

Analyse des Energieflusses zwischen dem Schwingkreis eines neuartigen Resonanzinver- ters und einer elektrischen Maschine anhand der Drehzahlen und Leistungen verschiedener Anwendungen



Bachelorarbeit

Durchgeführt am
Institut für Mess- und Sensortechnik
der Hochschule Ruhr West

vorgelegt von

Marian Bloch

Matrikelnummer: 10009669

Erstgutachterin: Prof. Dr.-Ing. Kerstin Siebert

Zweitgutachter: M. Sc. Jan Loos

Ausgabedatum: 04.07.2023

Abgabedatum: 05.07.2023

Neuss, Juni 2023

Hiermit versichere ich, dass ich die vorgelegte Arbeit selbständig durchgeführt und verfasst habe. Als Hilfsmittel wurden nur die angegebenen Quellen verwendet.

Neuss, den 04.07.2023

A handwritten signature in black ink, consisting of several fluid, overlapping loops and strokes, positioned above a horizontal line.

(Marian Bloch)

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung	1
2. Problemstellung	3
2.1	Mögliche Anwendungsgebiete für die neuartige Resonanzinvertertopologie .. 3
2.2	Beschreibung verschiedener elektrischer Drehfeldmaschinen 5
2.2.1	Die Asynchronmaschine 6
2.2.2	Die Synchronmaschine 7
2.2.3	Der Bürstenlose Gleichstrommotor 9
2.2.3.1	Sinusförmige Kommutierung elektrischer Maschinen 9
2.2.3.2	Blockförmige Speisung 9
2.3	Physikalische Grundprinzipien der PMSM..... 10
2.3.1.	Die Lorentzkraft 11
2.3.1	Clarke – Park Transformation 12
2.3.1.1	Clarke Transformation 12
2.3.1.2	Park-Transformation 14
2.4	Grundwellenmodell einer dreiphasigen permanenterregten Synchronmaschine 17
2.4.1	Magnetische Vorgänge in einem Motor..... 17
2.4.1.1	Magnetischer Fluss..... 17
2.4.1.2	Flussverkettung 18
2.4.1.3	Induktionsgesetz 18
2.4.1.4	Die Back-EMF..... 19
2.4.2	Beschreibende elektrische Gleichung einer PMSM..... 20
2.4.3	Beschreibende mechanische Gleichungen einer PMSM..... 26
2.4.4	Der Serienschwingkreis 28
2.4.4.1	Der Resonanzfall 30
2.4.4.2	Spannungsüberhöhung..... 31
2.4.5	Gütefaktor..... 31

3. Hauptteil.....	33
4. Zusammenfassung der Ergebnisse	53
5. Ausblick.....	55
6. Verzeichnisse	57
6.1 Abkürzungsverzeichnis.....	57
6.2 Verzeichnis der verwendeten Formelzeichen.....	57
7. Abbildungsverzeichnis	61
8. Tabellenverzeichnis	64
9. Literatur	65
10. Anhang.....	69
10.1 Ergebnisse für den Versuch φ wird für den Arbeitspunkt 5 variiert	69
10.2 Ergebnisse des Versuches 2	74
11. Danksagung.....	86

1. Einleitung

Für den Betrieb elektrischer Maschinen wird häufig eine Energiewandlung benötigt. Diese wird nach dem Stand der Technik über ein **pulsweitenmoduliertes (PWM)** Ansteuersignal der eingesetzten Leistungselektronik realisiert. Die dabei auftretenden Schaltfrequenzen können einige kHz betragen. Diese hohen Schaltfrequenzen und deren Vielfache stellen eine Herausforderung bei der Sicherstellung der **elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV)** dar. Da EMV-Probleme vermieden werden sollen, wird auf Gegenmaßnahmen wie Filter oder Schirmmaßnahmen zurückgegriffen. Diese sind tendenziell aufwendig und kostenintensiv. Deshalb werden alternative leistungselektronische Topologien verwendet, die aufgrund unterschiedlicher Schaltverhalten der Leistungselektronik ein minimiertes Störpotential aufweisen. Eine mögliche Option stellt dabei eine neuartige lastseitige Resonanzinvertertopologie dar.

Die Resonanzinvertertopologie wird durch einen seriellen Schwingkreis charakterisiert, wobei eine elektrische Maschine Teil des Schwingkreises ist. Dafür wird ein Kondensator benötigt, wodurch bei näherungsweise konstanter Stranginduktivität der elektrischen Maschine die Resonanzfrequenz passend zur gewünschten Motordrehzahl eingestellt werden kann.

Zunächst werden mögliche Anwendungsfälle des frequenzvariablen Resonanzinverters identifiziert. Außerdem werden die Resonanzeigenschaften serieller Schwingkreise betrachtet und analysiert. Das Wirkprinzip elektrischer Maschinen wird anhand einer permanentmagneterregten Synchronmaschine (PMSM) diskutiert. Im Anschluss daran wird eine gesteuerte B6-Brücke mit lastseitiger PMSM um Kondensatoren zu einem Resonanzinverter erweitert. Dadurch wird der Energiefluss zwischen dem Schwingkreis und der elektrischen Maschine analysiert und somit Rückschlüsse auf die Güte des Schwingkreises gezogen.

