L \cdot s + r} \cdot (-U_0(s) + U_1(s)) \end{cases} \quad \text{Gl. 8.3-2}$$



Die Gleichung 8.3-2 kann im entsprechenden Blockschaltbild dargestellt werden:

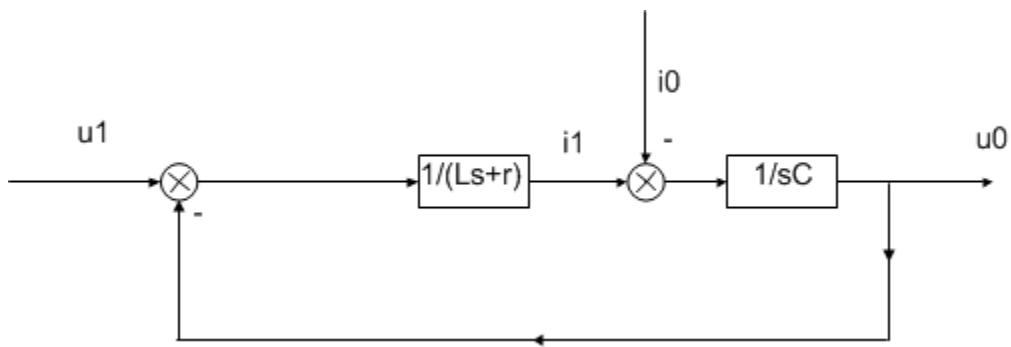


Abbildung 8-2; Blockschaltbild des offenen Regelkreises

Einsetzen der Gleichung 8.3-2-2 in Gleichung 8.3-2-1 liefert:

$$U_0(s) = \frac{1}{s \cdot C} \cdot (-I_0(s)) + \frac{1}{L \cdot s + r} \cdot (-U_0(s) + U_1(s)) \quad \text{Gl. 8.3-3}$$

Umformen der Gleichung 8.3-3:

$$U_0(s) = -\frac{1}{s \cdot C} \cdot I_0(s) - \frac{1}{L \cdot C \cdot s^2 + r \cdot C \cdot s} \cdot U_0(s) + \frac{1}{L \cdot C \cdot s^2 + r \cdot C \cdot s} \cdot U_1(s) \quad \text{Gl. 8.3-4}$$

$$\left(1 + \frac{1}{L \cdot C \cdot s^2 + r \cdot C \cdot s}\right) \cdot U_0(s) = -\frac{1}{s \cdot C} \cdot I_0(s) + \frac{1}{L \cdot C \cdot s^2 + r \cdot C \cdot s} \cdot U_1(s) \quad \text{Gl. 8.3-5}$$

$$\left(\frac{L \cdot C \cdot s^2 + r \cdot C \cdot s + 1}{L \cdot C \cdot s^2 + r \cdot C \cdot s}\right) \cdot U_0(s) = -\frac{1}{s \cdot C} \cdot I_0(s) + \frac{1}{L \cdot C \cdot s^2 + r \cdot C \cdot s} \cdot U_1(s) \quad \text{Gl. 8.3-6}$$

Damit ergibt sich die Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises:

$$U_0(s) = \frac{1}{L \cdot C \cdot s^2 + r \cdot C \cdot s + 1} \cdot U_1(s) + \frac{-(L \cdot s + r)}{L \cdot C \cdot s^2 + r \cdot C \cdot s + 1} \cdot I_0(s) \quad \text{Gl. 8.3-7}$$

Durch Abkürzung mit  $G_1(s)$  und  $G_{10}(s)$  erhält man:

$$U_0(s) = G_1(s) \cdot U_1(s) - G_{10}(s) \cdot I_0(s) \quad \text{Gl. 8.3-8}$$

Wobei

$$G_1(s) = \frac{1}{L C s^2 + r C s + 1} \quad \text{und} \quad G_{10}(s) = \frac{-(L s + r)}{L C s^2 + r C s + 1}$$

## 8.4 Eigenschaften des offenen Regelkreises

Im Folgenden werden die Resonanzfrequenz und der Dämpfungsgrad des offenen Regelkreises abgeleitet.

Die Übertragungsfunktion des Systems ist:

$$G_1(s) = \frac{1}{LCs^2 + rCs + 1} \quad \text{Gl. 8.4-1}$$

Die Standard-Übertragungsfunktion eines PT<sub>2</sub>-Gliedes ist:

$$F(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad \text{Gl. 8.4-2}$$

Umformung von Gleichung 8.4-1:

$$G_1(s) = \frac{1}{s^2 + \frac{r}{L} \cdot s + \frac{1}{L \cdot C}} \quad \text{Gl. 8.4-3}$$

Einsetzen die Gleichung 8.4-3 in Gleichung 8.4-2:

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \zeta = \frac{r}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$$

## 8.5 Übertragungsfunktion des Multi-loop-Reglers I

In diesem Abschnitt wird die Herleitung der Übertragungsfunktion des Multi-loop-Reglers abgeleitet.

