

# Netzrückwirkungen von Thyristorstellern mit ohmscher Last bei verschiedenen Steuerverfahren

Fachbericht Projekt 6

Windisch, 16.08.2019



<b>Hochschule</b>	Hochschule für Technik - FHNW
<b>Studiengang</b>	Elektro- und Informationstechnik
<b>Autor</b>	Nando Spiegel und Bastian van Dijke
<b>Betreuer</b>	Felix Jenni
<b>Auftraggeber</b>	Intern

## **Zusammenfassung**

Heutzutage gibt es zwei geläufige Verfahren für eine sinnvolle Ansteuerungen von elektrischen Geräten. Bei ohmschen Lasten wird oft eine Phasenanschnittsteuerung verwendet. Da bei dieser Methode Harmonische Schwingungen auftreten, sind ihr vom Netzbetreiber einige Grenzen gesetzt. Daher weicht man bei solchen Umständen mehrfach auf die Schwingungspaketsteuerung aus. Hierbei wird die Leistung während mehreren Netzperioden voll bezogen und danach wieder abgeschaltet. Dieses harte ein- und ausschalten des Verbrauchers, erzeugt im Netz neben Harmonischen auch Zwischenharmonische Schwingungen.

Damit diese Nachteile minimiert werden können, entwickelte man eine dritte Variante. Sie beinhaltet eine Kombination der beiden Steuerungsverfahren. Dabei wird das sanfte Hoch- und Runterfahren der Leistung mit der Phasenanschnittsteuerung ausgeführt, während einer Anzahl Pakete volle Leistung die Schwingungspaketsteuerung zu tragen kommt.

Es zeigte sich, dass bei der neu entwickelten Methode die Harmonischen Oberschwingungen zu einem minimalen Wert gesunken sind. Sie halten auch die festgelegten Vorschriften des Netzbetreibers ein. Je sanfter die Steilheit des Ein- und Ausschalten der Leistung gewählt wurde, desto näher waren die Zwischenharmonischen bei den jeweiligen Harmonischen Schwingungen, im Vergleich zur Schwingungspaketsteuerung. Außerdem waren die Trägerbänder viel dünner als zur Paketsteuerung.

**Keywords:** Phasenanschnitt, Schwingungspaket, Ohmsche Last

## Inhaltsverzeichnis

<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2 Grundlagen</b>	<b>2</b>
2.1 Auswirkung von Oberschwingungen . . . . .	2
2.2 Auftretende von verzerrten Sinusschwingungen . . . . .	2
2.3 Definition der Oberschwingungen . . . . .	3
2.4 Definition der zwischen- und subharmonischen Schwingungen . . . . .	3
2.5 Definition der Verzerrten Schwingung . . . . .	4
2.6 Total Harmonic Distortion . . . . .	6
2.7 Phasenanschnittsteuerung . . . . .	7
2.8 Schwingungspaketsteuerung . . . . .	8
2.9 Leistungsfaktor . . . . .	9
2.10 Leistungsfaktor . . . . .	9
2.10.1 Leistungsfaktor Phasenanschnittsteuerung . . . . .	10
2.10.2 Leistungsfaktor Schwingungspaketsteuerung . . . . .	12
2.11 Anforderung an die Netzqualität . . . . .	12
2.12 Normen . . . . .	12
2.12.1 EN 61000-3-2 Grenzwerte für Oberschwingungsströme . . . . .	13
2.12.2 EN 61000-3-2 . . . . .	13
2.12.3 EN 61000-3-3 . . . . .	16
2.12.4 EN 61000-2-2 . . . . .	18
<b>3 Simulationen</b>	<b>20</b>
3.1 Simulation mit Matlab . . . . .	20
3.1.1 Einphasige Phasenanschnittsteuerung mit $60^\circ$ und $90^\circ$ . . . . .	20
3.1.2 Einphasige Schwingungspaketsteuerung mit Duty Cycle von 0.5 und 0.8 .	22
3.1.3 Sanftes- und Hartes Hoch- und Runterfahren . . . . .	24
3.2 Simulation mit Plecs . . . . .	25
3.2.1 Einphasige Phasenanschnittsteuerung mit $60^\circ$ und $90^\circ$ . . . . .	25
3.2.2 Einphasige Schwingungspaketsteuerung mit Duty Cycle von 0.5 und 0.8 .	26
3.2.3 Vergleich der einphasigen Resultate mit Plecs und Matlab . . . . .	29
3.2.4 Dreiphasige Phasenanschnittsteuerung mit $60^\circ$ und $90^\circ$ . . . . .	29
3.2.5 Dreiphasige Schwingungspaketsteuerung mit Duty Cyclen von 0.5 und 0.8	31

3.2.6	Dreiphasige Schwingungspaketsteuerung mit duty cyclen von 0.5 und 0.8	31
3.2.7	Einphasige Kombination des Auf- und Absteuern	32
3.2.8	Dreiphasige Kombination des Sanft-Anlassen	32
3.2.9	Dreiphasige Kombination des Auf- und Absteuern	32
3.2.10	Alternative Ansteuerungen	35
3.2.11	Alternative Ansteuerungen	35
<b>4</b>	<b>Messaufbau</b>	<b>37</b>
4.1	Laboraufbau	37
4.1.1	Filter	37
4.1.2	Verstärkerschaltung	37
4.2	Laboraufbau mit einem Widerstand	38
4.3	Laboraufbau mit einer ASM	39
4.4	Arduino	39
4.4.1	Phasenanschnittssteuerung mit Arduino	39
4.4.2	Schwingungspaketsteuerung mit Arduino	39
4.4.3	Hartes Auf- und Absteuern	39
4.4.4	Sanftes Auf- und Absteuern	40
4.4.5	Drehzahlmessung für eine Reglerauslegung	40
<b>5</b>	<b>Resultate des Messaufbaus</b>	<b>42</b>
5.1	Messungen Ströme	42
5.1.1	Messungen Widerstand	42
5.1.2	Messungen ASM	47
5.2	Messungen Spannungen	51
5.2.1	Messungen Widerstand	51
5.2.2	Messungen ASM	56
5.3	Sparvariante	59
5.3.1	Sparvariante mit einem Widerstand und zwei Thyristoren	59
5.3.2	Sparvariante mit der ASM und zwei Thyristoren	63
5.4	Leistungsfaktor	65
5.5	Fazit	66
<b>6</b>	<b>Interpretation der Resultate</b>	<b>67</b>
<b>7</b>	<b>Schlusswort</b>	<b>68</b>

<b>Literatur</b>	<b>70</b>
<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>70</b>
<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>73</b>
<b>A Matlab-Berechnungen</b>	<b>75</b>
A.1 Leistungsfaktor . . . . .	75
A.2 Arduino-Programm . . . . .	76
<b>B Vergleich der Resultate von Plecs und Matlab</b>	<b>77</b>
B.1 Messungen Spannungen Widerstand . . . . .	82
B.2 Messungen Spannungen ASM . . . . .	84
B.3 Vergleich Messungen Widerstand mit Simulation . . . . .	87
B.4 Spar-Variante für den Widerstand mit zwei Thyristoren . . . . .	89
B.5 Spar-Variante für den Widerstand mit einem Thyristor . . . . .	93

## 1 Einleitung

In der Leistungselektronik werden ein- und dreiphasige Thyristorsteller seit Jahren für verschiedene Anwendungen eingesetzt. Dabei gibt es zwei beliebte Methoden wie die Ansteuerung der Steller erfolgen kann. Die Phasenanschnitt-Steuerung ist eine geläufige Vorgehensweise, um die Leistung von ohmsche Lasten zu regulieren. Da bei dieser Steuerung jedoch harmonische Schwingungen (Vielfaches der Netzfrequenz) auftreten, sind ihr vom Netzbetreiber einige Grenzen gesetzt. Ein Beispiel dafür sind die zulässigen Höchstwerten der Oberschwingungsströme bei den verschiedenen Ordnungen. Eine andere Möglichkeit, die verwendet wird, um Spannung und Strom zu regulieren, ist eine Schwingungspaket-Steuerung. Die Leistung wird dabei während mehreren Netzperioden voll bezogen und dann wieder weggeschaltet. Dieses strikte Zu- und Wegschalten des Verbrauchers vom Netz erzeugt neben den harmonischen, auch subharmonische Schwingungen (Bruchteile der Netzfrequenz). Die beiden Effekte sind im Netz unerwünscht, da die ordnungsmässige Funktion der Betriebsmittel beeinträchtigen und zu einer Verschmutzung des Netzes führen. Eine alternative Variante, die die oben genannten Probleme vermindern könnten, wäre eine Kombination der beiden Steuerungsarten. Dabei würde man mit Hilfe der Phasenanschnittsteuerung das sanfte Hoch- und Runterfahren der Spannung regulieren. Zusätzlich würde mit einer solchen Schwingungspaketsteuerung die Anzahl Pakete des Auf- und Absteuerns eingeschaltet werden.

Das Ziel dieser Bachelorarbeit ist es, ein solches Verfahren zu entwerfen und zu analysieren. Der Vergleich mit den bereits vorhandenen Steuerungsarten soll zeigen, dass eine Kombination der beiden Verfahren genutzt werden kann, um die verlustbehafteten Oberschwingungen zu minimieren. Ein geeigneter Messaufbau aller Varianten ist von Nutzen, damit man einen visuellen Vergleich hat.

Als Erstes werden jedoch zuerst alle relevanten Informationen über die gängigen Steuerverfahren für ein- und dreiphasige Wechselspannungssteller eruiert. Anschliessend sollen analytisch die harmonischen Oberschwingungen in Funktion zum Zündwinkel der Phasenanschnitt-Steuerung (ein- und dreiphasig) bestimmt werden. Auch die Harmonische in Funktion des Ein- und Ausschalt-Verhältnisses für Schwingungspaket-Steuerung sind ein wichtiger Bestandteil dieser Arbeit. Die Resultate aller Steuerungsverfahren, die man mit den Simulations-Tools Plecs und Matlab aufgebaut hat, werden mit einem geeigneten Laboraufbau verglichen. Danach betrachtet man ein Verfahren mit sanftem Hoch- und Runterfahren der Leistung und kontrolliert das Ganze messtechnisch mit den dazugehörigen erstellten Simulationen. Mit Hilfe eines Arduinos und einer kleinen Software kann schlussendlich die neu entwickelte Ansteuerung, bei einer ohmschen Last und einem Asynchronmotor getestet werden. Bei den gefundenen Verfahren muss immer darauf geachtet werden, dass sie zwingend die Netzvorschriften einhalten.

Die vorliegende Projektarbeit gliedert sich in 5 Kapitel. Im ersten Teil werden die wichtigsten Grundlagen erläutert. Dies sind die Funktionalität der einzelnen behandelten Steuerungsarten, die damit auftretenden Probleme und die Formeln die für die Berechnungen der verschiedenen Spektren, verwendet wurden. Ausserdem werden die wichtigsten Normen kurz zusammengefasst. Im Kapitel Simulation sind alle Resultate der simulierten Verfahren, welche mit Plecs und Matlab dargestellt sind, aufgezeigt. Des weiteren verglich man die gegenseitigen Resultate der Simulationen und konnte sie so verifiziert. Das 4. Kapitel beinhaltet den Messaufbau sowie alle Komponenten, die verwendet wurden, um einen geeigneten Laboraufbau zu erstellen. Anschliessend sind im Kapitel 5 die Resultate des Messaufbaus vorgestellt. Am Ende folgt im Kapitel 6 die Diskussion zu den verschiedenen Ansteuerungsverfahren und es wird ein endgültiges Fazit gezogen.

## 2 Grundlagen

Im diesem Kapitel werden die Grundlagen, die für das Grundverständnis dieser Arbeit relevant sind, aufgelistet. Das Hauptaugenmerk liegt dabei auf den beiden häufigsten Steuerverfahren für ohmsche Lasten, die Phasenanschnitt- und die Schwingungspaketsteuerung. Nachteile solcher Verfahren sind verzerrte Signale, die fast nicht zu vermeiden sind. Deshalb sieht das vorliegende Konzept eine Kombination beider Steuerungsverfahren vor, wodurch eine optimale Steuerung erreicht werden soll. Daher werden nachfolgend das Aufkommen und die Auswirkungen von Ober-, zwischen- und subharmonischen Schwingungen erläutert. Thematisiert werden auch die Normen, die zwingend eingehalten werden müssen, denn sie setzen beiden Verfahren Grenzen.

### 2.1 Auswirkung von Oberschwingungen

Falls Oberschwingungen oder andere Netzrückwirkungen bei Betriebsmitteln auftreten, können die Geräte in ihrer Funktion beeinträchtigt oder sogar zerstört werden. Ein Beispiel dafür ist, im Falle einer Kurzzeitunterberechnung bei Schaltnetzteile würden sie mit extrem hohen Einschaltspitzen reagieren. Diese Spitzen könnten das 20-fache der Nennlast erreichen. Grund dafür ist, dass im einphasigen Verbrauch bei einem dreiphasigen-Wechselstromsystem der ganze Rückleiterstrom über den Sternpunkt des Transformators zurück fliesst. Gibt es viele Schaltnetzteile in einem System, heben sich die Rückleiterströme nicht mehr auf, sondern sie addieren sich. Die Folgen davon wären eine Sternpunktverschiebung. Außerdem können die Oberschwingungen zum Beispiel bei Glühbirnen die Glühfadentemperatur erhöhen und somit ihre Lebensdauer verkürzen. Auch bei Dreh- oder Wechselstrommotoren und -generatoren führen Stromoberschwingungen zu zusätzlicher Erwärmung. Bei Schutzgeräten wie Distanzschutz, Überstromschutz oder Differentialschutz können Oberschwingungen den Aufbau und die Wirkungsweise des Schutzgerätes beeinflussen. Sind die Abstände zwischen Freileitungen und Telefonleitungen zu gering, können die Oberschwingungen die Sprachübertragung stören.

### 2.2 Auftretende von verzerrten Sinusschwingungen

Im Idealfall würde bei einer Stromversorgung überall eine perfekte sinusförmige Spannung vorliegen. Jedoch sieht dies in der Realität anders aus. Die Kurve der Spannung und des Stromes weichen massiv von einer Sinusfunktion ab. Man bezeichnet diese verzerrten Schwingungsformen im Allgemeinen als oberschwingungsbehaftetes Signal. Durch Oberschwingungsspannung können zum Beispiel Spannungsverzerrungen vorkommen, die das Überhitzen von Drehfeldmotoren verursachen. Außerdem können bei den Oberschwingungsströmen zum Beispiel die Neutralleiter überlastet werden. Sie verursachen so einen erheblichen Schaden an einer Schaltanlage oder einer Hausinstallation.

Schon früh erkannte man diese Oberschwingungsverzerrungen am Netz, jedoch ist es erst heute ein ernstzunehmendes Problem für die Versorgungsbetriebe, die Verteilnetzbetreiber und für den Endkunden, da fast jedes elektrische Gerät verzerrte Signale zurückspeist und so das Netz verunreinigt. Die grössten Herausforderungen waren früher, die Auswirkungen von Oberschwingungsverzerrungen auf elektrische Maschinen zu erkennen. Außerdem stellte man fest, dass Störungen in den Telefonleitungen auftraten, welche den Ton der Sprache beeinträchtigte. Allerdings kann man sagen, dass Oberschwingungsverzerrungen früher ein geringeres Gefahrenpotential darstellten als heute. Die heutigen Maschinen sind so konstruiert, dass sie weniger Oberwellen erzeugen. Auch bei den Verteilnetzen wird darauf geachtet, dass sie nicht mehr an der Lastobergrenze arbeiten und so ein reineres Sinussignal verwenden. Seit einigen Jahren steigt deshalb die weltweite Nachfrage nach energieeffizienten Lösungen, die nur über vermehrten Einsatz von Leistungselektronik realisierbar sind.

### 2.3 Definition der Oberschwingungen

Die Oberschwingung gehören in den Themenbereich «physische Eigenwertprobleme», es sind also Wellen, deren Frequenz ganzzahlige Vielfache der Grundschwingungen sind. In der Musikwelt hört man Oberschwingungsfrequenzen vor allem bei Saiteninstrumenten, wie zum Beispiel bei einer Gitarre oder einer Geige.

Die meisten elektrischen Geräte halten nach der perfekten Welle Ausschau. Bei Wechselstrom definiert diese Perfektion eine perfekte Sinuskurve. Die daraus verwendete elektrische Spannung wechselt gleichmäßig zwischen der positiven und der negativen Halbwelle hin und her. Bei einer Frequenz von 50 Hz geschieht dies genau 50-mal pro Sekunde. Der Begriff Welle ist im Zusammenhang von Oberschwingungen jedoch nicht ganz korrekt. Eine Welle hat eine räumliche und zeitliche Ausdehnung. Die hier betrachteten Schwingungen haben aber nur eine zeitliche Ausdehnung. Die Oberschwingungsanteile in einem Wechselstromsystem sind also definiert als sinusförmige Anteile einer periodischen Schwingung, deren Frequenz einem ganzzahligen Vielfachen (Ordnungszahl) der Grundfrequenz entspricht. Die Tabelle 2.1 beinhaltet, die Ordnungszahlen ( $n$ ) in Bezug zur Frequenz ( $f_h$ ). Es ist ersichtlich, dass zum Beispiel die 5. Oberschwingung eine Frequenz von 250 Hz hat. Die Berechnung der Oberschwingungsfrequenz erkennt man in der Formel 2.1.

$$f_h = n \cdot \text{Grundfrequenz} \quad (2.1)$$

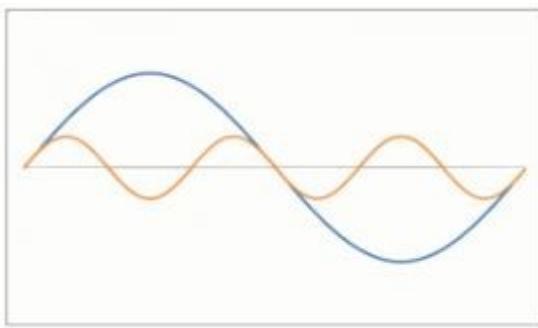
Ordnungszahl $n$	Oberschwingungsfrequenz (Hz) $f_h$
1	50
3	150
5	250
7	350
11	550
13	650
...	...
$n$	$50 \cdot n$

**Tabelle 2.1:** Oberschwingungsfrequenzen

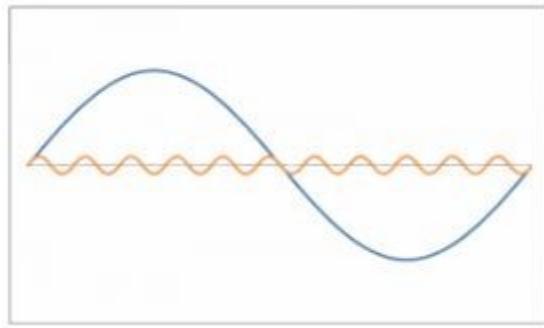
Die folgenden zwei Abbildungen 2.1 und 2.2 zeigen eine Grundschwingung bei 50 Hz (blau) und die jeweilige 3. und 11. Ordnung der Grundfrequenz (gelb). Mit Hilfe der verschiedenen Ordnungen können beliebige Signal dargestellt werden. In Kapitel 2.5 ist dies, mit einem verzerrten Signal erläutert.

### 2.4 Definition der zwischen- und subharmonischen Schwingungen

Die subharmonischen sind sinusförmige Schwingungen, deren Frequenz unterhalb der Grundfrequenz entstehen. Ein Beispiel dafür sind Schwingungen bei Frequenzen von 5, 10, oder 20 Hz bei einer Grundfrequenz von 50 Hz. Bei den Zwischenharmonischen handelt es sich um Sinusschwingungen, welche zwischen den harmonischen Schwingungen entstehen. Ihre Frequenz ist kein ganzzahliges Vielfaches der Grundfrequenz von 50 Hz. Die zwei Schwingungsarten sind man in Abbildung 2.3 dargestellt. Die zwischenharmonischen Frequenzen und der damit verbundene Spannungsabfall entstehen dann, wenn elektrische Geräte eine getaktete Stromaufnahme haben, deren Takt-Frequenz kein natürliches Vielfaches der Netzfrequenz ist. Ein Beispiel eines solchen Phänomens erkennt man bei direkten Umrichtern, die keinen Zwischenkreis haben. Die Folgen

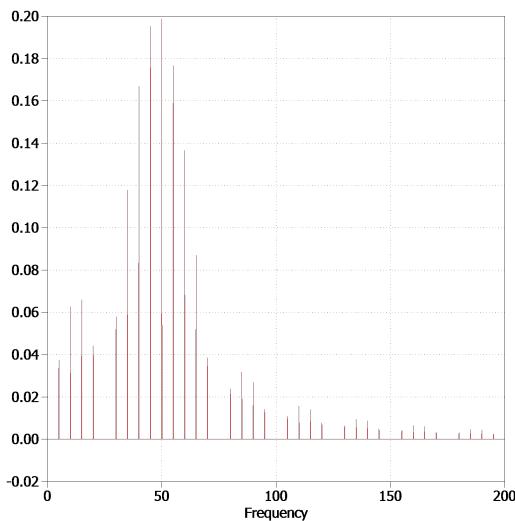


**Abbildung 2.1:** Grundschnigung mit 3. Ordnung [1]



**Abbildung 2.2:** Grundschnigung mit 11. Ordnung [1]

von zwischenharmonischen Spannungen sind Störungen auf Kommunikationseinrichtungen, die zum Beispiel Rundsteuerempfänger massiv irritieren. Die Rundsteuerempfänger hören nur auf eine bestimmte Frequenz, die kein Vielfaches von 50 Hz ist. Sie liegen unterhalb von wenigen kHz. Fallen die Frequenzen nun genau auf die Zwischenharmonischen, so können sie vom Rundsteuerempfänger als falsche Signale interpretiert werden. Eine weitere negative Auswirkung, die Zwischenharmonische hervorrufen, sind Fehlverhalten auf die Funktion von Dimmerschaltungen. Die Thyristoren können zu früh oder zu spät zünden und so zu unfreiwilligem Lichtflackern der Beleuchtung führen.



**Abbildung 2.3:** Sub- und Zwischenharmonische mit einer Grundfrequenz von 50 Hz

## 2.5 Definition der Verzerrten Schwingung

Eine verzerrte Schwingung entsteht durch Überlagerungen von verschiedenen sinusförmigen Wellen mit unterschiedlichen Frequenzen und Amplituden. Man kann eine solche Schwingung mit den unterschiedlichen Oberschwingungskomponenten zusammensetzen, indem man eine Sinusschwingung mit mehreren Oberschwingungen zusammenaddiert. Ein wellenförmiges verzerrtes Signal lässt sich so zu einer Grundschnigung mit mehreren harmonischen Oberschwingungen zerlegen. In Abbildung 2.4 ist diese ersichtlich, wobei die rote Kurve das verzerrte Signal darstellt. Die drei blauen Sinusschwingungen bilden die Zerlegungen zur Grundschnigung, zur 3.

und 5. harmonische Oberschwingung. Addiert man die drei blauen Kurven zusammen, so erhält man wiederum das verzerrte rote Signal.

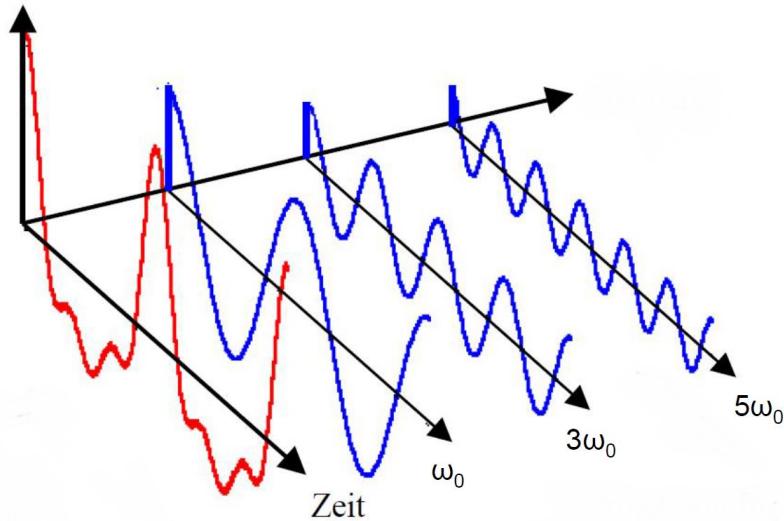


Abbildung 2.4: Addition der verschiedenen Oberwellen [2]

Mit der Fourier-Transformation lassen sich die Amplitudenspektren mit den Sinuskurven bei den verschiedenen harmonischen Frequenzen übersichtlich visualisieren. Da das Amplitudenspektrum jedoch keine Informationen über die Phasenlage der einzelnen Harmonischen enthält, wird zusätzlich ein Phasenspektrum betrachtet. In der Praxis wird dieses Spektrum oft einfach weggelassen. Jedoch benötigt man für die Rekonstruktion des Eingangssignal zwingend beide Spektren. Im Kapitel 3.1 konnte von Hand mit der folgenden Fourier-Reihe eine beliebige periodische Funktion als Summe von Sinus- und Cosinus-Funktionen dargestellt werden.

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cdot \cos(nx) + b_n \cdot \sin(nx)] \quad (2.2)$$

Mathematisch werden die Fourier-Koeffizienten  $a_0$ ,  $a_n$  und  $b_n$  mit den untenstehenden Formeln berechnet. Sie gelten im Frequenzbereich von 0 bis  $2\pi$ :

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} f(x) dx \quad (2.3)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} f(x) \cdot \cos(n \cdot w_0 \cdot x) dx \quad (2.4)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} f(x) \cdot \sin(n \cdot w_0 \cdot x) dx \quad (2.5)$$

Mit den oben genannten Fourier-Koeffizienten lassen sich nun das Amplituden- und Phasenspektrum von verschiedenen Signalen berechnen. Die verschiedenen harmonischen Schwingungen aber auch die sub- und zwischen Harmonischen können so ersichtlich in einem Frequenzspektrum dargestellt werden. Mit den Formeln 2.6 und 2.7 berechnet man das Amplituden und Phasenspektrum:

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (2.6)$$

$$\varphi = \arctan \left( \frac{a_n}{b_n} \right) \quad (2.7)$$

## 2.6 Total Harmonic Distortion

Oberschwingungsströme oder verzerrte Signale lassen sich bei elektrischen Geräten fast nicht vermeiden. Ein wichtiger Bezugspunkt zu den Oberschwingungsgrößen ist dabei die gesamte harmonische Verzerrung. Man nennt ihn auch den THD-Wert (Total Harmonic Distortion). Dieser Wert ist ausschlaggebend, ob ein Verbraucher an das Netz angeschlossen werden darf oder nicht. Man analysiert diesen Wert rechnerisch. Der THD-Wert gibt das Verhältnis des Effektivwertes aller Oberschwingungen zum Effektivwert der Grundschwingung an. Man verwendet ihn üblicherweise im Nieder-, Mittel-, aber auch im Hochspannungsnetz. Normalerweise wird die Verzerrung des Stromes als  $THDi$  beschrieben, siehe Formel 2.9, und die Verzerrung der Spannung als  $THDu$ , Formel 2.10, angegeben. Der Total Harmonic Current ( $THC$ ) bezeichnet den gesamten Oberschwingungsstrom. Er wird verwendet, um den Gesamteffektivwert der Oberschwingungsströme der Ordnung 2 bis 40 zu quantifizieren, die zu einer Verzerrung der Stromkurve beitragen. Die Ordnungen sind durch die Norm so definiert, Formel 2.8.

$$THC = \sqrt{\sum_{n=2}^{40} I_n^2} \quad (2.8)$$

Die Oberschwingungsströme, welche durch Lasten in Netzwerken erzeugt werden, müssen durch die Impedanzen der Transformatoren oder Drosseln fließen. An diesen Impedanzen kommt es zu nichtlinearen Spannungsabfällen. Es werden Oberschwingungsspannungen erzeugt, die im ganzen Netz verbreitet werden. Diese können an Endgeräten eine Verzerrung der Versorgungsspannung verursachen. Somit ist die harmonische Verzerrung des Stromes  $THDi$  eine direkte Ursache für die Verzerrung der Spannung  $THDu$ . Sie gibt das Ausmass der Verzerrung der Versorgungsspannung an. Auch dieser Wert ist definiert als Quotient des Effektivwertes der Spannungsoberschwingungsanteile bis zur 40. Oberschwingung bezogen auf den Effektivwert der Grundschwingung. Folgende Formel 2.9 berechnet die Totale Verzerrung des Stromes ( $THDi$ ) in Prozent.

$$THDi = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{40} I_n^2}}{I_{(1)}} \cdot 100\% \quad (2.9)$$

Parallel dazu berechnet die Formel 2.10 die Totale Verzerrung der Spannung in Prozent:

$$THDu = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{40} U_n^2}}{U_{(1)}} \cdot 100\% \quad (2.10)$$

Je niedriger der  $THDu$ -Wert ist, desto besser ist die Spannungsqualität. Die Norm besagt, dass der gesamte Oberschwingungsgehalt den Wert von 8% nicht überschreiten darf. Dazu kommt, dass heute üblicherweise für die Verzerrung die  $THD$ -Werte angegeben sind und nicht wie früher die Oberschwingungsgehalte (Klirrfaktore).

## 2.7 Phasenanschnittsteuerung

Bei der Phasenanschnittsteuerung wird das Sinussignal über einen TRIAC geführt. Ein TRIAC besteht aus zwei antiparallel geführte Thyristoren. Die Thyristoren zünden ab einem eingestellten Zündwinkel nach jedem Nulldurchgang. Je später der TRIAC eingeschaltet wird, desto kleiner wird die mittlere Leistung über der Last. Der Zündwinkel kann von  $0^\circ$  bis  $180^\circ$  eingestellt werden, wobei bei  $0^\circ$  die maximale Leistung und bei  $180^\circ$  keine Leistung über der Last anliegt. Der Vorteil bei einer solchen Schaltung ist, der sehr geringe Leistungsverlust, bei der Regelung der Spannung und des Stromes. Zudem ist die Phasenanschnittsteuerung viel kompakter aufgebaut als komplizierte regelbare Schaltnetzteile, die auch einen geringen Leistungsverlust haben. Das Problem bei der Phasenanschnittsteuerung ist, dass diese Schaltung harmonische Oberschwingungen produziert und so unerwünschte Effekte für den Netzbetreiber verursacht. Ein weiteres Problem betrifft den nicht-sinusförmigen Stromverlauf. Da Strom und Spannung nicht den gleichen Verlauf haben, tritt eine Verzerrungsblindleistung auf. Der Strom verläuft zeitlich der Spannung nach und wirkt so wie eine Induktivität. Deshalb wird dieses Verfahren von den Elektrizitätswerken nur bei kleinen Leistungen, bei symmetrischen Anschnittsteuerung von Wärmegeräten toleriert. Bei grösseren Leistungen wird deshalb die Schwinungspaketsteuerung verwendet. Auf der Abbildung 2.5 ist ersichtlich, wie der Phasenanschnitt bei einer Netzspannung aussieht. Die grau gezeichnete Kurve ist die normale Netzspannung und die rote ist die Spannung, welcher an der Last anliegt, bei einem Winkel von  $135^\circ$ . Die Netzspannung wird somit nach 7.5 ms eingeschaltet und nach dem Nulldurchgang wieder gelöscht. Dies wiederholt sich bei jeder Halbwelle. Man erkennt anhand der Fläche unter den Kurven, dass die Leistung der zwei Phasenanschnittswinkeln von  $135^\circ$  und  $45^\circ$  kleiner ist als die der Netzspannung.

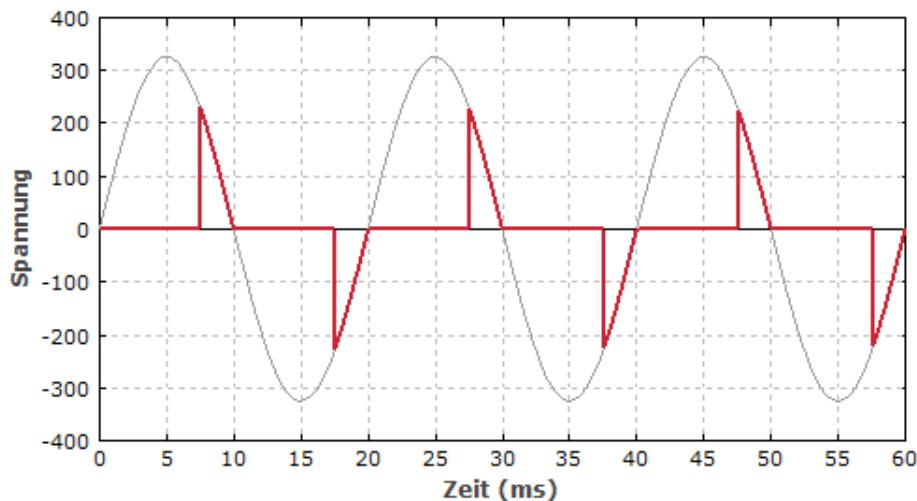


Abbildung 2.5: Phasenanschnitt mit einem Winkel von  $135^\circ$ [3]

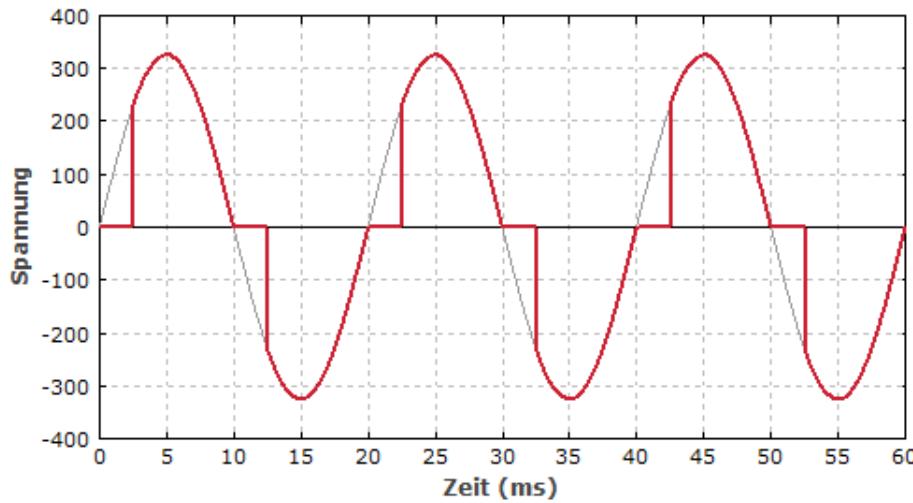


Abbildung 2.6: Phasenanschnitt mit einem Winkel von  $45^\circ$ [3]

In der Abbildung 2.6 ist ersichtlich, dass die Phase früher gezündet wurde, wodurch an der Last eine grössere Leistung resultiert.

## 2.8 Schwingungspaketsteuerung

In diesem Verfahren wird nicht wie bei der Phasenanschnittsteuerung die Form der Halbwellen verändert, sondern die Zeitdauer der Halbwellen, welche an der Last anliegen. Der Vorteil dabei ist, dass nahezu keine Verschiebungs-Blindleistung in der Grundschwingung auftreten. Die Verluste von elektrischen Geräten können so minimiert werden. Die Paketdauer  $T_0$  und die Einschaltzeit  $T_E$  sind bei der Schwingungspaketsteuerung von grosser Wichtigkeit, wobei Letztere verändert wird. Wenn z.B. eine Paketdauer 10 Halbwellen hat, und 5 Halbwellen eingeschaltet sind, liegt die halbe Leistung über der Last an. Anders als bei der Phasenanschnittsteuerung entstehen bei dieser Ansteuerungsart keine harmonische Oberwellen, dafür treten aber sub- und zwischenharmonische Schwingungen auf. In Abbildung 2.7 ist ersichtlich, wie vier von den total sechs Halbwellen pro Paket eingeschaltet sind. Dies ergibt eine Leistung, welche  $2/3$  so gross ist wie die der normalen Netzspannung.

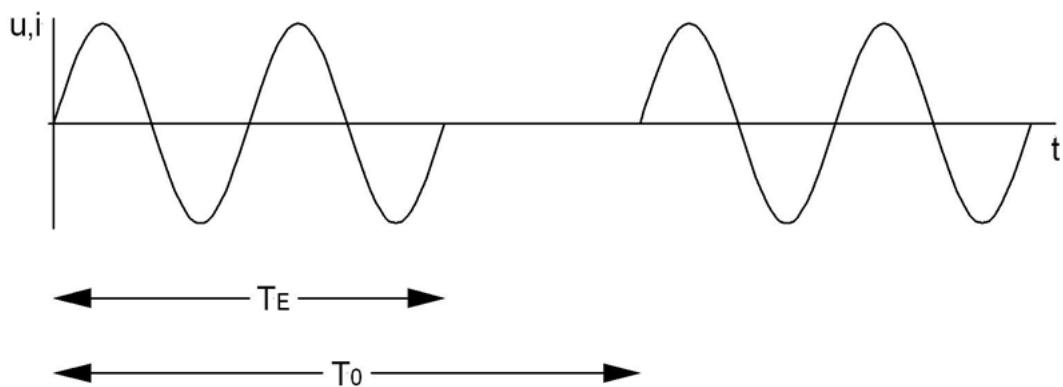


Abbildung 2.7: Schwingungspaketsteuerung  $2/3$  der Leistung [4]

Dabei ergibt sich aus dem Verhältnis von Einschaltzeit zu Periodendauer das Tastverhältnis.

$$a = \frac{T_E}{T_0} \quad (2.11)$$

«««< HEAD

## 2.9 Leistungsfaktor

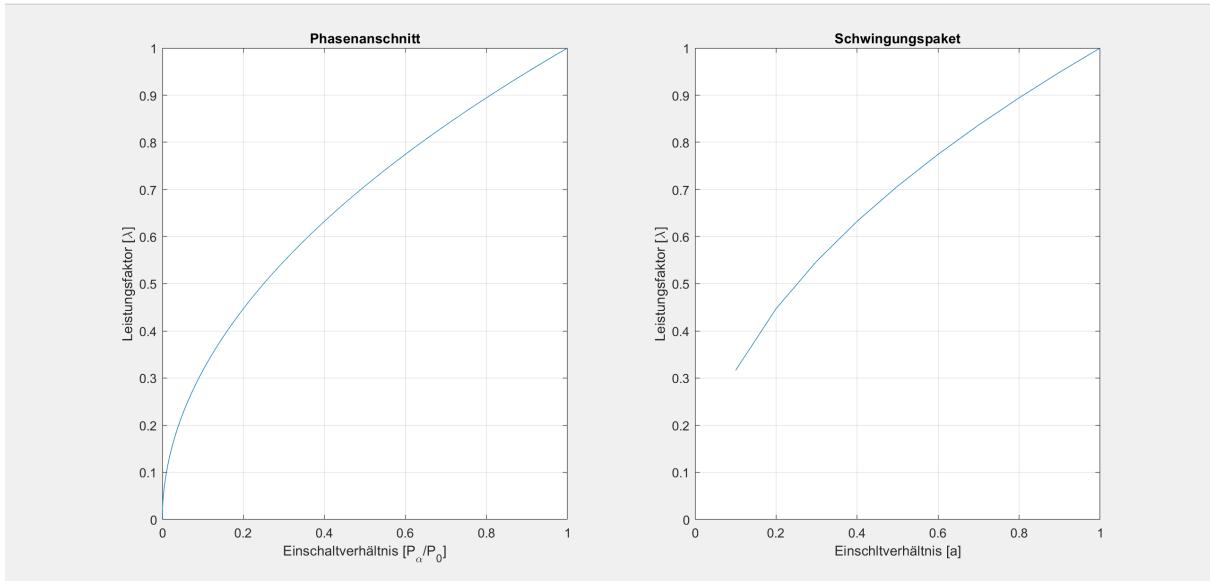
Der Leistungsfaktor wird in der Leistungselektronik meistens dafür verwendet, um das Verhältnis des Betrages der Wirkleistung  $P$  zur Scheinleistung  $S$  anzuzeigen. Der Wert kann dabei zwischen 0 und 1 variieren. Wobei man sagen kann, dass je geringer der Wert ist, desto ineffizienter wird die Energie des Netzbetreibers genutzt. Um die beiden Ansteuerungsverfahren zu vergleichen, ist der Leistungsfaktor der Verfahren zu bestimmen. Bei der Phasenanschnittsteuerung geht der Leistungsfaktor bei einem kleinen Zündwinkel gegen 1, da das Verhältnis der umgesetzten Leistung als Funktion des Zündwinkels  $P_\alpha$ , zur maximalen Leistung  $P_0$  auch 1 ist. Je größer der Zündwinkel gewählt wird, desto kleiner wird  $P_\alpha$  und entsprechend auch der Leistungsfaktor. Bei der Schwingungspaketsteuerung ist der Leistungsfaktor abhängig von dem Verhältnis der Einschaltzeit der Pakete zur Netzperioden. Je größer die Einschaltzeit ist, desto größer ist der Leistungsfaktor. Die genauere Herleitung der beiden Faktoren 2.20 und 2.24 sind im Unterkapitel 2.10.1 und 2.10.2 beschrieben. In der Abbildung 2.8 ist ersichtlich, wie sich der Leistungsfaktor bei den beiden Steuerungsarten verhält. =====

## 2.10 Leistungsfaktor

Der Leistungsfaktor wird meistens in der Leistungselektronik dafür verwendet, um das Verhältnis des Betrages der Wirkleistung  $P$  zur Scheinleistung  $S$  anzeigen zu können. Der Wert kann dabei zwischen 0 und 1 variieren. Wobei man sagen kann, dass je geringer der Wert ist, desto ineffizienter wird die Energie des Netzbetreibers genutzt. Um den Vergleich der beiden Ansteuerungsverfahren zu bekommen, bestimmte man daher den Leistungsfaktor beider Verfahren. Bei der Phasenanschnittsteuerung geht der Leistungsfaktor bei einem kleinen Zündwinkel gegen 1, da das Verhältnis der umgesetzten Leistung als Funktion des Zündwinkels  $P_\alpha$ , zur maximalen Leistung  $P_0$  auch 1 ist. Je größer der Zündwinkel gewählt wird, desto kleiner wird  $P_\alpha$  und dementsprechend auch der Leistungsfaktor. Bei der Schwingungspaketsteuerung ist der Leistungsfaktor abhängig von dem Verhältnis der Einschaltzeit der Pakete zur Netzperioden. Je größer die Einschaltzeit ist, desto größer ist der Leistungsfaktor. Die genauere Herleitung der Faktoren 2.20 und 2.24 ist in dem folgenden Abschnitt beschrieben. In der Abbildung 2.8 ist ersichtlich, wie sich der Leistungsfaktor bei den beiden Steuerungsarten verhält. »»»> master

[5].