Die Güte wird mithilfe der Ströme und Spannungen im Schwingkreis analysiert und berechnet. Dadurch werden die Auswirkungen der elektromechanischen

1. Einleitung

Wechselwirkungen auf den Schwingkreis untersucht. Die Ergebnisse werden abschließend ausgewertet und analysiert. Abschließend folgen ein Fazit und ein Ausblick.

2. Problemstellung

2.1 Mögliche Anwendungsgebiete für die neuartige Resonanzinvertertopologie

In diesem Kapitel werden potenzielle Anwendungsgebiete der neuartigen Resonanzinvertertopologie skizziert. Da es sehr viele technische Anwendungen für Maschinen gibt, wird eine Auswahl bestimmter Maschinen getroffen, welche in Tabelle 1 dargestellt sind.

	BLDC-Motor	PMSM	Asynchron	Synchron	Radnaben
AC	Bahntrieb	Windkraftanlage	Windkraftanlage Bahntrieb	Windkraftanlage	
DC	E-Scooter Drohne Flugzeug Bahntrieb Kabelloser Handstaubsauger E-Bike E-Auto	E-Auto E-Bus E-LKW	E-Auto E-Bus E-LKW Bahntrieb	E-Auto	E-Bike E-Bus

Tabelle 1: Auswahl verschiedener Anwendungen, aufgeschlüsselt nach Art der Maschine und Art der Versorgungsspannung [1] bis [28].

In der Tabelle 1 werden die möglichen Anwendungsgebiete nach deren derzeitigen Versorgungsspannungen unterschieden. Außerdem erfolgt die Aufschlüsselung, welche Arten von Maschinen für die Anwendungsgebiete verwendet werden. Daraus kann ermittelt werden, welche Maschinentypen dabei häufig Anwendung finden und

2. Problemstellung

somit genauer betrachtet werden sollten. Außerdem ist die Versorgungsspannung interessant, da darüber Rückschlüsse über die Ansteuerelektronik getroffen werden kann.

Im nächsten Schritt wird unterschieden, welche Anwendungen mit einer konstanten Maschinendrehzahl betrieben werden und welche durch einen dynamischen Betrieb charakterisiert sind. Diese Unterscheidung soll es ermöglichen, eine Abschätzung über die Menge an Arbeitspunkten des Anwendungsgebietes zu treffen. Denn für jeden Arbeitspunkt gibt es eine benötigte Resonanzfrequenz und somit auch eine Kapazität. Deshalb gilt, je mehr Betriebspunkte, desto komplexer wird das System, da mehr Kapazitäten benötigt werden. In der folgenden Tabelle wurden die Anwendungsgebiete nach ihrem Drehzahlverhalten sortiert.

Konstante Drehzahl	Variable Drehzahl
<ul style="list-style-type: none">• Kabelloser Handstaubsauger (verschiedene Stufen)• E-Flugzeug (Langstreck)• Bahnantrieb (Langstrecke)	<ul style="list-style-type: none">• Windkraftanlage• E-Auto• E-LKW• E-Bus• Bahnantrieb (Start)• E-Scooter• E-Flugzeug (Start)• Drohne• Akkuschauber

Tabelle 2: Anwendungsbereiche aufgelistet nach konstanter und variabler Drehzahl [1] bis [28].

Für einen nahezu konstanten Drehzahlbetrieb (wie z.B. im Bahnbetrieb) ist der Aufwand im resonanten Betrieb geringer als im dynamischen Betrieb, da nur wenige Kapazitätswerte benötigt werden. Sollten mehrere Arbeitspunkte vorliegen müssen verschiedene Kapazitäten bzw. eine variable Kapazität verwendet werden. Dadurch wird die praktische Realisierung des Systems aufwendiger.

In Abbildung 1 werden die Anwendungsgebiete nach deren Drehzahl- und Leistungsbereichen dargestellt.