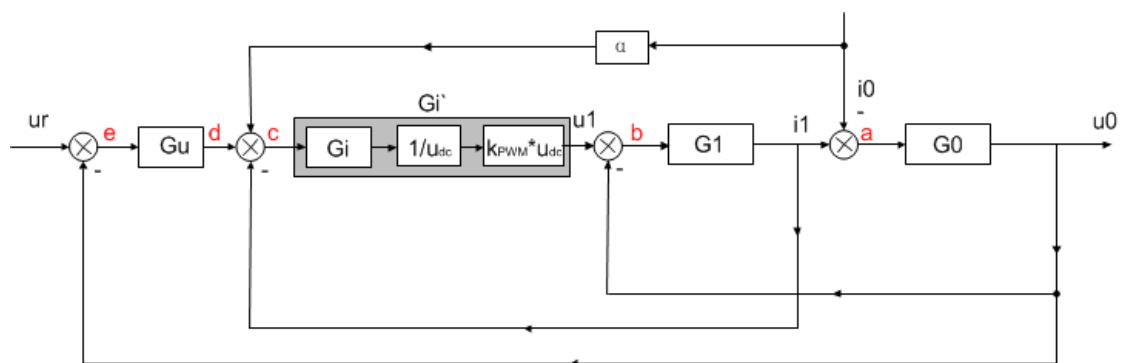


Abbildung 8-3; Blockschaltung des Multi-loop-Reglers

Aus Abbildung 8-3 entnimmt man:

$$u_0 = a \cdot G_0 \quad \text{Gl. 8.5-1}$$

$$a = i_1 - i_0 \quad \text{Gl. 8.5-2}$$

$$i_1 = b \cdot G_1 \quad \text{Gl. 8.5-3}$$

$$b = u_1 - u_0 \quad \text{Gl. 8.5-4}$$

$$u_1 = c \cdot G_i \quad \text{Gl. 8.5-5}$$

$$c = \alpha \cdot i_0 + d - i_1 \quad \text{Gl. 8.5-6}$$

$$d = e \cdot G_u \quad \text{Gl. 8.5-7}$$

$$e = u_r - u_0 \quad \text{Gl. 8.5-8}$$

Die Übertragungsfunktion von Spannungsregler und Stromregler sind:

$$G_u = k_{uP} + \frac{k_{uI}}{s} \quad \text{Gl. 8.5-9}$$

$$G_i = \left(k_{iP} + \frac{k_{iI}}{s}\right) \cdot \frac{1}{U_{dc}} \cdot k_{PWM} \cdot U_{dc} = k_{PWM} \cdot \left(k_{iP} + \frac{k_{iI}}{s}\right) \quad \text{Gl. 8.5-10}$$

Die Übertragungsfunktionen  $G_0$  und  $G_1$  sind folgende:

$$G_0 = \frac{1}{C \cdot s} \quad \text{Gl. 8.5-11}$$

$$G_1 = \frac{1}{L \cdot s + r} \quad \text{Gl. 8.5-12}$$

Einsetzen von Gleichung 8.5-4 in Gleichung 8.5-3:

$$i_1 = (u_1 - u_0) \cdot G_1 \quad \text{Gl. 8.5-13}$$

Einsetzen von Gleichung 8.5-5 in Gleichung 8.5-13:

$$i_1 = (c \cdot G_i - u_0) \cdot G_1 \quad \text{Gl. 8.5-14}$$

Einsetzen von Gleichung 8.5-6 in Gleichung 8.5-14:

$$i_1 = ((\alpha \cdot i_0 + d - i_1) \cdot G_i - u_0) \cdot G_1 \quad \text{Gl. 8.5-15}$$

Umformung von Gleichung 8.5-15:

$$i_1 = G_1 \cdot G_i \cdot \alpha \cdot i_0 + G_1 \cdot G_i \cdot d - G_1 \cdot G_i \cdot i_1 - G_1 \cdot u_0 \quad \text{Gl. 8.5-16}$$

Umformung von Gleichung 8.5-16:

$$i_1 = \frac{G_1 \cdot (G_1 \cdot \alpha \cdot i_0 + G_1 \cdot d - u_0)}{G_1 \cdot G_1 + 1} \quad \text{Gl. 8.5-17}$$

Einsetzen von Gleichung 8.5-2 in Gleichung 8.5-1:

$$u_0 = (i_1 - i_0) \cdot G_0 \quad \text{Gl. 8.5-18}$$

Einsetzen von Gleichung 8.5-17 in Gleichung 8.5-18:

$$u_0 = \left( \frac{G_1 \cdot (G_1 \cdot \alpha \cdot i_0 + G_1 \cdot d - u_0)}{G_1 \cdot G_1 + 1} - i_0 \right) \cdot G_0 \quad \text{Gl. 8.5-19}$$