Der Vergleich zeigt, dass sich für beide Verfahren bei gleicher Reduzierung der gebrauchten Leistung gegenüber der maximalen möglichen auch die gleichen Leistungsfaktoren ergeben. Bei der Schwingungspaketsteuerung wird die verzerrte Leistung hauptsächlich durch die subharmonischen Schwingungen verursacht, wobei bei der Anschnittsteuerung die harmonischen die Ursachen für die Verzerrleistung sind. Dies bedeutet, dass beide Verfahren einen gewissen Einfluss auf die Stabilität des Stromnetzes, die sogenannte Netzrückwirkung, haben.



**Abbildung 2.8:** Leistungsfaktor von Phasenanschnitt- und Schwingungspaketsteuerung

### 2.10.1 Leistungsfaktor Phasenanschnittsteuerung

Der Leistungsfaktor ist definiert als Verhältnis von Wirkleistung zu Scheinleistung [5].

$$\lambda = \frac{P_\alpha}{S} \quad (2.12)$$

Ist die der Lastkreis nur Ohmsch belastet, so kann der Leistungsfaktor wie folgt beschrieben werden:

$$\lambda = \sqrt{\frac{P_\alpha}{P_0}} \quad (2.13)$$

Die Schein- und Wirkleistung im Lastkreis lassen sich mit den folgenden Formeln definieren:

$$S = I_L \cdot U_{UN} \quad (2.14)$$

$$P_\alpha = I_L^2 \cdot R_L \quad (2.15)$$

Der Laststrom wird mit folgender Formel beschrieben:

$$I_L = \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \cdot \sin(2\alpha)} \cdot \frac{U_{UN}}{R_L} \quad (2.16)$$

Wenn der Zündwinkel  $\alpha = 0$  beträgt, wird im Lastwiderstand  $R_L$  die maximale Leistung  $P_0$  in Wärme umgesetzt:

$$P_0 = \frac{U_{UN}^2}{R_L} \quad (2.17)$$

Mit den beiden Gleichung 2.16 und 2.15 lässt sich folgende Formel herleiten:

$$P_\alpha = \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \cdot \sin(2\alpha)\right) \cdot \frac{U_{UN}^2}{R_L} \quad (2.18)$$

Die auf den Maximalwert bezogene Leistung folgt somit der Gleichung:

$$\frac{P_\alpha}{P_0} = 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \cdot \sin(2\alpha) \quad (2.19)$$

Setzt man die Gleichung 2.19 in die Formel des Leistungsfaktors 2.13 so erhält man folgende Formel:

$$\lambda = \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \cdot \sin(2\alpha)} \quad (2.20)$$

Man erkennt, dass der Leistungsfaktor bei rein ohmschen Belastung nur vom Einschaltwinkel abhängig ist. Die Eingangsspannung, der Laststrom oder der Lastwiderstand haben somit keinen Einfluss auf den Faktor.

### 2.10.2 Leistungsfaktor Schwingungspaketsteuerung

Das Einschaltverhältnis wird als  $a$  definiert und mit der Formel 2.11 beschrieben. Die Schein- und Wirkleistung haben den folgenden Bezug zum Einschaltverhältnis:[5]

$$S_a = \sqrt{a} \cdot P \quad (2.21)$$

$$P_a = a \cdot P \quad (2.22)$$

Wenn die beiden Formeln 2.21 und 2.22 für die Wirk- und Scheinleistung in die Gleichung für den Leistungsfaktor eingesetzt werden, ergibt sich daraus folgende Gleichung:

$$\lambda = \frac{P_a}{S_a} = \frac{a \cdot P}{\sqrt{a} \cdot P} \quad (2.23)$$

Die Wirkleistung lässt sich weglassen und so ergibt sich folgende Formel für den Leistungsfaktor:

$$\lambda = \sqrt{a} \quad (2.24)$$

Mit den Formeln 2.20 und 2.24 kann nun der Leistungsfaktor des jeweiligen Steuerungsverfahren bestimmt werden.

## 2.11 Anforderung an die Netzqualität

Um die Anforderungen der Netzqualität zu gewährleisten, müssen die Normen eingehalten werden. Welche Normen relevant für die vorliegende Arbeit sind, wird im Kapitel 2.12 erläutert. Zweck der Normen ist es, die verschiedene Merkmale wie zum Beispiel die Frequenz, die Amplitudenhöhe, die Kurvenform des Signals oder die Symmetrie der drei Leiterspannungen einzuhalten. Durch Lastspannung, Störeinflüsse von bestimmten Anlagen oder Auftreten von Fehlern können diese Merkmale während des Normalbetriebes des Netzes verändert werden.

## 2.12 Normen

Bei der Formulierung "Normen" handelt es sich um eine Herausgabe von Regeln, Merkmale oder Leitlinien, die von verschiedenen Organisatoren und deren Expertengruppen wie die Deutsche Kommission für Elektrotechnik, bestimmt wurden. Die gesicherten Ergebnisse, welche auf Wissenschaft, Technik und Erfahrung basieren, dokumentierte man sorgfältig zum Beispiel in den EN-Normen. Sie sollen einen optionalen Vorteil für die Gesellschaft und eine bestimmte Qualität aufweisen.

Im folgenden Unterkapitel gibt es eine kurze Zusammenfassung der Normen, die für diese Arbeit als wichtig empfunden wurde. Es handelt sich dabei vor allem um die Spannungsqualität, welche man aus verschiedenen Blickwinkeln angeschaut hat. Die Normen EN 61000-3-2 und EN 61000-3-3 (Grenzwerte für Oberschwingungsströme, Spannungsänderungen, Spannungsschwankungen und Flicker im öffentlichen Netz) beschreiben, welche Spannungsänderung ein Elektrogerät haben darf, damit die ins öffentliche Stromnetz hinein übertragenen Störungen in Grenzen gehalten werden.

Eine weitere Norm, welche betrachtet wurde, ist die EN 61000-2-2.

Bei dieser Norm handelt es sich um die elektromagnetische Verträglichkeit bei Umgebungsbedingungen für niederfrequente, leitungsgeführte Störgrößen und Signalübertragung in die öffentlichen Versorgungsnetze.

Die betrachteten Normen sind in diesem Bericht nicht im Detail erläutert. Nur die für uns wichtigen Teile sind zusammengefasst. Für weitere Segmente können die Normen nachgelesen werden.

«««< HEAD

### **2.12.1 EN 61000-3-2 Grenzwerte für Oberschwingungsströme**

=====

### **2.12.2 EN 61000-3-2**

»»»> master Diese Norm gilt für elektrische und elektronische Geräte (Betriebsmittel und Einrichtungen) bis zu einem Eingangsstrom von 16 HZ je Leiter. Ausserdem ist der Anschluss des Gerätes an das öffentliche Niederspannungs-Verteilnetz vorgesehen. Unter dem Begriff Elektrische Einrichtung versteht man eine Anlage, welches aus einem oder mehreren voneinander unabhängigen Geräten besteht. Sie bilden dann eine elektrische Einrichtung, wenn nur durch deren Zusammenwirken der bestimmungsgemäße Zweck der Einrichtung erzielt werden kann. Ein Beispiel wäre, bei einer elektrischen Einrichtung, der Treppenlichtautomat zusammen mit den dazugehörigen Leuchten. Nur der Automat ohne Beleuchtung erfüllt den technischen Zweck nicht. Ein weiteres Beispiel für eine Elektrische Einrichtung wäre der motorische Antrieb. Aber auch hier gilt, dass der Motor ohne mechanische Last den technischen Nutzen nicht erfüllen würde. Bei einem elektrischen Gerät handelt es sich zum Beispiel um einen Backofen und die dazu gehörigen einzelnen Kochmodule eines Multifunktions-Herdes.

Die Norm definiert die Grenzwerte der Oberschwingungsanteile des Eingangsstromes bis zur 40 Harmonischen, die durch ein Gerät hervorgerufen werden können, das unter festgelegten Bedingungen geprüft wird. Da heutzutage die Zahl der nicht linearen Verbraucher am öffentlichen Versorgungsnetz zunehmend steigen, steigt auch der Anteil des Oberschwingungsgehalts der Versorgungsspannung. Schaltnetzteile, Audio-Verstärker, Beleuchtungseinrichtungen aber auch Waschmaschinen, Mikrowellenöfen oder Klimageräte sind typische Verursacher von solchen Oberschwingungen. Die nicht-sinusförmige und somit oberschwingungsbehaftete Stromentnahme verursacht an der Netzimpedanz Spannungsabfälle. Das Resultat ist eine Abweichung des Spannungsverlaufs von dem idealen harmonischen Verlauf des Netzes. Um normgerechte und reproduzierbare Messungen der Stromoberschwingungen durchführen zu können, muss ein ideales oberschwingungsfreies Netz zur Verfügung stehen. Laut der Norm EN 61000-3-2 darf die Prüfquelle eine bestimmten Oberwellengehalt nicht überschreiten. Es muss sichergestellt werden, dass ausschliesslich die vom Verbraucher erzeugte Stromoberschwingung gemessen werden. Beginnt man mit der Prüfung, muss der Prüfling so eingestellt werden, dass der höchste Gesamt-Oberschwingungsstrom (maximal total harmonic current) unter üblichen Betriebsbedingungen erreicht wird. Für die Quellenanforderung gelten folgende Spezifikationen, die zwingend, während des zu prüfenden Geräts, eingehalten werden müssen:

- Spannungsgenauigkeit  $\pm 2\%$
- Frequenzgenauigkeit  $\pm 0.5\%$
- Phasenwinkelstabilität  $\pm 1.5^\circ$
- $U_{peak} = 1.4V - 1.42V$   $U_{eff}$  und zwischen  $87^\circ$  und  $93^\circ$  nach dem Nulldurchgang erreicht werden, dies muss jedoch nicht eingehalten werden, sofern Klasse A oder B geprüft wird.
- Die relativen Oberschwingungsanteile der Prüfspannung dürfen folgende Werte nicht überschreiten 0.9 % für die 3. Harmonische Oberschwingung  
0.4 % für die 5. Harmonische Oberschwingung  
0.3 % für die 7. Harmonische Oberschwingung

- 0.2 % für die 9. Harmonische Oberschwingung
- 0.2 % für die geradzahlige Oberschwingung 2 bis 10 Ordnung
- 0.1 % für die Oberschwingung 11 bis 40 Ordnung

In der Norm 61000-3-2 sind 4 Geräteklassen definiert, bei denen die Oberschwingungen des Eingangsstromes die Werte nicht überschreiten dürfen. Da es sich bei dem Projekt um symmetrische, dreiphasige ohmsche Lasten handelt, fällt dies unter die Klasse A. Außerdem beinhalten die folgenden Einrichtungen auch die Klasse A.

- Symmetrische dreiphasige Geräte
- Haushaltsgeräte (ausser die, die in Klasse D fallen)
- Elektrowerkzeuge (ausser tragbare Elektrowerkzeuge)
- Beleuchtungsregler (Dimmer) für Glühlampen
- Audio-Einrichtungen

Um zu verdeutlichen, welche Geräte die anderen Klasse erhalten, sind sie Vollständigkeit halber auch noch aufgelistet.

Klasse B:

- tragbare Elektrowerkzeuge
- Lichtbogenschweisseneinrichtungen, die nicht zum professionellen Gebrauch vorgesehen sind.

Klasse C:

- Beleuchtungseinrichtungen

Klasse D:

- Personalcomputer und Bildschirme (Monitore) für Personalcomputer
- Fernseh-Rundfunkempfänger

Falls es Geräte gibt, die nicht in die Klassen B bis D fallen, müssen sie automatisch als Geräte der Klasse A definiert werden.

Die Grenzwerte für den Höchstwert des Oberschwingungsstromes für Klasse A Geräte sind wie folgt definiert:

Oberschwingungsordnung <i>n</i>	Zuverlässiger Höchstwert des Oberschwingungsstromes A
Ungeradzahlige Oberschwingungen	
3	2.30
5	1.14
7	0.77
9	0.40
11	0.33
13	0.21
$15 \leq n \leq 39$	$0.15 \times 15/n$
Geradzahlige Oberschwingungen	
2	1.08
4	0.43
6	0.30
$8 \leq n \leq 40$	$0.23 \times 8/n$

**Tabelle 2.2:** Grenzwerte für Geräte der Klasse A

Ein weiterer wichtiger Wert, ist die jeweilige Beobachtungsdauer der Endgeräte. Es wurden 4 verschiedene Arten von Geräteverhalten definiert und dabei die Beobachtungsdauer bestimmt. Dies sieht man in der folgenden Tabelle:

Art des Geräteverhaltens	Beobachtungsdauer
quasi-stationär	$T_{obs}$ von ausreichender Dauer, um die Anforderungen zur Wiederholpräzision einzuhalten
kurzer Zyklus ( $T_{cycle} \leq 2.5\text{min}$ )	$T_{obs} \geq 10$ Zyklen (Bezugsverfahren) oder $T_{obs}$ von ausreichender Dauer oder Synchronisation, um die Anforderungen zur Wiederholpräzision einzuhalten <sup>a</sup>
zufällig	$T_{obs}$ von ausreichender Dauer, um die Anforderungen zur Wiederholpräzision einzuhalten
langer Zyklus ( $T_{cycle} > 2.5\text{ min}$ )	voller Programmzyklus des Gerätes (Bezugsverfahren) oder ein repräsentatives 2.5 min -Intervall mit dem höchsten THC angesehen wird

<sup>a</sup> "Synchronisation" bedeutet, dass die gesamte Beobachtungsdauer hinreichend gut eine exakte ganzzahlige Anzahl von Betriebszyklen des Gerätes umfasst, so dass die Anforderungen zur Wiederholpräzision eingehalten wird.

**Tabelle 2.3:** Beobachtungsdauer für die Prüfung

Am Ende der Prüfung muss ein Prüfbericht abgegeben werden, der alle relevanten Informationen zu den Prüfbedingungen, die Beobachtungsdauer der Prüfung sowie die Wirkleistung oder den Grundschwingungsstrom und den Leistungsfaktor beinhalten. Dies gilt auch bei den anderen Normen.

### 2.12.3 EN 61000-3-3

Auch diese Norm gilt für Geräte und Einrichtungen mit einem Nenn-Eingangsstrom von bis zu 16 A je Außenleiter, die zum Anschluss an das öffentliche Niederspannungsnetz vorgesehen sind und keiner Sonderanschlussbedingung unterlegen. Die Flicker, die auch als repetitive Spannungsänderungen bekannt sind, die Spannungsschwankungen und die allgemeinen Spannungsänderungen, können so begrenzt werden. Falls Geräte und Einrichtungen diese Norm erfüllen, dürfen sie ohne weitere Prüfung an jeden Anschlusspunkt des öffentlichen Netzes angeschlossen werden. Die Nennleistung, welche die Geräte und Einrichtungen aufweisen sollten, sind ohne Einschränkungen kleiner als 11 kW bei Drehstromgeräten, 3.7 kW bei Einphasengeräten und 6.47 kW bei Zweiphasengeräten. Diese Norm trifft man unter anderem beifolgenden Geräten an:

- Haushaltsgeräte und tragbare Elektrowerkzeuge
- Motorbetriebene Geräte (Waschmaschine, Staubsauger, Elektrowärmegerät und Kocheinrichtungen)
- Beleuchtungseinrichtungen
- Automatische elektrische Steuerungen für Hausgebrauch und ähnliche Anwendungen
- Drehzahlgeregelte Antriebe
- Funk-Einrichtungen
- Lichtbogenschweiseinrichtungen
- Medizinische Geräte und Einrichtungen
- Mikrowellengeräte

Die Norm schreibt eine Prüfung, der zu beurteilenden Geräten, an einer Prüfungsimpedanz vor. Die Impedanz  $Z$  ist im unteren Bild als Widerstand  $R_A$  in Serie mit einer Spule  $jX_A$  dargestellt und entspricht den folgenden Werten:

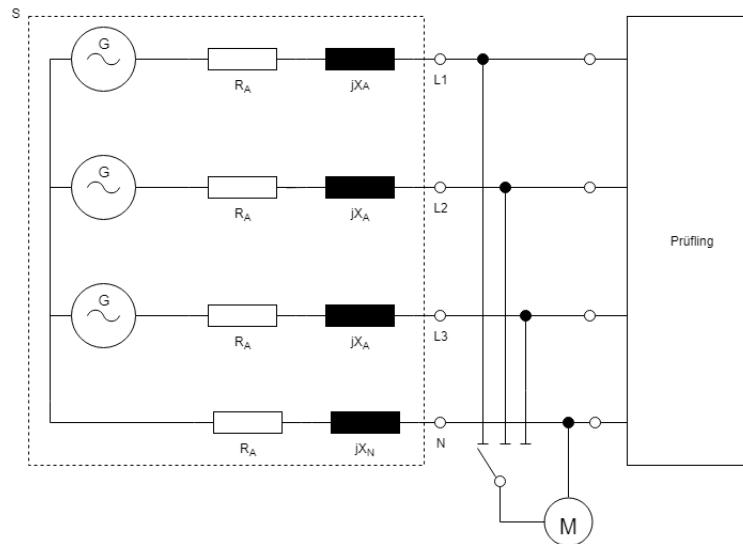


Abbildung 2.9: Prüfspannungsquelle mit der Bezugsimpedanz

G Spannungsquelle

M Messeinrichtung

S Prüfspannungsquelle, bestehend aus dem Spannungsgenerator G und der Bezugsimpedanz Z mit den Elementen

$$R_A = 0.24 \Omega \quad jX_A = 0.15 \Omega \text{ bei } 50 \text{ Hz}$$

$$R_N = 0.16 \Omega \quad jX_A = 0.10 \Omega \text{ bei } 50 \text{ Hz}$$

Die drei Quellenspannungen  $G$  entsprechen der Nennspannung. Alle Spannungen werden auf die Nennspannung  $U_n$  normiert: Der Prüfkreis besteht aus der Prüfspannungsquelle, dem zu prüfenden Gerät (Prüfling) und einer Messeinrichtung z.B. Strommesser, Spannungszange oder einem Flickermeter (M).

Es gibt bei der Bezugsimpedanz keine Unterscheidung im Anwendungsbereich zwischen Haushaltsgeräten und gewerblich genutzten Geräten. Stattdessen wird die Langzeit-Flickerstärke eingeführt und auf 65 % der Kurzzeit-Flickerstärke begrenzt.

Mit Hilfe des Flickerwertes kann man die Störempfindlichkeit des menschlichen Auges, auf Helligkeitsschwankungen bei der Beleuchtung, durch einen messbaren Wert ermitteln. Dieser Wert ist eine dimensionslose Zahl, welche das Störempfinden des Menschen ausdrückt, wenn er sich mit einer 60 W Glühbirne beleuchtet. Die Helligkeit variiert dabei auf Grund von Spannungsschwankungen. Erhält man den Wert 0 so bedeutet dies, dass praktisch keine Schwankungen der Spannungshöhe vorhanden und somit auch kein Flackern der Lampe ersichtlich ist.

Bei dem Wert 1 gibt es eine gewisse Helligkeitsschwankung, die als störend wahrgenommen wird. Jedoch sind die Resultate nicht aussagekräftig, da sie Orts-, Zeit- und Personen abhängig sind. Deshalb entwickelte man einen Algorithmus und ein entsprechendes Formelwerk für das Durchschnittsempfinden der Erkenntnisse. Mit Hilfe eines Flicker-Meter konnte ein geeignets Messgerät entwickelt werden, welches mit einem Flickermessverfahren den Flickerwert berechnen konnte. Das Flicker-Meter liefert alle 10 Minuten einen Wert, der mit  $Pst$  bezeichnet wird. Das  $P$  steht dabei für *perceptibilityunits* (Wahrnehmungseinheiten) und  $st$  steht für *shorttime*. Der Wert, welcher man behandelt ist also der Kurzzeit-Flickerwert.

Die EN 50160 Norm sagt aus, dass man 12 aufeinander folgende  $Pst$ -Werte zusammenfassend zu einem  $Plt$ -Wert (long time-Flicker = Langzeit-Flicker) verrechnen kann. Genauer bedeutet dies, dass man die 12  $Pst$ -Werte, die über 2 Stunden gemessen wurden, zusammenrechnet und daraus den Durchschnitt nimmt. Jeder einzelne  $Pst$ -Wert geht mit einer 3. Potenz in die Bewertung ein. Der  $Plt$ -Wert ist also der kubische Mittelwert der 12  $Pst$ -Werte und ist in der unterstehenden Formel dargestellt.

$$Plt = \sqrt[3]{\frac{\sum_{i=1}^N P_{st,i}^3}{N}} \quad (2.25)$$

Alle Spannungen werden auf die Nennspannung  $U_n$  normiert: relative Spannungsänderung:

$$d = \frac{\Delta U}{U_n} \quad (2.26)$$

relative Spannungsänderungsverlauf

$$d(t) = \frac{\Delta U(t)}{U_n} \quad (2.27)$$

relative konstante Spannungsabweichung

$$d_c = \frac{\Delta U_c}{U_n} \quad (2.28)$$

grösste relative Spannungsänderung

$$d_{max} = \frac{\Delta U_{max}}{U_n} \quad (2.29)$$

relative Spannungsschwankung

$$d(t) = \frac{\Delta U(t)}{U_n} \quad (2.30)$$

Mit Hilfe dieser Norm können Typenprüfung für bestimmte Geräte vorgenommen werden. Das Ziel dieser Typenprüfung ist es, die Übereinstimmung mit den Grenzwerten festzustellen. Diese werden unter Laborbedingungen an einem Bezugsnetz betrieben. Bei den festgelegten Betriebsbedingungen werden die erzeugten Spannungsschwankungen in Bezug auf die Bezugsimpedanzen gemessen und beurteilt. Falls Geräte die Grenzwerte dieser Norm einhalten, kann davon ausgegangen werden, dass sie zu keinerlei Beschwerden im Netz Anlass geben. Die elektromagnetische Verträglichkeit ist daher gewährleistet.

#### 2.12.4 EN 61000-2-2

Die folgende Norm beinhaltet die Festlegung für Verträglichkeitspegel von niederfrequenten, leitungsgeführten Störgrößen und für Signale von Netz-Kommunikationssystemen in öffentlichen Niederspannungs- und Stromversorgungsnetzen. Die Werte des Verträglichkeitspegels mit ihrer Eigenschaft können für die EMV-Koordinierung von Störaussendungs- und Störfestigkeitsanforderungen für Geräte und als Planungspegel für Stromversorgungsnetze verwendet werden. In der Norm werden folgende Phänomene betrachtet:

- Spannungsschwankungen und Flicker
- Oberschwingungen bis zur 50. Oberschwingungsordnung
- Zwischenharmonische
- Spannungsverzerrungen bei Frequenzen oberhalb der 50. Oberschwingungsordnung
- Spannungseinbrüche
- Kurzzeitunterbrechungen der Versorgungsspannung
- Spannungsunsymmetrien
- Kurzzeitunterbrechungen der Versorgungsspannung
- Transiente Überspannung
- Zweiteilige Schwankung der Netzfrequenz

Wobei man sagen kann, dass einige Punkt, wie zum Beispiel das bestimmen des Flickerwertes oder die langzeit- und die Kurzzeit Flickerstärke, schon in der vorherigen Norm definiert wurde. Die folgende Tabelle zeigt die verschiedenen Kompatibilitätsstufen für einzelne Oberschwingungsspannungen im Niederspannungsnetz. Sie ist aber nur in Bezug auf Langzeiteffekte für einzelne harmonische Spannung definiert. Der Wert der gesamten harmonische Verzerrung darf hierbei höchstens einen Wert von THD = 8% betragen.

Ungeradzahlige Harmonische nicht-vielfache von 3		Ungeradzahlige Harmonische Vielfache von 3		Geradzahlige Harmonische	
Oberschwingungs -ordnung $h$	Harmonische Spannung %	Oberschwingungs -ordnung $h$	Harmonische Spannung %	Oberschwingungs -ordnung $h$	Harmonische Spannung %
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1.5	4	1
11	3.5	15	0.4	6	0.5
13	3	21	0.3	8	0.5
$17 \leq h \leq 49$	$2.27x(17/h)-0.27$	$21 < h \leq 45$	0.2	$10 \leq h \leq 50$	$0.25x(10/h)+0.25$

**Tabelle 2.4:** Kompatibilitätsstufen für einzelne Oberschwingungsspannungen im Niederspannungsnetz

Bei Kurzzeiteffekten wird ein Faktor  $k$  zu den harmonischen Ordnungen hinzu multipliziert. Dieser Faktor wird wie folgt berechnet:

$$k = 1.3 + \frac{0.7}{45} \cdot (h - 5) \quad (2.31)$$

Der entsprechende Kompatibilitätsgrad für die gesamte harmonische Verzerrung liegt daher bei THD = 11%.

Die unterstehende Tabelle zeigt die erforderlichen Werte in Prozent der subharmonischen Spannung im Niederspannungsnetz bei 230 V, bei einer Frequenz von 10 Hz bis 90 Hz. Sie entsprechen dem Kompatibilitätsgrad bezüglich des Flimmerns.

Ordnung [m]	50 Hz System	
	Subharmonische Frequenzen fm [Hz]	Um %
		230V
0.20 < m ≤ 0.60	10 < fm ≤ 30	0.51
0.60 < m ≤ 0.64	30 < fm ≤ 32	0.43
0.64 < m ≤ 0.68	32 < fm ≤ 34	0.35
0.68 < m ≤ 0.72	34 < fm ≤ 36	0.28
0.72 < m ≤ 0.76	36 < fm ≤ 38	0.23
0.76 < m ≤ 0.84	38 < fm ≤ 42	0.18
0.84 < m ≤ 0.88	42 < fm ≤ 44	0.18
0.88 < m ≤ 0.92	44 < fm ≤ 46	0.24
0.92 < m ≤ 0.96	46 < fm ≤ 48	0.36
0.96 < m ≤ 1.04	48 < fm ≤ 52	0.64
1.04 < m ≤ 1.08	52 < fm ≤ 54	0.36
1.08 < m ≤ 1.12	54 < fm ≤ 56	0.24
1.12 < m ≤ 1.16	56 < fm ≤ 58	0.18
1.16 < m ≤ 1.24	58 < fm ≤ 62	0.18
1.24 < m ≤ 1.28	62 < fm ≤ 64	0.23
1.28 < m ≤ 1.32	64 < fm ≤ 66	0.28
1.32 < m ≤ 1.36	66 < fm ≤ 68	0.35
1.36 < m ≤ 1.40	68 < fm ≤ 70	0.43
1.40 < m ≤ 1.80	70 < fm ≤ 90	0.51

**Tabelle 2.5:** Erforderlichen Werte der Subharmonischen Spannungen

Einige Effekte, die wegen subharmonische Oberschwingung entstehen können sind:

- Unerwünschter Strom, der in die Versorgungsnetze fliest, welcher zusätzlicher Energieverlust verursacht.
- Subharmonische Spannungen stören den Betrieb von Leuchtstofflampen und anderen elektronischen Geräte, wie zum Beispiel Fernsehempfängern. Jede Verwendung von Strom und Spannungen, bei der die Höhe der Amplitude oder der Zeitpunkt des Nulldurchgangs wichtig ist, kann somit gestört werden, wenn die Kombination der vorhandenen unerwünschten Frequenz diese Eigenschaften der Versorgungsspannung ändert.
- Je grösser der Frequenzbereich ist und je grösser die Amplitude der Spannung bei diesen Frequenzen sind, desto grösser ist das Risiko unvorhersehbare Resonanzeffekte zu erhalten. Sie verstärkt die Spannungsverzerrung der Versorgungsspannung und führen zu einer Überlast oder anderen Störung bei den elektrischen Verbrauchern.
- Ein weiterer Effekt ist das Erzeugen von akustischen Geräuschen. Dies tritt jedoch vor allem bei einem Frequenzbereich von 1 kHz bis 9 kHz auf, bei der die Amplitude 0.5% vom Frequenzwert abweicht und von der Art des beeinflussten Gerätes.

## 3 Simulationen

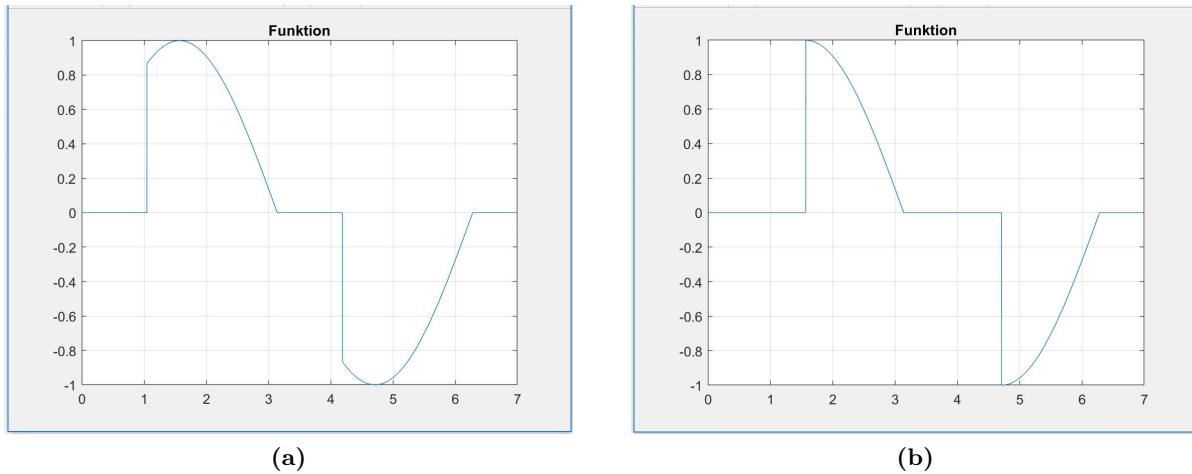
Die Simulationen sollen Kenntnisse und erste Einblicke bezüglich der beiden Steuerungsverfahren, der Phasenanschnitt- und Schwingungspaketsteuerung, liefern. Dazu werden die beiden Verfahren sowohl mit Plecs als auch in Matlab simuliert und die Resultate auf Richtigkeit geprüft. Zuerst wird auf die Simulation mit Matlab eingegangen, danach diejenigen mit Plecs erläutert.

### 3.1 Simulation mit Matlab

Um die einphasigen Plecs-Simulationen der Phasenanschnitt- und Schwingungspaketsteuerung zu verifizieren, errechnete man parallel zu den Plecs-Simulationen die gleichen Verfahren mit Matlab durch. Im folgenden Abschnitt ist aufgezeigt, wie die Ergebnisse der Matlabfunktionen zustande gekommen sind und welche Überlegungen vorgenommen wurde. Die verwendeten Berechnungen des Amplituden- und Phasenspektrums sind im Kapitel 2.5 ersichtlich.

#### 3.1.1 Einphasige Phasenanschnittsteuerung mit 60° und 90°

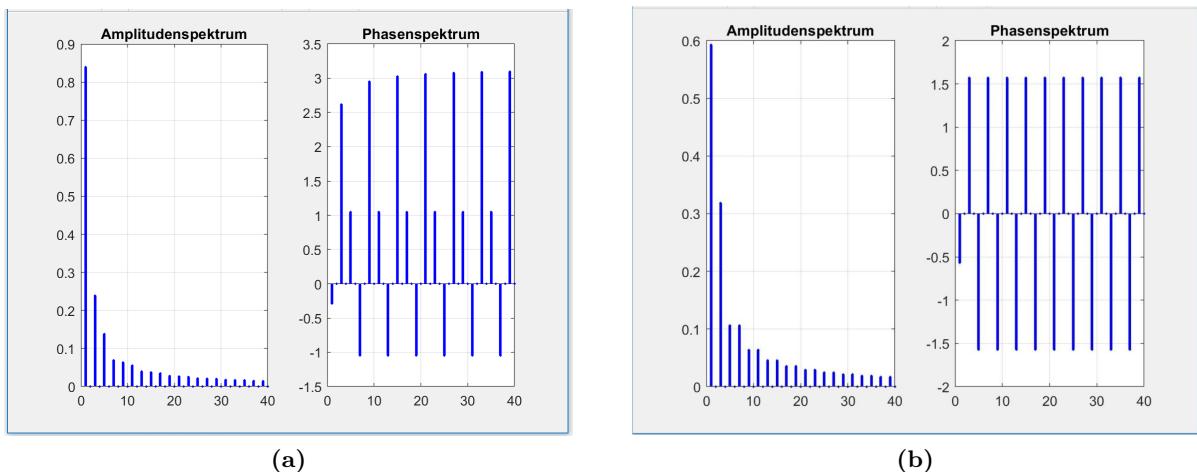
Als Erstes simulierte man eine periodische Sinusfunktion im Zeitbereich mit verschiedenen Phasenanschnittswinkeln. Die Periodenlänge ist definiert auf  $2\pi$ . Die Amplitude des Sinus beträgt  $\pm 1$  Volt. Der Winkel des Phasenanschnittes wurde mit verschiedenen, geläufigen Werten wie zum Beispiel 30°, 45°, 60°, 90° oder 120° betrachtet. In Abbildung 3.1a erkennt man die Sinusfunktion mit einem Phasenanschnitt von 60° und in der Abbildung 3.1b einen mit 90°. Weiter Funktionen mit anderen Anschnittswinkeln sind im Anhang B ersichtlich.



**Abbildung 3.1:** Eingangssignal mit Phasenanschnitt (a) 60° (b) 90°

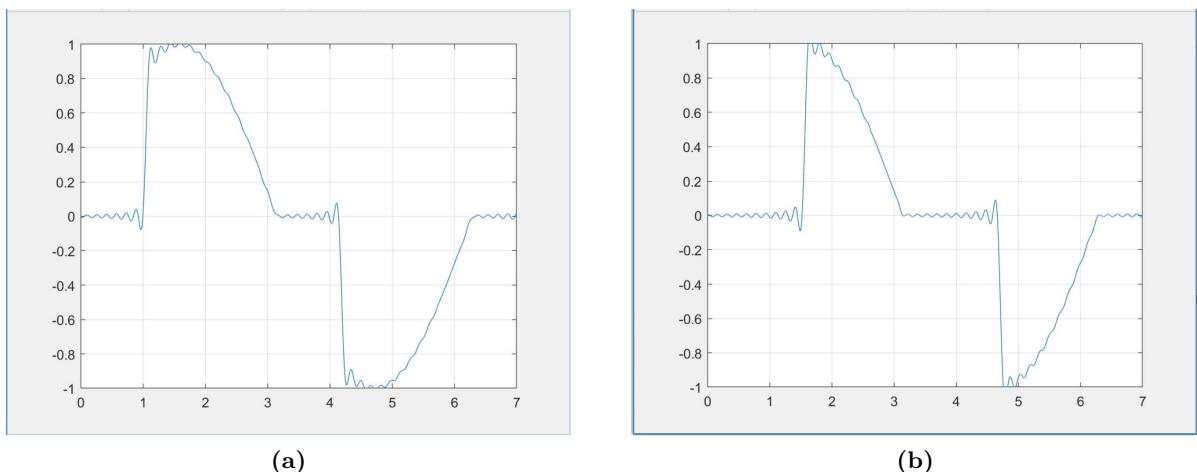
Nachdem man die Funktion konstruiert hat, wird diese in die einzelnen Frequenzanteile zerlegt. Man bezeichnet dies als Fourier-Analyse. Gemäss Formel 2.3, 2.4 und 2.5 konnten die Fourier-Koeffizienten  $a_0$ ,  $a_n$  und  $b_n$  berechnet werden. Anschliessend wurden das Amplitudenspektrum und Phasenspektrum mit den Formeln 2.6 und 2.7 bestimmt.

Die Darstellung im Zeitbereich beziehungsweise im Frequenzbereich sind äquivalent, sie enthalten beide die vollständige Information über die Funktionen. Im folgenden Frequenzspektrum benutzt man die vertikalen Linien, um die Komponenten der einzelnen Frequenzen auf der x-Achse anzugeben. Die y-Achse zeigt die Länge der Amplituden, bei den verschiedenen Frequenzen, an. In der Grafik 3.2 erkennt man das Amplitudens- und Phasenspektrum des in Abbildung 3.1 dargestellten Signale mit den Winkeln von 3.2a 60° und 3.2b 90°.



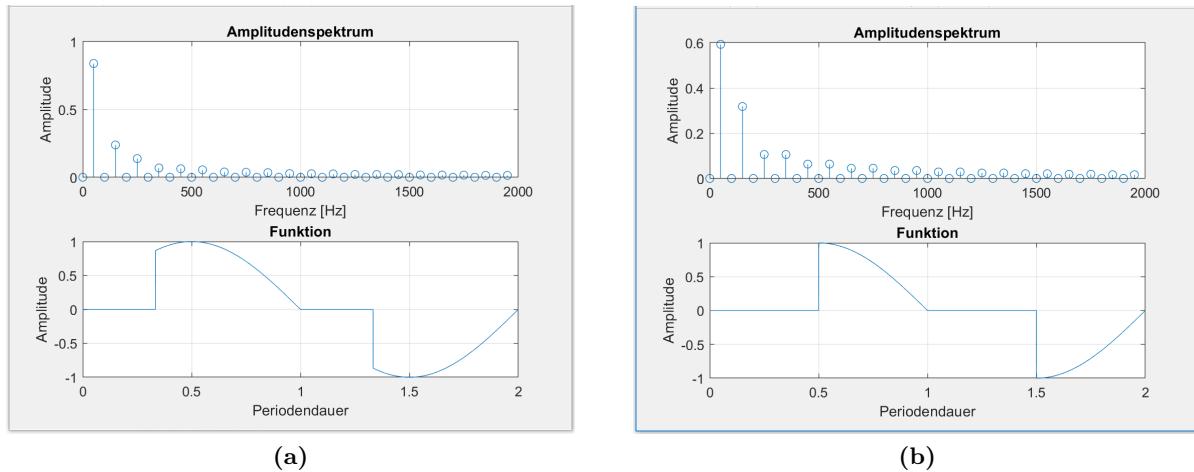
**Abbildung 3.2:** Amplituden- und Phasenspektrum (a)  $60^\circ$  (b)  $90^\circ$

Zur Kontrolle der Berechnungen des Amplituden- und Phasenspektrum, wird mit den zwei Spektren das Eingangssignal rekonstruierte. Die Signale sind in Abbildung 3.3 erkennbar. Es ist ersichtlich, dass die Rundung des Sinus nicht genau dem des eigentlichen Signals entspricht 3.1. Dies kommt daher, dass man die Funktion "nur" in 40 Frequenzanteile unterteilt hat. Würde man eine höhere Anzahl Anteile verwenden, so könnte die Ungenauigkeiten deutlich verkleinert werden. Da man jedoch nur einen ungefähren Vergleich der beiden Funktionen haben möchte, reichen 40 Teile völlig aus.