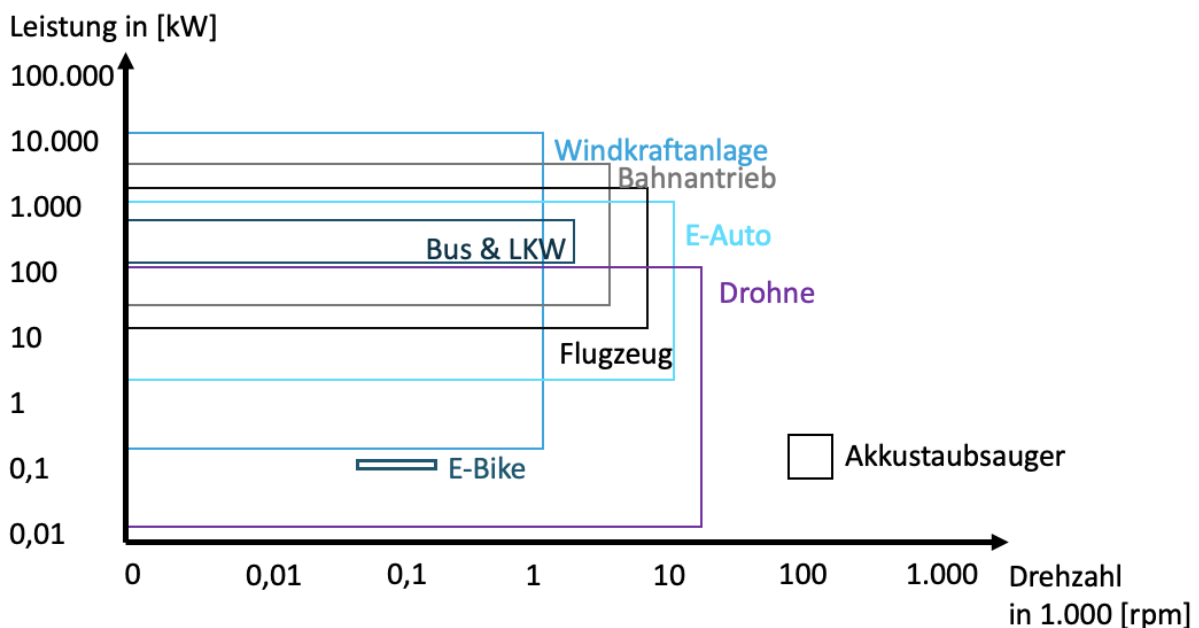


Abbildung 1: Darstellung der Drehzahl- und Leistungsbereiche ausgewählter Anwendungen [1] bis [28].

In Abbildung 1 wird der Leistungsbereich der verschiedenen Anwendungen ersichtlich. Dieser geht von einigen hundert Watt bei einem E-Bike bis zu mehreren Gigawatt für eine Windkraftanlage. Ebenfalls wird der Drehzahlbereich ersichtlich. Dieser geht bis zu einer Drehzahl von etwa 100.000 rpm für einen Akkustaubsauger.

2.2 Beschreibung verschiedener elektrischer Drehfeldmaschinen

In diesem Kapitel wird die Funktionsweise ausgewählter Drehfeldmaschinen dargestellt. Der Fokus wird dabei auf die PMSM und die BLDC-Maschine gelegt, da diese von der Funktionsweise und dem Aufbau fast identisch sind und wie in Tabelle 2 ersichtlich ist, für die meisten hier betrachteten Anwendungen verwendet werden. Daher werden diese beiden Maschinen ausführlicher behandelt.

2.2.1 Die Asynchronmaschine

Asynchronmaschinen gehören zu den Maschinen, die mit Wechselstrom betrieben werden. Das elektrische Ersatzschaltbild einer **Asynchronmaschine** (ASM) ähnelt dem eines Transformators. Die Primärseite, hier die Ständerwicklungen, wird bestromt. Dadurch bildet sich im Läuferaum ein Drehfeld mit der Drehzahl n_s aus, welches auf der Sekundärseite, im Läufer, eine Spannung induziert [30].

Die induzierte Spannung treibt einen Strom im Läufer, wodurch ein magnetisches Feld hervorgerufen wird. Dieses wirkt der Induktionsursache entgegen, sodass sich der Läufer mit der Drehzahl n in Richtung des Drehfeldes bewegt [30].

Bei einer Asynchronmaschine bildet sich eine Drehzahldifferenz

$$\Delta n = n_s - n \quad (1)$$

auch Schlupfdrehzahl genannt, zwischen der Drehfelddrehzahl n_s und der Läuferdrehzahl n . Wenn die Geschwindigkeit des Drehfeldes und des Läufers identisch wäre, gäbe es keinen Induktionsstrom und kein Drehmoment in Folge der fehlenden Flussänderung. Daher muss sich der Läufer immer langsamer als das Statorfeld drehen. Die Drehzahl kann bei dieser Maschine auf drei Varianten verändert werden [30]:

Die erste Variante ist die Änderung des Schlupfes mittels Absenkung der Strangspannung. Dies hat den Nachteil, dass sich auch das verfügbare Drehmoment verringert.

Die zweite Variante ist die Änderung der Polpaarzahl. Dies erfordert jedoch einen etwas aufwendigeren Aufbau des Motors und sorgt für eine stufenweise Reduktion der Drehzahl.

Die dritte Variante ist die Änderung der Frequenz, welche mit Hilfe einer Leistungselektronik verändert werden kann. Bei diesem Fall kann die Drehzahl stufenlos variiert werden. Außerdem steigt bei dieser Variante das Drehmoment mit sinkender Drehzahl. Dies ist in Abbildung 2 in der Mitte zu sehen.