Einsetzen von Gleichung 8.5-7 in Gleichung 8.5-19:

$$u_0 = \left( \frac{G_1 \cdot G_1 \cdot \alpha \cdot i_0 + G_1 \cdot G_1 \cdot e \cdot G_u - G_1 \cdot u_0}{G_1 \cdot G_1 + 1} - i_0 \right) \cdot G_0 \quad \text{Gl. 8.5-20}$$

Einsetzen von Gleichung 8.5-8 in Gleichung 8.5-20:

$$u_0 = \left( \frac{G_1 \cdot G_1 \cdot \alpha \cdot i_0 + G_1 \cdot G_1 \cdot (u_r - u_0) \cdot G_u - G_1 \cdot u_0}{G_1 \cdot G_1 + 1} - i_0 \right) \cdot G_0 \quad \text{Gl. 8.5-21}$$

Umformung von Gleichung 8.5-21:

$$u_0 = \frac{G_0 \cdot G_1 \cdot G_1 \cdot G_u}{G_1 \cdot G_0 \cdot G_1 \cdot G_u + G_1 \cdot G_0 + G_1 \cdot G_1 + 1} \cdot u_r - \frac{G_0 \cdot G_1 \cdot G_1 - G_0 \cdot G_1 \cdot G_1 \cdot \alpha + G_0}{G_1 \cdot G_0 \cdot G_1 \cdot G_u + G_1 \cdot G_0 + G_1 \cdot G_1 + 1} \cdot i_0 \quad \text{Gl. 8.5-22}$$

Einsetzen der Gleichungen 7.5-9 bis 7.5-12 in Gleichung 8.5-22:

$$U_0(s) = \frac{\frac{k_{PWM} \cdot k_{iP} \cdot k_{uP}}{L \cdot C} \cdot s^2 + \frac{k_{PWM} \cdot (k_{iP} \cdot k_{ul} + k_{il} \cdot k_{uP})}{L \cdot C} \cdot s + \frac{k_{PWM} \cdot k_{il} \cdot k_{ul}}{L \cdot C}}{D(s)} \cdot U_r(s) + \frac{\frac{1}{C} \cdot s^3 + \frac{r + k_{PWM} \cdot k_{iP} \cdot (1 - \alpha)}{L \cdot C} \cdot s^2 + \frac{k_{PWM} \cdot k_{il} \cdot (1 - \alpha)}{L \cdot C} \cdot s}{D(s)} \cdot I_0(s) \quad \text{Gl. 8.5-23}$$

Durch Verwendung der Abkürzungen  $G_{ur}(s)$  und  $G_{i0}(s)$  gilt:

$$U_0(s) = G_{ur}(s) \cdot U_r(s) - G_{i0}(s) \cdot I_0(s) \quad \text{Gl. 8.5-24}$$

Die charakteristische Gleichung des Systems ist:

$$D(s) = s^4 + \frac{k_{PWM} \cdot k_{iP} + r}{L} \cdot s^3 + \frac{k_{PWM} \cdot (k_{iP} \cdot k_{uP} + 1 + C \cdot k_{il})}{L \cdot C} \cdot s^2 + \frac{k_{PWM} \cdot (k_{iP} \cdot k_{ul} + k_{il} \cdot k_{uP})}{L \cdot C} \cdot s + \frac{k_{PWM} \cdot k_{il} \cdot k_{ul}}{L \cdot C} \quad \text{Gl. 8.5-25}$$

## 8.6 PI-Parameterabstimmung

Im Folgenden wird die PI-Parameterabstimmung des offenen Regelkreises abgeleitet.

Standardmäßig gilt als charakteristische Gleichung eines PT<sub>2</sub>-Gliedes:

$$D_r(s) = (s^2 + 2 \cdot \zeta_r \cdot \omega_r \cdot s + \omega_r^2) \cdot (s + m \cdot \zeta_r \cdot \omega_r) \cdot (s + n \cdot \zeta_r \cdot \omega_r) \quad \text{Gl. 8.6-1}$$

Multiplizieren beider Seiten mit LC aus Gleichung 8.6-1:

$$L \cdot C \cdot D_r(s) = L \cdot C \cdot (s^2 + 2 \cdot \zeta_r \cdot \omega_r \cdot s + \omega_r^2) \cdot (s + m \cdot \zeta_r \cdot \omega_r) \cdot (s + n \cdot \zeta_r \cdot \omega_r) \quad \text{Gl. 8.6-2}$$

Durch Abkürzung mit  $a_1, a_2, a_3, a_4$  gilt:

$$L \cdot C \cdot D_r(s) = a_4 \cdot s^4 + a_3 \cdot s^3 + a_2 \cdot s^2 + a_1 \cdot s^1 + a_0 \cdot s^0 \quad \text{Gl. 8.6-3}$$