**Abbildung 3.3:** Rekonstruiertes Signal (a)  $60^\circ$  (b)  $90^\circ$

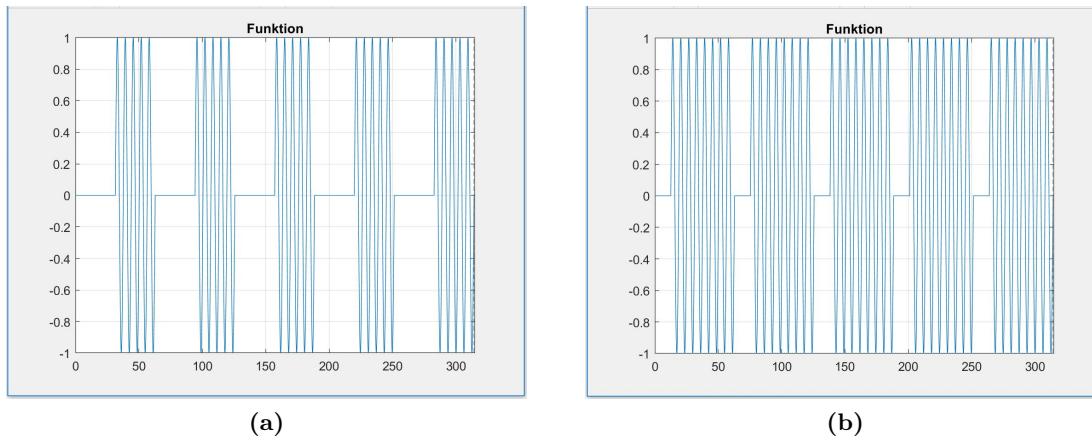
Nachdem das Phasenanschnittsignal, das Amplitudenspektrum, das Phasenspektrum und das rekonstruierte Eingangssignal von Hand berechnet und dargestellt sind, wird man mit Hilfe der FFT-Funktion (Fast Fourier Transform) von Matlab die Werte aus den Grafiken überprüft. Die folgende Abbildungen 3.4b beinhalten die Plots mit den beiden Winkel von  $60^\circ$  3.4a und  $90^\circ$  3.4b. Bei dem Amplitudenspektrum ist die x-Achse so normiert, dass die Werte ein Vielfaches der Grundfrequenz von 50 Hz sind. So ist zum Beispiel der Wert bei 500 Hz beim FTT zu vergleichen mit dem Wert 10 bei den von Hand berechneten Spektren. Als Resultat erkennt man, dass beide Methoden die gleichen Ergebnisse herausgeben haben. Es kann davon ausgegangen werden, dass die Überlegung der Berechnungen korrekt waren.



**Abbildung 3.4:** FFT der Matlabfunktion mit einem Winkel von (a)  $60^\circ$  (b)  $90^\circ$

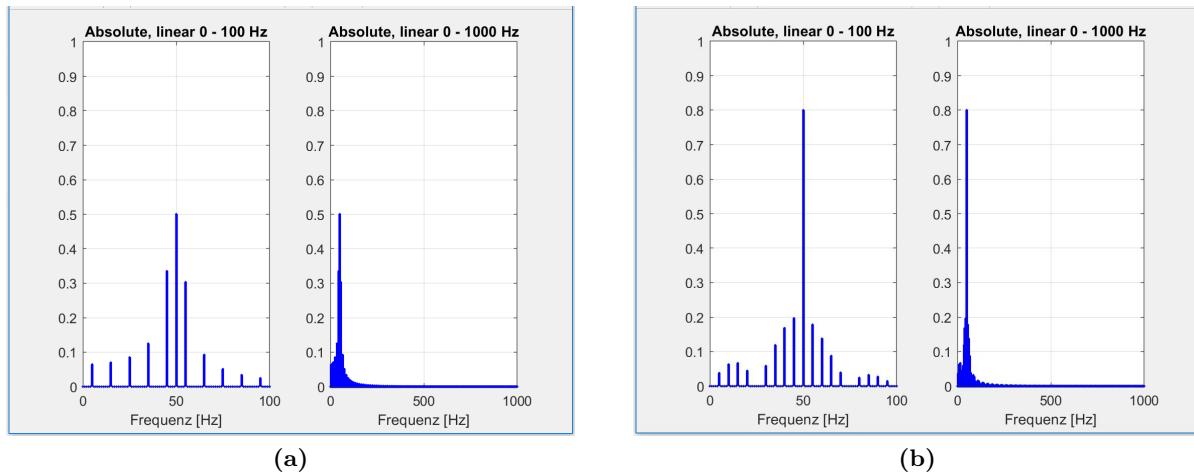
### 3.1.2 Einphasige Schwingungspaketsteuerung mit Duty Cycle von 0.5 und 0.8

Bei der zweiten Funktion, die zu überprüfen und simulieren ist, handelt es sich um eine Schwingungspaketsteuerung. Die komplette Paketdauer beträgt bei den abgebildeten Funktionen 20 Halbwellen, ersichtlich in Abbildung 3.5. Verschiedene Einschaltverfahren mit verschiedenen Duty Cyclen, wie zum Beispiel 0.2, 0.4, 0.5, 0.6 oder 0.8 werden untersucht. In Abbildung 3.5 erkennt man im linken Bild 3.5a einen Duty Cycle von 0.5. Demzufolge sind immer 10 Halbwellen ausgeschaltet und die anderen 10 eingeschaltet. Auf der rechten Seite 3.5b beträgt der Wert des duty cycle 0.8. Es sind also zuerst 4 Halbwellen ausgeschaltet und die restlichen 16 Halbwellen werden angesteuert. Die anderen Funktionen mit den dazugehörigen Duty Cyclen sind im Anhang B ersichtlich. Bei beiden Simulationsmethoden sind 5 komplette Schwingungspakete untersucht worden.



**Abbildung 3.5:** Schwingungspaket mit einem duty cycle von (a) 0.5 (b) 0.8

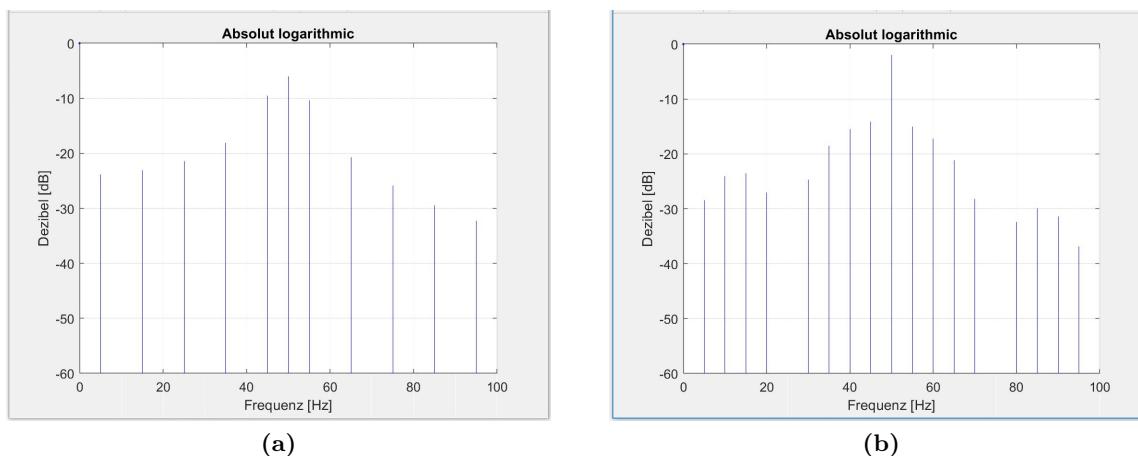
Um auch hier die Plecs-Simulation zu überprüfen, ist das Amplitudenspektrum absolut linear dargestellt. Bei der folgenden Abbildungen 3.6 erkennt man diese Spektren. Interessant sind da vor allem die subharmonischen Schwingungen, welche sich unterhalb der Grundfrequenz von 50 Hz befinden. Sie sind jeweils auf der linken Seite der Grafiken ersichtlich.



**Abbildung 3.6:** Lineares absolutes Spektrum mit einem Duty Cycle von (a) 0.5 (b) 0.8

Damit man alle relevanten Oberschwingungen zu erkennen sind, ist das Spektrum bis auf 1000 Hz erweitert worden. Dies ist auf der rechten Seite von 3.7a und 3.7b zu sehen. In Abbildung 3.6a wurde das Amplitudenspektrum mit einem Duty Cycle von 0.5 dargestellt und in 3.6b eines mit einen Duty Cycle von 0.8. Vergleicht man die zwei Diagramme, erkennt man, dass je grösser der Duty Cycle ist, desto höher ist der Peak-Wert bei der Grundfrequenz von 50 Hz. Dies erklärt sich daraus, dass bei einem grösseren Duty Cycle mehrere Sinusschwingungen vorkommen als bei einem niedrigen.

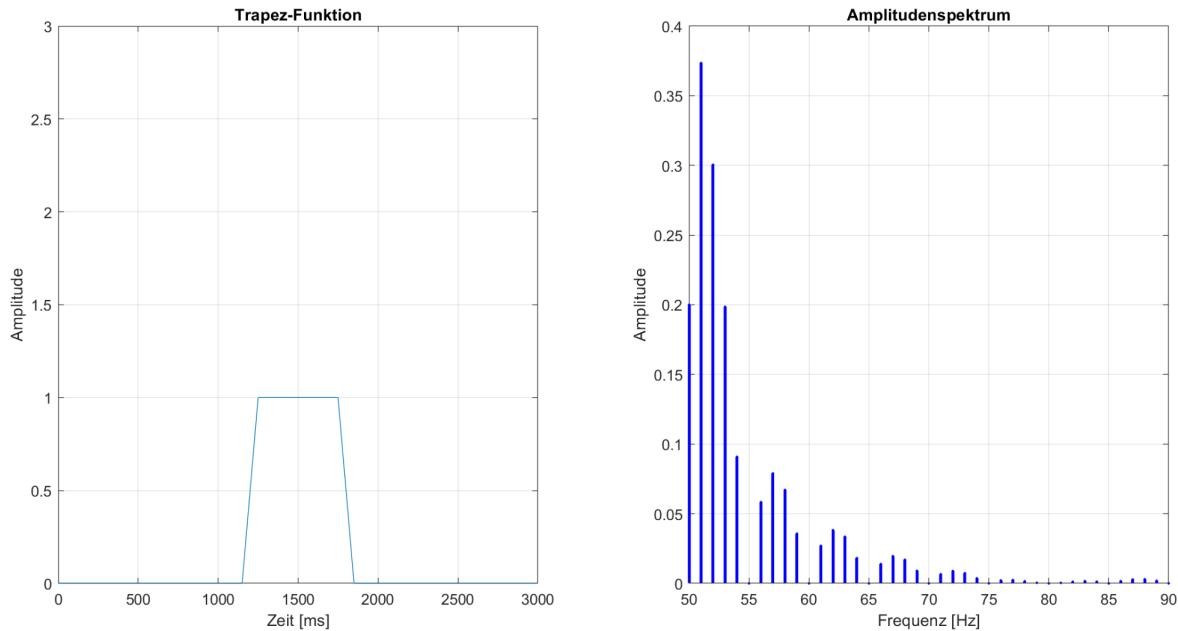
Die dritte Darstellungsfunktion, ist der absolute Logarithmus. Zu sehen in Abbildung 3.7. Für die Berechnung der Dämpfung [dB] verwendete man das Verhältnis der Bezugsspannung  $U_0$  bei 50 Hz mit der zu messenden Spannung  $U_n$ . Auch hier sind die bereits bekannten Duty Cycle Werte von 0.5 in Abbildung 3.7a und 0.8 in der Abbildung 3.7b verwendet worden, um den absoluten Logarithmus anzuzeigen. Diese Darstellungsform wurde verwendet, damit man einen weiteren Vergleich mit den Plecs-Simulationen erhält.



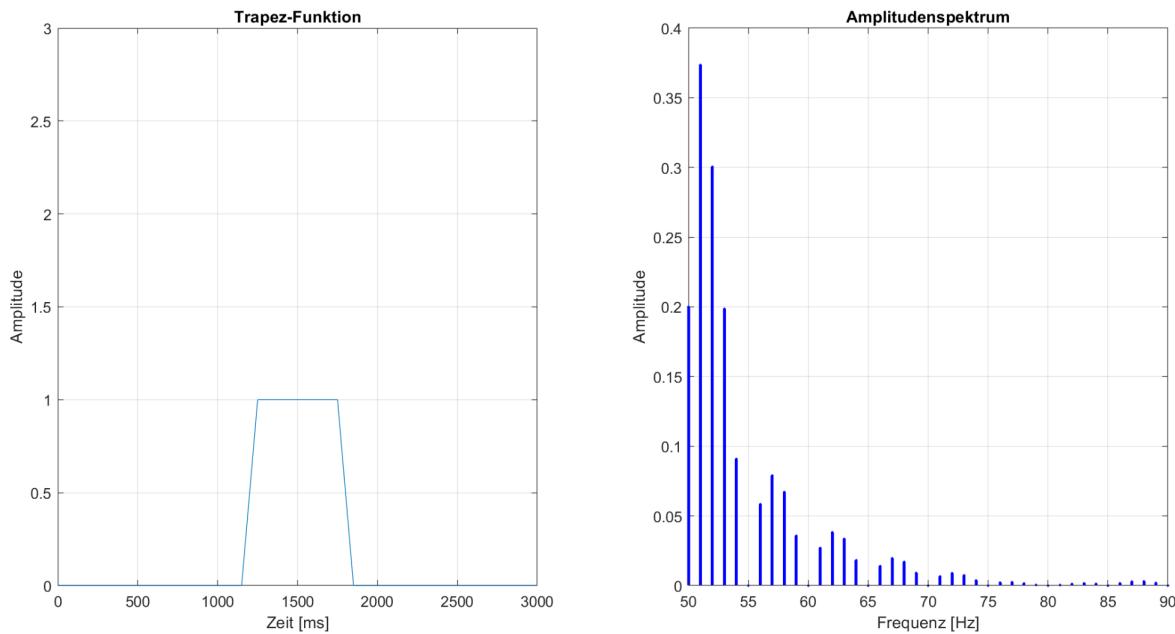
**Abbildung 3.7:** Lineares absolutes Spektrum mit einem Duty Cycle von (a) 0.5 (b) 0.8

### 3.1.3 Sanftes- und Hartes Hoch- und Runterfahren

In den Abbildungen 3.8 und 3.9 simulierte man eine sanfte- und harte Ansteuerung der Leistung. Damit konnte das Verhalten der Harmonischen- und Zwischenharmonische Oberschwingungen erkannt werden. In der Grafik 3.8 wählte man die Zeit des Hoch-, von 200 ms bis 1200 ms, und Runterfahrens, von 1800 ms bis 2800 ms, auf 1000 ms. Diese Ansteuerungsart wird in diesem Beispiel als sanfte Ansteuerung deklariert. Die Zeit des Hoch- und Runterfahrens kann theoretisch beliebig gewählt werden. In dem Bild 3.9 wählte man die Zeit des Hoch- und Runterfahrens auf 100 ms. Daher bestimmt man dieses Verfahren als harte Ansteuerung. Visuell betrachtet ähnelt das Harte Hoch- und Runterfahren viel mehr einem Rechteck als das Sanften Verfahren. Daher ist bei dem Amplitudenspektrum eine grösere Streuung der Harmonischen- und Zwischenharmonischen Oberschwingungen erkennbar. Außerdem ist ersichtlich, dass bei der sanften Ansteuerung, die Grundschwingung von 50 Hz einen deutlich höheren Peak hat, als der bei der harten Ansteuerung. Je sanfter nun die Last angesteuert wird, desto weniger verteilen sich die beiden Oberschwingungsarten in der Netzrückwirkung.



**Abbildung 3.8:** Sanftes Hoch- und Runterfahren der Leistung



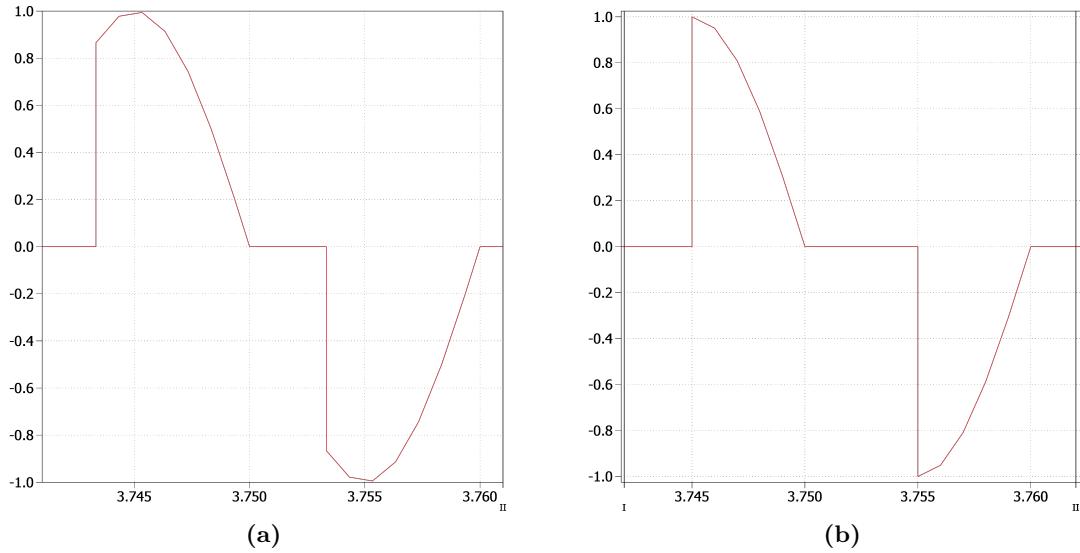
**Abbildung 3.9:** Hartes Hoch- und Runterfahren der Leistung

## 3.2 Simulation mit Plecs

Mit dem Simulationsprogramm Plecs sind alle gewünschten Ansteuerungen simuliert worden. Die einphasigen Simulationen der Phasenanschnitt- und der Schwingungspaketsteuerung konnten mit den Matlab-Funktionen verglichen und ausgewertet werden. Basierend auf den verifizierten Werten ist das Verfahren für die dreiphasige Phasenanschnitt- und die Schwingungspaketsteuerung abgeleitet worden. Um von beiden Verfahren die Vorteile zu nutzen, siehe Kapitel 2.7 und 2.8, sind die beiden Ansteuerungsarten kombiniert worden zu einem ein- und dreiphasigen System. Die Resultate sind nachfolgend erläutert.

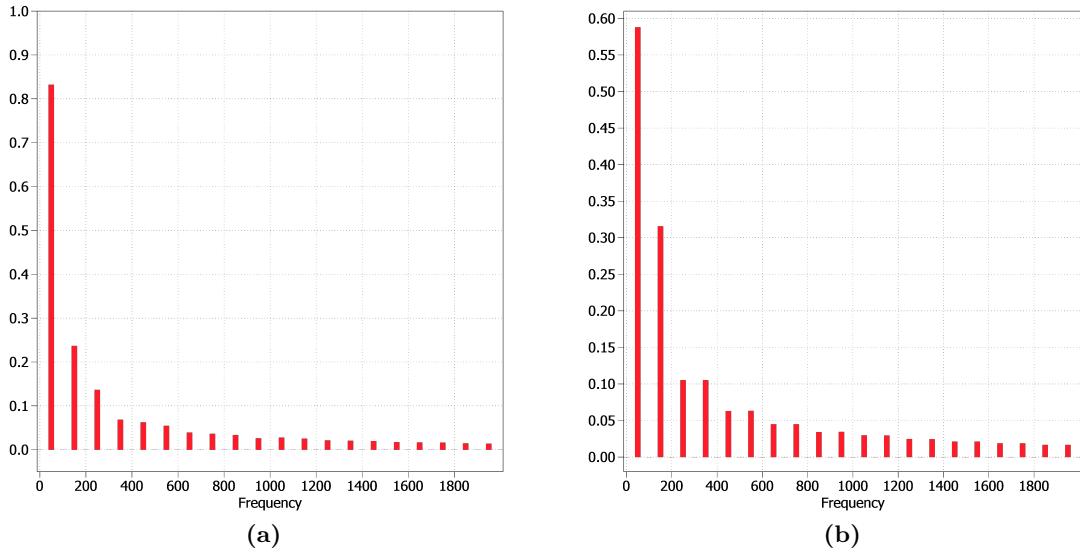
### 3.2.1 Einphasige Phasenanschnittsteuerung mit $60^\circ$ und $90^\circ$

Zuerst wird die Phasenanschnittsteuerung mit Plecs simuliert. Wie in Matlab können die verschiedenen Winkel des Anschnittes beliebig eingestellt werden. Um die Resultate vergleichen und verifizieren zu können, sind die selben Winkel wie beim Matlab siehe Abbildung 3.1 gewählt. In der Abbildung 3.10, erkennt man ein Sinussignal mit einem Phasenanschnitt von  $60^\circ$ , links 3.10a, und einen mit  $90^\circ$ , rechts 3.10b. Die anderen Winkel mit den dazugehörigen Amplitudenspektren sind im Anhang B ersichtlich. Um die Spektren mit den Matlab-Simulationen vergleichen zu können, ist die Amplitude des Sinussignales auch auf  $\pm 1$  Volt gestellt worden.



**Abbildung 3.10:** Eingangssignal mit Phasenanschnitt (a)  $60^\circ$ (b)  $90^\circ$

Die beiden Diagramme 3.11 zeigen das Amplitudenspektrum der Phasenanschnittsteuerung mit den zwei bereits verwendeten Winkeln. Die Grafik musste nicht wie bei der Matlab-Funktion von Hand berechnet werden, sondern mit Hilfe des Plecs Scope direkt analysiert werden. Plecs macht auch eine Fourier-Analyse, um das Spektrum anzuzeigen. Vergleicht man die Amplitudenspektren der beiden Simulationen miteinander, sind die vertikalen Verläufe, nach erster Einschätzung, sehr ähnlich. Der genau Vergleich der Werte wird weiter unten analysiert.

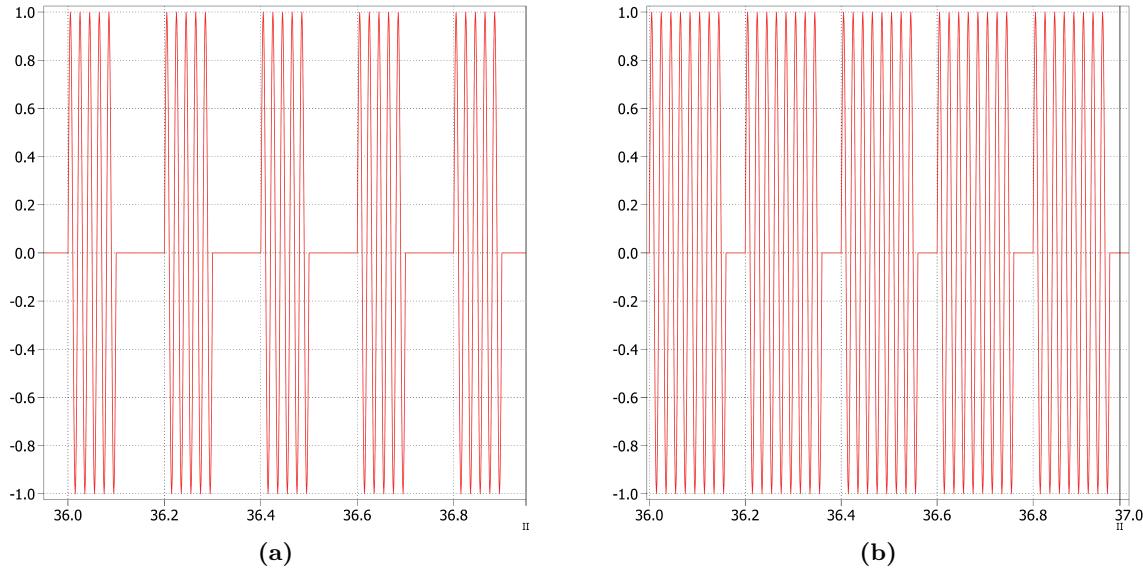


**Abbildung 3.11:** Amplitudenspektrum (a)  $60^\circ$ (b)  $90^\circ$

### 3.2.2 Einphasige Schwingungspaketsteuerung mit Duty Cycle von 0.5 und 0.8

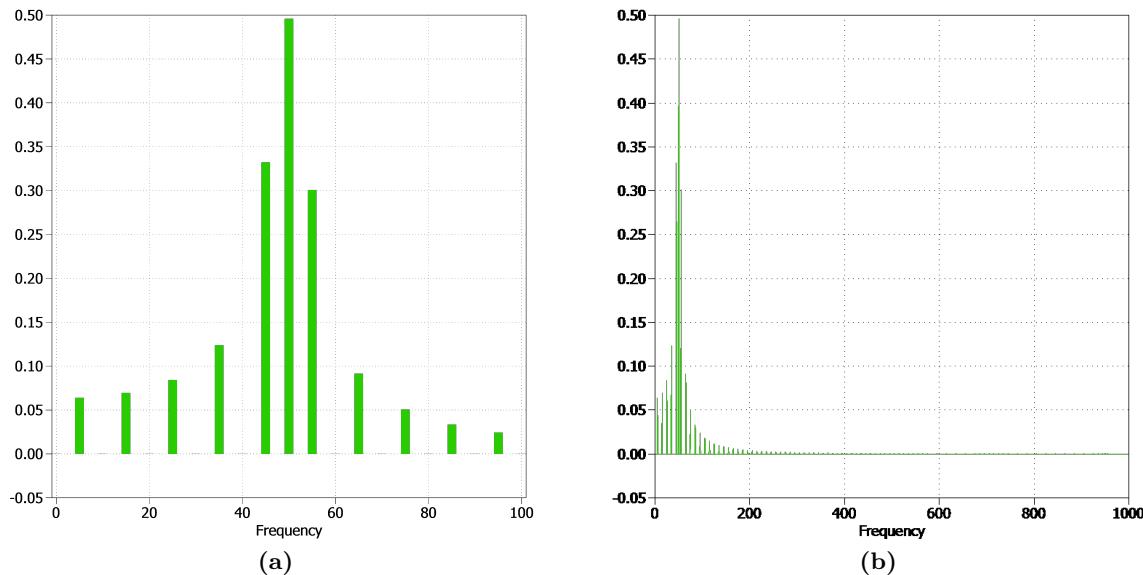
Als Nächstes wird eine Simulation für die Schwingungspaketsteuerung aufgebaut 3.12. Auch hier ist je ein Duty Cycle von 0.5 3.12a, beziehungsweise 0.8 3.12b verwendet worden, damit man

die Resultate wieder mit der Matlab-Funktion vergleichen kann. Andere Duty Cycle sind im Anhang B ersichtlich.



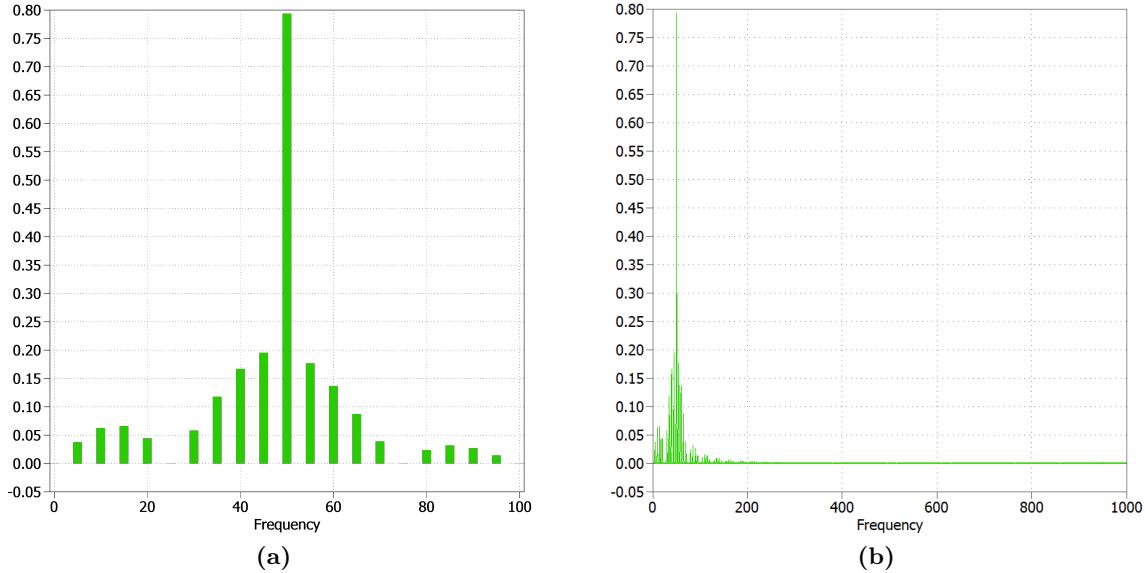
**Abbildung 3.12:** Schwingungspaket mit einem duty cycle (a) 0.5 (b) 0.8

In der Abbildung 3.13 ist das Amplitudenspektrum des Schwingungspaketes mit einem Duty Cycle von 0.5 dargestellt. Auf der linken Seite der Abbildung 3.13a erkennt man das bekannte Spektrum von 0 - 100 Hz mit den subharmonischen Werten unterhalb von 50 Hz und den zwischenharmonischen Schwingungen von 50 Hz -100 Hz. In Abbildung 3.13b erweiterte man das Spektrum bis zu 1000 Hz. Auch hier ist eine optische Ähnlichkeit zur Matlab-Funktion ersichtlich.



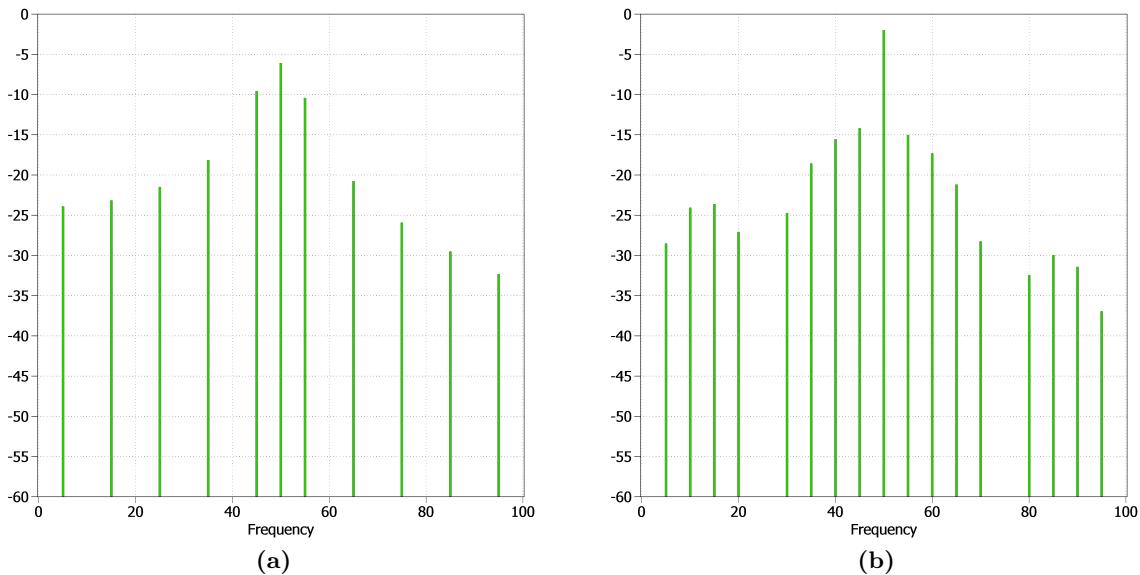
**Abbildung 3.13:** Amplitudenspektrum mit einem duty cycle 0.5 von (a) 0 - 100 Hz (b) 0 - 1000 Hz

Vollständigkeits halber ist das Gleiche noch mit einem Duty Cycle von 0.8 realisiert. Auch hier ist das Spektrum, in der linken Abbildung 3.14a mit einer Frequenz von 0 Hz - 100 Hz und im rechten Bild 3.14b bis 1000 Hz, dargestellt.



**Abbildung 3.14:** Amplitudenspektrum mit einem duty cycle 0.8 von (a) 0 Hz - 100 Hz (b) 0 Hz - 1000 Hz

Zum Schluss ist das lineare absolute Spektrum der beiden Duty Cyclen, 0.5 in Abbildung 3.15a und 0.8 in Abbildung 3.15b, veranschaulicht. Damit man die Grafiken mit der Matlab-Simulation vergleichen kann, wird das Spektrum bis zu einer Frequenz von 100 Hz angezeigt. Auch hier erkennt man eine optische Ähnlichkeit zur Matlab-Simulation.



**Abbildung 3.15:** Lineares absolutes Spektrum mit einem Duty Cycle von (a) 0.5 (b) 0.8

### 3.2.3 Vergleich der einphasigen Resultate mit Plecs und Matlab

«««< HEAD Optisch betrachtet, sind die Resultate der beiden einphasigen Simulationen sehr ähnlich aus. Um jedoch eine konkrete Bestätigung der Analyse zu erhalten, sind alle Werte der einphasigen Simulationen nummerisch und visuell miteinander verglichen worden. Man erkennt, dass die meisten gegenübergestellten Werte eine Abweichung von unter 1 % haben. Dies Abweichung entsteht, da die Auflösung der Plecs-Simulation bewusst niedriger eingestellt, um die Darstellungszeit der Funktion zu verkürzen. Mit den Resultaten darf man trotzdem zufrieden sein, da sich die Werte, nur minimal von denen der Matlab-Funktion unterscheiden. In der Abbildung 3.16 ist der Vergleich des Amplitudenspektrum mit einem Phasenanschnittswinkel von 90° ersichtlich. Die anderen Aufnahmen sind optisch und nummerisch im AnhangB dargestellt.  
===== Optisch betrachtet, sehen die Resultate der beiden einphasigen Simulationen sehr ähnlich aus. Um jedoch eine konkrete Bestätigung der Analyse zu erhalten, wurden alle Werte der einphasigen Simulationen nummerisch und visuell miteinander verglichen. Man erkannte, dass die meisten gegenübergestellten Werte eine Abweichung von unter 1% haben. Dies Abweichung entsteht, da man die Auflösung der Plecs-Simulation bewusst niedriger eingestellt hat, um die Darstellungszeit der Funktion zu verkürzen. Diese Abweichung konnte somit der Auflösung zugeschrieben werden. Die Resultaten sind gleichwohl für den Vergleich mit den Matlabwerten brauchbar. In der Abbildung 3.16 ist der Vergleich des Amplitudenspektrum mit einem Phasenanschnittswinkel von 90° ersichtlich. Die anderen Aufnahmen sind optisch und nummerisch im Anhang dargestellt.

»»»> master

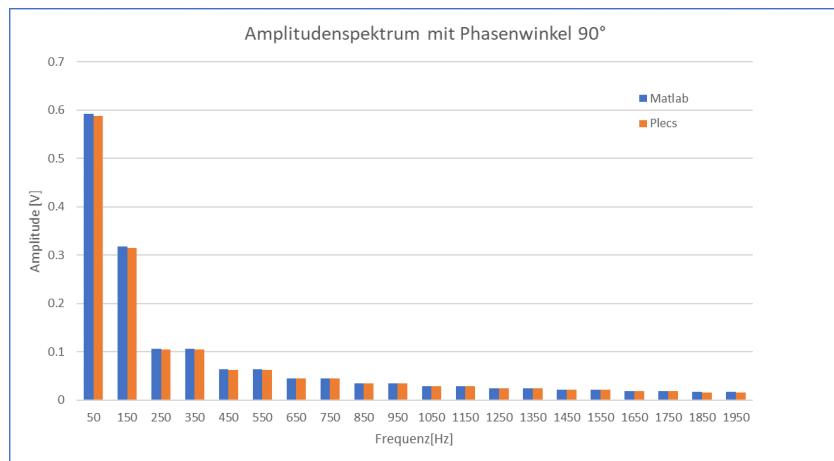


Abbildung 3.16: Amplitudenspektrum mit Phasenwinkel 90°

### 3.2.4 Dreiphasige Phasenanschnittsteuerung mit 60° und 90°

Folgende Abbildungen 3.17 und 3.18 beinhalten die Simulation der dreiphasigen Phasenanschnittsteuerung, mit den bekannten Winkel von 60° und 90°. In den Abbildungen 3.17a und 3.18a ist im unteren Bereich das Eingangssignal mit der verketteten Nennspannung von 230 Volt dargestellt. Die oberen Bildern zeigen die Spannungen, welche über den Widerständen abfallen, nachdem der jeweilige Triac, mit dem eingestellten Winkel, gezündet hat. Die Werte der Widerstände stellte man auf 150 Ω ein, da der Culatti im Messaufbau den gleichen Wert hat.

Anhand von Cursor 1 erkennt man, dass zuerst eine positive Halbwelle der Eingangsspannung, des ersten Phase (grün), anliegt. Der positive Thyristor des ersten Triacs zündet somit bei 90°, beziehungsweise bei 60°. Da der Sternpunkt bei dieser Schaltung nicht mit dem Neutralleiter

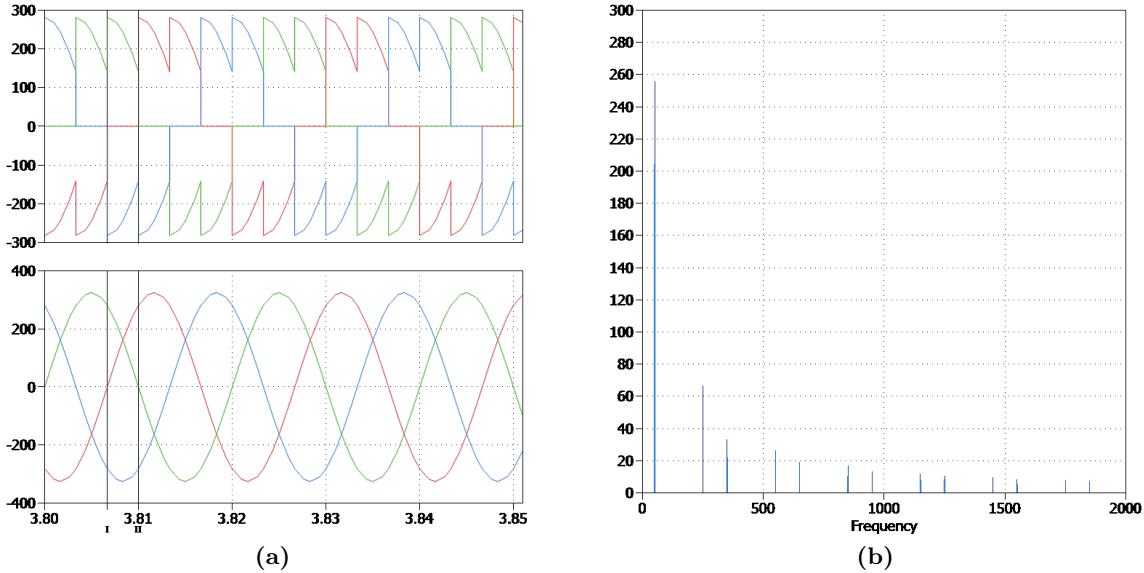


Abbildung 3.17: dreiphasige Phasenanschnittsteuerung mit  $60^\circ$ (a) Signal (b) FFT

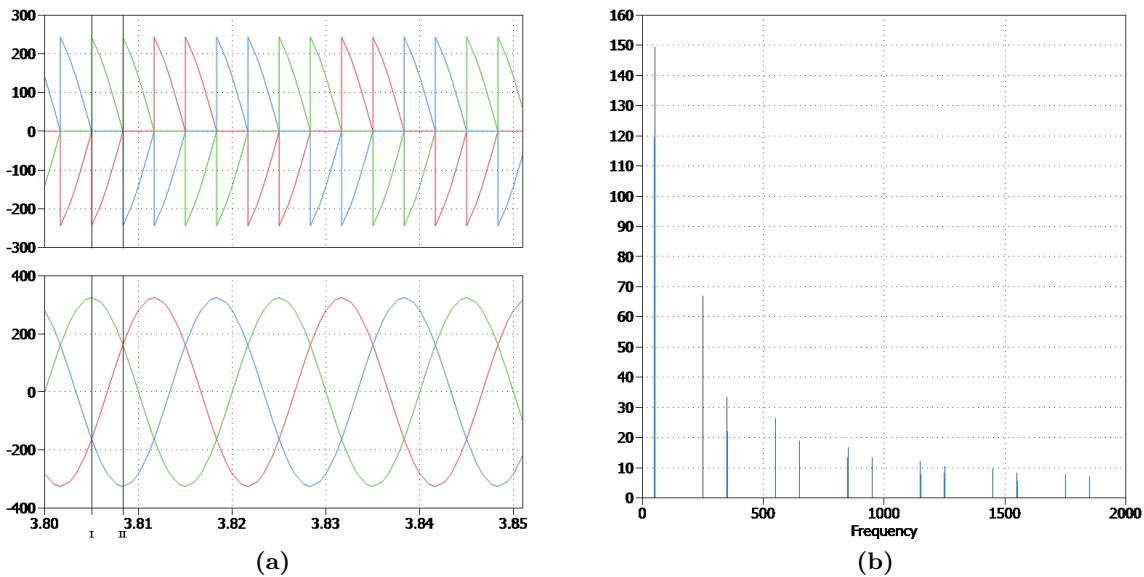


Abbildung 3.18: dreiphasige Phasenanschnittsteuerung mit  $90^\circ$ (a) Signal (b) FFT

verbunden ist, tritt eine negative Spannung über dem Thyristor des zweiten Triac auf (rot). Beim Cursor 2 hat es eine negative Eingangsspannung der zweiten Phase (blau). Somit zündet der negative Thyristor des dritten Triacs, und die entgegengesetzte positive Spannung entsteht über dem ersten Thyristor (grün) des ersten Triacs. Diese Abfolge wird beliebig weiter geführt. Da es sich um eine ohmsche Last handelt, verhält sich das Stromsignal phasengleich wie die Spannungskurve.

In der Abbildung 3.17b und 3.18b erkennt man die beiden FFTs der jeweiligen Phasenanschnittsteuerungen. Es ist ersichtlich, dass auch bei dreiphasigen Phasenanschnittsteuerungen nur Harmonische Oberschwingungen vorkommen und keine sub- oder zwischenharmonische.