Die häufigste Anwendung ist die Kombination aus der Veränderung der Strangspannung und der Frequenz. Dies ist in Abbildung 2 im rechten Diagramm sichtbar.

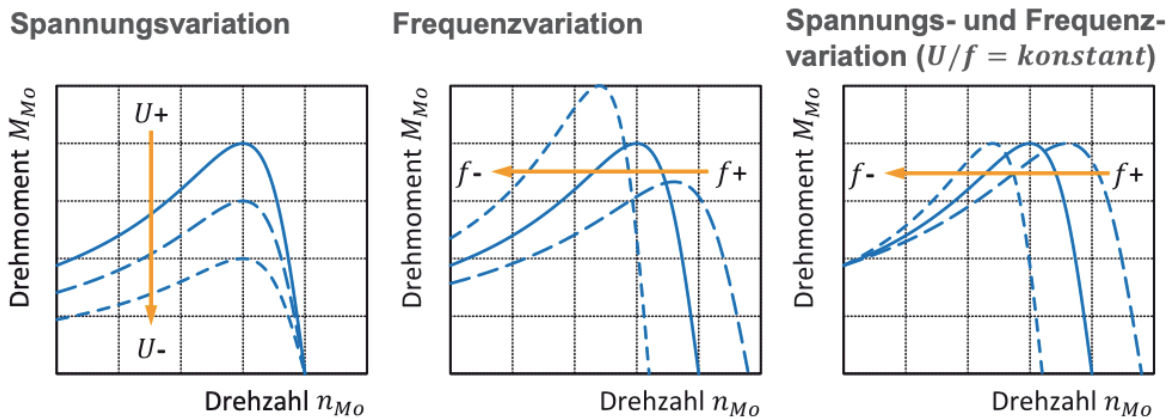


Abbildung 2: Drehzahlbeeinflussung über Spannung und Frequenz [30].

Abbildung 2 zeigt die zuvor beschriebenen Varianten der Drehzahlbeeinflussung der Asynchronmaschine. Links in der Darstellung sind die Auswirkungen der Variation der Strangspannung zu sehen. In der Mitte werden die Auswirkungen der Frequenzvariation ersichtlich und im rechten Teil wird das Verhalten von Drehzahl und Drehmoment bei der Verknüpfung beider Varianten dargestellt [30].

2.2.2 Die Synchronmaschine

Der Unterschied zwischen Synchronmaschine und Asynchronmaschine besteht darin, dass im Läufer kein Strom induziert werden muss, um das Läuferfeld auszubilden. Der Läufer ist durch Permanentmagnete (PMSM) charakterisiert. Dies hat zur Folge, dass sich der Läufer synchron mit dem Drehfeld dreht, wodurch keine Drehzahldifferenz entsteht [32].

Die PMSM ist eine Synchronmaschine, bei der der Rotor aus einem oder mehreren Permanentmagneten besteht. Abbildung 3 zeigt einen Querschnitt einer solchen PMSM.

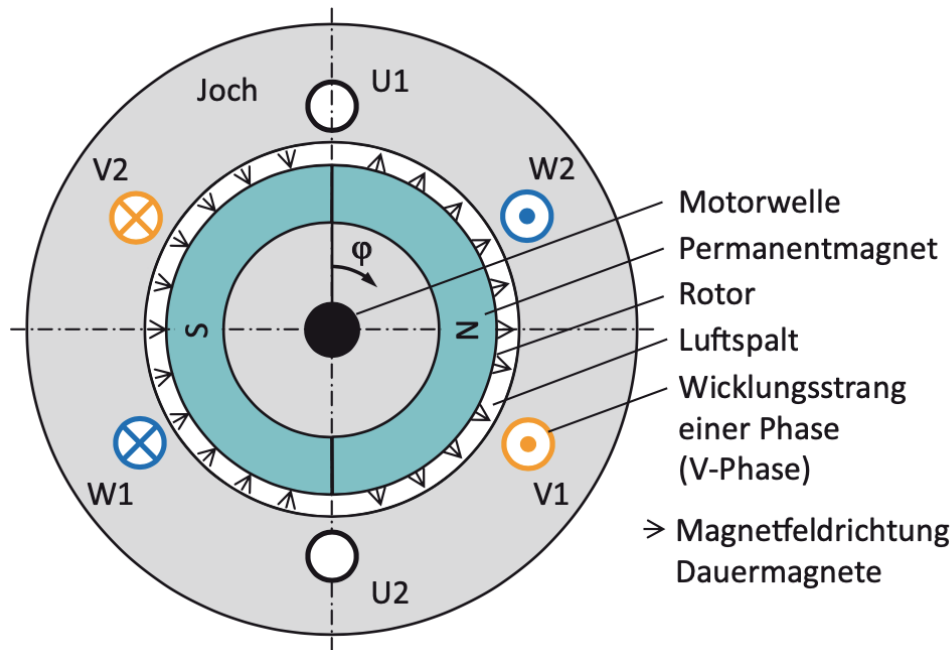


Abbildung 3: Querschnittsdarstellung des Stators (grau) und Rotors (türkis) einer PMSM [30].