Wobei:

$$a_4 = L \cdot C \quad \text{Gl. 8.6-4}$$

$$a_3 = L \cdot C \cdot n \cdot \zeta_r \cdot \omega_r + L \cdot C \cdot m \cdot \zeta_r \cdot \omega_r + 2 \cdot L \cdot C \cdot \zeta_r \cdot \omega_r \quad \text{Gl. 8.6-5}$$

$$a_2 = L \cdot C \cdot m \cdot \zeta_r^2 \cdot \omega_r^2 \cdot n + 2 \cdot L \cdot C \cdot \zeta_r^2 \cdot \omega_r^2 \cdot n + 2 \cdot L \cdot C \cdot \zeta_r^2 \cdot \omega_r^2 \cdot m + L \cdot C \cdot \omega_r^2 \quad \text{Gl. 8.6-6}$$

$$a_1 = 2 \cdot L \cdot C \cdot \zeta_r^3 \cdot \omega_r^3 \cdot m \cdot n + L \cdot C \cdot n \cdot \zeta_r \cdot \omega_r^3 + L \cdot C \cdot \zeta_r \cdot \omega_r^3 \cdot m \quad \text{Gl. 8.6-7}$$

$$a_0 = L \cdot C \cdot \zeta_r^2 \cdot \omega_r^4 \cdot m \cdot n \quad \text{Gl. 8.6-8}$$

Einsetzen von Gleichung 8.6-3 in Gleichung 8.5-25:

$$k_{iP} = -\frac{r \cdot C - a_3}{k_{PWM} \cdot C} \quad \text{Gl. 8.6-9}$$

$$k_{uP} = \frac{-a_2 + 1 + k_{PWM} \cdot C \cdot k_{il}}{k_{PWM} \cdot k_{iP}} \quad \text{Gl. 8.6-10}$$

$$k_{PWM} \cdot k_{iP} \cdot k_{ul} + k_{PWM} \cdot k_{il} \cdot k_{uP} = a_1 \quad \text{Gl. 8.6-11}$$

$$k_{ul} = \frac{a_0}{k_{PWM} \cdot k_{il}} \quad \text{Gl. 8.6-12}$$

Einsetzen von Gleichung 8.6-12 in Gleichung 8.6-11:

$$\frac{k_{iP} \cdot a_0}{k_{iI}} + k_{PWM} \cdot k_{iI} \cdot k_{uP} = a_1 \quad \text{Gl. 8.6-13}$$

Einsetzen von Gleichung 8.6-10 in Gleichung 8.6-13:

$$\frac{k_{iP} \cdot a_0}{k_{iI}} - \frac{k_{iI} \cdot (-a_2 + 1 + k_{PWM} \cdot C \cdot K_{iI})}{k_{iP}} = a_1 \quad \text{Gl. 8.6-14}$$

Einsetzen von Gleichung 8.6-9 in Gleichung 8.6-14:

$$-\frac{(r \cdot C - a_3) \cdot a_0}{k_{PWM} \cdot C \cdot K_{iI}} + \frac{k_{iI} \cdot k_{PWM} \cdot C \cdot (-a_2 + 1 + k_{PWM} \cdot C \cdot K_{iI})}{r \cdot C - a_3} = a_1 \quad \text{Gl. 8.6-15}$$

Umformung von Gleichung 8.6-15:

$$\frac{k_{PWM}^2 \cdot C^2}{r \cdot C - a_3} \cdot k_{iI}^3 + \frac{(-k_{PWM}^2 \cdot C^2 \cdot a_2 + k_{PWM}^2 \cdot C^2)}{k_{PWM} \cdot C \cdot (r \cdot C - a_3)} \cdot k_{iI}^2 - a_1 \cdot k_{iI} + \frac{-a_0 \cdot r^2 \cdot C^2 + 2 \cdot a_0 \cdot r \cdot C \cdot a^3 - a_0 \cdot a_3^2}{k_{PWM} \cdot C \cdot (r \cdot C - a_3)} = 0 \quad \text{Gl. 8.6-16}$$

Es gibt für die Gleichung 8.6-16 nur eine reale Lösung: (Darstellung gemäß MATLAB):