« « « < HEAD

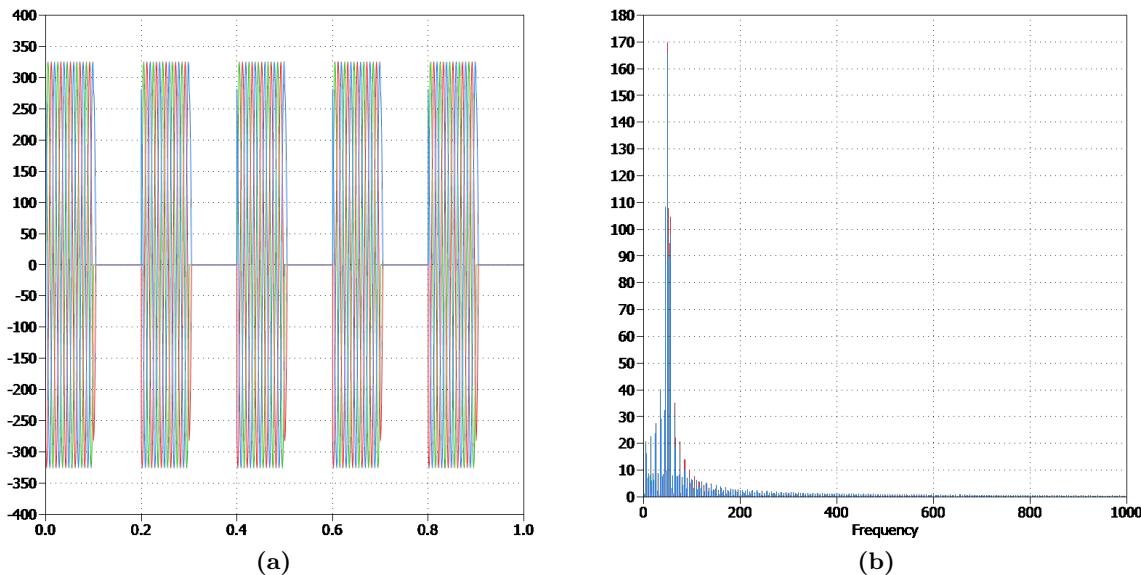
### 3.2.5 Dreiphasige Schwingungspaketsteuerung mit Duty Cycles von 0.5 und 0.8

Nachfolgend sind die dreiphasigen Schwingungspaketsteuerungen mit den Duty Cycle von 0.5 in Abbildung 3.19a und 0.8 in Abbildung 3.20b dargestellt. Die drei Eingangsspannungen und die Widerstände sind gleich eingerichtet, wie bei der dreiphasigen Phasenanschnittsteuerung. Daher sind auch die Strom- und Spannungsverläufe wieder phasengleich. Bei den grünen, roten und blauen Kennlinien handelt es sich um die Spannungspakete über den einzelnen Widerständen. In den Bildern 3.19b und 3.20b sind die FFTs der Schwingungspaketsteuerung ersichtlich. Man erkennt vor allem, dass es vor und nach 50 Hz (hoher Peak) viele sub- und zwischenharmonische Oberschwingungen hat. =====

### 3.2.6 Dreiphasige Schwingungspaketsteuerung mit duty cycles von 0.5 und 0.8

Nachfolgend sind die dreiphasigen Schwingungspaketsteuerungen mit den duty cycle von 0.5 in Abbildung 3.19a und 0.8 in Abbildung 3.20b dargestellt. Die drei Eingangsspannungen und die Widerstände richtete man gleich, wie bei der dreiphasigen Phasenanschnittsteuerung, ein. Daher sind auch die Strom- und Spannungsverläufe wieder phasengleich. Bei den grünen, roten und blauen Kennlinien, handelt es sich um die Spannungspakete über den einzelnen Widerständen. In den Bildern 3.19b und ?? sind die FFTs der Schwingungspaketsteuerung ersichtlich. Man erkennt vor allem, dass es vor und nach 50 Hz (hoher Peak) viele Sub- und Zwischenharmonische Oberschwingungen hat. Eine gewisse Ähnlichkeit mit den einphasigen Paketsteuerungen ist ersichtlich.

» » » > master



**Abbildung 3.19:** dreiphasige Schwingungspaketsteuerung mit Duty Cycle 0.5 (a) Signal (b) FFT

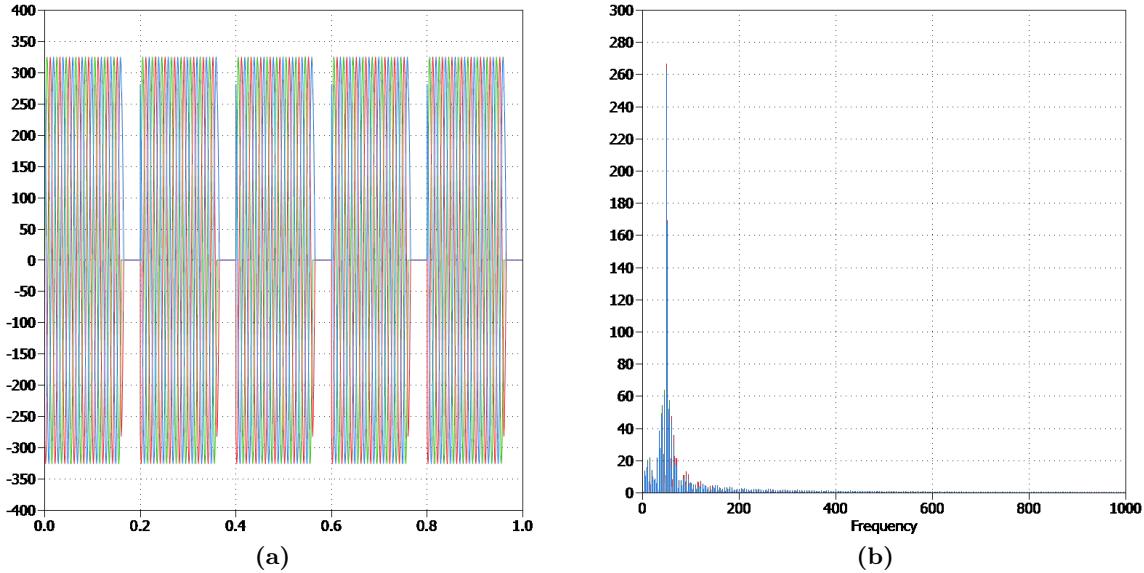


Abbildung 3.20: dreiphasige Schwingungspaketsteuerung mit Duty Cycle 0.8 (a) Signal (b) FFT

### 3.2.7 Einphasige Kombination des Auf- und Absteuern

Nach der Simulationen der beiden Steuerungsverfahren im ein- und dreiphasigen System, wird die Kombination der beiden Verfahren entwickelt. In der Abbildung 3.21b erkennt man ein sanftes ansteigen der Spannung bis auf die volle Leistung und nach einiger Zeit wieder ein sanftes Herunterfahren der Spannung bis sie null beträgt. In Abbildung 3.21a ist der Duty Cycle auf 0.5 eingestellt. Die einzelnen Pakete verhalten sich nun so wie das sanfte Hoch- und Runterfahren der Spannung, erkennbar in Abbildung 3.21b. Vergleicht man das FFT in Abbildung 3.23a mit dem FFT des Schwingungspaketes mit hartem Zu- und Wegschalten 3.13b ist eine Verringerung der subharmonischen Schwingungen ersichtlich. Das sanfte Hinauf und Hinunterfahren hat aber zufolge, dass die Oberwellen bei den Harmonischen zunehmen.

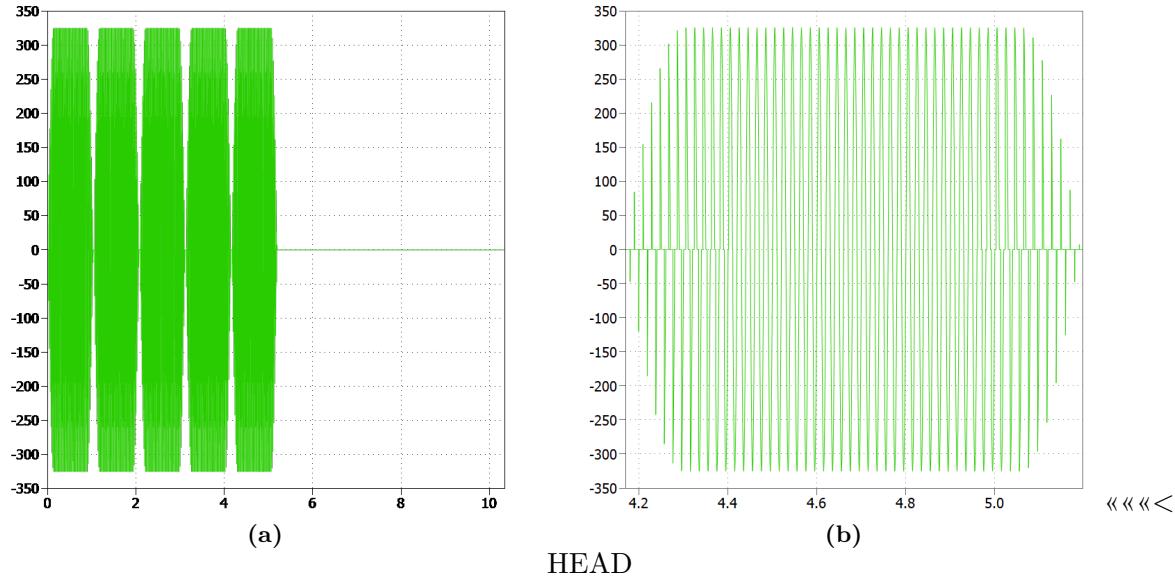
<<<< HEAD

### 3.2.8 Dreiphasige Kombination des Sanft-Anlassen

Die Abbildung 3.24 zeigt eine dreiphasige Steuerung des Hoch- und Runterfahren. Das dargestellte Spannungssignal hat einen duty cycle von 0.5, ersichtlich in Abbildung 3.24a. Die Kurve und die Funktion der Spannung verhält sich ähnlich wie die Kombination des einphasigen Hoch- und Runterfahren. Die drei Farben grün, rot und blau zeigen die verschiedenen Spannungen über den drei Widerständen an. Da es sich hier um eine rein ohmsche Last handelt, sind die Ströme phasengleich mit der Spannungen. Bei dem FFT in Abbildung 3.25 von 0 Hz - 2000 Hz erkennt man den grössten Peak bei der Grundschwingung von 50 Hz. Die sub- und zwischenharmonischen Schwingungen fallen bei der sanftanlasser Steuerung viel mehr ins Gewicht als die Harmonischen. Sie sind nur noch minimal vorhanden. =====

### 3.2.9 Dreiphasige Kombination des Auf- und Absteuern

In der folgenden Abbildung 3.24 handelt es sich um ein dreiphasige Auf- und Absteuern. Das dargestellte Spannungssignal hat einen duty cycle von 0.5 erkennbar in Bild 3.24a. Die Kurve und die Funktion der Spannung verhält sich ähnlich, wie die Kombination des einphasigen Auf-

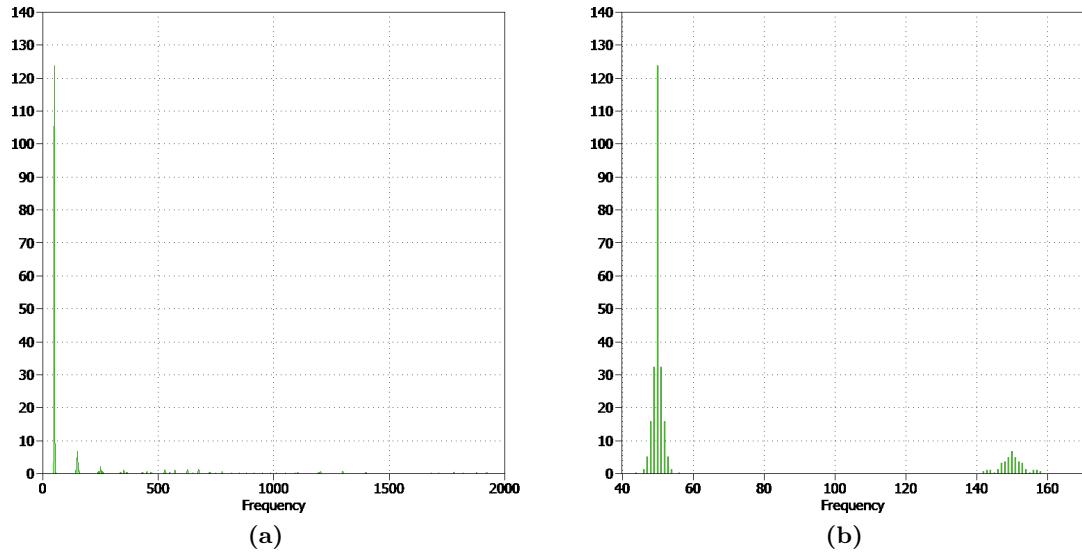


**Abbildung 3.21:** Einphasiges Hoch- und Runterfahren mit einem Duty Cycle von 0.5 (a) Eingangssignal (b) Ausschnitt eines Paketes

=====

**Abbildung 3.22:** Einphasiges Auf- und Absteuern mit einem duty cycle von 0.5 (a) Eingangssignal (b) Ausschnitt

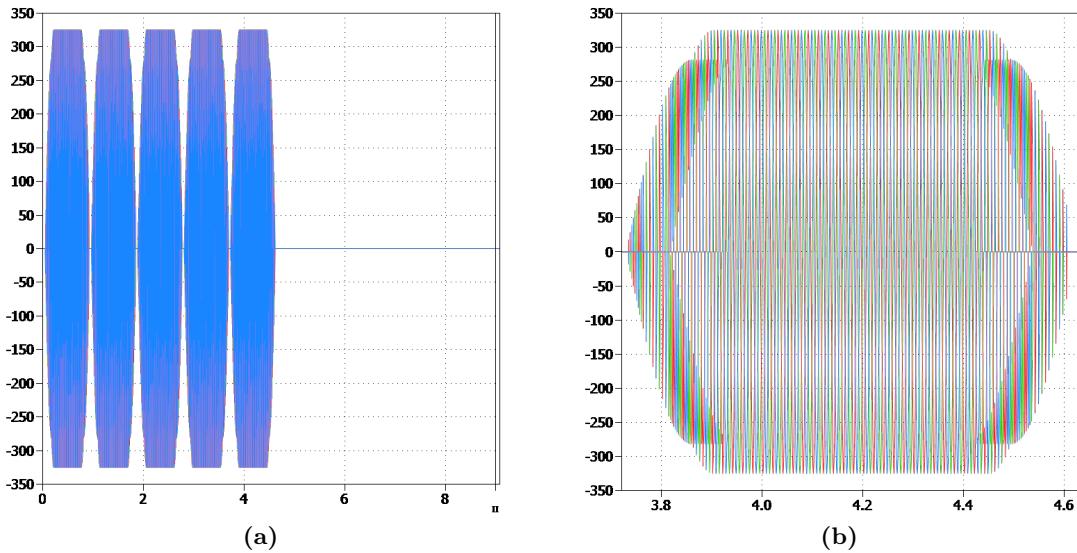
»»»> master



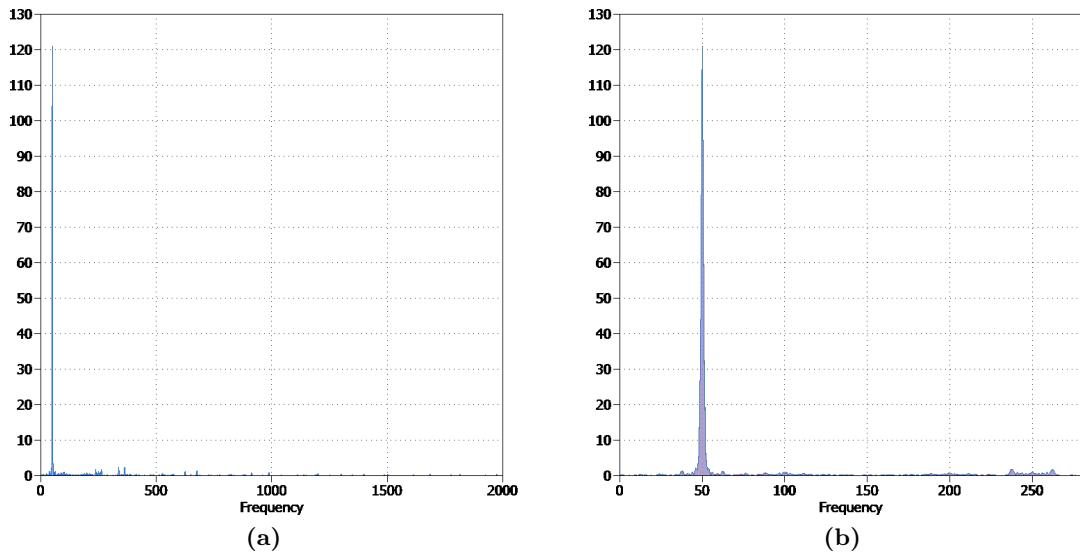
**Abbildung 3.23:** FTT des einphasigen Hoch- und Runterfahrens mit einem Duty Cycle von 0.5 (a) 0 - 2000 Hz (b) Ausschnitt 40 Hz - 170 Hz

und Absteuern. Die drei Farben grün, rot und blau zeigen die verschiedenen Spannungen über den drei Widerständen an. Da es sich hier um eine rein ohmsche Last handelt, sind die Ströme phasengleich mit der Spannungen. Bei dem FTT erkennbar in Abbildung 3.25 von 0 Hz - 2000 Hz erkennt man den grössten Peak bei der Grundschwingung von 50 Hz. Die Sub- und Zwischen-

harmonischen Schwingungen fallen bei der sanftanlasser Steuerung viel mehr ins Gewicht als die Harmonischen. Sie sind nur noch minimal vorhanden. »»> master



**Abbildung 3.24:** Dreiphasiges Auf- und Absteuern mit einem duty cycle von 0.5 (a) Eingangssignal  
(b) Ausschnitt



**Abbildung 3.25:** FTT des dreiphasigen Hoch- und Runterfahren mit einem Duty Cycle von 0.5 (a)  
0 - 2000 Hz (b) Ausschnitt 0 Hz - 300 Hz

«««< HEAD

### 3.2.10 Alternative Ansteuerungen

In der Praxis kommen zum Teil die sogenannten Sparsteuerungen zum Einsatz. Bei dieser Steuerungsart werden nicht alle drei Phasen angesteuert sondern nur deren eine oder zwei. Damit man ein solches Verfahren erhält, überbrückt man die Thyristoren in der gewünschten Phase. Eine weiter Möglichkeit ist, die Thyristoren gar nicht erst in die Schaltung einzubinden. Man kann sie deshalb kurzerhand weglassen. Die überbrückte Phase dient dabei als Ausgleichs- und Rückleiter. Mit Plecs wurden solche Verfahren simuliert, wobei die Last in Stern oder Dreieck geschaltet ist. Die Ansteuerung der nicht veränderten Phasen, verhalten sich gleich wie die der dreiphasigen Kombinationssteuerung. Das folgende Kapitel 3.2.11 zeigt die Simulation einer zwei Phasen Ansteuerung bei der die Last in Stern geschaltet ist.

### 3.2.11 Alternative Ansteuerungen

In der Praxis werden nicht immer alle 3 Phasen angesteuert, sogenannte Sparansteuerungen. Dabei können nur zwei oder auch nur eine Phase angesteuert werden. Das heisst, dass zum Beispiel bei der Zwei-Phasen-Ansteuerung bei einer Phase der Thyristor überbrückt wird beziehungsweise der Thyristor gar nicht vorhanden ist. Dabei dient die überbrückte Phase als Ausgleichs- und Rückleiter. Diese Fälle wurden mit Plecs simuliert wobei die Last in Stern und in Dreieck geschaltet werden kann. Wie bei der 3-Phasen Ansteuerung, wurde für die alternativen Ansteuerung auch der Sanft-Anlass, die Kombination mit Phasenanschnitts- und Schwingungspaketsteuerung, simuliert. »»»> master

Andere Steuerungsarten sind digital ersichtlich.

#### Zwei Phasen Ansteuerung mit Last in Stern

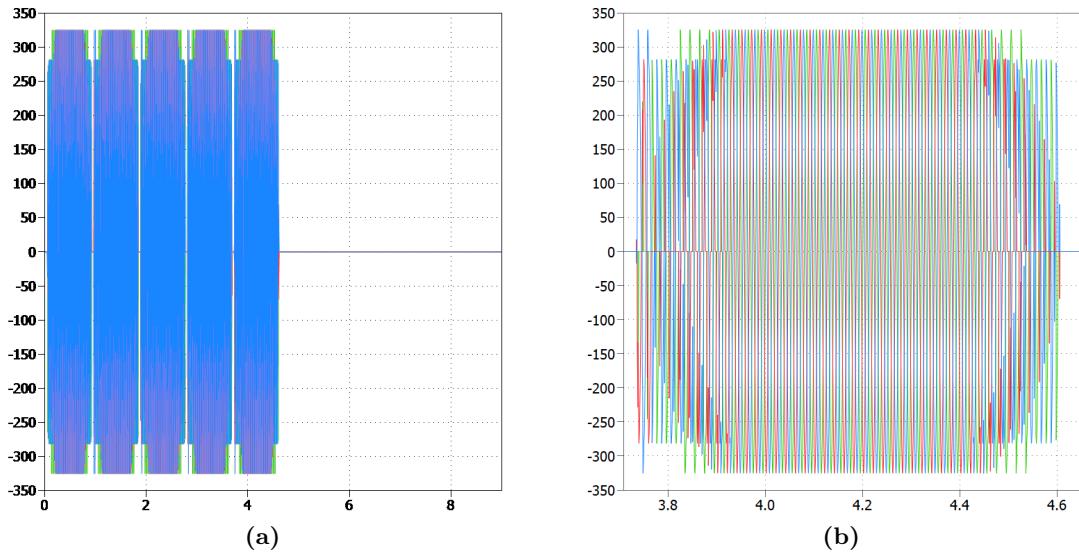
Bei der Abbildung 3.26 erkennt man ein zweiphasige Ansteuerungsart, bei der die dritte Phase (blau) überbrückt wurde. Es sind wiederum fünf Schwingungspakete ein- und ausgeschaltet, was einem Duty Cycle von 0.5 entspricht. In Abbildung 3.26b ist eines der fünf Schwingungspakete dargestellt. Es ist ersichtlich, dass die Spannung welcher über die Thyristoren anfallen, immer direkt über die überbrückte Phase abfällt. Daher sind am Anfang und Ende die blauen Spannungsspeaks ersichtlich. Sobald jedoch die volle Spannung bezogen wird, verhält sich dieses Verfahren wie die dreiphasige Kombination der Sanften-Ansteuerung. Alle Thyristoren haben daher einen Zündwinkel von 0° und das System verhält sich symmetrisch.

In der Abbildung 3.27 ist das FFT der zwei Phasen Ansteuerung, wiederum von 0 Hz bis 2000 Hz auf der linken Seite und 0 Hz bis 280 Hz auf der rechten Seite, dargestellt. Vergleicht man dies, mit dem der dreiphasigen Kombination, erkennt man, dass die Ausbreitung der Oberschwingungen bei diesem Verfahren viel grösser sind. Ausserdem ist bei 150 Hz, der dritte Harmonische, ein Spannungspeak erkennbar. Dieser kommt davon, dass eine Asymmetrie zwischen den drei Phasen herrscht, da die dritte Phase nicht angesteuert wird.

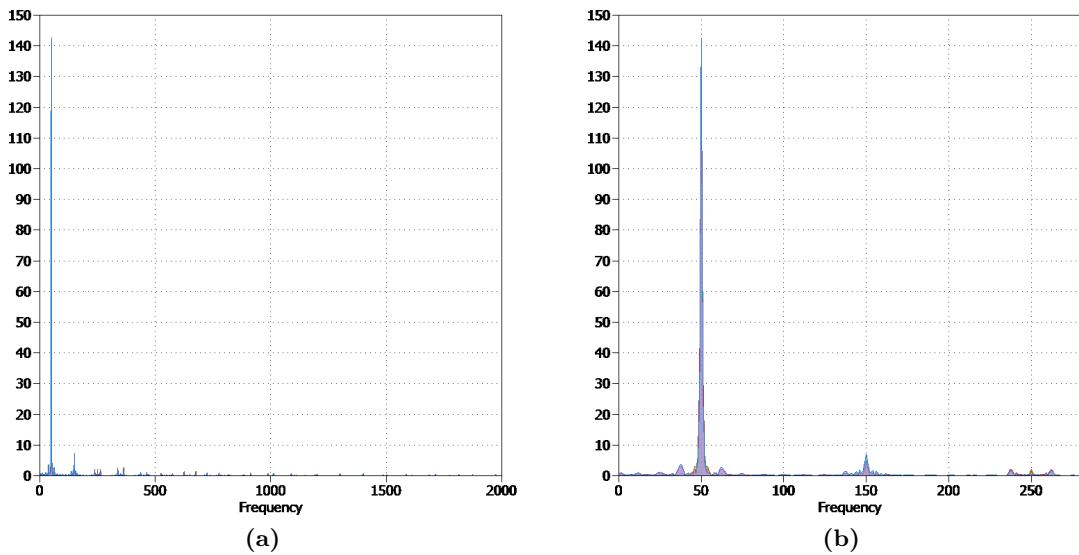
#### Halbwellensteuerung

Eine weitere Möglichkeit, die Thyristoren anzusteuern, ist die Halbwellensteuerung. Dabei wird die positive Halbwelle einer Phasen und zwei negative Halbwellen der anderen Phasen auf die Last geführt. Dies ist mit dem Thyristorsteller, welcher für das Projekt benutzt wurde nicht möglich, da dieser alle 3 Phasen gleich ansteuert. Deshalb wurde dieser Fall nur mit Plecs simuliert. Das Problem bei dieser Steuerung ist, dass wenn der Sternpunkt nicht mit dem Nullpunkt verbunden ist, der Phasenverlauf im Plecs schwer zu kontrollieren ist. Da die Summe der Spannungen immer 0 geben muss und die Spannungen phasenverschoben sind gibt es einen

Einfügen  
Bild Simu-  
lation



**Abbildung 3.26:** Zweiphasige Ansteuerung mit Last in Stern (a) Eingangssignal (b) Ausschnitt



**Abbildung 3.27:** FTT der zweiphasigen Ansteuerung (a) 0 - 2000 Hz (b) Ausschnitt 0 Hz -280 Hz

sehr unschönen Spannungsverlauf. Wenn das FFT analysiert wird, fällt schnell auf, dass die Grundschwingung von 50 Hz nicht den höchsten Peak hat.

## 4 Messaufbau

In diesem Kapitel befinden sich alle Komponenten, welche für den Messaufbau benötigt wurden. Dazu gehören die Spannungsverstärkerschaltung, welcher sich auf dem Arduino befindet, das eingebaute Filter sowie der Arduino selber, der für die verschiedenen Funktionen programmiert wurde.

### 4.1 Laboraufbau

Um die Simulationen in die Praxis umzusetzen, wurde ein “T-Drive 3Ph compact Thyristorsteller“ von der Firma Chemtronic, vom Betreuer zur Verfügung gestellt. Wie der Name des Produktes schon sagt, arbeitet dieser Thyristorschaltung mit 3 Phasen. Für die Ansteuerung des Zündwinkels kann ein Potenziometer verwendet werden, dies hat jedoch den Nachteil, dass der Zündwinkel von Hand eingestellt werden muss. Jedoch kann für die Ansteuerung auch ein Spannungssignal von 0 V - 10 V benutzt werden. Dieses Spannungssignal entspricht linear dem Zündwinkel 180° bis 0° der Thyristoren. Um dieses Spannungssignal erzeugen zu können, wurde ein Arduino Mega 2560 verwendet. Er erzeugt jedoch nur eine Ausgangsspannung von 5 V. Deshalb wurde eine Spannungsverstärkungsschaltung entworfen, die die Spannung verdoppelt. Die PWM-Funktion im Arduino konnte genutzt werden, damit die Spannung variabel bleibt. Das PWM-Signal läuft mit einer Frequenz von 490 Hz.

Für die Ansteuerung des Thyristorstellers sollte zwingend eine reine DC-Spannung geliefert werden, da

Deshalb wurde zusätzlich ein Tiefpass-Filter erster Ordnung am Ausgang des Arduinos eingebaut, mit einer Cut-off Frequenz von 1 Hz.

nicht klar

#### 4.1.1 Filter

Foto des  
Laborauf-  
bau

Um die passiven Elemente des Tiefpassfilters zu berechnen, wurde folgende Grundformel verwendet.

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C_1} \quad (4.1)$$

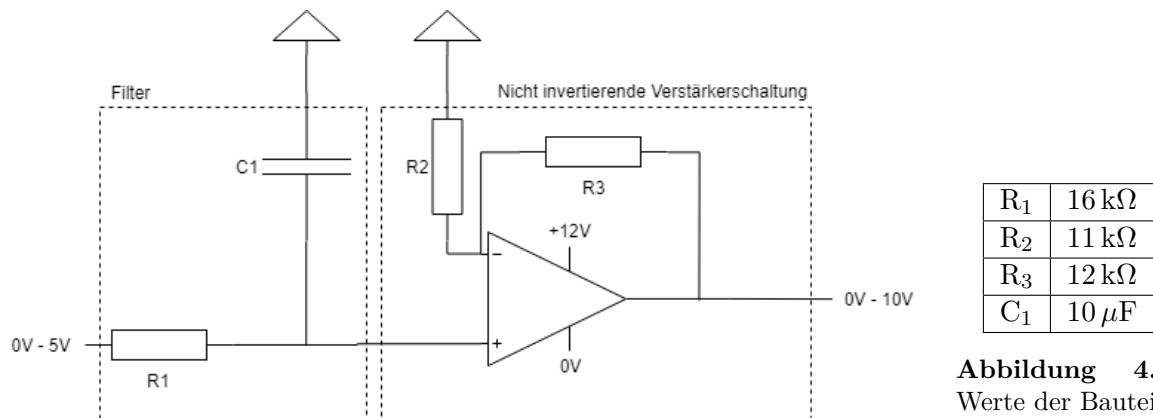
Um die Kapazität des Kondensators oder den Widerstand zu bestimmen, wurde die Kreisfrequenz auf  $f = 1 \text{ Hz}$  gesetzt. Außerdem wählte man die Kapazität auf  $10 \mu\text{F}$ . Dies ergab einen Widerstand von  $16 \Omega$ .

#### 4.1.2 Verstärkerschaltung

Die Verstärkung einer nicht invertierenden Verstärkungsschaltung wird wie folgt berechnet:

$$V_u = 1 + \frac{R_3}{R_2} \quad (4.2)$$

Um die Ströme klein zu halten, wurden Widerstände von  $12 \text{ k}\Omega$  verwendet. Die Verstärkung muss den Faktor zwei haben damit die Spannung verdoppelt wird. Daher wurden die beiden Widerstände gleich gross gewählt.



**Abbildung 4.2:**  
Werte der Bauteile

**Abbildung 4.1:** Schema Verstärkerschaltung

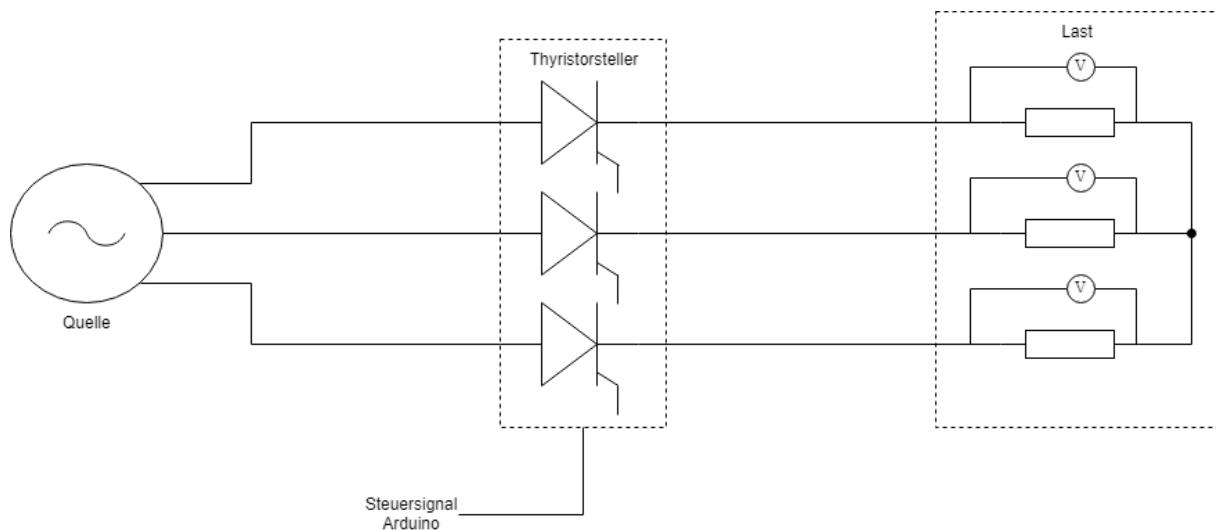
Nach dem Aufbau der Verstärkerschaltung, wurde die Ausgangsspannung mit einem Duty Cycle von 1 gemessen. Dabei hat man den Wert von 9.885 V erhalten. Dies bedeutet, dass der Thyristorsteller nicht voll ausgesteuert wird. Damit man die 10 V erhält, wird bei der Verstärkerschaltung die Verstärkung erhöht. Mit der Formel 4.2 konnte sie neu berechnet werden:

$$V_u = 1 + \frac{12k\Omega}{11k\Omega} = 2.09 \quad (4.3)$$

Nach dem Einbau des neuen Widerstandes  $R_2$ , wurde am Ausgang eine Spannung von 10.2 V gemessen. Somit steht der ganze Bereich von 0 V - 10 V zur Verfügung.

## 4.2 Laboraufbau mit einem Widerstand

Nach dem Feststellen der Funktionalität der Spannungsverstärkungsschaltung, konnte mit dem Laboraufbau begonnen werden. Hierbei wurde ein variabler-, dreiphasiger Culatti-Widerstand als Last benutzt. Dieser hat den Vorteil das die Last bei allen Phasen symmetrisch sind. Um den Strom klein zu halten, wurde ein Widerstand von  $150\Omega$  gewählt. Der Aufbau der Messschaltung ist auf der Abbildung 4.3 ersichtlich.



**Abbildung 4.3:** Schema Laboraufbau mit einem dreiphasigen Widerstand in Stern geschaltet

Die Last wurde zudem noch in Dreieck geschaltet, um einen Unterschied von den Strömen und den Spannungen zur Sternschaltung zu erhalten.

### 4.3 Laboraufbau mit einer ASM

Gleich wie beim Laboraufbau des Widerstands wurde bei diesem Versuchen ein Asynchronmotor als Last in den Stromkreis eingebaut. Dabei wurde er in Stern und in Dreieck geschaltet. Ein Vorteil des Motors, der Marke Lukas Nülle mit einer Leistung von 0.3 kW ist, dass ein integrierter Drehzahlgeber vorhanden ist, um die Drehzahl zu messen. Die Maschine verhält sich nicht wie der Culatti rein ohmsch, sondern ohmschi-induktiv da verschiedene Reaktanzen in der Erreger- und Ankerwicklung vorkommen. Daher werden die Spannungen und die Ströme der Maschine anders aussehen als beim Widerstand. Ein weiterer interessanter Punkt ist, dass beim Wegschalten der Spannung, der Motor weiter dreht und so träge auf Veränderungen reagiert.

## 4.4 Arduino

Das Arduino-Programm, welches den Thyristorsteller ansteuert, wurde mit der Arduinosoftware geschrieben. Ein Vorteil des Arduinos ist, dass die Software öffentlich zugänglich ist. Außerdem sind einige nützliche Beispielcodes im Internet vorhanden. Mit den verschiedenen I/O Pins können Spannungen bis zu 5 V gemessen und ausgegeben werden.

### 4.4.1 Phasenanschnittssteuerung mit Arduino

Die Phasenanschnittsteuerung wird mit der einfachen 0 V bis 10V Ansteuerung des Thyristorstellers realisiert. Dabei ist die Ansteuerungskennlinie linear und so entsprechen 10V einem Zündwinkel von 0° und 0V einem Zündwinkel von 180°. Diese Ansteuerungsbereich muss auf die 0 bis 255 Werte umgerechnet werden, da der analogWrite()-Bereich des Arduinos so konzipiert ist. Wenn zum Beispiel ein Winkel von 90° erwünscht ist, muss ein Wert von 127 ausgegeben werden.

### 4.4.2 Schwingungspaketsteuerung mit Arduino

Die Schwingungspaketsteuerung funktioniert mit dem Thyristorsteller nicht so einfach, da dieser nur für den Phasenanschnitt konzipiert ist. Jedoch kann beim Arduino zwischen HIGH und LOW mit einer bestimmten Zeitverzögerung dazwischen, umgeschaltet werden. Das Problem welches dabei auftritt ist, dass der Thyristorsteller und die Spannungsverstärkerschaltung zusammen eine Zeitverzögerung von 0.2 s haben. So schaltet der Sinus verzögert ein und daraus folgt ein sanftes Hochfahren von 0.35 s. Ein hartes Zu- und Wegschalten wie in den Simulationen gezeigt, ist deshalb nicht möglich.

### 4.4.3 Hartes Auf- und Absteuern

Um das harte Auf- und Absteuern zu implementieren, wurden die beiden vorherigen Verfahren miteinander kombiniert. Anstatt jedoch nur einen Winkel vorzugeben, wurde mit einer for-Schleife die Ansteuerungsspannung und somit der Zündwinkel linear erhöht. Sobald sich die Spannung auf dem Maximum befindet, wartet der Thyristorsteller für 0.2 s. Eine gewisse Zeit wird die maximale Spannung ausgegeben. Danach wird mit einer zweiten for-Schleife Heruntergefahren. Wenn die minimale Spannung erreicht ist, wartet das Programm 0.1 s bis das nächste Hochfahren beginnt. Dies hat den Grund, da sonst das Spannungssignal nicht auf Null geht. Die zwei for-Schleifen befindet sich in einer dritten for-Schleife, die die Schwingungspaketsteuerung simuliert. Mit ihr kann eingestellt werden, wie oft das Hoch- und Runterfahren durchgeführt wird. Wenn zum Beispiel fünf von zehn Pakete angesteuert werden, fährt das Programm fünf mal Hoch- und Runter und sperrt die restlichen fünf Pakete.

#### 4.4.4 Sanftes Auf- und Absteuern

Bei dem sanften Auf- und Absteuern ist die Steigung des Hoch- und Runterfahren flacher als die bei dem harten Auf- und Absteuern. Zusätzlich wird nach dem Erreichen der maximalen Spannung eine Verzögerung von 6 s eingebaut. Damit das Signal 6 s auf dem Maximum bleibt. Anschliessend fährt das Programm die Spannung mit der gleichen Steigung wie beim Hochfahren runter und bleibt für 3 s auf 0 V. Dies kann beliebig oft wiederholt werden.