Der Stator der Maschine besteht aus Wicklungen, die ein Drehfeld erzeugen, dem die Permanentmagnete rotatorisch folgen. Der Stator weist dabei meistens drei Phasen auf [30]. Diese drei Statorphasen U_1 , V_1 und W_1 sind, wie in Abbildung 3 ersichtlich wird, jeweils räumlich um 120° zueinander versetzt [32]. Dadurch, dass der Läufer permanentmagnetisiert ist, sind alle atomaren Dipole des Rotors vollständig ausgerichtet und daher unabhängig von anderen (externen) Feldern [30]. Im Luftspaltfeld wird das Drehfeld durch den Stator erzeugt. Dafür werden die drei zeitlich veränderbaren Magnetfelder der drei Spulen aus dem Stator im Luftspaltfeld überlagert. Das resultierende Gesamtfeld kann dabei mittels Vektoraddition aus den drei einzelnen Magnetfeldern berechnet werden. Die drei Spulen erzeugen durch den räumlichen Versatz ein über den Umfang des Stators konstantes Magnetfeld [30].

Das Statordrehfeld im Luftspaltfeld besitzt eine Stelle mit maximaler Felddichte im Luftspaltfeld (Orientierung). Das Luftspaltfeld dreht sich von der Ausrichtung des Rotors weg. Der Rotor erfährt eine Kraftbildung in Richtung der maximalen Felddichte im Luftspalt und folgt somit rotatorisch dem Statordrehfeld [32].

2.2.3 Der Bürstenlose Gleichstrommotor

Ein **brushless DC**-Motor (BLDC-Motor) ist ähnlich aufgebaut wie eine PMSM. Der Rotor eines BLDC-Motors besteht aus Permanentmagneten. Der Stator der Maschine besteht aus Wicklungen, die ein Drehfeld erzeugen [30].

Anstatt wie z.B. bei einem Gleichstrommotor wird bei einem BLDC-Motor kein mechanischer Kommutator verwendet. Stattdessen wird der Strom elektrisch kommutiert. Deshalb wird der BLDC auch als elektrisch kommutierte Maschine (**E**lectrically **c**ommutated, EC-Maschine) bezeichnet [30]. Für die elektrische Kommutierung eines BLDC wird, analog zur PMSM, eine dreiphasige Leistungselektronik eingesetzt. Dadurch kann dieser Motortyp auf Bürsten und Schleifringe verzichten. Das Drehfeld muss mit der Position des Läufers synchronisiert werden. Die Ständerwicklungen können ein-, zwei- oder dreisträngig ausgelegt sein. Die dreisträngige Variante ist jedoch die meistverbreitete Variante [30].

Der Unterschied zwischen einer PMSM und einem BLDC-Motor besteht allein in der Ansteuerung. Eine PMSM wird mittels sinusförmiger Kommutierung angesteuert, wohingegen der BLDC über eine sogenannte Blockkommutierung angesteuert wird. Dadurch ergibt sich, dass bei einer Synchronmaschine alle drei Stränge gleichzeitig bestromt werden, wohingegen bei einem BLDC-Motor nur zwei Stränge gleichzeitig bestromt werden.

2.2.3.1 Sinusförmige Kommutierung elektrischer Maschinen

Drehfeldmaschinen werden häufig mittels B6C-Wechselrichterschaltung und einer PWM mit sinusförmigen Strömen bzw. Spannungen betrieben. Bei dieser Kommutierungsvariante werden alle drei Ständerphasen gleichzeitig bestromt, jedoch mit unterschiedlicher Intensität [31].

2.2.3.2 Blockförmige Speisung

Bei der Ansteuerung des Stranges mittels Wechselrichter, ist die blockförmige Speisung die einfachste Variante [31] [38].

Die blockförmige Speisung ist eine Option mittels Gleichstroms ein zeitlich konstantes Drehmoment zu erzeugen [38]. Dafür wird ein Wechselrichter mittels Gleichspannung gespeist. Dabei wird die Gleichspannung über die B6-Brückenschaltung des elektrischen Kommutators gesteuert. Damit kann die Gleichspannung, je nach Position des Läufers, von Strang zu Strang weitergeschaltet werden und somit auf die drei Stränge der Ankerwicklungen verteilt werden [38]. Dadurch entstehen drei Strangströme mit einem identischen Verlauf. Die Zeitverläufe sind jedoch um eine Drittel Periode (120°) versetzt. Die Strangspannungen sehen dabei jedoch nicht sinusförmig aus, sondern weisen im Idealfall einen 120° Blockverlauf auf [38]. Dabei ist der Gleichstrom für ein Drittel der Periode positiv und für ein Drittel der Periode negativ geschaltet. Zwischen diesen beiden Zuständen fließt jeweils für ein Sechstel einer Periode kein Strom durch den Strang.