$$k_{iI} = \left( \frac{1}{6} \right) \cdot \left( 36 \cdot a_1 \cdot r \cdot C \cdot a_2 - 36 \cdot a_1 \cdot r \cdot C - 36 \cdot a_1 \cdot a_3 \cdot a_2 + 36 \cdot a_1 \cdot a_3 + 108 \cdot a_0 \cdot a_3^2 - 216 \cdot a_0 \cdot a_3 \cdot r \cdot C + 108 \cdot a_0 \cdot r^2 \cdot C^2 + 8 \cdot a_2^3 - 24 \cdot a_2^2 + 24 \cdot a_2 - 8 + 12 \cdot \sqrt{24 \cdot a_0 \cdot a_3 \cdot r \cdot C - 12 \cdot a_0 \cdot a_3^2 - 12 \cdot a_1^2 \cdot r \cdot C \cdot a_3 \cdot a_2 + 6 \cdot a_1^2 \cdot r \cdot C \cdot a_3 \cdot a_2^2 + 54 \cdot a_1 \cdot r^3 \cdot C^3 \cdot a_2 \cdot a_0 - 162 \cdot a_1 \cdot r \cdot C \cdot a_0 \cdot a_3^2 + 162 \cdot a_1 \cdot r^2 \cdot C^2 \cdot a_0 \cdot a_3 - 24 \cdot a_0 \cdot a_3 \cdot r \cdot C \cdot a_2^3 + 72 \cdot a_0 \cdot a_3 \cdot r \cdot C \cdot a_2^2 - 72 \cdot a_0 \cdot a_3 \cdot r \cdot C \cdot a_2 + 162 \cdot a_1 \cdot r \cdot C \cdot a_2 \cdot a_0 \cdot a_3^2 - 162 \cdot a_1 \cdot r^2 \cdot C^2 \cdot a_2 \cdot a_0 \cdot a_3 - 12 \cdot a_0 \cdot r^2 \cdot C^2 - 324 \cdot a_0^2 \cdot a_3^3 \cdot r \cdot C + 486 \cdot a_0^2 \cdot a_3^2 \cdot r^2 \cdot C^2 - 324 \cdot a_0^2 \cdot a_3 \cdot r^3 \cdot C^3 + 12 \cdot a_0 \cdot r^2 \cdot C^2 \cdot a_2^3 - 36 \cdot a_0 \cdot r^2 \cdot C^2 \cdot a_2^2 + 36 \cdot a_0 \cdot r^2 \cdot C^2 \cdot a_2 + 6 \cdot a_1^2 \cdot r \cdot C \cdot a_3 + 6 \cdot a_1^2 \cdot r^2 \cdot C^2 \cdot a_2 + 36 \cdot a_1^3 \cdot r^2 \cdot C^2 \cdot a_3 - 3 \cdot a_1^2 \cdot r^2 \cdot C^2 \cdot a_2^2 - 36 \cdot a_1^3 \cdot r \cdot C \cdot a_3^2 - 54 \cdot a_1 \cdot r^3 \cdot C^3 \cdot a_0 - 54 \cdot a_1 \cdot a_3^3 \cdot a_2 \cdot a_0 + 54 \cdot a_1 \cdot a_3^3 \cdot a_0 + 12 \cdot a_0 \cdot a_3^2 \cdot a_2^3 - 36 \cdot a_0 \cdot a_3^2 \cdot a_2^2 + 36 \cdot a_0 \cdot a_3^2 \cdot a_2 + 81 \cdot a_0^2 \cdot r^4 \cdot C^4 - 3 \cdot a_1^2 \cdot r^2 \cdot C^2 - 12 \cdot a_1^3 \cdot r^3 \cdot C^3 + 6 \cdot a_1^2 \cdot a_3^2 \cdot a_2 - 3 \cdot a_1^2 \cdot a_3^2 \cdot a_2^2 - 3 \cdot a_1^2 \cdot a_3^2 \cdot a_2^2 - 3 \cdot a_1^2 \cdot a_3^2 + 12 \cdot a_1^3 \cdot a_3^3 + 81 \cdot a_0^2 \cdot a_3^4 \right)^{1/3} - \left( 6 \cdot \left( -\frac{1}{3} \right) \cdot a_1 \cdot r \cdot C + \left( \frac{1}{3} \right) \cdot a_1 \cdot a_3 - \left( \frac{1}{9} \right) \cdot a_2^2 + \left( \frac{2}{9} \right) \cdot a_2 - \frac{1}{9} \right) / \left( 36 \cdot a_1 \cdot r \cdot C \cdot a_2 - 36 \cdot a_1 \cdot r \cdot C - 36 \cdot a_1 \cdot a_3 \cdot a_2 + 36 \cdot a_1 \cdot a_3 + 108 \cdot a_0 \cdot a_3^2 - 216 \cdot a_0 \cdot a_3 \cdot r \cdot C + 108 \cdot a_0 \cdot r^2 \cdot C^2 + 8 \cdot a_2^3 - 24 \cdot a_2^2 + 24 \cdot a_2 - 8 + 12 \cdot \sqrt{24 \cdot a_0 \cdot a_3 \cdot r \cdot C - 12 \cdot a_0 \cdot a_3^2 - 12 \cdot a_1^2 \cdot r \cdot C \cdot a_3 \cdot a_2 + 6 \cdot a_1^2 \cdot r \cdot C \cdot a_3 \cdot a_2^2 + 54 \cdot a_1 \cdot r^3 \cdot C^3 \cdot a_2 \cdot a_0 - 162 \cdot a_1 \cdot r \cdot C \cdot a_0 \cdot a_3^2 + 162 \cdot a_1 \cdot r^2 \cdot C^2 \cdot a_0 \cdot a_3 - 24 \cdot a_0 \cdot a_3 \cdot r \cdot C \cdot a_2^3 + 72 \cdot a_0 \cdot a_3 \cdot r \cdot C \cdot a_2^2 - 72 \cdot a_0 \cdot a_3 \cdot r \cdot C \cdot a_2 + 162 \cdot a_1 \cdot r \cdot C \cdot a_2 \cdot a_0 \cdot a_3^2 - 162 \cdot a_1 \cdot r^2 \cdot C^2 \cdot a_2 \cdot a_0 \cdot a_3 - 12 \cdot a_0 \cdot r^2 \cdot C^2 - 324 \cdot a_0^2 \cdot a_3^3 \cdot r \cdot C + 486 \cdot a_0^2 \cdot a_3^2 \cdot r^2 \cdot C^2 - 324 \cdot a_0^2 \cdot a_3 \cdot r^3 \cdot C^3 + 12 \cdot a_0 \cdot r^2 \cdot C^2 \cdot a_2^3 - 36 \cdot a_0 \cdot r^2 \cdot C^2 \cdot a_2^2 + 36 \cdot a_0 \cdot r^2 \cdot C^2 \cdot a_2 + 6 \cdot a_1^2 \cdot r \cdot C \cdot a_3 + 6 \cdot a_1^2 \cdot r^2 \cdot C^2 \cdot a_2 + 36 \cdot a_1^3 \cdot r^2 \cdot C^2 \cdot a_3 - 3 \cdot a_1^2 \cdot r^2 \cdot C^2 \cdot a_2^2 - 36 \cdot a_1^3 \cdot r \cdot C \cdot a_3^2 - 54 \cdot a_1 \cdot r^3 \cdot C^3 \cdot a_0 - 54 \cdot a_1 \cdot a_3^3 \cdot a_2 \cdot a_0 + 54 \cdot a_1 \cdot a_3^3 \cdot a_0 + 12 \cdot a_0 \cdot a_3^2 \cdot a_2^3 - 36 \cdot a_0 \cdot a_3^2 \cdot a_2^2 + 36 \cdot a_0 \cdot a_3^2 \cdot a_2 + 81 \cdot a_0^2 \cdot r^4 \cdot C^4 - 3 \cdot a_1^2 \cdot r^2 \cdot C^2 - 12 \cdot a_1^3 \cdot r^3 \cdot C^3 + 6 \cdot a_1^2 \cdot a_3^2 \cdot a_2 - 3 \cdot a_1^2 \cdot a_3^2 \cdot a_2^2 - 3 \cdot a_1^2 \cdot a_3^2 \cdot a_2^2 - 3 \cdot a_1^2 \cdot a_3^2 + 12 \cdot a_1^3 \cdot a_3^3 + 81 \cdot a_0^2 \cdot a_3^4 \right)^{1/3} + \left( \frac{1}{3} \right) \cdot a_2 - \frac{1}{3} \right) / (k_{PWM} \cdot C) \quad \text{Gl. 8.6-17}$$