#### 4.4.5 Drehzahlmessung für eine Reglerauslegung

Um die Drehzahl der Asynchronmotors zu messen und regeln zu können, wurde eine Drehzahlregelung im Arduino programmiert. Dabei wird die Spannung über dem Drehzahlgeber des Asynchronmotors benötigt. Sie beträgt bei der maximalen Drehzahl von 2800 U/min, 58.8 V. Die Spannung ist linear von der Drehzahl abhängig und beträgt so, bei zum Beispiel 1400 U/min, 29.4 V. Da der Arduino nur eine maximale Spannung von 5 V einlesen kann, wird mit Hilfe eines Spannungsteiler die Spannung des Drehzahlgebers linear reduziert. Mit folgender Grundformel des Spannungsteilers und des freien wählen eines Widerstand  $R_1$ , konnte daraus  $R_2$  bestimmt werden:

$$U_2 = U_{Ges} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \Rightarrow 4.94V = 58.8V \cdot \frac{56k\Omega}{56k\Omega + R_2} \quad (4.4)$$

Das Resultat des Widerstand ist 611 k $\Omega$  und somit konnte die Spannung mit dem Arduino gemessen werden. Mit dem ADC wird sie in 1024 verschiedenen Werte aufgeteilt. Der Wert 512 entspricht so einer Spannung von 2.5 V. Danach wird dieser Wert mit den Widerstandswerten des Spannungsteiler auf die Originalspannung zurück gerechnet. Bei dem Regler wird für den Sollwert ein gewünschter Spannungswert vorgegeben. Anschliessend wird der Istwert vom Sollwert abgezogen, dadurch erhält man die Differenz. Da der Ausgabewert des Arduinos einem Wert zwischen 0 bis 255 entspricht, muss die Differenz umgerechnet werden. Zusätzlich wird ein PI-Regler benötigt, damit eine exakte und schnelle Regelung möglich ist. Mit der Formel 4.5 wird die Ausgangsspannung eines digitaler PI-Regler berechnet: [6]

$$Y(k) = Y(k - 1) + B_0U(k) + B_1U(k - 1) \quad (4.5)$$

Wobei  $Y$  die Ausgangsspannung,  $U$  die Differenzspannung und  $k$  der Laufparameter sind [7]. Die Parameter  $B_0$  und  $B_1$  werden folgendermassen berechnet:

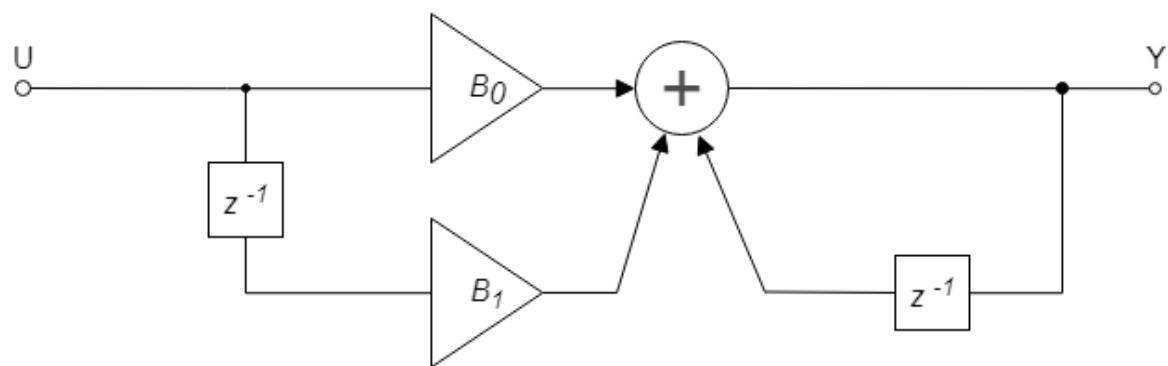
$$B_0 = \left( K_p + \frac{K_i T}{2} \right) \quad (4.6)$$

$$B_1 = - \left( K_p - \frac{K_i T}{2} \right) \quad (4.7)$$

Danach muss die Spannungsdifferenz von der Ausgangsspannung subtrahiert werden. Das Resultat der Berechnung wird in die 0 bis 255 Werte umgerechnet und mit dem analogWrite() ausgegeben. Die Werte der Ausgangsspannung und der Differenzspannung werden nach der Ausgabe in den Laufparameter  $k - 1$  geladen. Das Problem mit dem PI-Regler ist, dass der Thyristorsteller und die Spannungsverstärkung eine Totzeit besitzen. Ausserdem hat der Aurduino keine konstate Abtastrate bei dieser Anwendung. Dadurch ist das Auslegen eines guten Reglers nicht möglich. Der Code für die Drehzahlregelung befindet sich im Anhang.

Einfügen  
Quelle für  
Spannungsmessung

Kapitel  
angeben



**Abbildung 4.4:** Blockdiagramm eines digitalen PI-Reglers  
[7]

## 5 Resultate des Messaufbaus

In diesem Kapitel werden die Messresultate des Laboraufbaus analysiert und mit den Werten der Simulationen und den Normen verglichen. Hierbei wurden die Daten der Messungen als .csv Datei gespeichert und anschliessend mit Matlab dargestellt. Ausserdem ist es möglich die FFTs der Signale zu berechnen.

Es sind nur die Messungen des Widerstandes und der ASM, die in Stern geschaltet sind aufgelistet. Die Messungen in Dreieck sind hier nicht aufgeführt, sie befinden sich als Matlabdateien digital auf dem USB-Stick.

angeben  
ob als USB  
Stick/CD  
oder sonst  
abgegeben

### 5.1 Messungen Ströme

Die Ströme der verschiedenen Ansteuerungarten und Verbrauchern sind auf zu- und unzulässige Oberschwingungen zu untersuchen. Sie müssen zwingend die Werte der Normen 2.12 einhalten. Ist dies der Fall werden anschliessend noch die Spannungen untersucht. Halten Ansteuerungsarten die Normen nicht ein werden sie nicht weiter behandelt. Bei den Schwingungspaketsteuerungen werden die Ströme nicht angeschaut, da die nicht von Interesse sind. Damit man jedoch einen Vergleich zur Simulation hat, ist diese Ansteuerung bei der Spannung aufgelistet. Die Vergleiche werden immer mit Hilfe der FFT-Funktion von Matlab durchgeführt.

#### 5.1.1 Messungen Widerstand

Die Resultate der Strommessungen sind wie folgt aufgebaut. Bei den Abbildungen 5.1, 5.2, 5.4 und 5.3 sind zuerst die Ströme, die durch den Culatti fliessen dargestellt. Der Culatti ist ein rein ohmscher Widerstand mit dem Wert von  $150\Omega$  pro Strang. Der maximale Effektivstrom, der dabei durchgelassen werden darf ist 2.4 A. Die zweite Grafik zeigt das FFT des gemessenen Stromes, jedoch nur von einer Phase, an. Da bei einer ohmschen Last, alle drei Phasen, gleich verhalten, werden die anderen zwei nicht angezeigt. Da die Norm 2.12 einen maximalen Wert von bis zu 16 A Effektivwert behandelt, wurde der gemessene Wert auf die 16 A hochgerechnet. Dies ist in der dritten Grafik der jeweiligen Abbildung ersichtlich. Anschliessend berechnete man von diesen Ströme das FFT und verglich die Werte der Amplitude tabellarisch mit den dazugehörigen Normen 2.12.

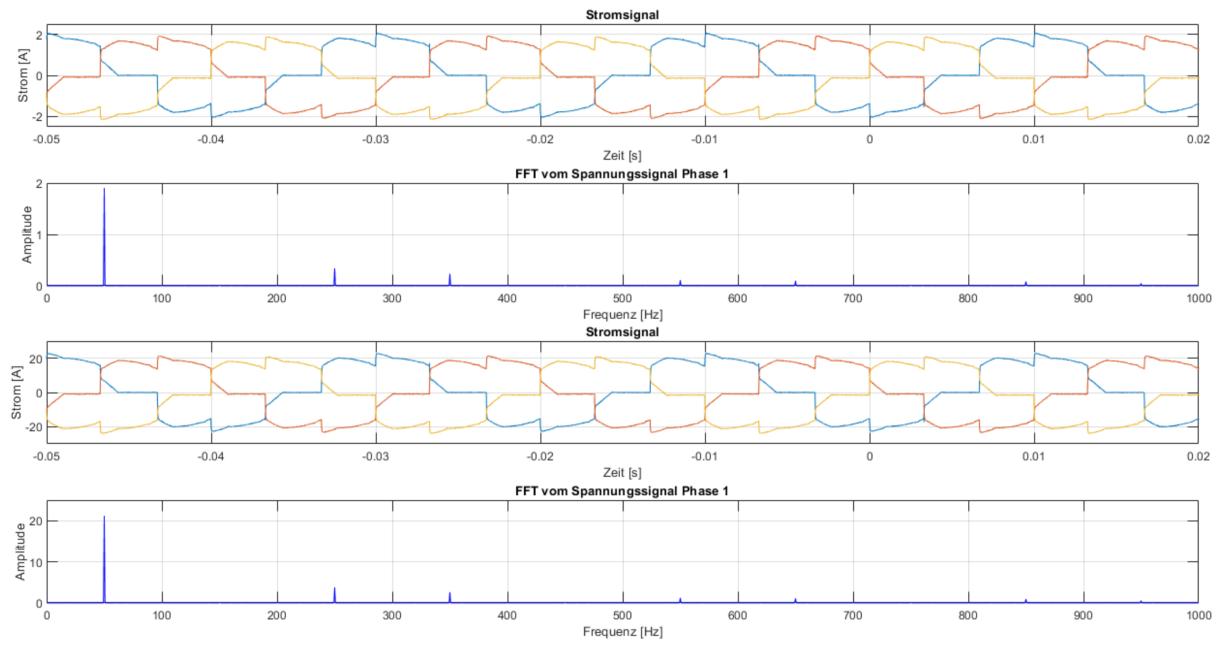
#### Phasenanschnitt 60°

In der Abbildung 5.1 ist das Stromsignal mit einem Phasenanschnittswinkel von 60° ersichtlich.

Oberschwingungsordnung	Amplitude [A]	Verhältnis zur Grundschwingung
1	21.1996	100%
5	3.7851	17.86%
7	2.6127	12.32%
11	1.2267	5.79%

**Tabelle 5.1:** Amplitudenwerte bei den harmonischen Oberschwingungen bei Phasenanschnitt 60°

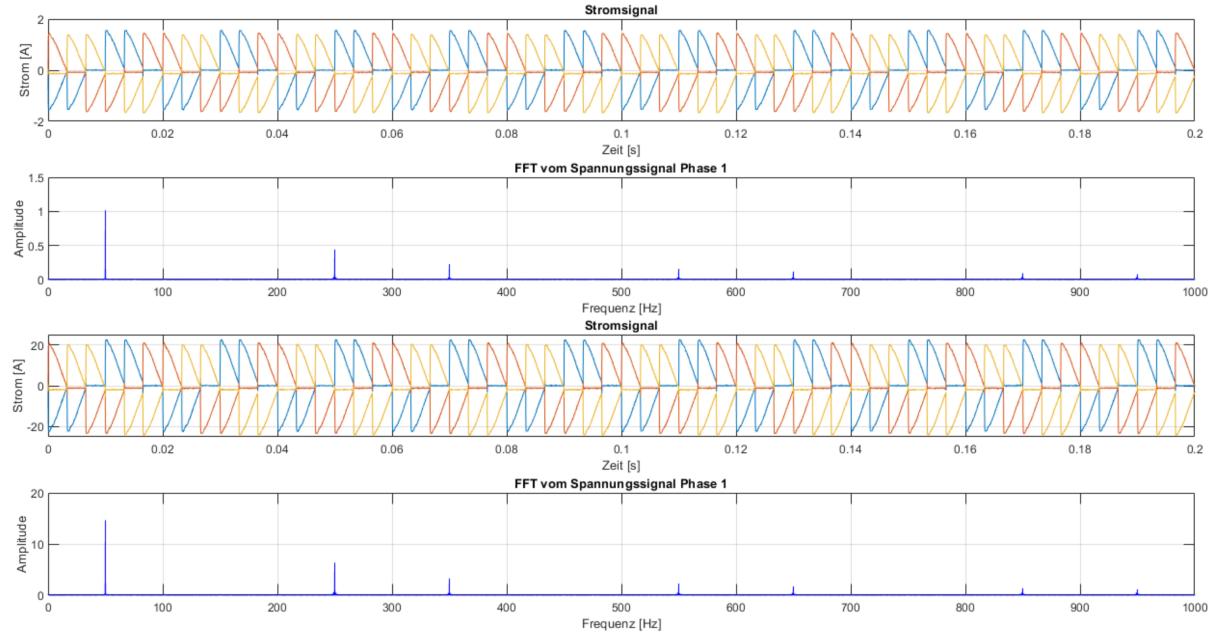
Wenn die Werte der Messungen in der Tabelle 5.1 mit der Werte der Normen in der Tabelle 2.2 verglichen werden, ist ersichtlich, dass die Amplitudenwerte bei der 5. bis 11. Oberschwingungsordnung zu hoch sind. Es kann gesagt werden, dass sich der Phasenanschnitt mit 60° nicht eignet um den Widerstand anzusteuern, da dies nicht den Normen entspricht. Die Spannungen werden deshalb nicht mehr untersucht.



**Abbildung 5.1:** Messung mit Phasenanschnitt  $60^\circ$

### Phasenanschnitt $90^\circ$

Die nächst Abbildung 5.2 zeigt die Ansteuerung mit einem Phasenanschnitt von  $90^\circ$ .



**Abbildung 5.2:** Phasenanschnitt  $90^\circ$

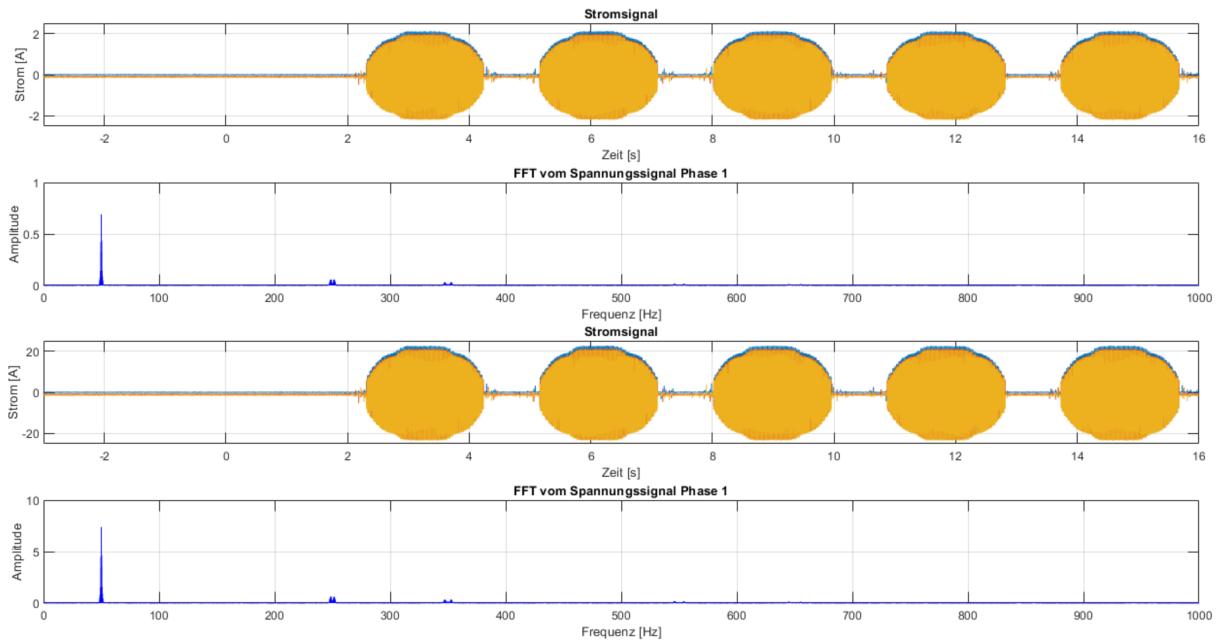
Die Amplitudenwerte der 5 bis 11 Oberschwingungsanordnung, erkennbar in der Tabelle 5.2, sind auch bei dieser Ansteuerung, im Vergleich zu den Normen 2.2, zu hoch. Somit eignet sich auch der Phasenanschnitt mit  $90^\circ$  nicht, den Widerstand anzusteuern. Auf die Spannung wird auch hier nicht mehr eingegangen.

Oberschwingungsordnung	Amplitude [A]	Verhältnis zur Grundschwingung
1	14.647	100%
5	6.3481	43.34%
7	3.2571	22.24%
11	2.273	15.52%

**Tabelle 5.2:** Amplitudenwerte bei den harmonischen Oberschwingungen bei Phasenanschnitt 90°

### Hartes Auf- und Absteuern

In der Abbildung 5.3 ist das Harte Auf- und Absteuern des Widerstands erkennbar.



**Abbildung 5.3:** Messung mit Auf- und Absteuern

Frequenz [Hz]	Amplitude [A]	Verhältnis zur Grundschwingung
49.3	1.5146	20.51%
49.6	4.4853	60.73%
49.7	2.618	35.45%
50	7.3857	100%
50.05	3.73	50.5%
50.35	4.662	63.12%
50.7	1.5504	21%
248.65	0.6226	8.43%
250	0.0883	1.2%
251.45	0.6	8.12%

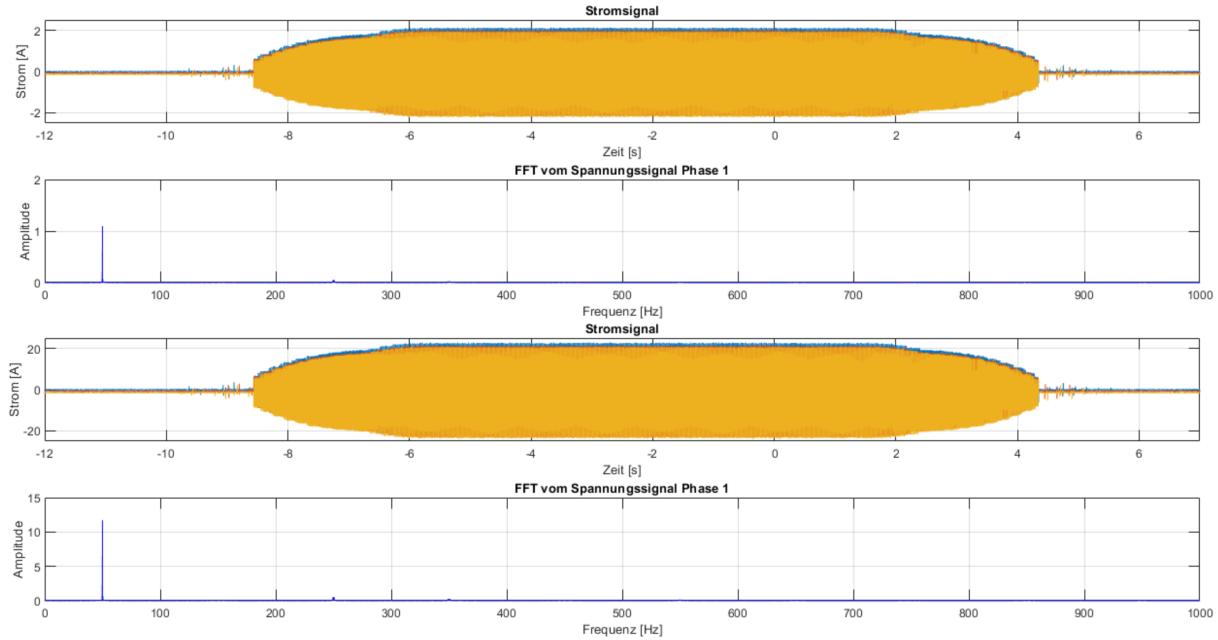
**Tabelle 5.3:** Amplitudenwerte bei verschiedenen Frequenzen beim hartem Auf- und Absteuern

Da beim harten Auf- und Absteuern bereits die 5. harmonische Oberschwingung, eine Amplitude von unter 0.1 A hat, wurde darauf verzichtet, weitere Werte der harmonischen Schwingungen tabellarisch aufzulisten. Jedoch sind bei dieser Messung die Sub- und Zwischenharmonische sehr

interessant. Diese sind in der Tabelle 5.3 aufgeführt. Es ist ersichtlich, dass die Werte der Sub- und Zwischenharmonischen um 50 Hz, mehr als die Hälfte der Grundschwingung entsprechen. Diese Trägerbänder sind auch bei den weiteren harmonischen Oberwellen erkennbar. Sie sind jedoch kleiner als die, um die 50 Hz. Vergleicht man die Werte der Amplitude mit den Normen, sind sie im Bereich der erlaubten Grenzwerte. Deshalb wird noch eine Untersuchung der Spannung vorgenommen.

### Sanftes Auf- und Absteuern

In Abbildung 5.4 erkennt man ein sanftes Auf- und Absteuern der Ströme.



**Abbildung 5.4:** Messung mit sanftem Auf- und Absteuern

Frequenz [Hz]	Amplitude [A]	Verhältnis zur Grundschwingung
49.8	1.148	9.8%
49.85	1.786	15.25%
49.9	1.519	12.97%
49.95	6.703	57.22%
50	11.715	100%
50.05	7.136	60.91%
50.1	1.473	12.57%
50.15	1.923	16.41%
249.65	0.563	4.81%
250	0.186	1.59%
250.35	0.559	4.77%

**Tabelle 5.4:** Amplitudenwerte bei den harmonischen Oberschwingungen bei sanftem Auf- und Absteuern

Es ist zu erkennen, dass auch hier fast keine harmonische Oberwellen vorhanden sind. Die Amplitude der Grundschwingung ist jedoch höher als beim harten Auf- und Absteuern. Dies hat den Grund, dass länger auf der vollen Leistung gefahren wurde. Beim sanften Auf- und Absteuern ist das Hoch- und Runterfahren langsamer, deshalb ist das Trägerband bei 50 Hz kleiner. Dies erkennt man auch schon beim visuellen Vergleich der beiden Abbildungen 5.4 und 5.3. Im Vergleich zum harten Auf- und Absteuern, ist die 5. Harmonische 0.39% grösser, welches einem sehr kleinem Unterschied entspricht. Jedoch sind die Peaks der Trägerbänder näher bei 50 Hz. Die Peaks des Trägerbandes bei 250 Hz sind bei dem sanften Auf- und Absteuern kleiner als die beim harten Auf- und Absteuern.

### 5.1.2 Messungen ASM

Die Strommessungen der ASM wurde mit den bekannten Phasenanschnittswinkeln und mit dem sanften Auf- und Absteuern vorgenommen. Dies hat den Grund, dass keine Anwendung für das harte Auf- und Absteuern oder der Schwingungspaketsteuerung vorhanden ist. Außerdem wird in der Praxis meistens der Phasenanschnitt verwendet. Wie auch schon beim Widerstand muss der Strom bei der ASM auf die 16 A hochgerechnet werden, um diese mit den Norm tabellarisch vergleichen zu können. Die Messungen des Asynchronmotors sind ähnlich aufgebaut wie die des Widerstands. Einzig die Spannungssignal des Reglers wurde hinzugefügt. Es ist erkennbar, dass das jeweilige Hochfahren des Stromes einen Einfluss auf das Spannungssignal des Drehgeber hat. Je harter man Hochfahrt desto steiler wird die Kurve des Spannungssignal des Drehgeber.

#### Phasenanschnitt 60°

In Abbildung 5.5 erkennt man einen Phasenanschnitt von 60° der Ströme.

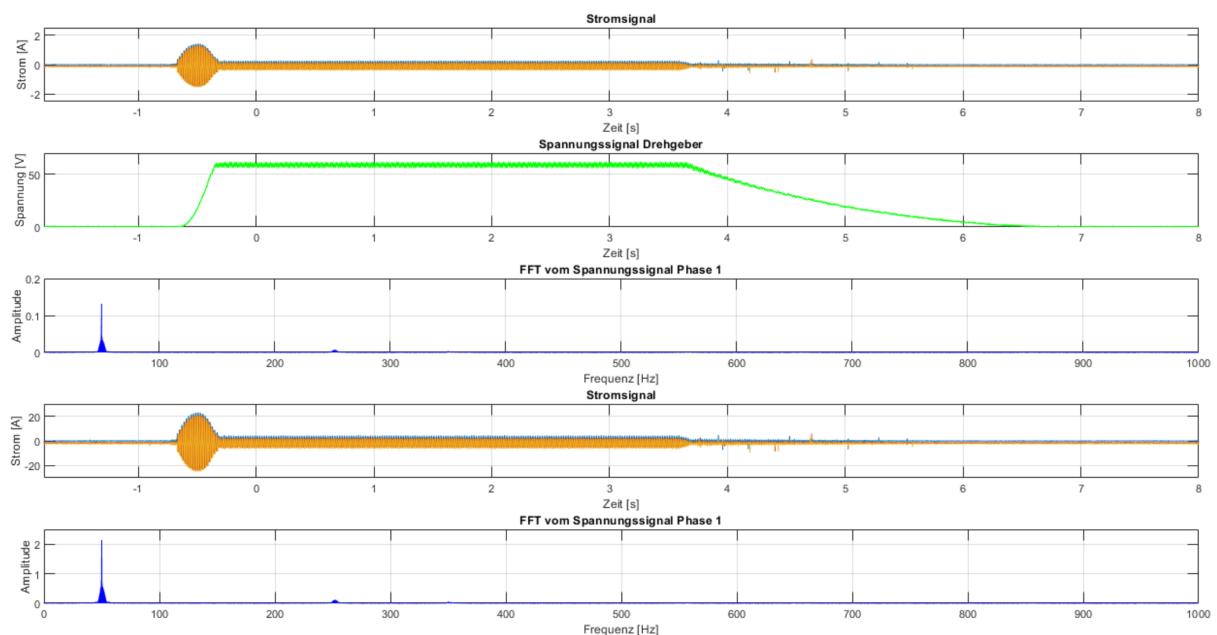


Abbildung 5.5: Messung mit Phasenanschnitt 60°

Frequenz [Hz]	Amplitude [A]	Verhältnis zur Grundschwingung
49.7	0.76	35.53%
49.9	1.317	61.57%
50	2.139	100%
50.1	1.53	71.53%
50.3	0.675	31.56%
250	0.07	3.27%

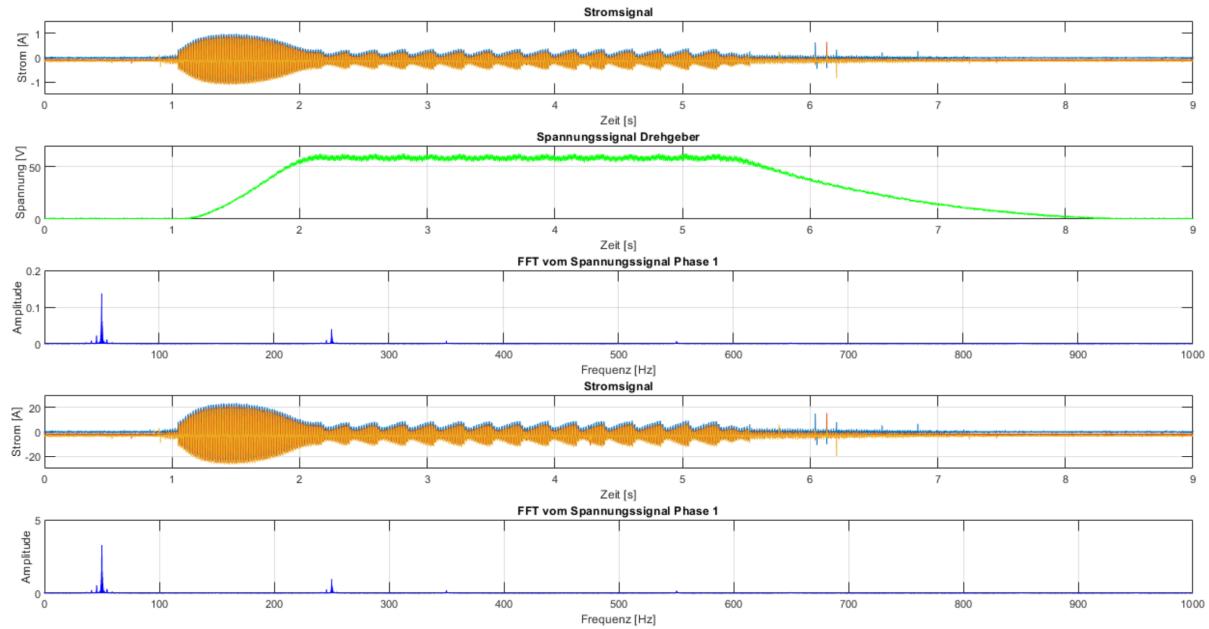
Tabelle 5.5: Amplitudenwerte bei den harmonischen Oberschwingungen bei Phasenanschnitt 60°

Entgegen den Vorkenntnissen bei Phasenanschnitt mit einem Winkel von 60°, gibt es bei der Ansteuerung der ASM praktisch keine harmonischen Oberwellen sondern fast nur sub- und zwischenharmonische. Dies hat den Grund, dass ein reiner Sinus von einer Frequenz von 50 Hz bei der maximalen Drehzahl entsteht. Die fünfte harmonische Schwingung hat eine Amplitude

von 0.07 A und hält somit die Normen ein. Weiter Harmonische sind keine zu erkennen. Die Peaks des Trägerbandes um die Grundschwingung sind im Verhältnis mit bis zu 70% sehr hoch.

### Phasenanschnitt 90°

In Abbildung 5.6 erkennt man einen Phasenanschnitt von 90° der Ströme.



**Abbildung 5.6:** Messung mit Phasenanschnitt 90°

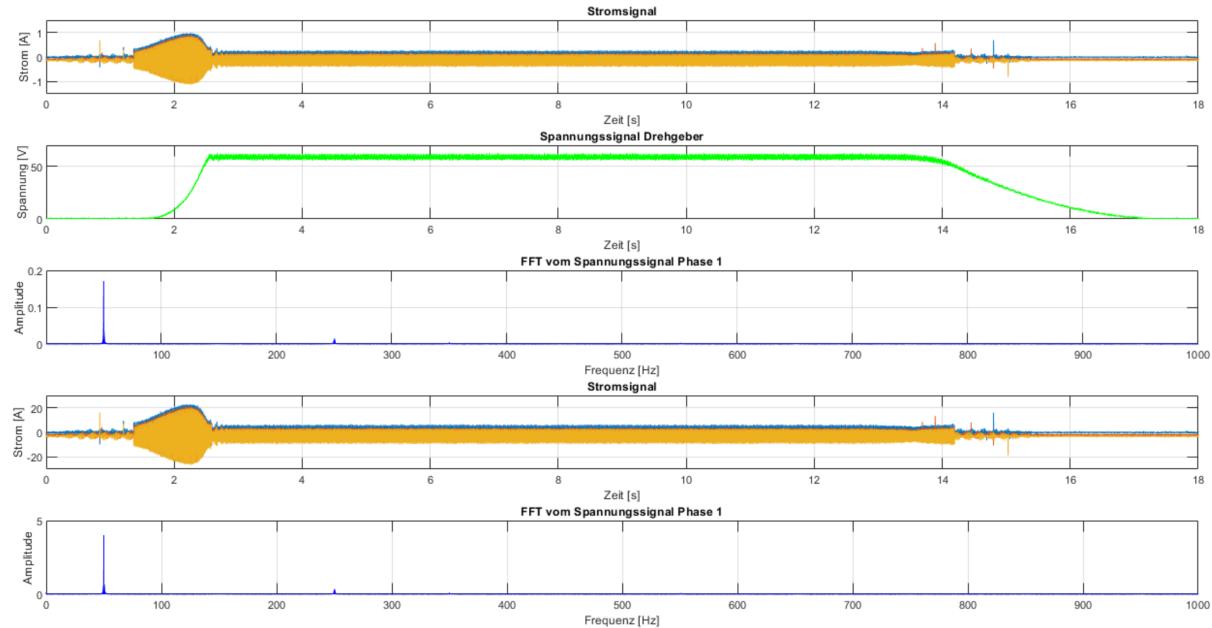
Frequenz [Hz]	Amplitude [A]	Verhältnis zur Grundschwingung
49.7	1.399	42.6%
49.9	2.023	61.61%
50	3.2839	100%
50.1	2.567	78.17%
50.3	1.468	44.71%
250	0.673	20.5%
250.1	0.959	29.2%
250.2	0.687	20.92%

**Tabelle 5.6:** Amplitudenwerte bei den harmonischen Oberschwingungen bei Phasenanschnitt 90°

Anders als bei der Ansteuerung mit dem Phasennaschnitt von 60°, treten mit 90° bei der fünften Harmonischen grössere harmonische Oberwellen auf. Zusätzlich sind auch die Sub- und Zwischenharmonischen grösser als bei 60°. Auf der Abbildung 5.5 ist beim Stromsignal ersichtlich, dass die Maschine schwingt. Dies wurde auch beim Testen festgestellt, dass die ASM nicht konstant auf der gleichen Drehzahl drehte. Im Vergleich zum Phasenanschnitt mit 60°, sind die Peaks des Trägerbandes um die Grundschwingung noch höher. Auch die fünfte Harmonische entspricht im Verhältnis zur Grundschwingung 20.5%. Die Amplitude jedoch ist immer noch kleiner als der erlaubte Grenzwert der Norm.

### Sanftes Auf- und Absteuern

In Abbildung 5.7 erkennt man ein einen sanften Auf- und Absteuern der Ströme.



**Abbildung 5.7:** Messung mit sanftem Auf- und Absteuern

Frequenz [Hz]	Amplitude [A]	Verhältnis zur Grundschwingung
49.8	0.823	20.51%
49.9	1.064	26.51%
49.95	1.716	42.76%
50	4.013	100%
50.05	1.613	40.19%
50.1	1.141	28.43%
50.2	0.878	21.88%
250	0.28	6.98%

**Tabelle 5.7:** Amplitudenwerte bei den harmonischen Oberschwingungen bei sanftem Auf- und Absteuern

Wie schon bei der Widerstandsmessung mit dem sanftem Auf- und Absteuern 5.1.1, sind bei dieser Messung, mit der ASM, die harmonische Oberschwingungen sehr klein. Sie halten somit die Norm ein. In der Tabelle 5.7 sind bei verschiedenen Frequenzen die Werte der Amplituden des FFTs aufgelistet. Die Peaks des Trägerbandes um 50 Hz haben ein Verhältnis von bis zu 40% zur Grundfrequenz.

## 5.2 Messungen Spannungen

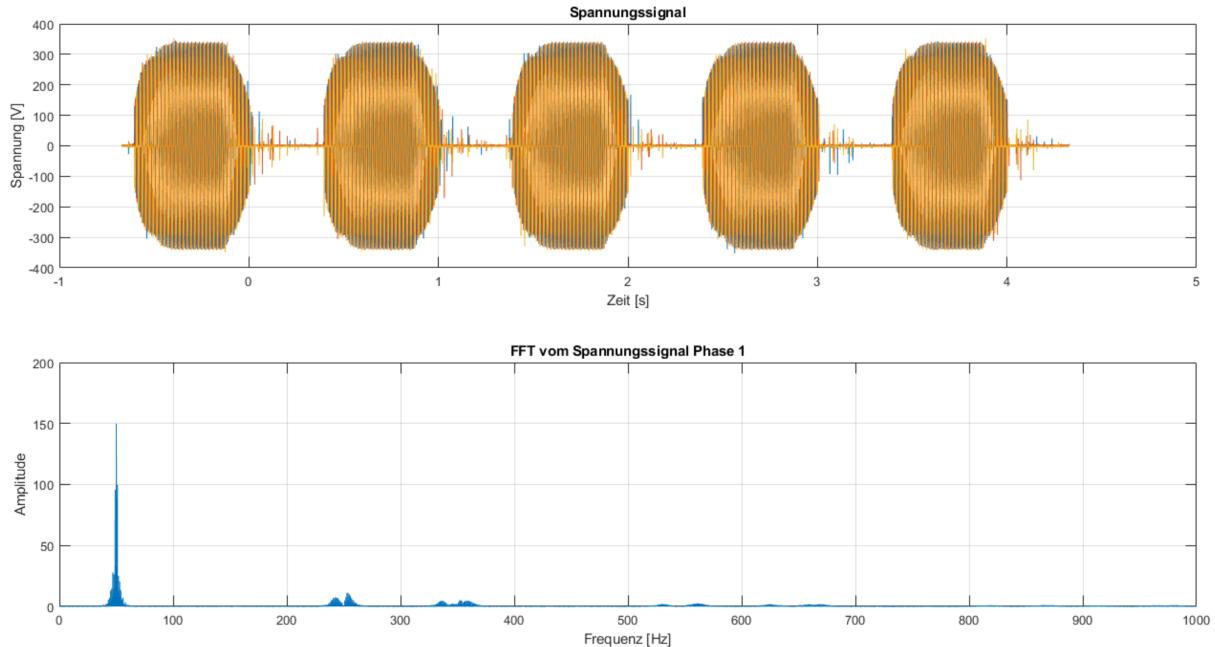
Damit man die Funktionen des Laboraufbaues mit den Simulationen vergleichen kann, wurden die Spannungen über dem Widerstand und dem Asynchronmotor mit den verschiedenen Ansteuerungsarten gemessen. Dafür wurden die Spannungssignale und das FFT als Grafik und die interessanten Werte der sub-, zwischenharmonischen- und harmonischen Schwingungen tabellarisch aufgelistet. Damit auch die Spannungen mit den Normen verglichen werden können, wurde das Verhältnis der verschiedenen Oberschwingungen zur Grundschwingung in Prozent zu den Tabellen hinzugefügt. Da die Phasenantschnittsteureungen die Normen der harmonischen Oberwellen des Stromes nicht einhalten, werden die Spannungssignale bei diesen Verfahren nicht mehr aufgezeigt. Sie sind jedoch im Anhang B.1 ersichtlich. Die Abbildungen in diesem Kapitel sind so aufgebaut, dass zuerst das Eingangssignal dargestellt ist und anschliessend daraus das FFT berechnet wurde.

### 5.2.1 Messungen Widerstand

Für die Spannungsmessung über dem Widerstand wurden die Schwingungspaketsteuerung mit einem Duty Cycle von 0.5 und 0.8 gemessen. Danach wurde das harte und sanfte Auf- und Absteuern des Widerstand untersucht. Folgende Resultate haben sich ergeben:

#### Schwingungspaket mit Duty Cycle von 0.5

In Abbildung 5.8 ist die Schwingungspaketsteuerung mit einem Duty Cycle von 0.5 dargestellt.



**Abbildung 5.8:** Messung mit Schwingungspaket 50%

Frequenz [Hz]	Amplitude [V]	Verhältnis zur Grundschwingung
46	14.7351	9.83%
47	28	18.68%
48	26.376	17.59%
49	95.6	63.77%
50	149.92	100%
51	99.8	66.57%
52	25.134	16.76%
53	20.6	13.74%

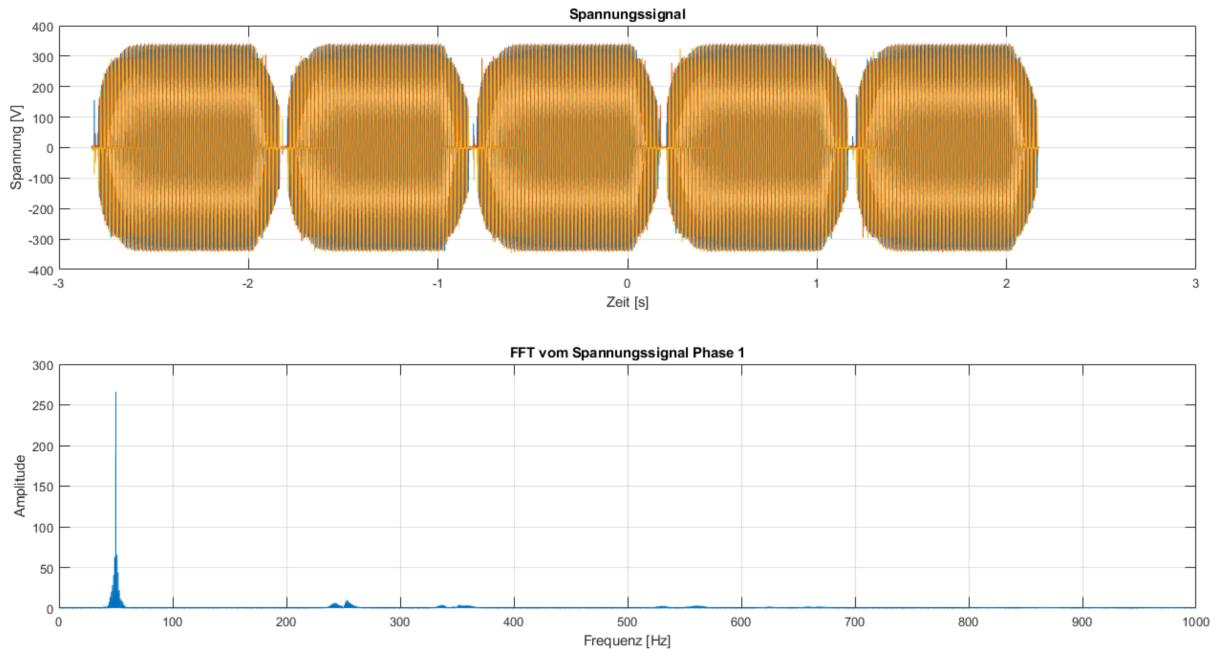
**Tabelle 5.8:** Amplitudenwerte bei der Frequenzen bei Schwingungspaket 50%

Wie bei den Simulationen im Kapitel 3.2.6 gezeigt, treten bei der Schwingungspaketsteuerung keine harmonische Oberwelle auf. Bei dem FFT erkennt man, dass das Trägerband bei der Grundschwingung relativ breit ist. In der Tabelle 5.8 sind die Werte der Amplituden der sub- und zwischenharmonischen aufgelistet. Dabei wurden die Werte aus dem FFT ausgelesen, welche sich in der Nähe der Grundschwingung befinden und eine hohe Amplitude besitzen. Es ist in der Tabelle ersichtlich, dass die beiden Frequenzen neben der Grundschwingung mehr als 60% so hoch sind wie die Amplitude bei 50 Hz. Selbst 4 Hz neben der Grundschwingung beträgt das Verhältnis immer noch fast 10%.

Die Werte der Tabelle 5.8 wurden mit denen des FFTs der Plecs-Simulation verglichen. Die Grafik und die Werten der Messung und der Simulation befinden sich im Anhang B.3 . Dabei wurde festgestellt, dass die Kurvenformen der FFT zwar ähnlich aussehen. Bei näherem betrachten gibt jedoch grosse Unterschiede zwischen den Peak-Werten. In der Simulation schnellen, nach dem Einschalten eines Paketes, die Spannungen sogleich an den Spitzenwert, wobei dies beim Laboraufbau nicht der Fall ist. Deshalb ist bei der Simulation, bei gleicher Zeitdauer, die Spannung länger auf dem Spitzenwert als beim Laboraufbau. Des weiteren sind alle Bauteile in der Simulation ideal wobei dies in der Praxis nicht der Fall ist. Deshalb ist auch eine minimale Abweichung des Spitzenwertes ersichtlich. Die Standartabweichung aller aufgeführten Frequenzen beträgt: 7.912. Dieser Wert wurde mit Excel berechnet wobei die Frequenzen als Stichprobe angenommen wurden.