In der Realität lässt sich der Zeitverlauf der Strangspannungen jedoch nicht realisieren. Das Auf- und Abkommutieren der Strangspannung in den einzelnen Strängen hängt dabei unter anderem von der Zeitkonstante τ ab [36]. Das τ gibt das Verhältnis der Induktivität L zu dem Serienwiderstand R pro Phase an und bestimmt somit, wie schnell sich die Spule über den Widerstand auf- und entladen kann. Dadurch sind die Spannungsflanken in der Realität nicht so steil wie dargestellt. Aufgrund dieser verlangsamtsten Flanken ist das Drehmoment über den Zeitverlauf nicht konstant. Es bildet sich ein sogenanntes Drehmoment-Rippel aus. Der Drehmoment-Zeit-Verlauf ist deshalb bei sinusstromgespeisten Maschinen besser als bei blockförmiger Stromspeisung [36].

2.3 Physikalische Grundprinzipien der PMSM

Um die Wechselwirkungen zwischen elektromagnetischem Verhalten einer Maschine und einem Schwingkreis zu analysieren, wird ein Maschinenmodell benötigt, mit dem die Güte des Schwingkreises untersucht werden kann. Im Rahmen dieser Arbeit wird die PMSM als Grundlage für die modellbasierte Analyse gewählt. Der Vorteil dieser Maschine besteht darin, dass die Maschine mit Hilfe des sogenannten Grundwellenmodells modelliert werden kann [35].

2.3.1. Die Lorentzkraft

Die Lorentzkraft ist eine magnetische Kraft. Wenn sich eine bewegte Ladung Q in einem Magnetfeld befindet, übt dieses Magnetfeld eine Kraft (Lorentzkraft) auf die bewegte Ladung aus. Dabei gilt, dass die Lorentzkraft auf die bewegte Ladung Q mit der Geschwindigkeit v wirkt, welches sich in dem magnetischen Feld mit der magnetischen Flussdichte B befindet [33] [35].

$$F_L = Q \cdot (v \times B) \quad (2)$$

Der Kraftvektor F_L steht orthogonal zur Geschwindigkeit und Flussdichte. Die magnetische Flussdichte B setzt sich zusammen aus der magnetischen Feldstärke H und der Permeabilität $\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$, welche hier als konstant angesehen wird [33] [35].

$$B = \mu \cdot H \quad (3)$$

Graphisch kann die magnetische Flussdichte B als Feldlinien dargestellt werden. Die Gesamtheit der Feldlinien ergibt den magnetischen Fluss Φ . Dafür wird das Flächenintegral des Vektorfeld B über die Fläche A nach Gleichung (4) aufgestellt [35]:

$$\Phi = \int_A B \, dA \quad (4)$$

Da laut der vierten Maxwell'schen Gleichung das Magnetfeld quellenfrei ist, sind die Feldlinien somit geschlossen. Daher ergibt sich der magnetische Fluss Φ bei der Integration der magnetischen Flussdichte über eine geschlossene Fläche zu Null [35].

$$\Phi = \oint B \, dA = 0 \quad (5)$$

Da bei der PMSM der Erregerfluss durch Permanentmagnete hervorgerufen wird und die magnetischen Feldlinien geschlossen sind, müssen in einer elektrischen Maschine die Permanentmagnete paarweise als Nord- und Südpol vorhanden sein. Diese Anzahl aus Nord- und Südpolen wird als Polpaarzahl p bezeichnet und muss immer ganzzahlig sein [35].

2. Problemstellung

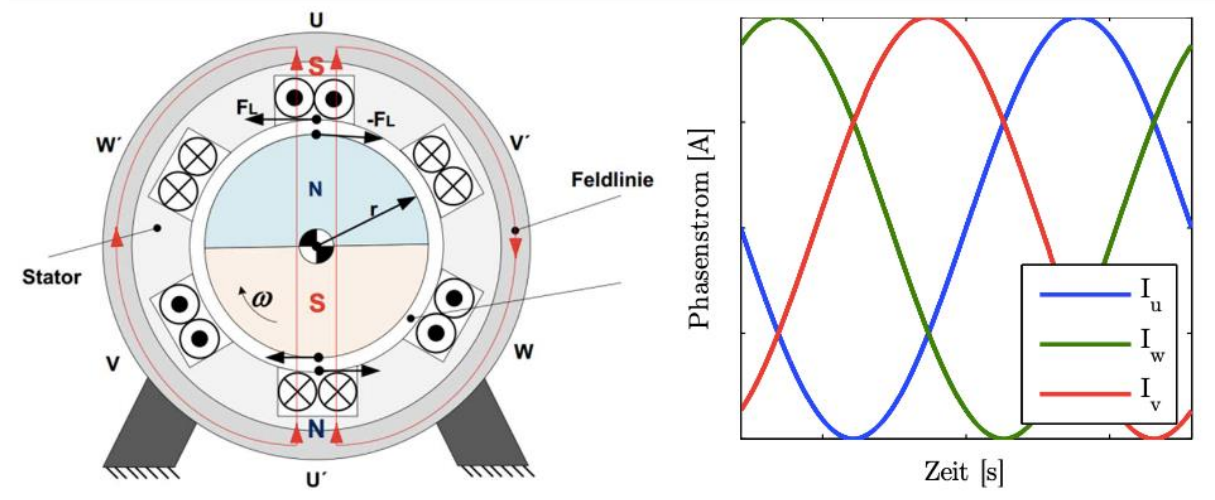


Abbildung 4: Links: Vereinfachte Darstellung einer PMSM mit 2 Rotor- und 2 Statorpolen zur Verdeutlichung des Wirkprinzips. Rechts: Stromverlauf in den Spulen U, V und W zur Erzeugung eines Drehfeldes [35].