$$k_{iP} = -\frac{r \cdot C - a_3}{k_{PWM} \cdot C} \quad \text{Gl. 8.6-18}$$

$$k_{uP} = \frac{-a_2 + 1 + k_{PWM} \cdot C \cdot k_{il}}{k_{PWM} \cdot k_{iP}} \quad \text{Gl. 8.6-19}$$

$$k_{ul} = \frac{a_0}{k_{PWM} \cdot k_{il}} \quad \text{Gl. 8.6-20}$$

Einsetzen der folgenden Bedingungen in die Gleichungen 8.6-17 bis 8.6-20:

$$r = 0.3\Omega, C = 10\mu\text{F}, L = 5\text{mH}, \zeta_r = 0.8, \omega_r = 2500, n = m = 10, \alpha = 1, k_{PWM} = 0.6$$

Damit ergibt sich für die PI-Parameter:

$$k_{iP} = 366.167$$

$$k_{il} = 296660$$

$$k_{uP} = 0.043$$

$$k_{ul} = 70.226$$

## 8.7 Übertragungsfunktion des Multi-loop-Reglers II

In diesem Abschnitt wird die Herleitung der Übertragungsfunktionen des Multi-loop-Reglers abgeleitet.

Aus Abbildung 8-3, entnimmt man die Übertragungsfunktion der Open-loop-Stromschleife:

$$G_{iop} = \frac{G_i \cdot G_1}{1 + G_0 \cdot G_1} \quad \text{Gl. 8.7-1}$$

Einsetzen der Gleichungen 8.5-9 bis 8.5-12 in Gleichung 8.7-1 ergibt:

$$G_{iop} = \frac{C \cdot k_{iP} \cdot s + k_{il} \cdot k_{PWM}}{L \cdot C \cdot s^2 + C \cdot r \cdot s + 1} \quad \text{Gl. 8.7-2}$$

Aus Abbildung 8-3, entnimmt man die Übertragungsfunktion der Close-loop-Stromschleife:

$$G_{icl} = \frac{G_i \cdot G_1}{1 + G_0 \cdot G_1 + G_i \cdot G_1} \quad \text{Gl. 8.7-3}$$