### Schwingungspaket mit Duty Cycle von 0.8

In der Abbildung 5.9 ist die Schwingungspaketsteuerung mit einem Duty Cycle von 0.8 ersichtlich.



**Abbildung 5.9:** Messung mit Schwingungspaket 80%

Frequenz [Hz]	Amplitude [V]	Verhältnis zur Grundschwingung
46	20.173	7.58%
47	28.26	10.62%
48	40.576	15.26%
49	62.694	23.57%
50	265.98	100%
51	65.7	24.7%
52	43.812	16.47%
53	21.939	8.25%

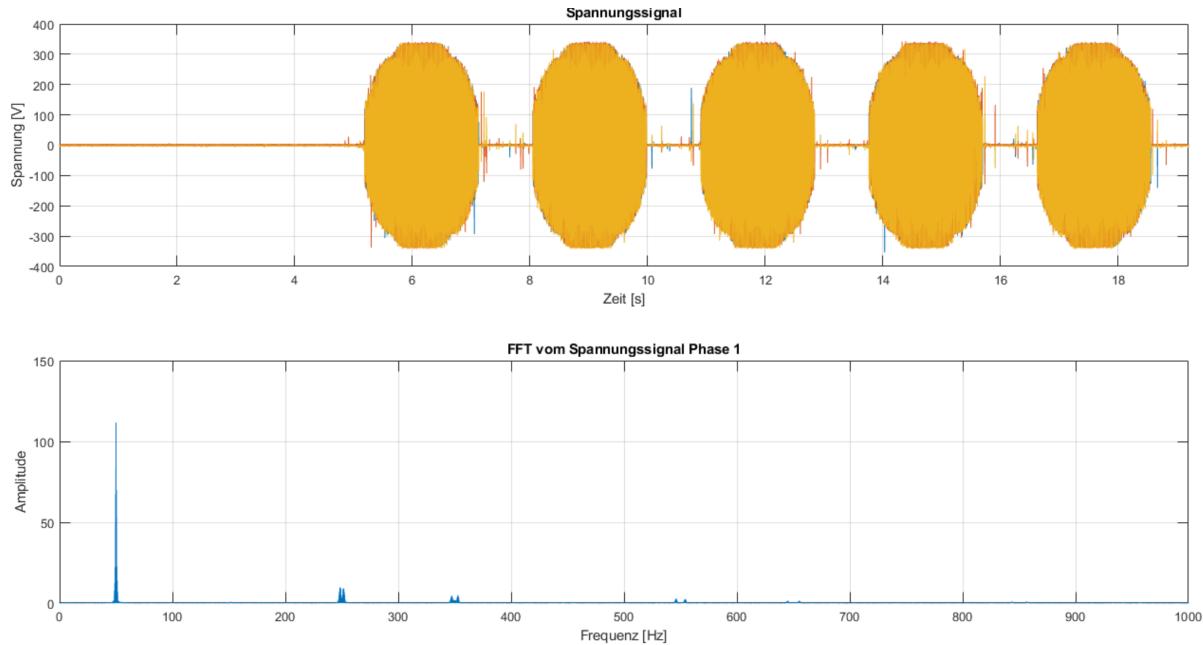
**Tabelle 5.9:** Amplitudenwerte bei der Frequenzen bei Schwingungspaket 80%

Anders als beim Schwingungspaket mit einem Duty Cycle von 0.5, ist bei 0.8 der Peak bei der Grundfrequenz von von 50 Hz deutlich höher. Dies macht Sinn, da die Spannung einen länger Zeit auf dem Maximum ist. In der Tabelle 5.9 befinden sich die Werte der Amplituden und deren Verhältnis zur Grundschwingung.

Wie bei der Schwingungspaketsteuerung mit Duty Cycle von 0.5 wurden auch die Resultate der Messung mit 0.8, mit der Simulation verglichen. Die Tabelle mit den Werten und der grafische Vergleich befindet sich im Anhang B.3. Auch hier gab es Abweichungen bei den verschiedenen Frequenzen zwischen der Simulation und der Messung. Diese waren jedoch bedeutend kleiner als bei der anderen Schwingungspaketsteuerung. Es resultierte eine Standartabweichung von 2.481. Als Grund für die niedrigere Abweichung ist, dass das Schwingungspakete eine längere Zeit auf dem Maximum bleibt und so eine grössere Ähnlichkeit mit der Simulation hat.

### Hartes Auf- und Absteuern

Die Abbildung 5.10 zeigt, ein hartes Auf- und Absteuern der Spannung.



**Abbildung 5.10:** Messung mit Auf- und Absteuern

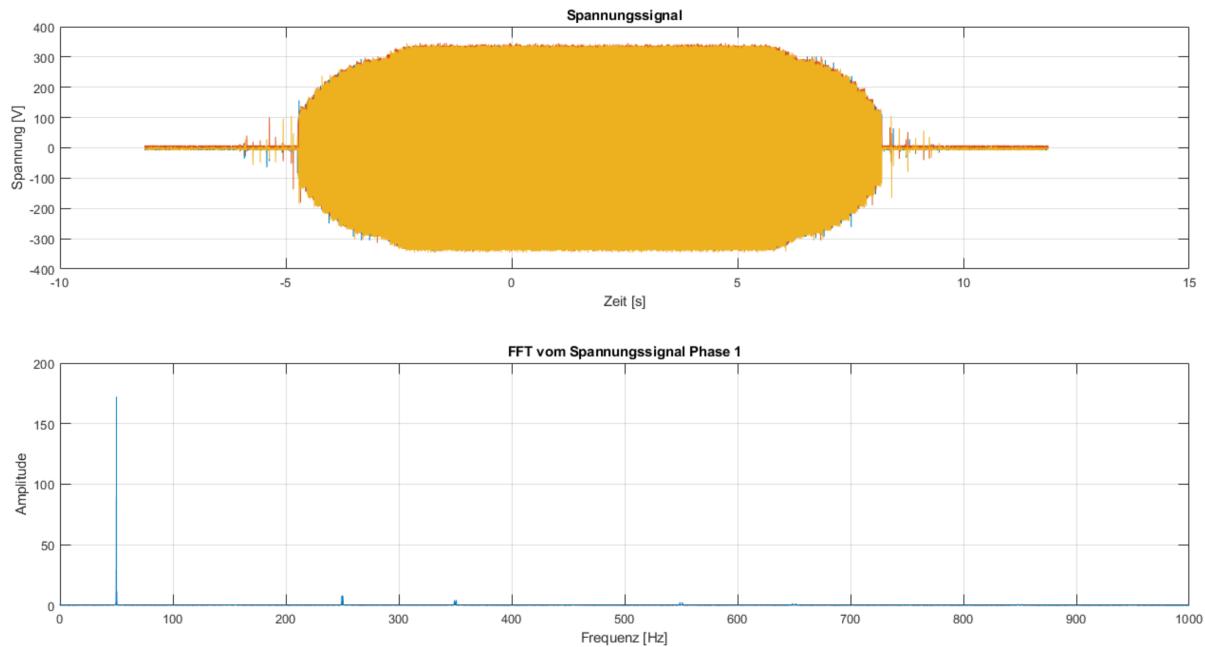
Frequenz [Hz]	Amplitude [V]	Verhältnis zur Grundschwingung
49.65	67.126	60.11%
49.7	40.9583	36.68%
50	111.6763	100%
50.05	58.2021	52.12%
50.35	70.0651	62.74%
249	9.0297	8.09%
250	1.0487	0.94%
251	1.8206	1.63%

**Tabelle 5.10:** Amplitudenwerte bei der Frequenzen bei hartes Auf- und Absteuern

Für die Tabelle 5.10 wurden die höchsten Amplitudenwerte bei der Grundschwingung von 50 Hz und bei der fünften Harmonische 250 Hz aufgelistet. Wie auch bei den Schwingungspaketsteuerungen, tritt bei dem harten Auf- und Absteuern die harmonischen Oberschwingung praktisch nicht mehr auf. Die fünfte Harmonische besitzt nur ein Verhältnis von unter einem Prozent der Grundschwingung. Jedoch sind auch hier sub- und zwischenharmonische Oberwellen ersichtlich. Diese betragen bei den Frequenzen 49.65 Hz und 50.35 Hz über 60%. Der Vergleich mit der Simulation ist im Anhang ersichtlich.

### Sanftes Auf- und Absteuern

Die Abbildung 5.11 zeigt, ein sanftes Auf- und Absteuern der Spannung.



**Abbildung 5.11:** Messung mit sanftem Auf- und Absteuern

Frequenz [Hz]	Amplitude [V]	Verhältnis zur Grundschwingung
49.8	18.522	10.75%
49.85	26.576	15.43%
49.9	29.507	17.131%
49.95	91.266	52.99%
50	172.241	100%
50.05	116.719	67.76%
50.1	28.629	16.62%
50.15	30.076	17.46%
50.2	18.72	10.87%
249.6	8.183	4.75%
250	1.158	0.67%
250.4	7.466	4.33%

**Tabelle 5.11:** Amplitudenwerte bei der Frequenzen bei Sanftes Auf- und Absteuern

Im visuellen Vergleich mit dem hartem Auf- und Abfahren zeigt das FFT, dass die Frequenzbänder dünner geworden sind und der Peak bei 50 Hz grösser. In der Tabelle 5.11 sind die höchsten Amplitudenwerte der Frequenzen, die sich in der Nähe der Grundschwingung von 50 Hz und der fünften Harmonischen 250 Hz aufhalten, aufgelistet.

Der Vergleich mit der Tabelle 5.10 zeigt, dass die höchsten Peaks nicht mehr bei den sub- und zwischenharmonischen bei den Frequenzen von 49.65 Hz und 50.35 Hz liegen, sondern bei 49.95 Hz und 50.05 Hz. Das Verhältnis bei 250 Hz zur Grundschwingung ist beim sanftem Auf- und Abfahren kleiner geworden als beim harten Auf- und Abfahren. Wie auch bei 50 Hz sind die höchsten Amplituden näher an der harmonische Schwingung. Der Vergleich zur Simulation erkennt man im Anhang.

Einfügen  
Vergleich  
Simulation

### 5.2.2 Messungen ASM

Um zu analysieren, wie sich der Thyristorsteller bei einer ohmsch-induktiver Last verhält, wurden die Messungen mit einem Asynchronmotor wiederholt. Auch hier wurden die verschiedenen Ansteuerungsarten, Phasenanschnitt mit  $60^\circ$  und  $90^\circ$ , Schwingungspaket mit Duty Cycle von 0.5 und 0.8 und dem harte und sanfte Auf- und Absteuern durchgeführt. Dabei wurde festgestellt, dass die Schwingungspaketsteuerungen und das harte Auf- und Absteuern sich nicht für einen Asynchronmotor eignen. Der Motor fährt zu schnell Hinauf und Hinunter und befindet sich somit nie in einem geeigneten Stationären Betrieb.

#### Phasenanschnitt $60^\circ$

Bei der Abbildung 5.12 verwendete man einen Phasenanschnittswinkel von  $60^\circ$ .

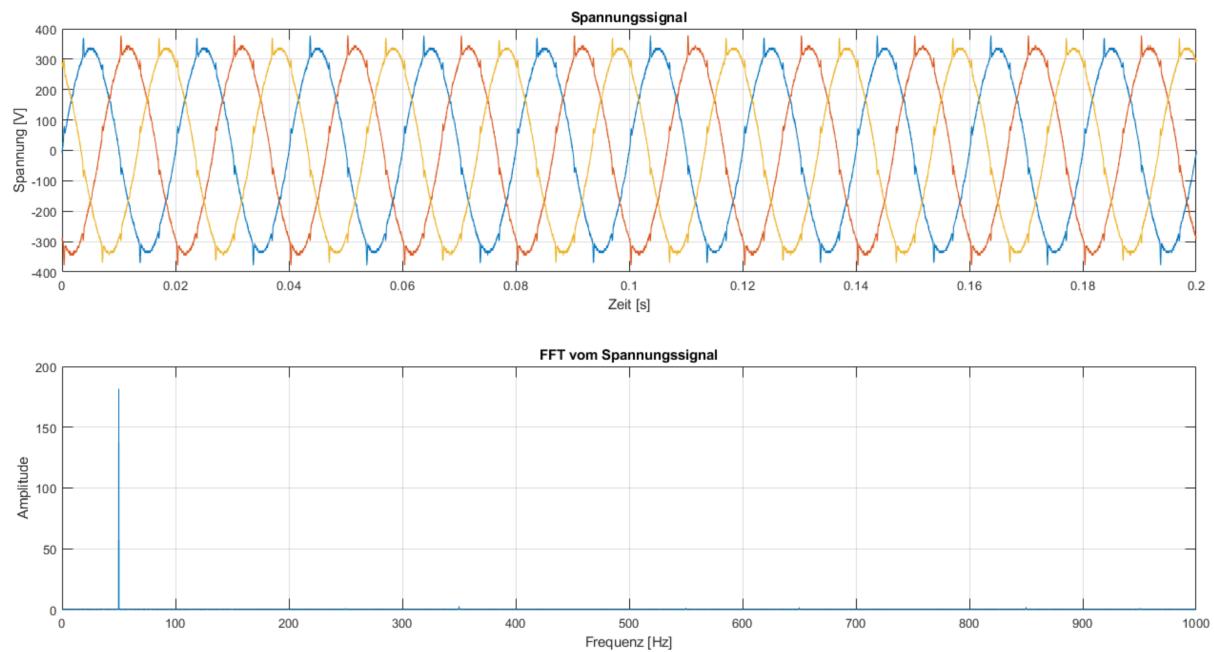


Abbildung 5.12: Messung mit Phasenanschnitt  $60^\circ$

Oberschwingungsordnung	Amplitude [V]	Verhältnis zur Grundschiwingung
1	181.5519	100%
5	1.1065	0.61%
7	2.8728	1.58%
11	1.4537	0.8%

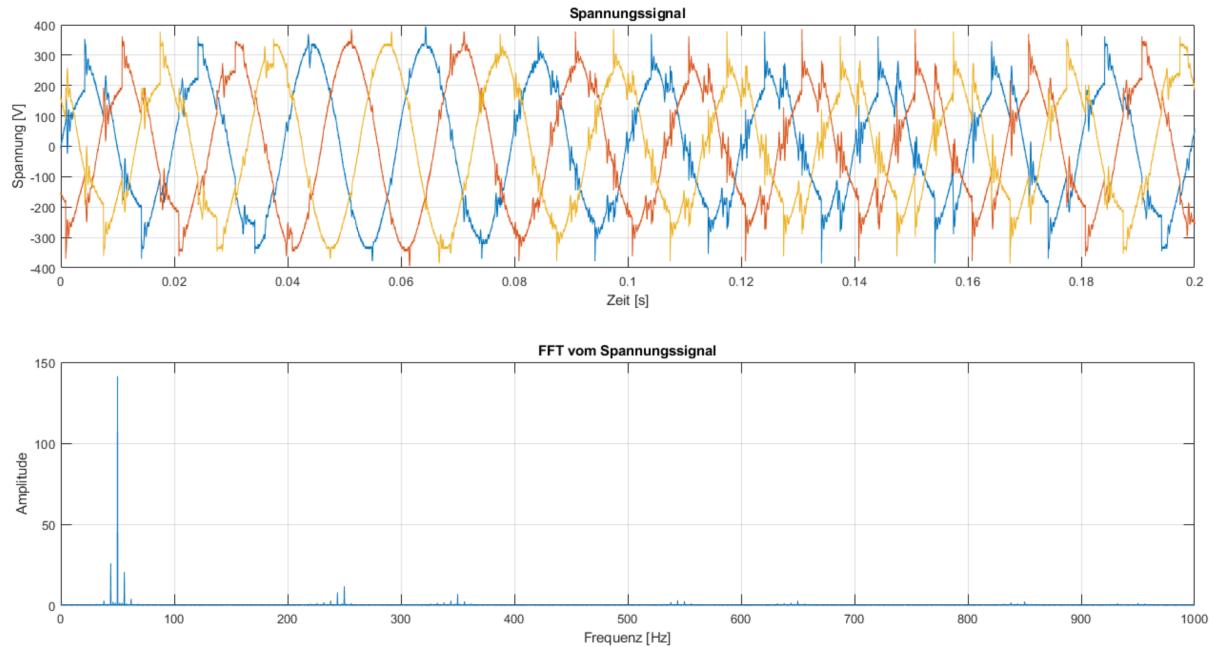
Tabelle 5.12: Amplitudenwerte bei der Frequenzen bei Phasenanschnitt  $60^\circ$

Beim Ansteuern mit dem Winkel von  $60^\circ$  wurde bemerkt, dass die Maschine bereits mit maximaler Drehzahl dreht. Es macht bei den Spannungssignalen keinen Unterschied ob die ASM mit einem Winkel von  $60^\circ$  oder  $0^\circ$  angesteuert wird. Anders als beim Phasenanschnitt mit  $60^\circ$  bei ohmschen Lasten, sind bei ohmsch-induktiven Lasten im FFT keine Oberschwingungen in der Nähe der Grundfrequenz ersichtlich. Daher wurden die Amplitudenwerte der Harmonischen Schwingung bis zur 11. Ordnung aufgelistet 5.12. Im Verhältnis zur Grundschiwingung hat die 7. Ordnung die maximale Abweichung von 1.58%.

### Phasenanschnitt 90°

Die Abbildung 5.13 zeigt eine Steuerung mit einem Phasenanschnitt von 90°.

Die Abbildung 5.13



**Abbildung 5.13:** Messung mit Phasenanschnitt 90°

Frequenz [Hz]	Amplitude [V]	Verhältnis zur Grundschwingung
44	25.896	18.31%
50	141.3976	100%
56	20.4508	14.46%
244	7.9778	5.64%
250	11.6537	8.24%
256	1.1655	0.82%
344	2.7272	1.93%
350	6.8988	4.88%
356	2.3509	1.66%

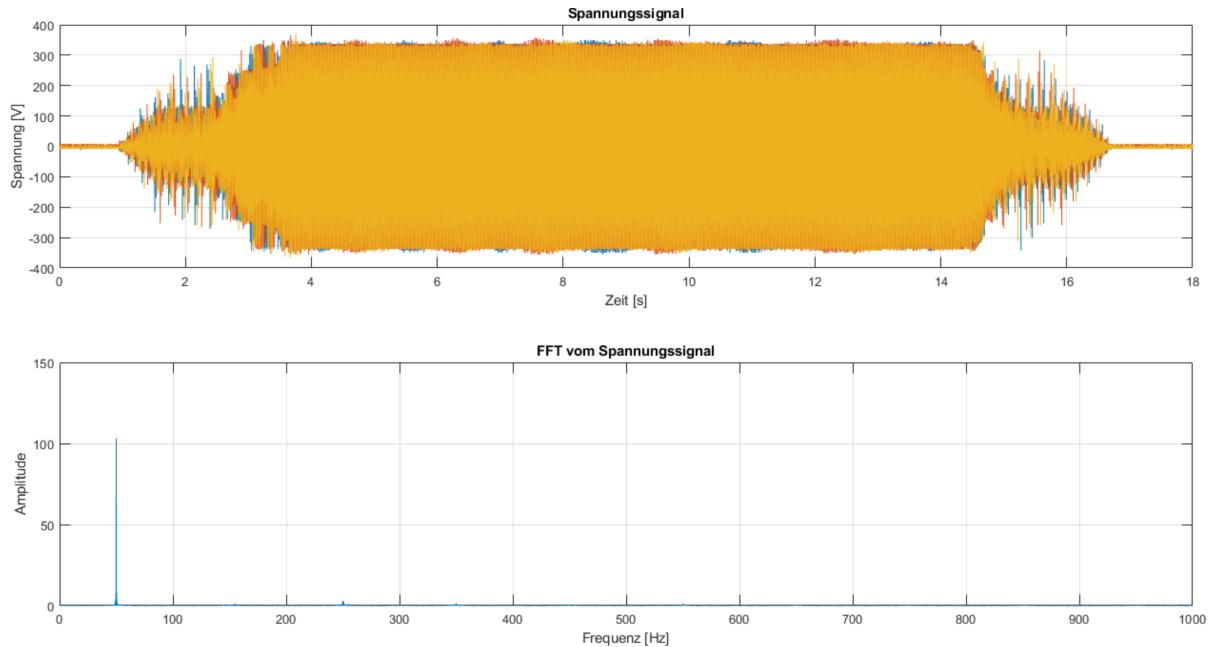
**Tabelle 5.13:** Amplitudenwerte bei den Frequenzen bei Phasenanschnitt 90°

Anders als beim Phasenanschnitt mit 60°, beginnt die ASM bei einem Winkel von 90° zu schwingen. Es ist in der Abbildung 5.13 beim Spannungsverlauf ersichtlich, da die Signale verzerrt erscheinen. Vergleicht man das FFT mit dem Phasenanschnitt von 60° in der Abbildung 5.12, treten viel mehr Oberschwingungen auf. Dies kommt davon, dass das Signal viel mehr Verzerrungen hat.

In der Tabelle 5.13 sind die Amplitudenwerte der 1., 5., und 7. Harmonischen mit deren Trägerbändern aufgelistet. Es ist ersichtlich, dass das Verhältnis zur Grundschwingung bei den harmonischen Schwingungen viel grösser ist als beim Phasenanschnitt mit einem Winkel von 60°.

### Sanftes Auf- und Absteuern

Die Abbildung 5.14 zeigt ein sanftes Auf- und Absteuern der Spannung.



**Abbildung 5.14:** Messung mit sanftem Auf- und Absteuern

Frequenz [Hz]	Amplitude [V]	Verhältnis zur Grundschwingung
49.85	17.3653	16.85%
49.95	70.316	68.23%
50	103.0639	100%
50.05	40.167	38.97%
50.1	20.209	19.61%
249.95	2.607	2.53%
250	1.689	1.64%
250.05	2.5084	2.43%

**Tabelle 5.14:** Amplitudenwerte bei der Frequenzen bei sanftem Aus- und Absteuern

Bei diesem Steuerungsverfahren sind die harmonischen Schwingungen mit den dazu gehörigen Trägerbändern nur noch minim erkennbar. Die Resultate der Amplitudenwerte und das Verhältnis zur Grundschwingung befinden sich in der Tabelle 5.14. Die meisten zwischenharmonischen Schwingungen treten um bei der Grundfrequenz von 50 Hz auf. Es ist eine Ähnlichkeit zum Widerstand ersichtlich.

### 5.3 Sparvariante

Wie im Kapitel 3.2.11 beschrieben, werden bei der Sparvariante nur ein oder zwei Thyristoren angesteuert. Das Spannungs- und Stromsignal soll dabei mehr oder weniger die gleiche Form haben. Da dies bei der Ansteuerung mit einem Thyristor nicht der Fall ist, werden die in der Messauswertung nicht aufgeführt, sondern befinden sich im Anhang im Kapitel . Für die Sparvarianten wurden nur neuen Verfahren, sanftes und hartes Auf- und Absteuern, aufgeführt, da hauptsächlich diese von Interesse sind. Die Messungen der sonstigen Ansteuerungsarten befinden sich für den Widerstand im Anhang im Kapitel .

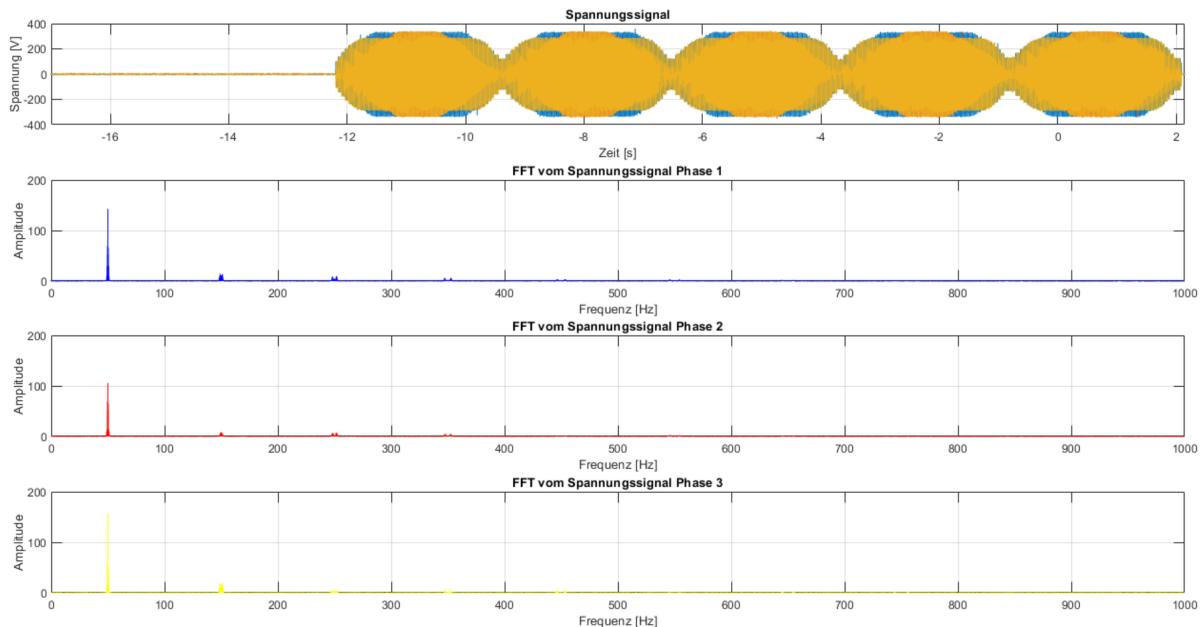
Kapitel einfügen Spar 1 Thyri

Kapitel 2Thyr Spar einfügen

#### 5.3.1 Sparvariante mit einem Widerstand und zwei Thyristoren

Bei der Sparvariante mit zwei Thyristoren, wurde die dritte Phase überbrückt und direkt auf den Widerstand geführt. Anders als bei den anderen dreiphasigen Ansteuerungen, wird das FFT der drei Phasenspannungen separat aufgezeigt, da diese nicht alle gleich sind. In den Tabellen werden dabei die Amplituden der drei Phasen bei verschiedenen Frequenzen und das Verhältnis zur Grundschwingung aufgelistet.

#### Hartes Auf- und Absteuern



**Abbildung 5.15:** Messung mit dem harten Auf- und Absteuern und zwei Thyristoren

Visuell sieht das harte Auf- und Absteuern mit der Sparvariante fast gleich aus wie die mit den drei angesteuerten Thyristoren auf der Abbildung 5.10. Jedoch beim Betrachten des FFTs zeigen sich grosse Unterschiede. Die Werte der Amplituden bei verschiedenen Frequenzen sind auf der Tabelle 5.15 aufgelistet.

Frequenz [Hz]	Amplitude Phase 1 [V]	Amplitude Phase 2 [V]	Amplitude Phase 3 [V]
49.65	68.8653	68.5665	57.1292
49.95	67.5597	50.5713	74.4293
50	142.7445	105.9402	157.2093
50.05	35.291	26.4882	38.8518
50.35	65.3531	65.6359	51.887
149.65	9.7876	2.7987	11.8526
150	8.3874	8.3817	7.6543
150.35	11.1326	2.5768	12.4114
Frequenz [Hz]	Verhältnis zur Grundschwingung Phase 1	Verhältnis zur Grundschwingung Phase 2	Verhältnis zur Grundschwingung Phase 3
49.65	48.24%	64.7%	36.34%
49.95	47.32%	47.74%	47.34%
50	100%	100%	100%
50.05	24.72%	25%	24.7%
50.35	45.78%	61.96%	33%
149.65	6.86%	2.64%	7.54%
150	5.88%	7.9%	4.87%
150.35	7.8%	2.43%	7.9%

**Tabelle 5.15:** Amplitudenwerte bei der Frequenzen mit zwei Thyristoren bei hartem Aus- und Absteuern

Der Vergleich der verschiedenen Phasen zeigt auf, dass die Phasen unterschiedlich belastet sind. Erstmals tritt bei den Messungen die dritte Harmonische auf. Die Auswirkungen dieser Harmonische ist im Kapitel aufgezeigt. Es entstehen bei den Amplituden Unterschiede von fast 30% zwischen den verschiedenen Phasen auf.

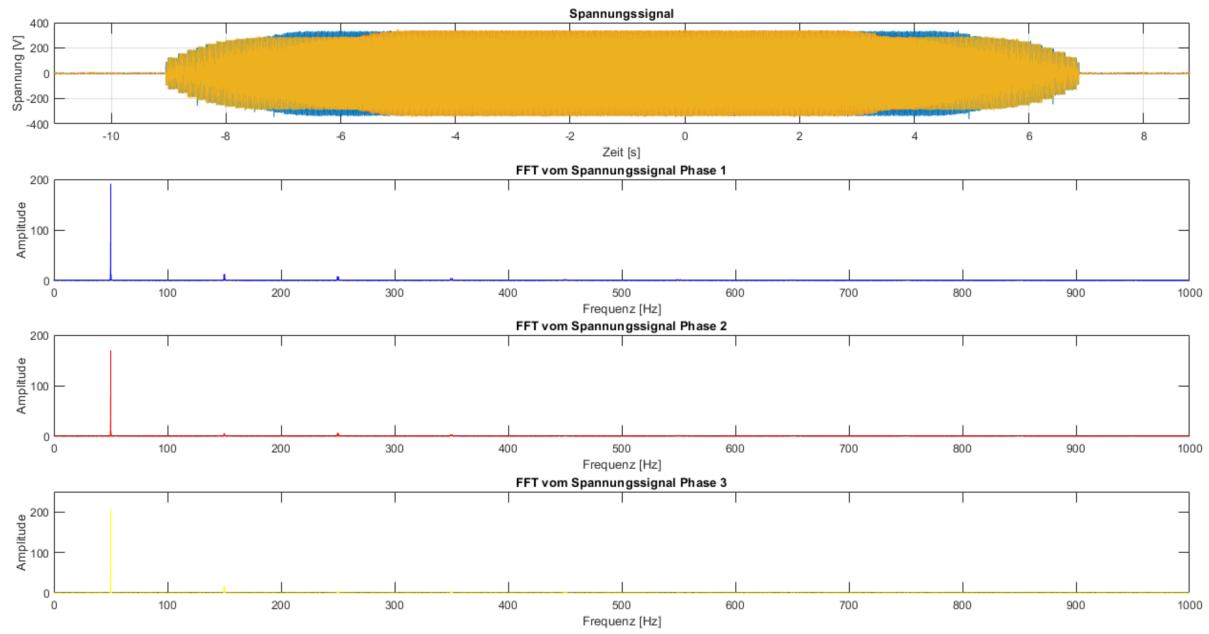
**Sanftes Auf- und Absteuern**

Abbildung 5.16: Messung mit dem sanften Auf- und Absteuern und zwei Thyristoren

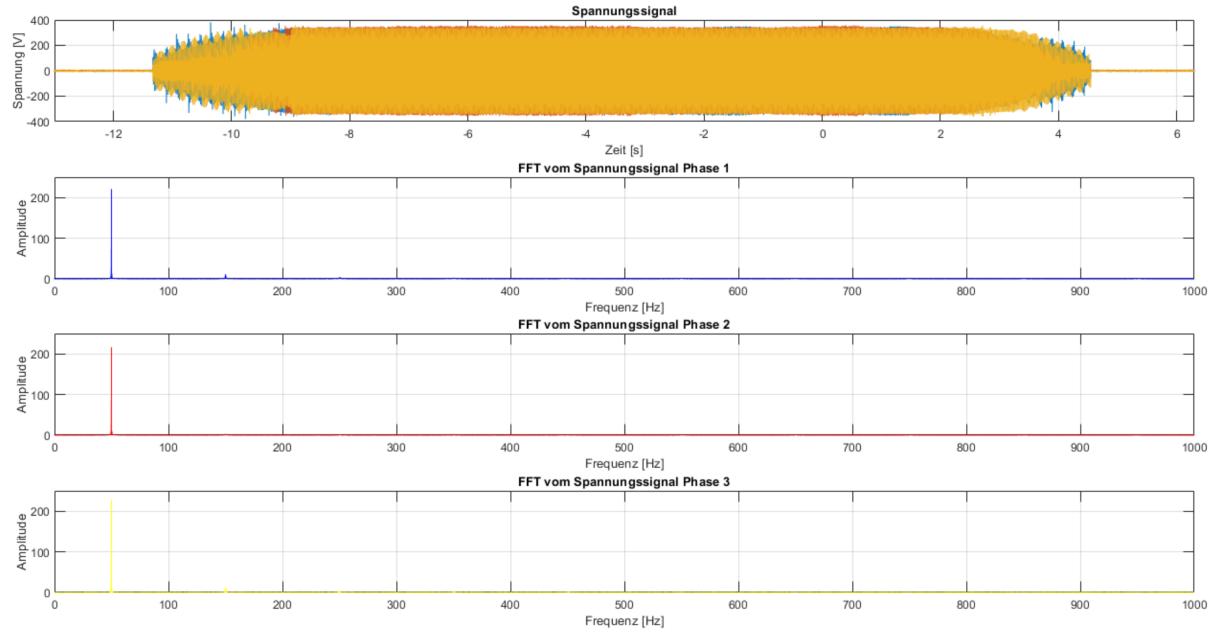
Frequenz [Hz]	Amplitude Phase 1 [V]	Amplitude Phase 2 [V]	Amplitude Phase 3 [V]
49.9	38.5998	19.6499	34.7131
49.95	77.5993	82.1127	60.2946
50	191.1857	169.7545	206.7036
50.05	125.8716	123.6057	126.0935
50.1	42.6127	17.4015	26.3464
149.8	12.7189	3.9393	16.14
150	2.6765	4.3294	5.5055
150.2	9.6611	5.9313	13.152
Frequenz [Hz]	Verhältnis zur Grundschwingung Phase 1	Verhältnis zur Grundschwingung Phase 2	Verhältnis zur Grundschwingung Phase 3
49.9	20.19%	11.58%	16.79%
49.95	40.59%	48.37%	29.17%
50	100%	100%	100%
50.05	65.84%	72.81%	61%
50.1	22.29%	10.25%	12.75%
149.8	6.65%	2.32%	7.81%
150	1.4%	2.55%	2.66%
150.2	5.05%	3.49%	6.36%

**Tabelle 5.16:** Amplitudenwerte bei der Frequenzen mit zwei Thyristoren bei sanftem Aus- und Absteuern

### 5.3.2 Sparvariante mit der ASM und zwei Thyristoren

Bei der Ansteuerung der ASM eignet sich das harte Auf- und Absteuern nicht, deshalb wird nur das sanfte Auf- und Absteuern aufgezeigt.

#### Sanftes Auf- und Absteuern



**Abbildung 5.17:** Messung mit dem sanften Auf- und Absteuern und zwei Thyristoren

Frequenz [Hz]	Amplitude Phase 1 [V]	Amplitude Phase 2 [V]	Amplitude Phase 3 [V]
49.9	37.5857	42.9618	47.1945
49.95	75.5033	87.0174	77.0178
50	220.7586	216.2571	227.9957
50.05	111.631	110.0439	102.3768
50.1	44.4045	65.6359	40.8044
149.95	6.9369	2.1636	5.8686
150	11.5575	1.4866	10.115
150.05	6.7811	2.7637	6.5154
Frequenz [Hz]	Verhältnis zur Grundschwingung Phase 1	Verhältnis zur Grundschwingung Phase 2	Verhältnis zur Grundschwingung Phase 3
49.9	17.03%	19.46%	20.7%
49.95	34.2%	39.42%	33.78%
50	100%	100%	100%
50.05	50.57%	49.85%	44.9%
50.1	20.11%	29.73%	17.9%
149.95	3.16%	0.98%	2.57%
150	5.24%	0.67%	4.44%
150.05	3.07%	1.25%	2.86%

**Tabelle 5.17:** Amplitudenwerte bei der Frequenzen mit zwei Thyristoren bei sanftem Aus- und Absteuern

## 5.4 Leistungsfaktor

Um den Leistungsfaktor für den Phasenanschnitt zu berechnen können die Formeln im Kapitel 2.10 benutzt werden. Jedoch funktioniert diese Formeln bei der Kombination der verschiedenen Verfahren oder das Hochfahren mit dem Phasennaschnitt nicht. Mit folgender Formel kann der Leistungsfaktor berechnet werden:

$$\lambda = \frac{P}{S} \quad (5.1)$$

Um die Wirkleistung zu erhalten, können die Strom- und Spannungswerte multipliziert werden:

$$P = u(t) \cdot i(t) \quad (5.2)$$

Für die Scheinleistung müssen die Effektivwerte der Spannung und des Stromes multipliziert werden:

$$S = U_{rms} \cdot I_{rms} \quad (5.3)$$

Wobei der Effektivwert des Stromes und der Spannung über das gesamte Signal gerechnet wurde. Der Matlabcode dieser Berechnungen befindet sich im Anhang im Kapitel.

Die Resultate der Leistungsfaktorberechnungen sind in der Tabelle 5.18 aufgeführt.

Kapitel  
Matlab co-  
de

Ansteuerungsart ASM	Leistungsfaktor
Sanftes Auf- und Absteuern	0.2947
Sanftes Auf- und Absteuern mit $150\Omega$ Vorwiderstand	0.3493
Phasenanschnitt $90^\circ$	0.4879
Phasenanschnitt $60^\circ$	0.4155
Ansteuerungsart Widerstand	Leistungsfaktor
Sanftes Auf- und Absteuern	0.9987
Hartes Auf- und Absteuern	0.9988
Phasenanschnitt $90^\circ$	0.9953
Phasenanschnitt $60^\circ$	0.999

**Tabelle 5.18:** Leistungsfaktor mit verschiedenen Ansteuerungsverfahren bei der ASM und dem Widerstand

Bei der ASM im Leerlauf gilt, je näher der Leistungsfaktor an 0 ist desto besser. Da der Leistungsfaktor das Verhältnis von Wirk- zu Scheinleistung ist und sich die Maschine im Leerlauf befindet, brauchen die nur die Um-magnetisierungs- und Eisenverluste Wirkleistung. Wenn der Leistungsfaktor höher ist, heisst dies, dass mehr Verlustleistung entsteht. Um dies zu beweisen wurde ein Vorwiderstand mit  $150\Omega$  in den Stromkreis geschaltet. Dabei konnte festgestellt werden, dass sich wie erwartet mit dem Vorwiderstand der Leistungsfaktor erhöht, da zusätzlich Wirkleistung im Widerstand verheizt wird. Wenn der Leistungsfaktor der verschiedenen Ansteuerungsarten analysiert werden, kann klar gesagt werden, dass sich das sanfte Auf- und Absteuern am besten eignet für die ASM.

Bei Ohmschen Lasten gilt jedoch, je höher der Leistungsfaktor bei 1 ist, desto besser. Bei den Messungen mit den verschiedenen Ansteuerungsarten wurde festgestellt, dass der Leistungsfaktor beim Phasenanschnitt mit einem Winkel von  $60^\circ$  am höchsten ist. Da aber die Normen aber den Gebrauch des Phasenanschnittes mit den Winkeln von  $90^\circ$  wegen den erhöhten Werten der Amplituden verbietet, machen nur das sanfte und das harte Auf- und Abfahren Sinn zu vergleichen. Bei diesen zwei Ansteuerungsverfahren hat das harte Auf- und Absteuern einen höheren Leistungsfaktor. Jedoch ist der Unterschied von 0.0001 sehr klein und kann praktisch vernachlässigt werden.

## 5.5 Fazit

## 6 Interpretation der Resultate

In diesem Kapitel wird aufgezeigt, welche Schritte gemacht wurden um sicherzustellen, dass das fertige Produkt auch funktioniert.

## 7 Schlusswort

Hier könnte Ihre Werbung stehen.

## **Ehrlichkeitserklärung**

Wir erklären eidesstattlich, dass wir die vorliegende Arbeit selbstständig und ohne fremde Hilfe verfasst, andere als die angegebenen Quellen nicht benutzt und die benutzten Quellen entnommenen Stellen als solche gekennzeichnet haben. Die Arbeit wurde bisher in gleicher oder ähnlicher Form keiner anderen Prüfungsbehörde vorgelegt.

Nando Spiegel

Bastian van Dijke

---

Windisch, am 18.01.2019

## Literatur

- [1] Alexander Kamenka. (2019). OBERSCHWINGUNGEN KAPITEL 1: OBERSCHWINGUNGEN – DIE GRUNDLAGEN, Adresse: <https://www.ihks-fachjournal.de/sechs-themen-um-overschwingungen-und-netzqualitaet-in-stromversorgungsnetzen/> (besucht am 4. Mai 2019).
- [2] C Beneduce, *Analysis 3, Vorlesungsscript Teil 3*, 6. Mai 2019.
- [3] Dr. Rüdiger Paschotta. (2018). Phasenanschnittsteuerung, Adresse: <https://www.energie-lexikon.info/phasenanschnittsteuerung.html> (besucht am 15. Apr. 2019).
- [4] WolfgangS. (2006). Schwingungspaketsteuerung, Adresse: <https://de.wikipedia.org/wiki/Datei:Schwingungspaketsteuerung.png> (besucht am 15. Apr. 2019).
- [5] M. Meyer, *Leistungselektronik Einführung, Grundlagen, Überblick*. Springer Verlag, Berlin et. al, 1990.
- [6] Manish Bhardwaj. (2013). Software Phase Locked Loop Design Using C2000 Microcontrollers for Single Phase Grid Connected Inverter, Adresse: <http://www.ti.com/lit/an/sprabt3a/sprabt3a.pdf> (besucht am 1. Juli 2017).
- [7] M. Wassmer, *Funktionsmuster eines Dreiphasigen PFC Gleichrichters*, 5. Jan. 2018.
- [8] J. Lunze, *Regelungstechnik 1*. Springer Vieweg, 2014.