In Abbildung 4 ist eine PMSM mit einem Polpaar abgebildet. Aus Gründen der Übersicht wird pro Spule nur eine Windung dargestellt. In rot werden die geschlossenen Feldlinien des Permanentmagnetläufers angedeutet. Außerdem ist die wirkende Lorentzkraft F_L , sowie die daraus resultierende Drehrichtung des Läufers mit der Winkelgeschwindigkeit ω zu erkennen. Durch das Ansteuern der einzelnen Statorspulen der PMSM wird ein umlaufendes Magnetfeld erzeugt.

2.3.1 Clarke – Park Transformation

2.3.1.1 Clarke Transformation

Im Folgenden wird die Clarke-Transformation, welche auch als $\alpha\beta$ -Transformation bezeichnet wird, dargestellt. Dadurch wird ein Raumzeiger aus dem statorfesten Dreizeiger-Koordinatensystem in das statorfeste orthogonale $\alpha\beta$ -Koordinatensystem überführt [35] [36] [39]. Dabei steht x für eine Spannung-, Strom-, oder Flussverkettungsgröße.

In Abbildung 5 ist diese Transformation dargestellt.

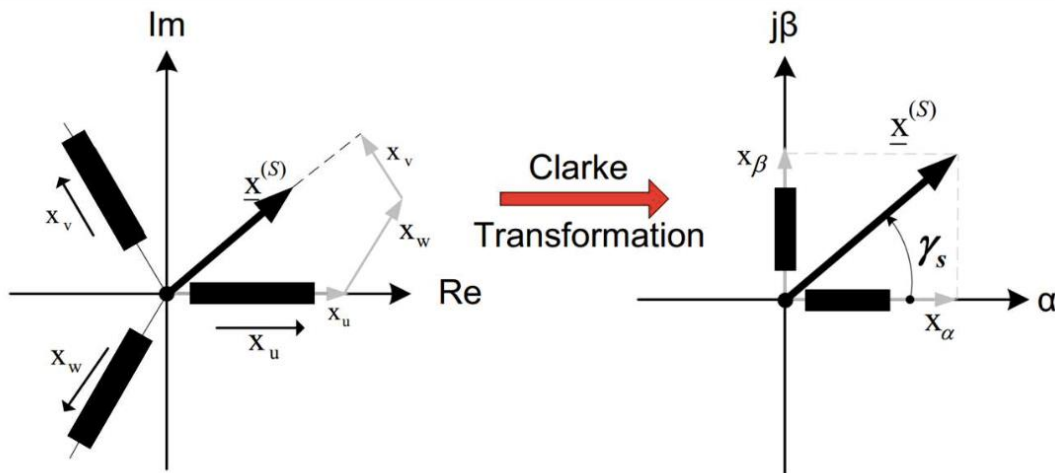


Abbildung 5: $\alpha\beta$ -Transformation, bzw. Clarke Transformation von dem 1,2,3-Koordinatensystem in ein statorfestes Koordinatensystem [35].

Wie in Abbildung 5 zu sehen ist, wird die u-Achse deckungsgleich mit der α -Achse gewählt. Daher wird das $\alpha\beta$ -Koordinatensystem auch als statorfestes Koordinatensystem bezeichnet [35].

Die Formel (6) stellt die Clarke-Transformation dar.

$$\begin{bmatrix} x_{(\alpha)} \\ x_{(\beta)} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_u \\ x_v \\ x_w \end{bmatrix} \quad (6)$$

Über den Vorfaktor kann der Scheitelwert der resultierenden $\alpha\beta$ -Größen beeinflusst werden. Wird dieser wie hier, mit $\frac{2}{3}$ gewählt, so sind die Amplituden der Sinusschwingungen der Phasengrößen, identisch zu den resultierenden Sinusschwingungen im statorfesten Koordinatensystem [35].