Einsetzen der Gleichungen 7.5-9 bis 7.5-12 in Gleichung 8.7-3 ergibt:

$$G_{icl} = \frac{C \cdot k_{PWM} \cdot k_{iP} \cdot s + C \cdot k_{PWM} \cdot k_{il}}{L \cdot C \cdot s^2 + (C \cdot r + C \cdot k_{PWM} \cdot k_{iP}) \cdot s + C \cdot k_{PWM} \cdot k_{il} + 1} \quad \text{Gl. 8.7-4}$$

Ebenfalls aus Abbildung 8-3 und zusammen mit Gleichung 8.7-3, gilt für die Übertragungsfunktion der Open-loop-Spannungsschleife:

$$G_{uop} = \frac{G_u \cdot G_0 \cdot G_i \cdot G_1}{1 + G_0 \cdot G_1 + G_i \cdot G_1} \quad \text{Gl. 8.7-5}$$

Einsetzen der Gleichungen 8.5-9 bis 8.5-12 in Gleichung 8.7-5:

$$G_{uop} = \frac{k_{PWM} \cdot k_{iP} \cdot k_{uP} \cdot s^2 + k_{PWM} \cdot k_{uP} \cdot (k_{il} + k_{iP}) \cdot s + k_{PWM} \cdot k_{il} \cdot k_{ul}}{L \cdot C \cdot s^4 + C \cdot (r + k_{PWM} \cdot k_{iP}) \cdot s^3 + (k_{PWM} \cdot C \cdot k_{il} + 1) \cdot s^2} \quad \text{Gl. 8.7-6}$$

Vergleich mit Gleichung 8.5-23:

$$U_0(s) = \frac{\frac{k_{PWM} \cdot k_{iP} \cdot k_{uP} \cdot s^2 + k_{PWM} \cdot (k_{iP} \cdot k_{ul} + k_{il} \cdot k_{uP}) \cdot s + k_{PWM} \cdot k_{il} \cdot k_{ul}}{L \cdot C} \cdot U_r(s) + \frac{1}{C} \cdot s^3 + \frac{r + k_{PWM} \cdot k_{iP} \cdot (1 - \alpha)}{L \cdot C} \cdot s^2 + \frac{k_{PWM} \cdot k_{il} \cdot (1 - \alpha)}{L \cdot C} \cdot s}{D(s)} \cdot I_0(s) \quad \text{Gl. 8.7-7}$$

Durch Abkürzung mit  $G_{ur}(s)$  und  $G_{i0}(s)$  ergibt sich:

$$U_0(s) = G_{ur}(s) \cdot U_r(s) - G_{i0}(s) \cdot I_0(s) \quad \text{Gl. 8.7-8}$$

## 8.8 DC-Dämpfungs-Kondensator bei Bi-direktionalem Leistungsfluss (DC-Dämpfungs-Kondensator)

Der DC-Dämpfungs-Kondensator dient zur Aufnahme der Überschussenergie im Falle eines Bremsvorganges, bei dem die Energie aus dem rotierenden Generator einschließlich Turbine über den Wechselrichter in den Dämpfungskondensator ( $C_d$ ) eingespeist wird.



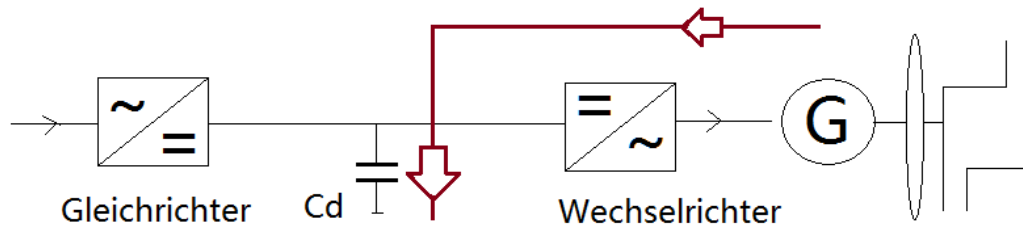


Abbildung 8-4; Ersatzschaltbild bei Bi-direktionalem Leistungsfluss

Als Ausgangsbasis dient die Energie der synchron mitdrehenden Maschine:

$$W_m = \frac{\theta \cdot \omega_m^2}{2} = H \cdot S \quad \text{Gl. 8.8-1}$$

Durch eine bereits als erfolgt angenommene Erhöhung der Drehzahl kommt es zu einer Erhöhung der kinetischen Rotationsenergie.

$$W_m + \Delta W = \frac{\theta \cdot (\omega_m + \Delta\omega)^2}{2} \quad \text{Gl. 8.8-2}$$