## Abbildungsverzeichnis

2.1	Grundschwingung mit 3. Ordnung [1] . . . . .	4
2.2	Grundschwingung mit 11. Ordnung [1] . . . . .	4
2.3	Sub- und Zwischenharmonische mit einer Grundfrequenz von 50 Hz . . . . .	4
2.4	Addition der verschiedenen Oberwellen [2] . . . . .	5
2.5	Phasenanschnitt mit einem Winkel von 135°[3] . . . . .	7
2.6	Phasenanschnitt mit einem Winkel von 45°[3] . . . . .	8
2.7	Schwingungspaketsteuerung 2/3 der Leistung [4] . . . . .	8
2.8	Leistungsfaktor von Phasenanschnitt- und Schwingungspaketsteuerung . . . . .	10
2.9	Prüfspannungsquelle mit der Bezugsimpedanz . . . . .	16
3.1	Eingangssignal mit Phasenanschnitt (a) 60° (b) 90° . . . . .	20
3.2	Amplituden- und Phasenspektrum (a) 60° (b) 90° . . . . .	21
3.3	Rekonstruiertes Signal (a) 60° (b) 90° . . . . .	21
3.4	FFT der Matlabfunktion mit einem Winkel von (a) 60° (b) 90° . . . . .	22
3.5	Schwingungspaket mit einem duty cycle von (a) 0.5 (b) 0.8 . . . . .	22
3.6	Lineares absolutes Spektrum mit einem Duty Cycle von (a) 0.5 (b) 0.8 . . . . .	23
3.7	Lineares absolutes Spektrum mit einem Duty Cycle von (a) 0.5 (b) 0.8 . . . . .	23
3.8	Sanftes Hoch- und Runterfahren der Leistung . . . . .	24
3.9	Hartes Hoch- und Runterfahren der Leistung . . . . .	25
3.10	Eingangssignal mit Phasenanschnitt (a) 60°(b) 90° . . . . .	26

3.11 Amplitudenspektrum (a) 60°(b) 90° . . . . .	26
3.12 Schwingungspaket mit einem duty cycle (a) 0.5 (b) 0.8 . . . . .	27
3.13 Amplitudenspektrum mit einem duty cycle 0.5 von (a) 0 - 100 Hz (b) 0 - 1000 Hz	27
3.14 Amplitudenspektrum mit einem duty cycle 0.8 von (a) 0 Hz - 100 Hz (b) 0 Hz - 1000 Hz . . . . .	28
3.15 Lineares absolutes Spektrum mit einem Duty Cycle von (a) 0.5 (b) 0.8 . . . . .	28
3.16 Amplitudenspektrum mit Phasenwinkel 90° . . . . .	29
3.17 dreiphasige Phasenanschnittsteuerung mit 60°(a) Signal (b) FFT . . . . .	30
3.18 dreiphasige Phasenanschnittsteuerung mit 90°(a) Signal (b) FFT . . . . .	30
3.19 dreiphasige Schwingungspaketsteuerung mit Duty Cycle 0.5 (a) Signal (b) FFT . . . . .	31
3.20 dreiphasige Schwingungspaketsteuerung mit Duty Cycle 0.8 (a) Signal (b) FFT . . . . .	32
3.21 Einphasiges Hoch- und Runterfahren mit einem Duty Cycle von 0.5 (a) Eingangssignal (b) Ausschnitt eines Paketes . . . . .	33
3.22 Einphasiges Auf- und Absteuern mit einem duty cycle von 0.5 (a) Eingangssignal (b) Ausschnitt . . . . .	33
3.23 FTT des einphasigen Hoch- und Runterfahren mit einem Duty Cycle von 0.5 (a) 0 - 2000 Hz (b) Ausschnitt 40 Hz - 170 Hz . . . . .	33
3.24 Dreiphasiges Auf- und Absteuern mit einem duty cycle von 0.5 (a) Eingangssignal (b) Ausschnitt . . . . .	34
3.25 FTT des dreiphasigen Hoch- und Runterfahren mit einem Duty Cycle von 0.5 (a) 0 - 2000 Hz (b) Ausschnitt 0 Hz - 300 Hz . . . . .	34
3.26 Zweiphasige Ansteuerung mit Last in Stern (a) Eingangssignal (b) Ausschnitt . . . . .	36
3.27 FTT der zweiphasigen Ansteuerung (a) 0 - 2000 Hz (b) Ausschnitt 0 Hz -280 Hz	36
4.1 Schema Verstärkerschaltung . . . . .	38
4.2 Werte der Bauteile . . . . .	38
4.3 Schema Laboraufbau mit einem dreiphasigen Widerstand in Stern geschaltet . . . . .	38
4.4 Blockdiagramm eines digitalen PI-Reglers . . . . .	41
5.1 Messung mit Phasenanschnitt 60° . . . . .	43
5.2 Phasenanschnitt 90° . . . . .	43
5.3 Messung mit Auf- und Absteuern . . . . .	44
5.4 Messung mit sanftem Auf- und Absteuern . . . . .	46
5.5 Messung mit Phasenanschnitt 60° . . . . .	47
5.6 Messung mit Phasenanschnitt 90° . . . . .	49
5.7 Messung mit sanftem Auf- und Absteuern . . . . .	50
5.8 Messung mit Schwingungspaket 50% . . . . .	51
5.9 Messung mit Schwingungspaket 80% . . . . .	53

5.10 Messung mit Auf- und Absteuern . . . . .	54
5.11 Messung mit sanftem Auf- und Absteuern . . . . .	55
5.12 Messung mit Phasenanschnitt $60^\circ$ . . . . .	56
5.13 Messung mit Phasenanschnitt $90^\circ$ . . . . .	57
5.14 Messung mit sanftem Auf- und Absteuern . . . . .	58
5.15 Messung mit dem harten Auf- und Absteuern und zwei Thyristoren . . . . .	59
5.16 Messung mit dem sanften Auf- und Absteuern und zwei Thyristoren . . . . .	61
5.17 Messung mit dem sanften Auf- und Absteuern und zwei Thyristoren . . . . .	63
B.1 Phasenanschnittsteuerung mit $30^\circ$ (a) Eingangssignal (b) Amplituden- und Phasenspektrum . . . . .	77
B.2 Phasenanschnittsteuerung mit $45^\circ$ (a) Eingangssignal (b) Amplituden- und Phasenspektrum . . . . .	77
B.3 Phasenanschnittsteuerung mit $120^\circ$ (a) Eingangssignal (b) Amplituden- und Phasenspektrum . . . . .	77
B.4 Schwingungspaket mit Duty Cycle 0.2 (a) Eingangssignal (b) Amplituden- und Phasenspektrum . . . . .	78
B.5 Schwingungspaket mit Duty Cycle 0.4 (a) Eingangssignal (b) Amplituden- und Phasenspektrum . . . . .	78
B.6 Phasenanschnitt mit $30^\circ$ simuliert mit Plecs (a) Eingangssignal (b) Amplituden- und Phasenspektrum . . . . .	78
B.7 Phasenanschnitt mit $45^\circ$ simuliert mit Plecs (a) Eingangssignal (b) Amplituden- und Phasenspektrum . . . . .	79
B.8 Phasenanschnitt mit $120^\circ$ simuliert mit Plecs (a) Eingangssignal (b) Amplituden- und Phasenspektrum . . . . .	79
B.9 Schwingungspaketsteuerung mit Duty Cycle 0.2 simuliert mit Plecs (a) Eingangssignal (b) Amplitudenspektrum . . . . .	79
B.10 Schwingungspaketsteuerung mit Duty Cycle 0.4 simuliert mit Plecs (a) Eingangssignal (b) Amplitudenspektrum . . . . .	80
B.11 Vergleich der Amplitudenspektrum mit Phasenwinkel von $90^\circ$ . . . . .	80
B.12 Vergleich des Schwingungspaket mit Duty Cycle von 0.5 . . . . .	80
B.13 Vergleich des Schwingungspaket mit Duty Cycle von 0.8 . . . . .	81
B.14 Vergleich des Schwingungspaket mit Duty Cycle von 0.8 . . . . .	81
B.15 Vergleich des Schwingungspaket mit Duty Cycle von 0.8 . . . . .	81
B.16 Messung mit Phasenanschnitt $60^\circ$ . . . . .	82
B.17 Messung mit Phasenanschnitt $90^\circ$ . . . . .	83
B.18 Messung mit Schwingungspaket 50% . . . . .	84
B.19 Messung mit Schwingungspaket 80% . . . . .	85

B.20 Messung mit Sanft Anlasser . . . . .	86
B.21 Vergleich Messung und Simulation mit Schwingungspaketsteuerung 50% . . . . .	87
B.22 Vergleich Messung und Simulation mit Schwingungspaketsteuerung 50% . . . . .	87
B.23 Vergleich Messung und Simulation mit Schwingungspaketsteuerung 80% . . . . .	87
B.24 Vergleich Messung und Simulation mit Schwingungspaketsteuerung 80% . . . . .	87
B.25 Vergleich Messung und Simulation mit hartem Auf- und Absteuern . . . . .	88
B.26 Vergleich Messung und Simulation mit hartem Auf- und Absteuern . . . . .	88
B.27 Vergleich Messung und Simulation mit sanftem Auf- und Absteuern . . . . .	88
B.28 Vergleich Messung und Simulation mit sanftem Auf- und Absteuern . . . . .	88
B.29 Messung mit Phasenanschnitt 60° und zwei Thyristoren . . . . .	89
B.30 Messung mit Phasenanschnitt 90° und zwei Thyristoren . . . . .	90
B.31 Messung mit Schwingungspaket 50% und zwei Thyristoren . . . . .	91
B.32 Messung mit Schwingungspaket 50% und zwei Thyristoren . . . . .	92
B.33 Messung mit Phasenanschnitt 60° und einem Thyristoren . . . . .	93
B.34 Messung mit Phasenanschnitt 90° und einem Thyristoren . . . . .	94
B.35 Messung mit Schwingungspaket 50% und einem Thyristoren . . . . .	95
B.36 Messung mit Schwingungspaket 50% und einem Thyristoren . . . . .	96
B.37 Messung mit Auf- und Absteuern und einem Thyristoren . . . . .	97
B.38 Messung mit dem langsamem Auf- und Absteuern und einem Thyristoren . . . . .	98

## **Tabellenverzeichnis**

2.1 Oberschwingungsfrequenzen . . . . .	3
2.2 Grenzwerte für Geräte der Klasse A . . . . .	15
2.3 Beobachtungsdauer für die Prüfung . . . . .	15
2.4 Kompatibilitätsstufen für einzelne Oberschwingungsspannungen im Niederspannungsnetz . . . . .	18
2.5 Erforderlichen Werte der Subharmonischen Spannungen . . . . .	19
5.1 Amplitudenwerte bei den harmonischen Oberschwingungen bei Phasenanschnitt 60° . . . . .	42
5.2 Amplitudenwerte bei den harmonischen Oberschwingungen bei Phasenanschnitt 90° . . . . .	44
5.3 Amplitudenwerte bei verschiedenen Frequenzen beim hartem Auf- und Absteuern . . . . .	44
5.4 Amplitudenwerte bei den harmonischen Oberschwingungen bei sanftem Auf- und Absteuern . . . . .	46
5.5 Amplitudenwerte bei den harmonischen Oberschwingungen bei Phasenanschnitt 60° . . . . .	47

5.6	Amplitudenwerte bei den harmonischen Oberschwingungen bei Phasenanschnitt 90° . . . . .	49
5.7	Amplitudenwerte bei den harmonischen Oberschwingungen bei sanftem Auf- und Absteuern . . . . .	50
5.8	Amplitudenwerte bei der Frequenzen bei Schwingungspaket 50% . . . . .	52
5.9	Amplitudenwerte bei der Frequenzen bei Schwingungspaket 80% . . . . .	53
5.10	Amplitudenwerte bei der Frequenzen bei hartes Auf- und Absteuern . . . . .	54
5.11	Amplitudenwerte bei der Frequenzen bei Sanftes Auf- und Absteuern . . . . .	55
5.12	Amplitudenwerte bei der Frequenzen bei Phasenanschnitt 60° . . . . .	56
5.13	Amplitudenwerte bei der Frequenzen bei Phasenanschnitt 90° . . . . .	57
5.14	Amplitudenwerte bei der Frequenzen bei sanftem Aus- und Absteuern . . . . .	58
5.15	Amplitudenwerte bei der Frequenzen mit zwei Thyristoren bei hartem Aus- und Absteuern . . . . .	60
5.16	Amplitudenwerte bei der Frequenzen mit zwei Thyristoren bei sanftem Aus- und Absteuern . . . . .	62
5.17	Amplitudenwerte bei der Frequenzen mit zwei Thyristoren bei sanftem Aus- und Absteuern . . . . .	64
5.18	Leistungsfaktor mit verschiedenen Ansteuerungsverfahren bei der ASM und dem Widerstand . . . . .	65

## A Matlab-Berechnungen

### A.1 Leistungsfaktor

```

1 %Leistungsfaktor
2 %Phasenanschnitt
3 clc, clear all, close all hidden
4 alpha= linspace(0, 180, 180);
5 alphas= deg2rad(alpha);
6 ProzentAlpha= alphas/(pi)*100;
7
8 lambda_prov= sqrt(1-alphas/pi+1/(2*pi)*sin(2*alphas));
9 lambda_p= real(lambda_prov);
10 VP = 1-alphas/pi+1/(2*pi)*sin(2*alphas);
11 hold on
12 subplot(1,2,1)
13 plot(lambda_p)
14 axis([0 180 0 1])
15 grid on
16
17 title('Phasenanschnitt')
18 xlabel('Zuendwinkel in Grad')
19 ylabel('Leistungsfaktor')
20
21 % Schwingungspaketsteuerung
22 a= linspace(0.001, 1, 100);
23
24 lambda_s= sqrt(a);
25 subplot(1,2,2)
26 plot(lambda_s)
27 grid on
28 %axis([0 1 0 1])
29 title('Schwingungspaket')
30 xlabel('Einschaltzeitverhaeltnis [%]')
31 ylabel('Leistungsfaktor')

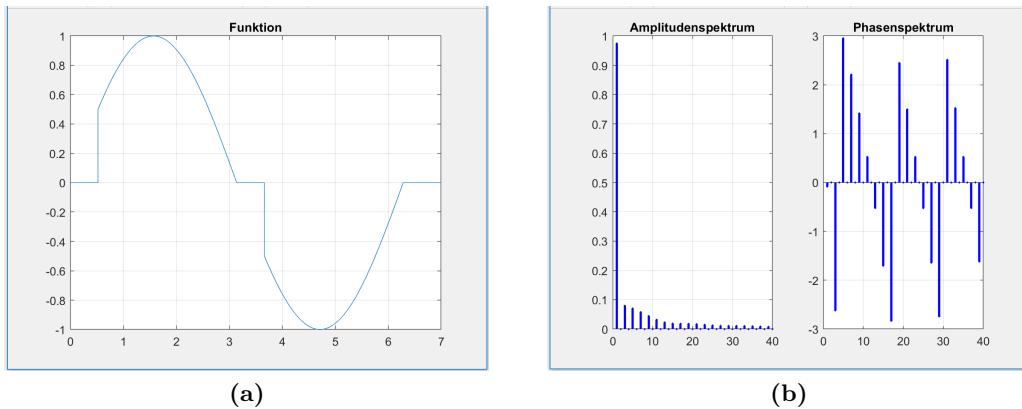
```

## A.2 Arduino-Programm

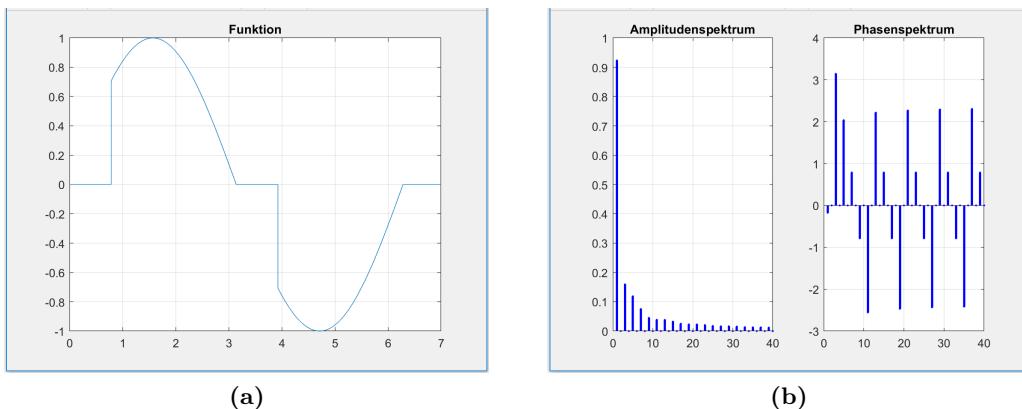
```

1 const int Switch_PO = 3;           // Output fuer den EIN- und
                                   AUSSCHALTER
2 const int Controll_P = 2;          // Output fuer Steuersignal
3 const int Switch_PI = 5;          // Input fuer den EIN- und AUSSCHALTER
4 int buttonState = 0;              // Zustand Schalter auf 0
5 int anzahl_Schwingungspakete = 5; // Anzahl Schwingungspakete
6
7 void setup() {
8 pinMode (Switch_PO, OUTPUT);      // Schalter auf Output
9 pinMode (Controll_P, OUTPUT);      // PWM auf Output
10 pinMode (Switch_PI, INPUT_PULLUP); // Schalter Eingang
11 }
12
13 void loop() {
14 buttonState =! digitalRead(Switch_PI); // Da Pullup wird das
                                         Signal negiert
15 if(buttonState == HIGH){           // if-Schleife falls Zustand
                                         Schalter auf EIN
16 for(int z=0; z<10; z++){         // for-Schleife fuer
                                         Schwingungspaketsteuerung
17 if(z<anzahl_Schwingungspakete){   // Anzahl
                                         Schwingungen EIN
18 for(int i=0; i<255; i++){        // Hochfahren mit PWM
19 analogWrite(Controll_P, i); // Die Variable wird auf den
                                         Steuersignalausgang geschrieben
20 delay(5); // Kurze Zeitverzoegerung da sonst das PWM zu schnell fuer
                                         ein Multimeter hochfaehrt
21 }
22 delay(200); // Warten waehrend volle Leistung
23 for(int i=255; i>0; i--){        // Runterfahren mit PWM
24 analogWrite(Controll_P, i); // Die Variable wird auf
                                         den Steuersignalausgang geschrieben
25 delay(5); // Kurze Zeitverzoegerung da sonst das PWM zu schnell fuer
                                         ein Multimeter runterfaehrt
26 }
27 delay(100); // Warten waehrend keiner Leistung
28 }else{
29 digitalWrite(Controll_P, LOW); // Ausschalten fuer Schwingungspakete
                                         keine Leistung
30 delay((10-anzahl_Schwingungspakete)*480); // Verzoegerung bis
                                         wieder eingeschaltet werden soll
31     }
32 }
33 }
34 }
```

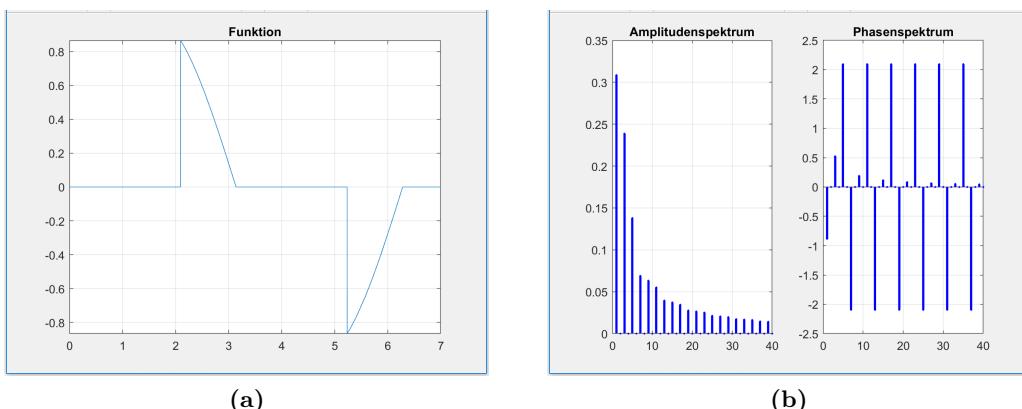
## B Vergleich der Resultate von Plecs und Matlab



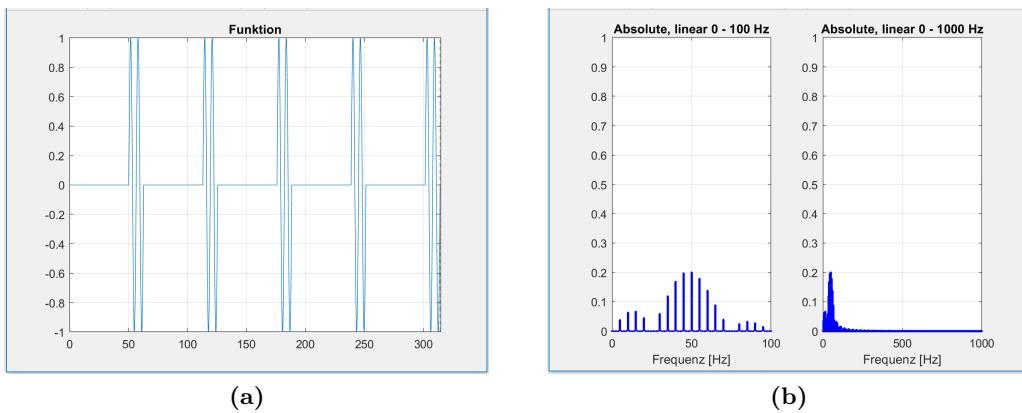
**Abbildung B.1:** Phasenanschnittsteuerung mit  $30^\circ$ (a) Eingangssignal (b) Amplituden- und Phasenspektrum



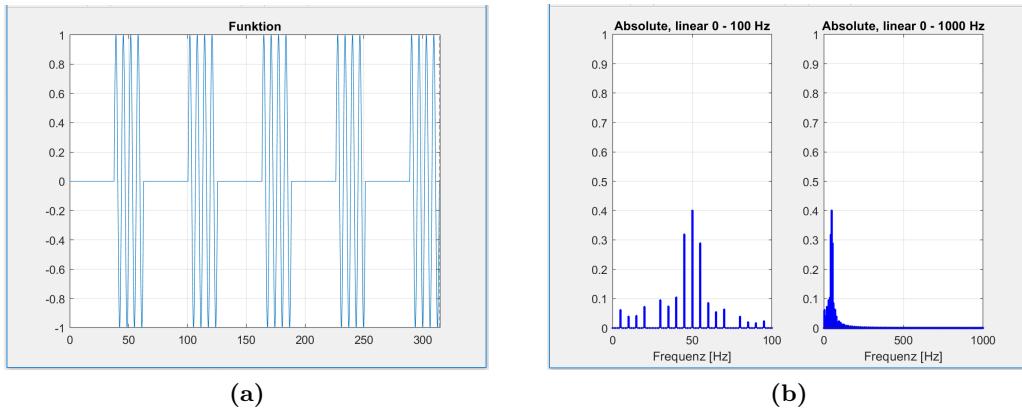
**Abbildung B.2:** Phasenanschnittsteuerung mit  $45^\circ$ (a) Eingangssignal (b) Amplituden- und Phasenspektrum



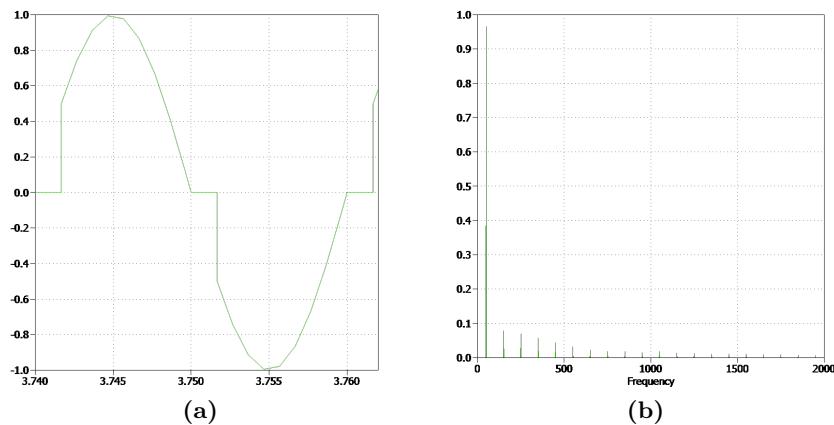
**Abbildung B.3:** Phasenanschnittsteuerung mit  $120^\circ$ (a) Eingangssignal (b) Amplituden- und Phasenspektrum



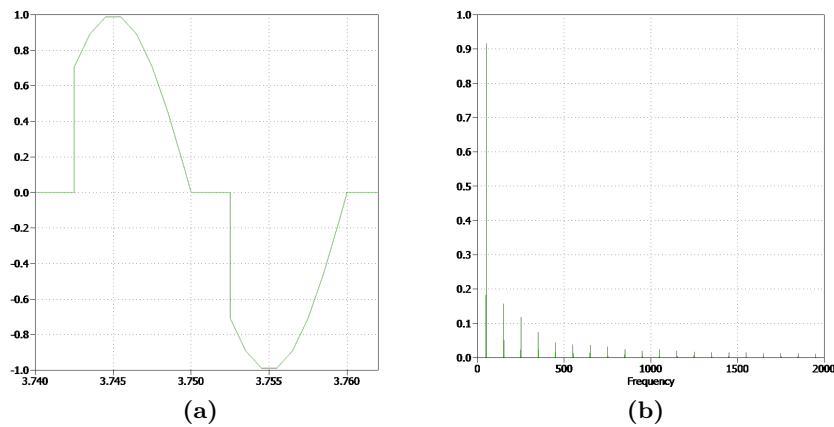
**Abbildung B.4:** Schwingungspaket mit Duty Cycle 0.2 (a) Eingangssignal (b) Amplituden- und Phasenspektrum



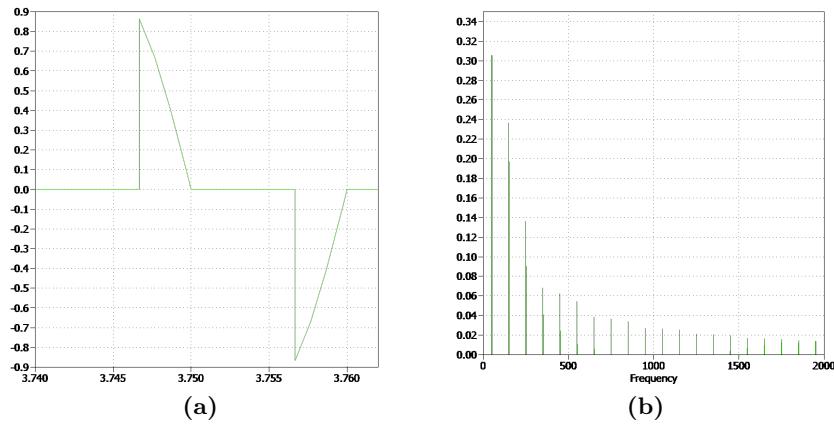
**Abbildung B.5:** Schwingungspaket mit Duty Cycle 0.4 (a) Eingangssignal (b) Amplituden- und Phasenspektrum



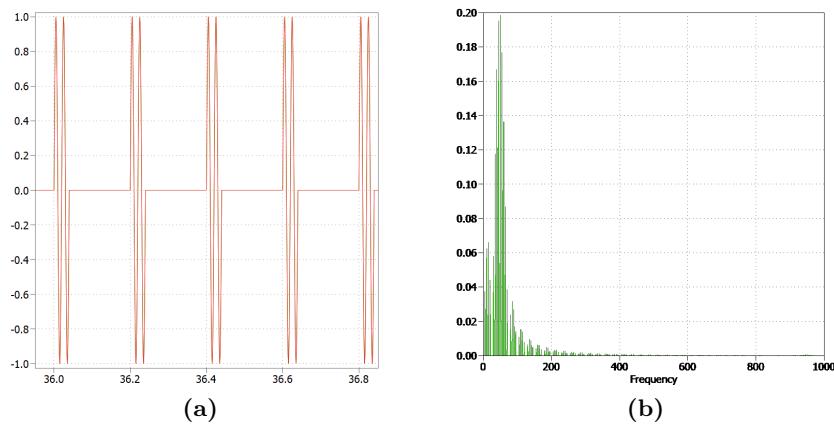
**Abbildung B.6:** Phasenanschnitt mit  $30^\circ$  simuliert mit Plecs (a) Eingangssignal (b) Amplitudenspektrum und Phasenspektrum



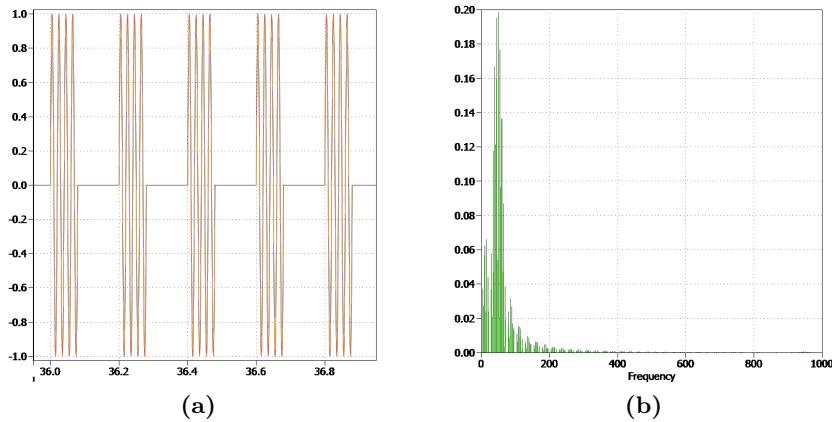
**Abbildung B.7:** Phasenanschnitt mit  $45^\circ$ simuliert mit Plecs (a) Eingangssignal (b) Amplitudens- und Phasenspektrum



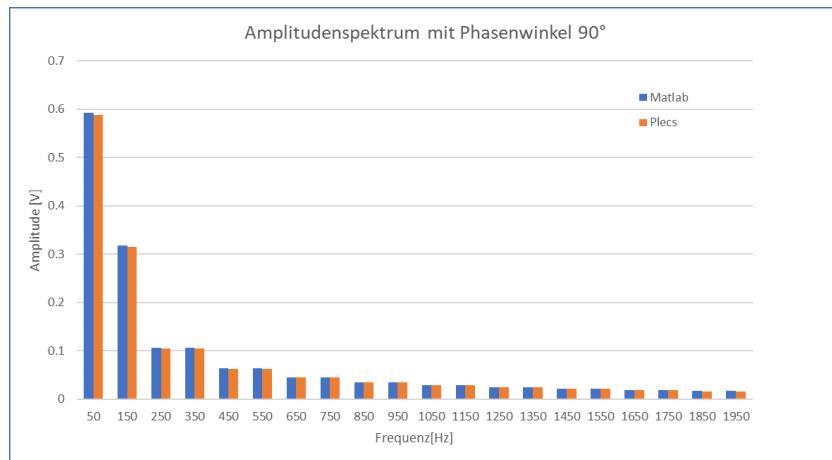
**Abbildung B.8:** Phasenanschnitt mit  $120^\circ$ simuliert mit Plecs (a) Eingangssignal (b) Amplitudens- und Phasenspektrum



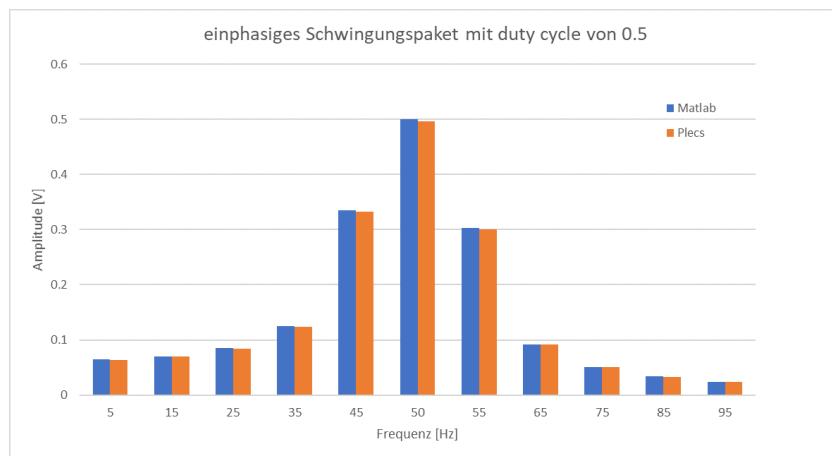
**Abbildung B.9:** Schwingungspaketsteuerung mit Duty Cycle 0.2 simulierte mit Plecs (a) Eingangs-signal (b) Amplitudenspektrum



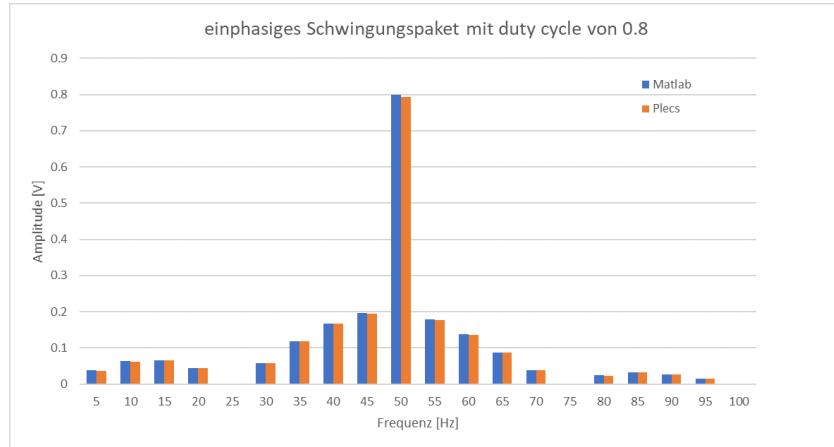
**Abbildung B.10:** Schwingungspaketsteuerung mit Duty Cycle 0.4 simuliert mit Plecs (a) Eingangssignal (b) Amplitudenspektrum



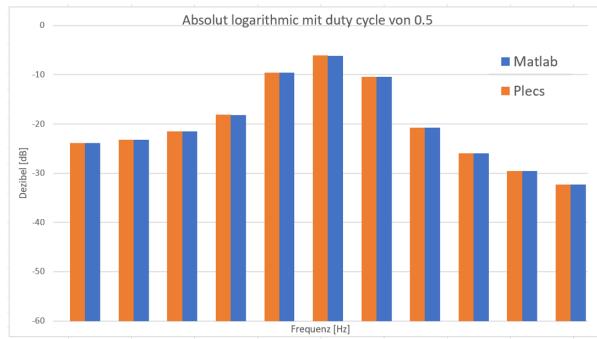
**Abbildung B.11:** Vergleich der Amplitudenspektrum mit Phasenwinkel von  $90^\circ$



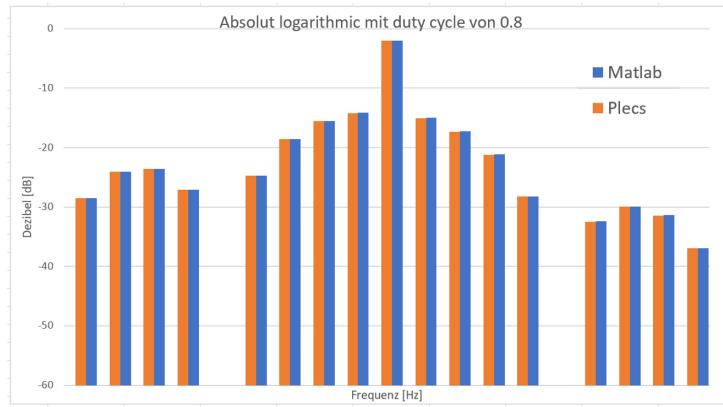
**Abbildung B.12:** Vergleich des Schwingungspaket mit Duty Cycle von 0.5