Wobei:

$$\Delta\omega = 2 \cdot \pi \cdot \Delta f \quad \text{Gl. 8.8-3}$$

Wenn  $t < 0s$  gilt:

$$W_{-0} = \frac{C \cdot U_n^2}{2} \quad \text{Gl. 8.8-4}$$

Wenn  $t > 0s$  gilt:

$$W_{+0} = \frac{C \cdot (U_n + \Delta U)^2}{2} \quad \text{Gl. 8.8-5}$$

Wenn  $t = 0s$  gilt:

Einsetzen von Gleichung 8.8-4 in Gleichung 8.8-5:

$$W_{+0} = \frac{C \cdot (U_n^2 + 2 \cdot U_n \cdot \Delta U + \Delta U^2)}{2} = W_{-0} + \Delta W = \frac{C \cdot U_n^2}{2} + \Delta W \quad \text{Gl. 8.8-6}$$

Umformung von Gleichung 8.8-6:

$$\frac{C \cdot (U_n^2 + 2 \cdot U_n \cdot \Delta U + \Delta U^2)}{2} = \frac{C \cdot U_n^2}{2} + \Delta W \quad \text{Gl. 8.8-7}$$

$$\frac{C \cdot (2 \cdot U_n \cdot \Delta U + \Delta U^2)}{2} = \Delta W \quad \text{Gl. 8.8-8}$$

$$C = \Delta W \cdot \frac{2}{2 \cdot U_n \cdot \Delta U + \Delta U^2} \quad \text{Gl. 8.8-9}$$

Damit ergibt sich für die numerische Beispielrechnung:

$$H = 0.2s$$

$$S = 1kVA$$

$$U_n = 500V$$

$$\Delta U = 10\% \cdot U_n = 50V$$

$$\Delta W = H \cdot S = 200J$$

Die Kapazität des Dämpfungskondensators aus Gleichung 8.8-9 ist:

$$C = 7619\mu F$$

In der numerischen Beispielrechnung wird von einer Frequenzerhöhung entsprechend  $\Delta f = 1 \text{ Hz}$  elektrisch ausgegangen.

$$\Delta f = 1\text{Hz} \quad \text{Gl. 8.8-10}$$

$$\Delta \varpi_{el} = 2 \cdot \pi \cdot \Delta f \quad \text{Gl. 8.8-11}$$

Für den 4 poligen Prüffeld-Generator des Institutes für Elektrische Anlagen gilt:

$$p=2$$

Einsetzen von  $p=2$  in Gleichung 8.8-11:

$$\Delta \varpi_m = \frac{2 \cdot \pi \cdot \Delta f}{p} = \frac{2 \cdot \pi \cdot \Delta f}{2} \quad \text{Gl. 8.8-12}$$

Einsetzen von Gleichung 8.8-1 in Gleichung 8.8-12:

Wenn  $t < 0s$  gilt:

$$W_n = \frac{\theta \cdot \omega_m^2}{2} = \frac{\theta \cdot \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot \Delta f_{el}}{p}\right)^2}{2} = H \cdot S \quad \text{Gl. 8.8-13}$$

Wenn  $t > 0s$  gilt:

$$W_n^+ = \frac{\theta \cdot \omega_m^2}{2} = \frac{\theta \cdot \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot \Delta f_{el+}}{p}\right)^2}{2} = W_n + \Delta W \quad \text{Gl. 8.8-14}$$

Wenn  $t = 0s$  gilt:

Einsetzen von Gleichung 8.8-13 in Gleichung 8.8-14:

$$\frac{W_n + \Delta W_n}{W_n} = 1 + \frac{\Delta W_n}{W_n} = 1 + \frac{\Delta W_n}{H \cdot S} = \frac{\theta \cdot \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot \Delta f_{el+}}{p}\right)^2}{\theta \cdot \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot \Delta f_{eln}}{p}\right)^2} = \left(\frac{\Delta f_{el+}}{\Delta f_{eln}}\right)^2 = \left(\frac{51\text{Hz}}{50\text{Hz}}\right)^2 = 1.0404 \quad \text{Gl. 8.8-15}$$

Damit ergibt sich für die numerische Beispielrechnung:

$$1 + \frac{\Delta W_n}{H \cdot S} = 1 + \frac{\Delta W_n}{200\text{J}} = 1.0404 \quad \text{Gl. 8.8-16}$$

Und die Änderung der Energie mit  $\Delta f = 1 \text{ Hz}$  aus Gleichung 8.8-16:

$$\Delta W_n = 8.08\text{J} \quad \text{Gl. 8.8-17}$$

C ist proportional zu  $\Delta W$  aus Gleichung 8.8-9:

$$C \propto \Delta W_n \rightarrow C_{\text{neu}} = C_{\text{alt}} \cdot \frac{8.08\text{J}}{200\text{J}} = 7619\mu\text{F} \cdot 0.0404 = 307.8\mu\text{F} \quad \text{Gl. 8.8-18}$$

Die notwendige Kapazität des Dämpfungskondensators für diese Situation ist:

$$C = 307.8\mu\text{F}$$