**Abbildung B.13:** Vergleich des Schwingungspaket mit Duty Cycle von 0.8



**Abbildung B.14:** Vergleich des Schwingungspaket mit Duty Cycle von 0.8



**Abbildung B.15:** Vergleich des Schwingungspaket mit Duty Cycle von 0.8

## B.1 Messungen Spannungen Widerstand

### Phasenanschnitt 60°

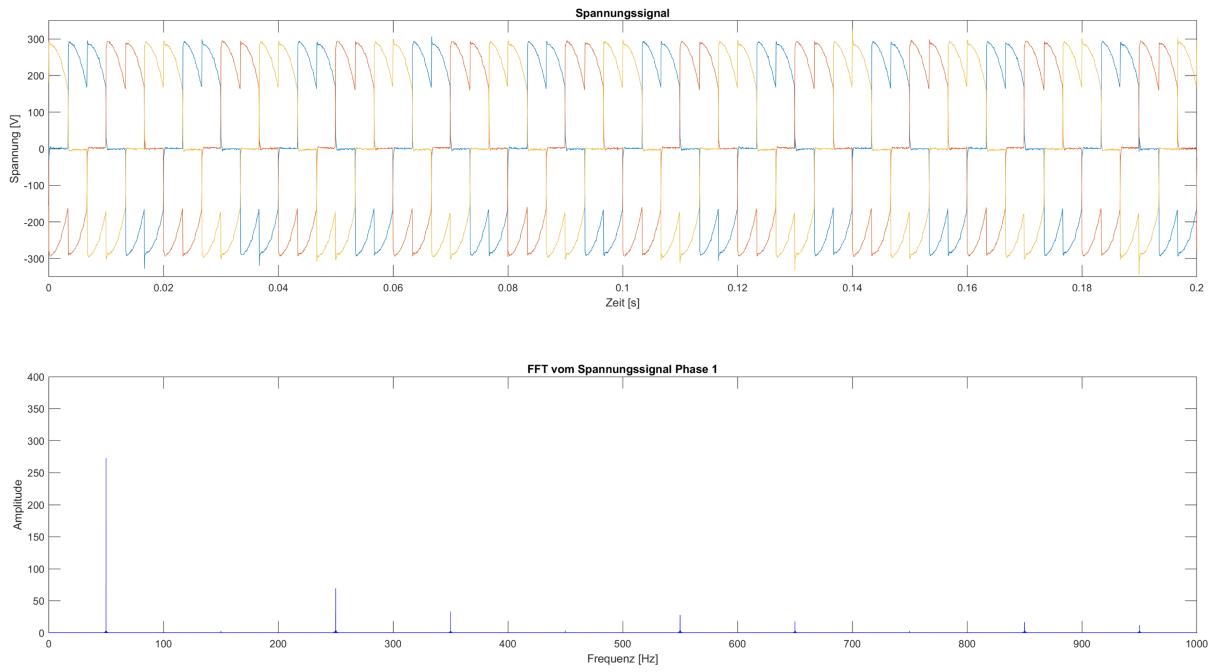


Abbildung B.16: Messung mit Phasenanschnitt 60°

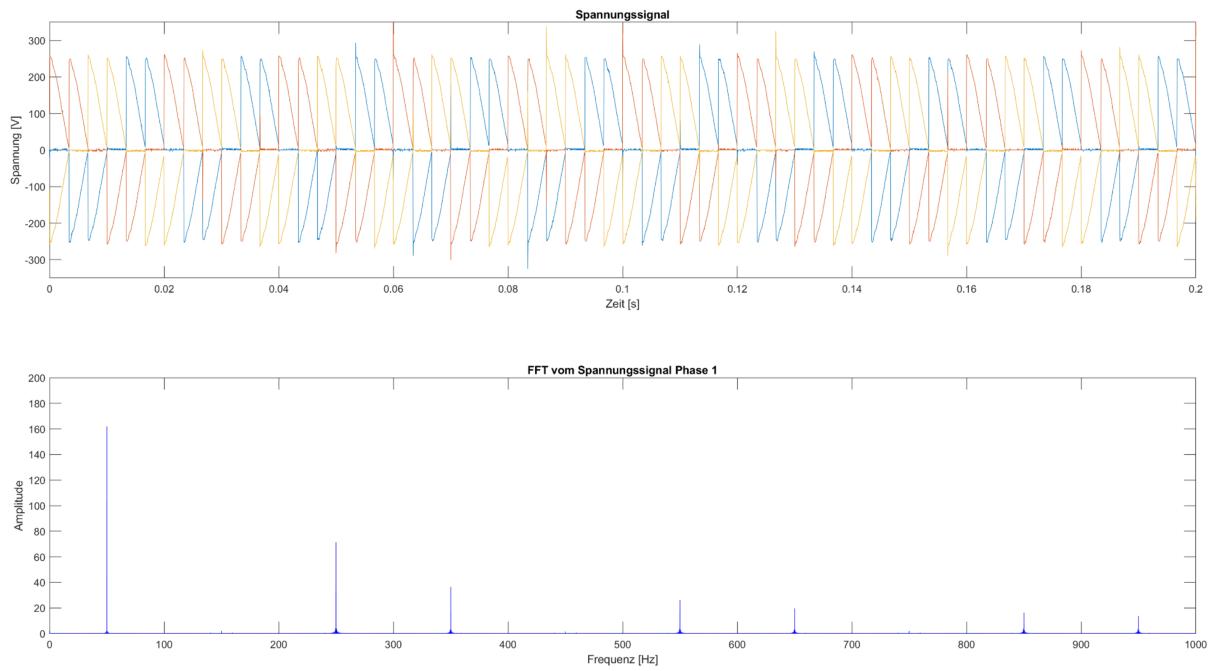
**Phasenanschnitt 90°**

Abbildung B.17: Messung mit Phasenanschnitt 90°

## B.2 Messungen Spannungen ASM

### Schwingungspaket 50%

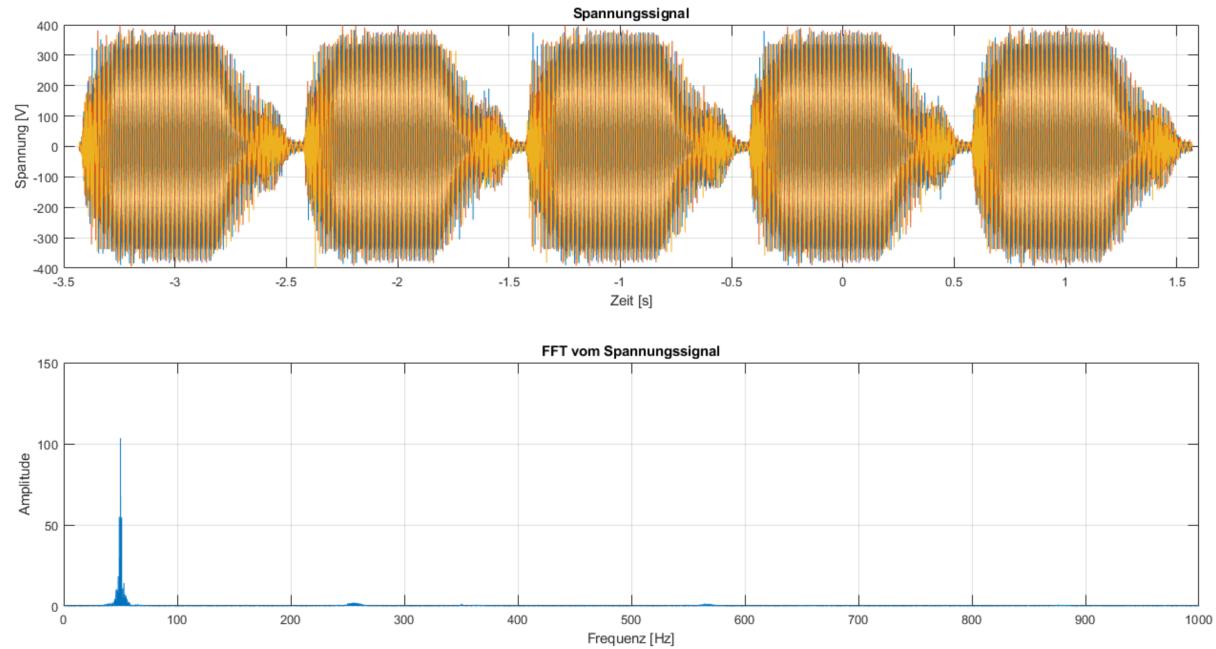
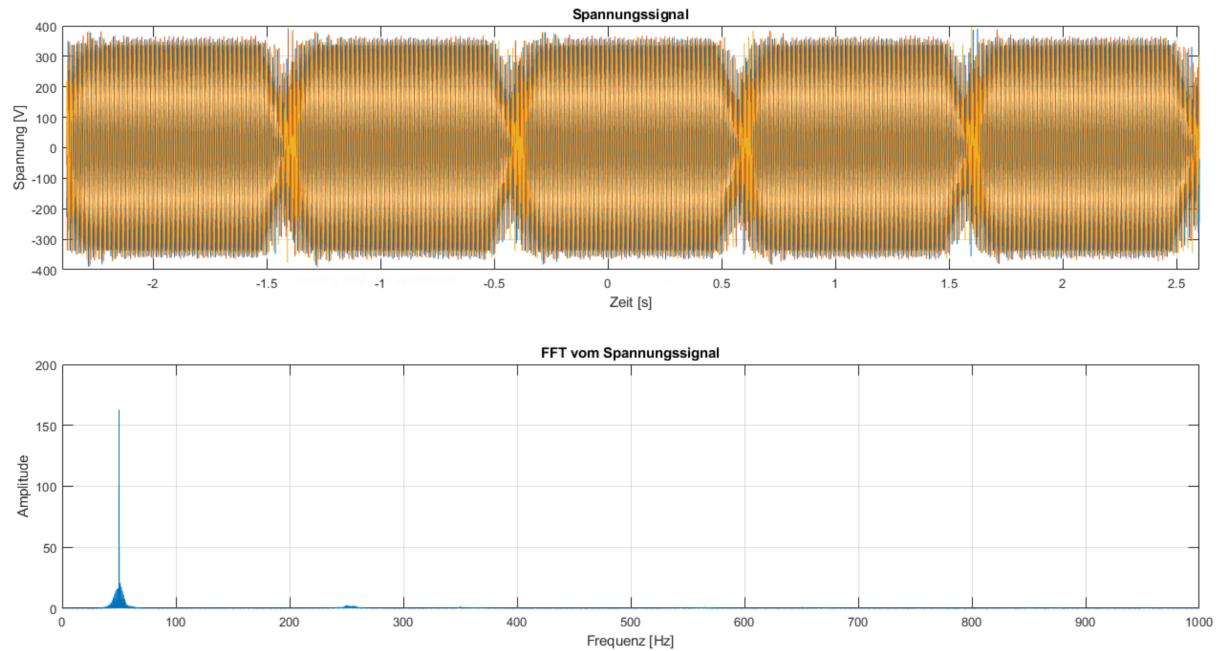
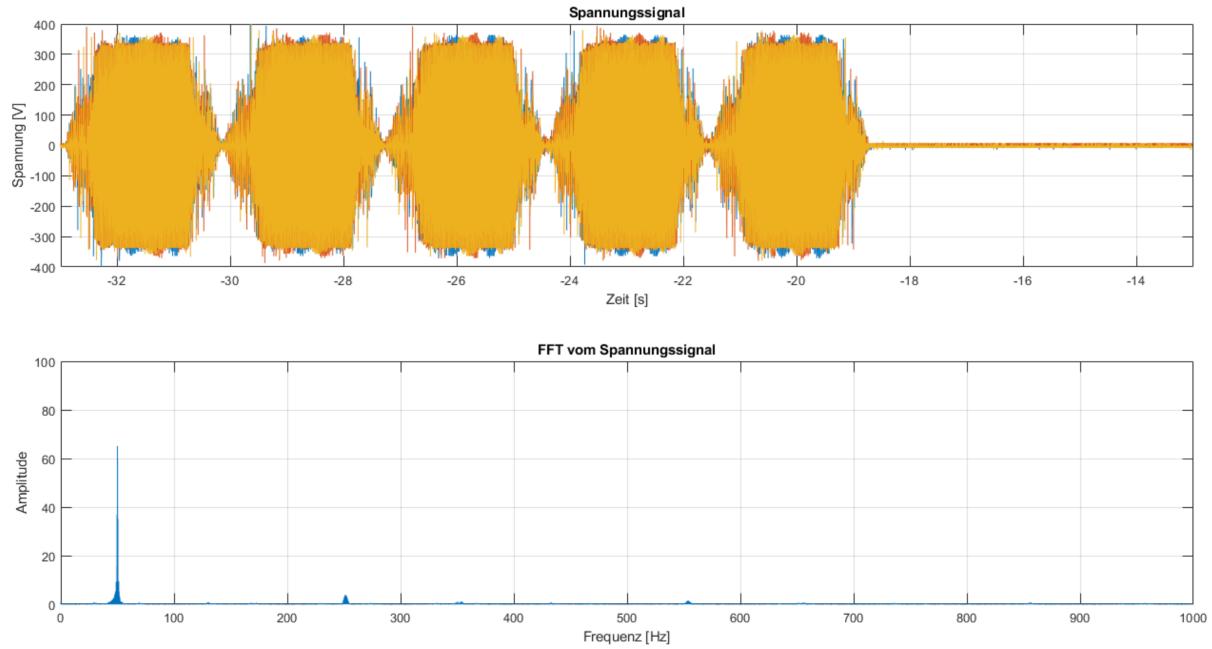


Abbildung B.18: Messung mit Schwingungspaket 50%

**Schwingungspaket 80%**

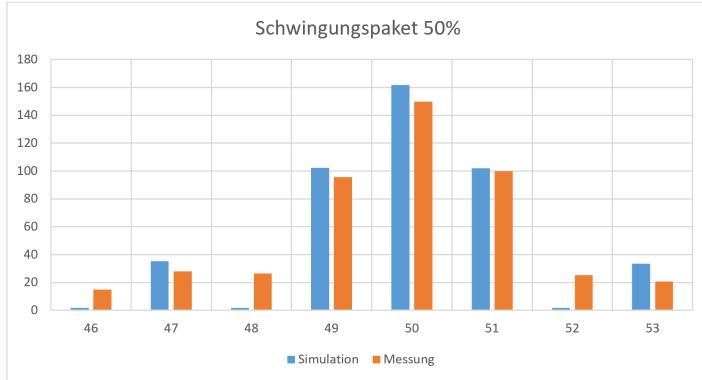
**Abbildung B.19:** Messung mit Schwingungspaket 80%

**Auf- und Absteuern**

**Abbildung B.20:** Messung mit Sanft Anlasser

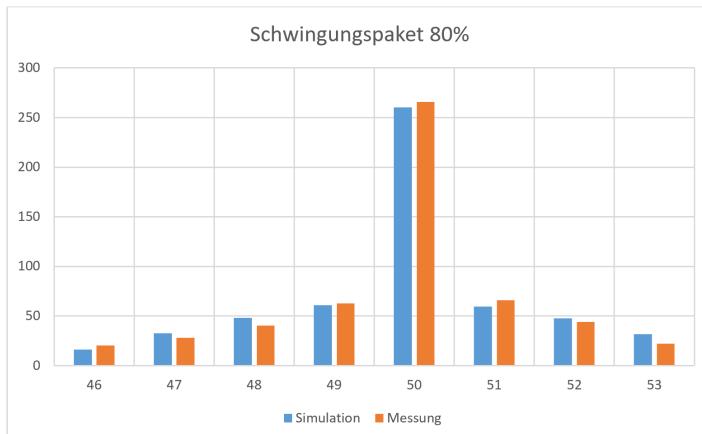
### B.3 Vergleich Messungen Widerstand mit Simulation

#### Schwingungspaketsteuerung 50%



**Abbildung B.21:** Vergleich Messung und Simulation mit Schwingungspaketsteuerung 50%

#### Schwingungspaketsteuerung 80%



**Abbildung B.23:** Vergleich Messung und Simulation mit Schwingungspaketsteuerung 80%

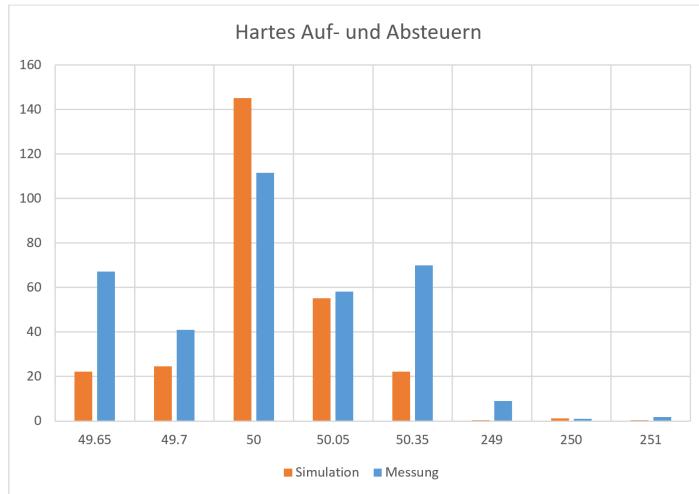
Frequenz [Hz]	Simulation [V]	Messung [V]
46	1.676	14.735
47	35.352	28
48	1.667	26.376
49	102.412	95.6
50	161.597	149.92
51	101.858	99.8
52	1.648	25.134
53	33.293	20.6

**Abbildung B.22:** Vergleich Messung und Simulation mit Schwingungspaketsteuerung 50%

Frequenz [Hz]	Simulation [V]	Messung [V]
46	16.335	20.173
47	32.649	28.26
48	47.944	40.576
49	61.08	62.694
50	260.212	265.98
51	59.54	65.7
52	47.781	43.812
53	31.664	21.939

**Abbildung B.24:** Vergleich Messung und Simulation mit Schwingungspaketsteuerung 80%

### Hartes Auf- und Absteuern

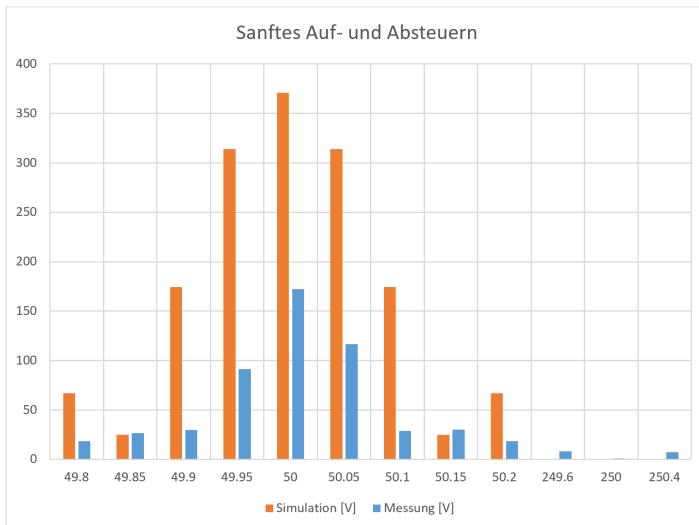


**Abbildung B.25:** Vergleich Messung und Simulation mit hartem Auf- und Absteuern

Frequenz [Hz]	Simulation [V]	Messung [V]
49.8	66.953	18.522
49.85	24.870	26.576
49.9	174.378	29.507
49.95	314.127	91.266
50	370.962	172.241
50.05	314.051	116.719
50.1	174.266	28.629
50.15	24.871	30.076
50.2	66.83	18.72
249.6	0.188	8.158
250	0.4967	1.158
250.4	0.445	7.466

**Abbildung B.26:** Vergleich Messung und Simulation mit hartem Auf- und Absteuern

### Sanftes Auf- und Absteuern



**Abbildung B.27:** Vergleich Messung und Simulation mit sanftem Auf- und Absteuern

Frequenz [Hz]	Simulation [V]	Messung [V]
49.8	66.953	18.522
49.85	24.870	26.576
49.9	174.378	29.507
49.95	314.127	91.266
50	370.962	172.241
50.05	314.051	116.719
50.1	174.266	28.629
50.15	24.871	30.076
50.2	66.83	18.72
249.6	0.188	8.158
250	0.4967	1.158
250.4	0.445	7.466

**Abbildung B.28:** Vergleich Messung und Simulation mit sanftem Auf- und Absteuern

## B.4 Spar-Variante für den Widerstand mit zwei Thyristoren

### Phasenanschnitt $60^\circ$

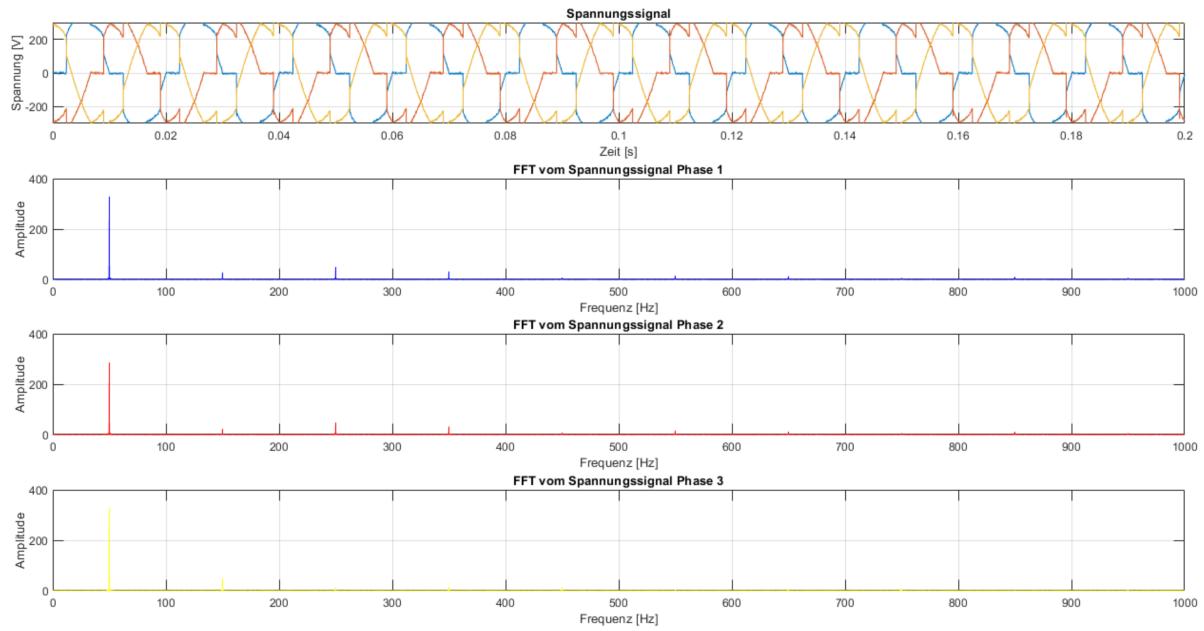


Abbildung B.29: Messung mit Phasenanschnitt  $60^\circ$  und zwei Thyristoren

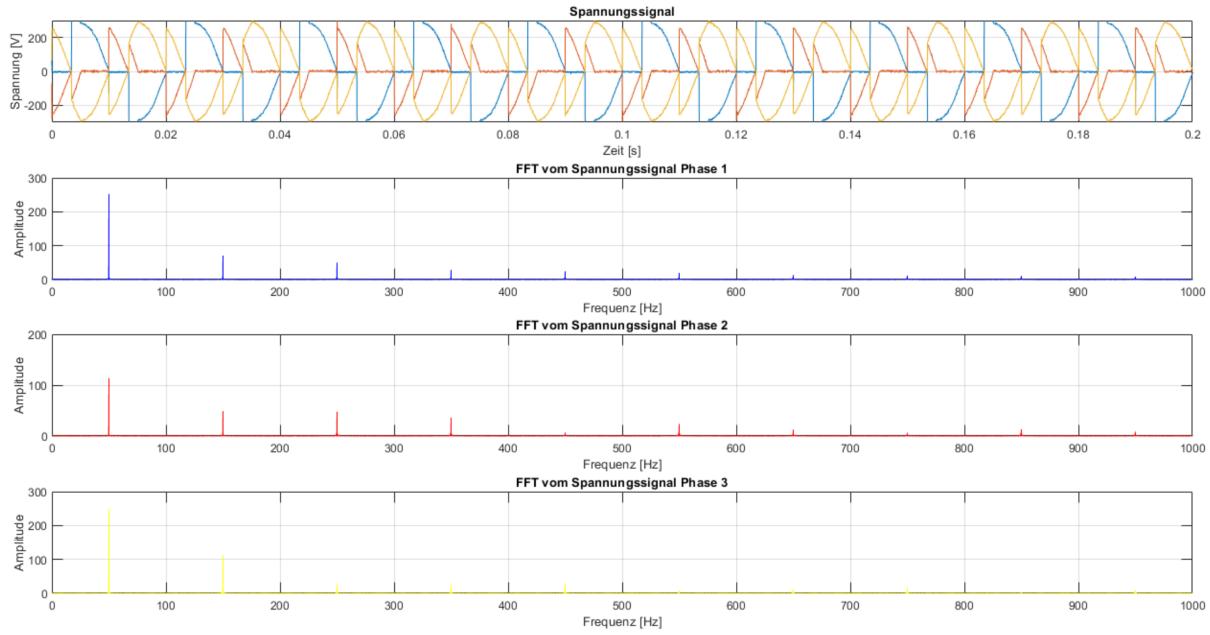
**Phasenanschnitt 90°**

Abbildung B.30: Messung mit Phasenanschnitt 90° und zwei Thyristoren

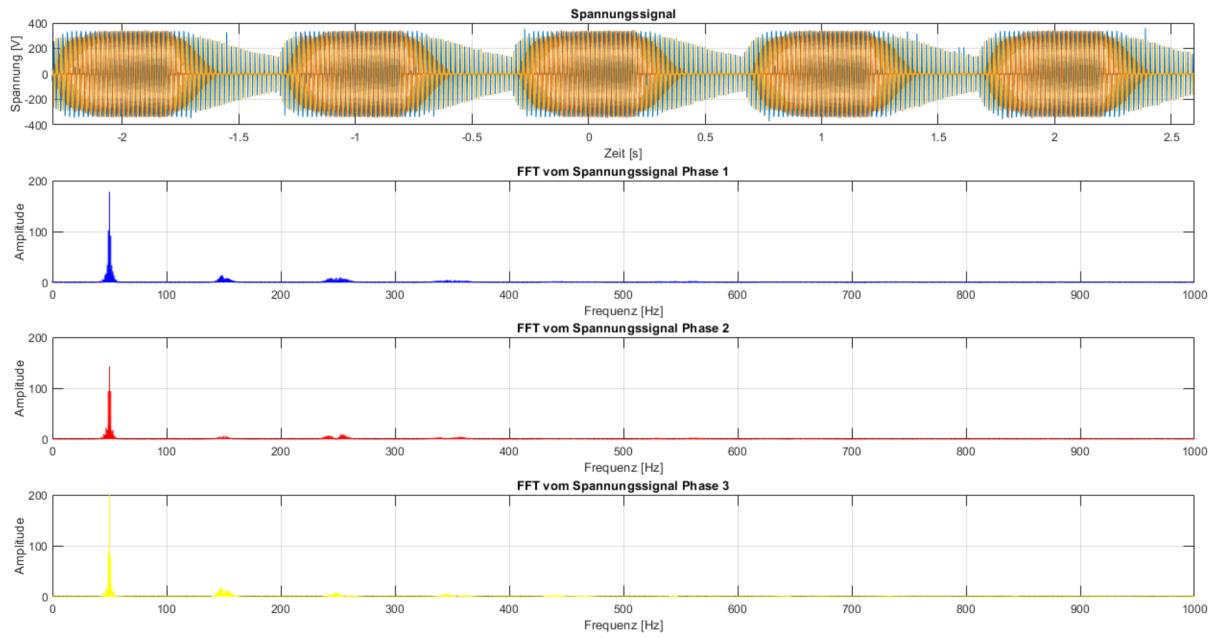
**Schwingungspaketsteuerung 50%**

Abbildung B.31: Messung mit Schwingungspaket 50% und zwei Thyristoren

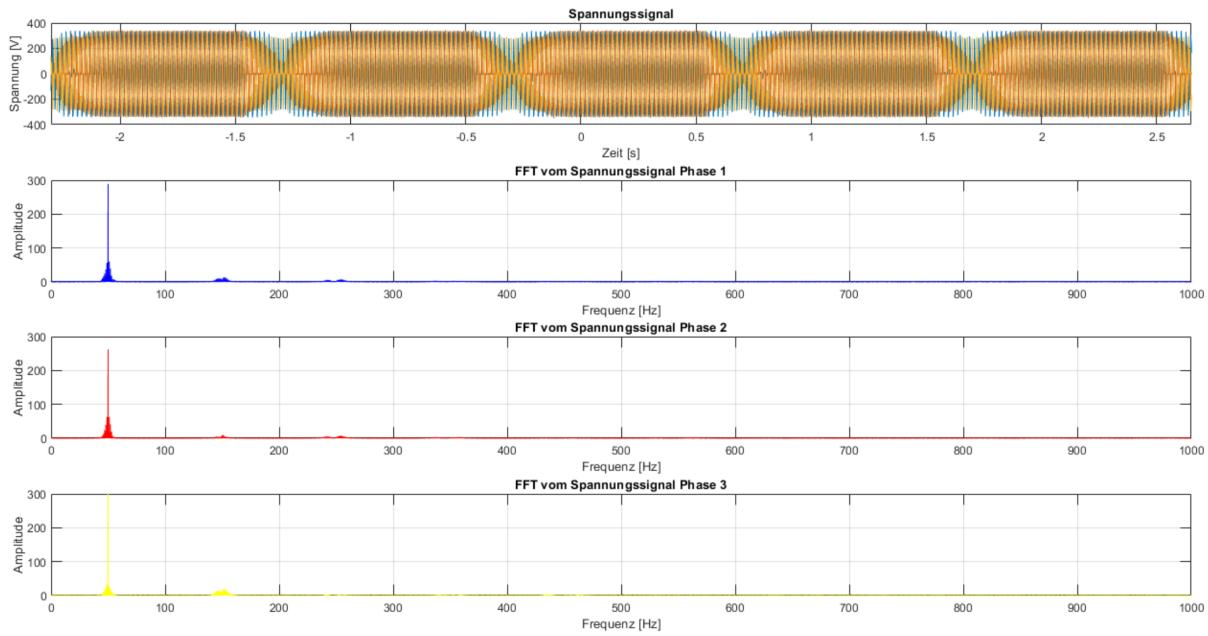
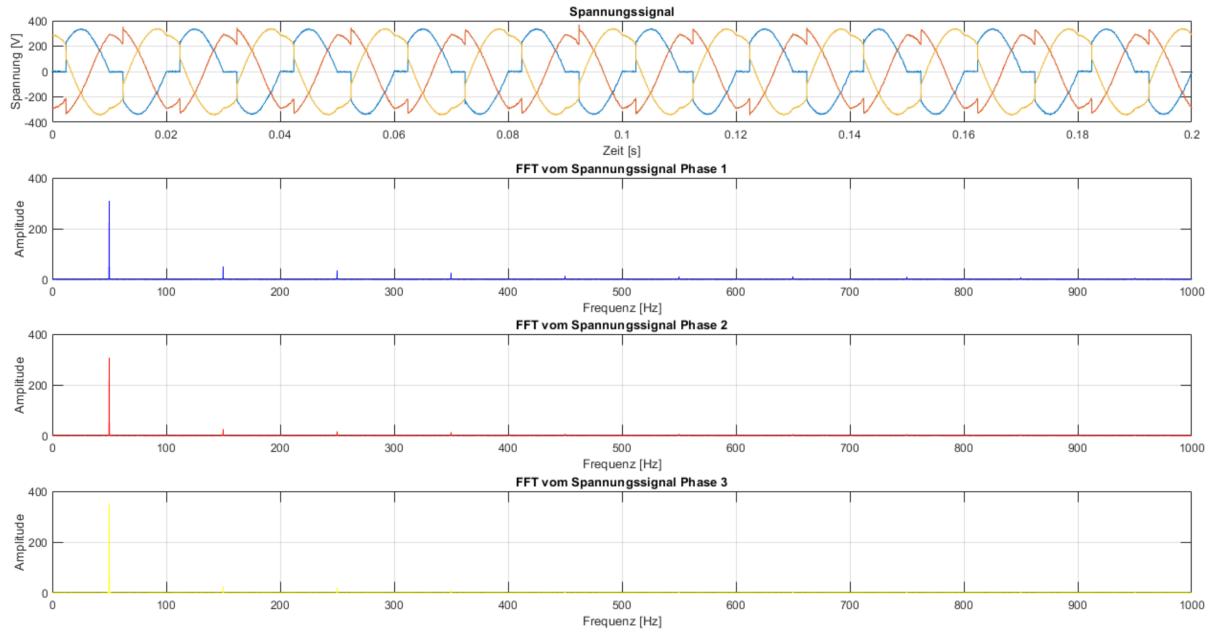
**Schwingungspaketsteuerung 80%**

Abbildung B.32: Messung mit Schwingungspaket 50% und zwei Thyristoren

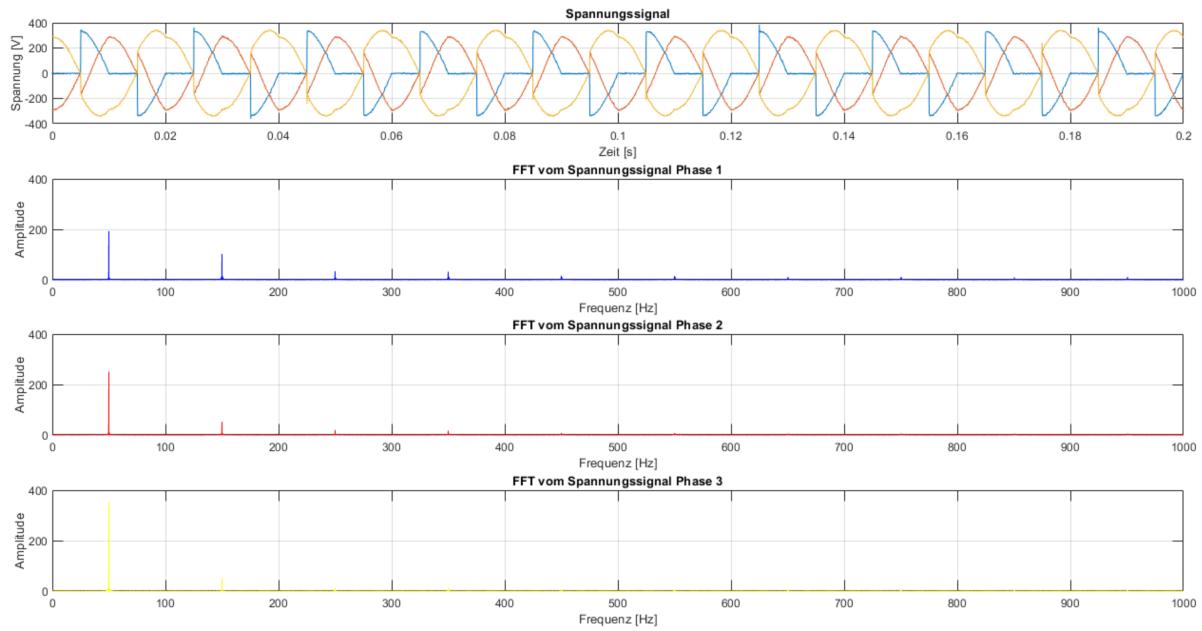
## B.5 Spar-Variante für den Widerstand mit einem Thyristor

### Phasenanschnitt 60°

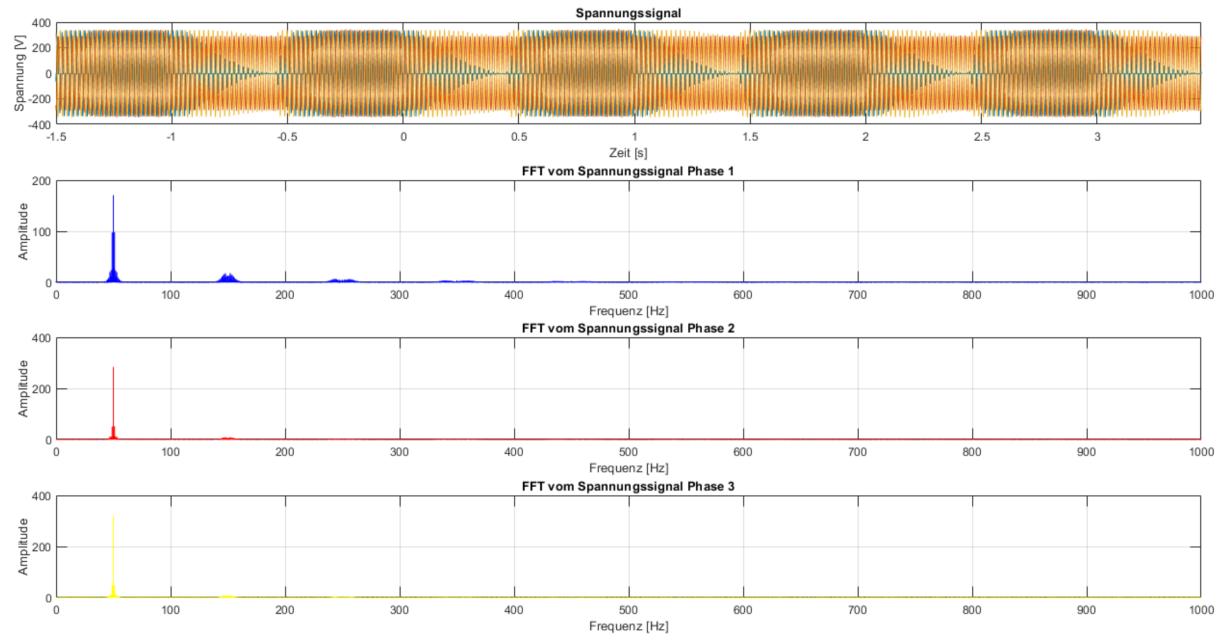


**Abbildung B.33:** Messung mit Phasenanschnitt 60° und einem Thyristoren

### Phasenanschnitt 90°



**Abbildung B.34:** Messung mit Phasenanschnitt 90° und einem Thyristoren

**Schwingungspaketsteuerung 50%**

**Abbildung B.35:** Messung mit Schwingungspaket 50% und einem Thyristoren

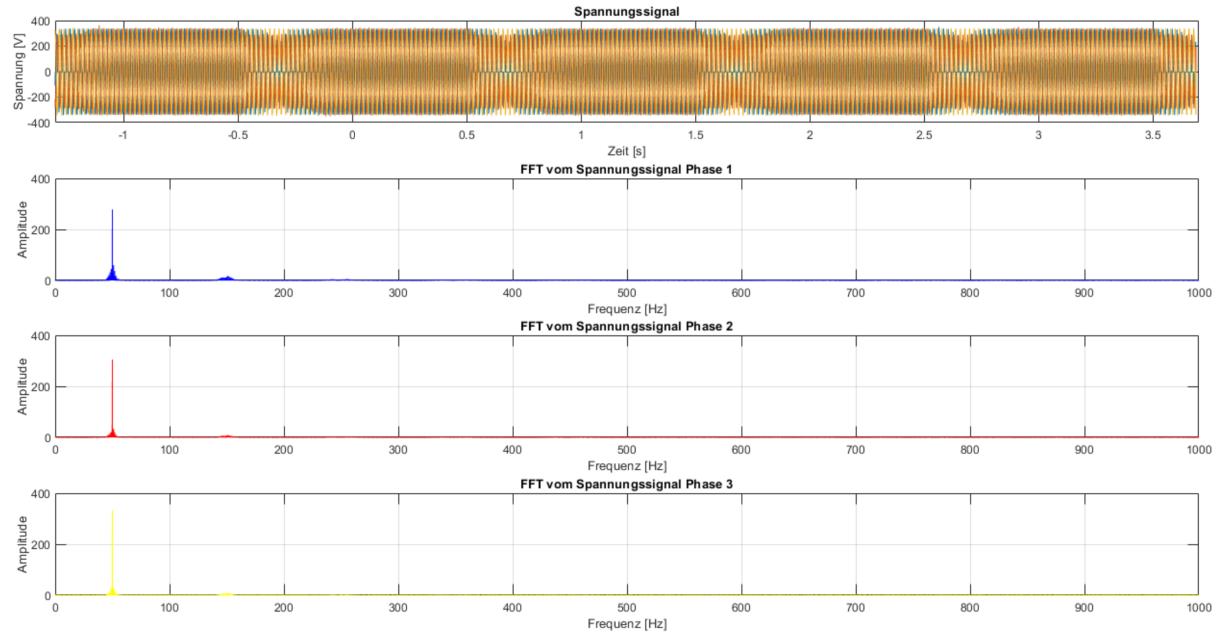
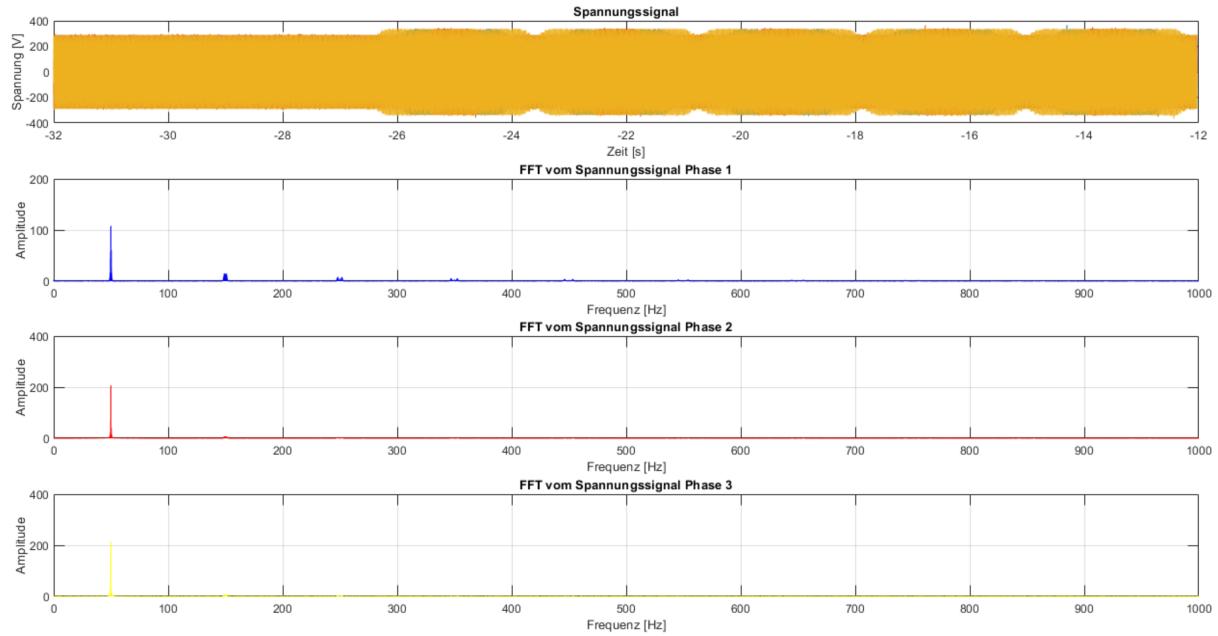
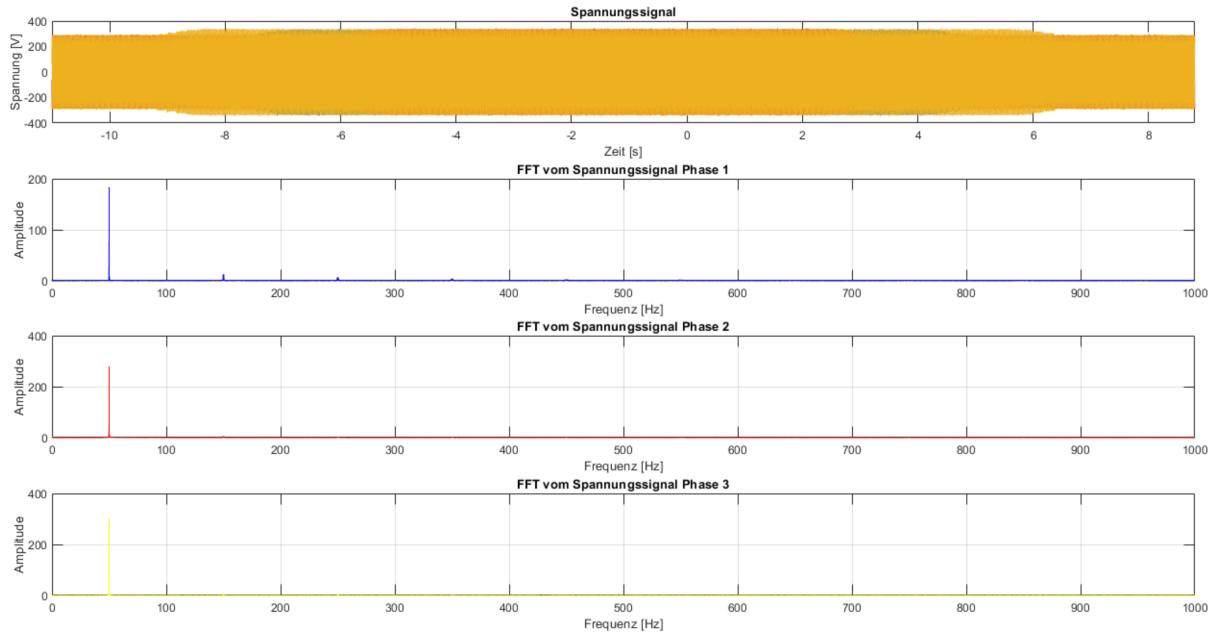
**Schwingungspaketsteuerung 80%**

Abbildung B.36: Messung mit Schwingungspaket 50% und einem Thyristoren

**Auf- und Absteuern**

**Abbildung B.37:** Messung mit Auf- und Absteuern und einem Thyristoren

**Langsames Auf- und Absteuern**

**Abbildung B.38:** Messung mit dem langsamen Auf- und Absteuern und einem Thyristoren