2. Problemstellung

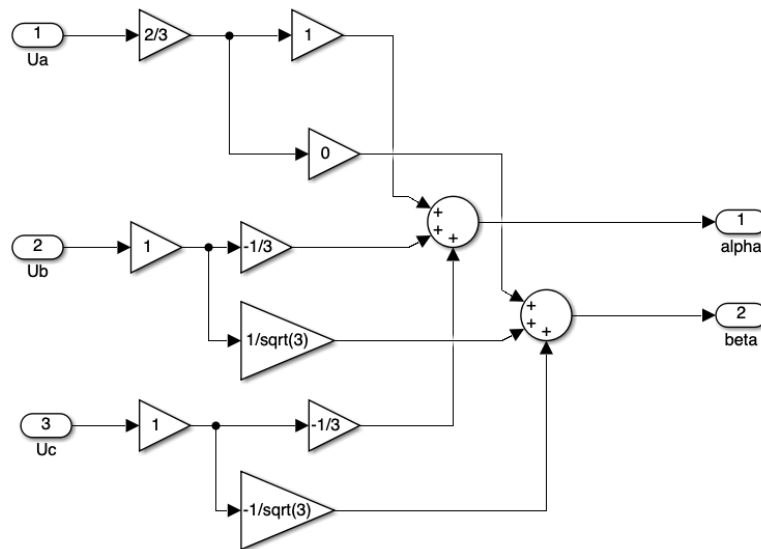


Abbildung 6: Beispielhafte Realisierung der Clarke-Transformation in Simulink.

Die inverse Clarke-Transformation lautet:

$$\begin{bmatrix} x_u \\ x_v \\ x_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{(\alpha)} \\ x_{(\beta)} \end{bmatrix} \quad (7)$$

Durch die inverse Clark Transformation können die Phasengrößen rekonstruiert werden.

2.3.1.2 Park-Transformation

Um das System weiter zu vereinfachen und somit im späteren Verlauf eine leichtere Regelung zu ermöglichen, wird das rotorfeste dq-Koordinatensystem eingeführt. Bei der dq-Transformation wird das statorfeste $\alpha\beta$ -Koordinatensystem mit dem Winkel θ gedreht. Dadurch ergeben sich bei einer konstanten Drehzahl ω_{el} zwei konstante Größen im rotorfesten dq-Koordinatensystem [35] [36]. Dieser Winkel θ gibt dabei die Lage des Rotors im Verhältnis zum Stator an. Die genaue Definition des Winkels θ ist dabei der Winkel zwischen der α -Achse im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem und der sich bewegenden d-Achse im dq-Koordinatensystem. Dieser Winkel θ ist in Abbildung 7 als Winkel γ dargestellt.

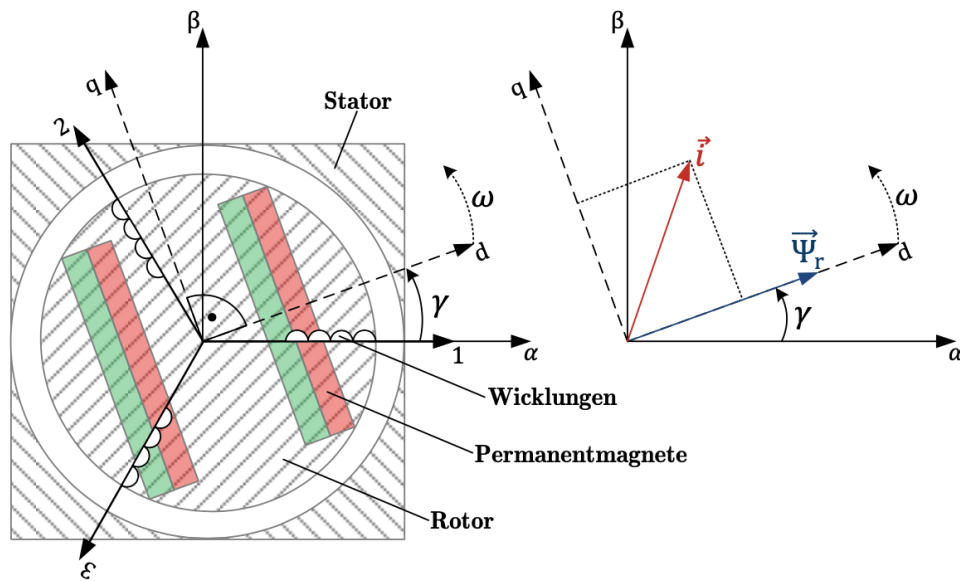


Abbildung 7: Statorfestes und rotorfestes Koordinatensystem bei einer PMSM mit einem Polpaar [36].

Bei der Transformation können die sinusförmigen Größen aus dem Dreizeiger-Koordinatensystem in eine flussbildende Komponente (d-Achse) und eine Drehmomentbildende Komponente (q-Achse) zerlegt werden [35]. Dafür wird der elektrische Winkel θ der Maschine benötigt. Die d-Achse wird üblicherweise so ausgelegt, dass diese deckungsgleich mit der durch den Permanentmagneten verursachten Flussverkettung Ψ_r liegt.

Die dq-Transformation lautet:

$$\begin{bmatrix} x_{(d)} \\ x_{(q)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{(\alpha)} \\ x_{(\beta)} \end{bmatrix} \quad (8)$$

2. Problemstellung

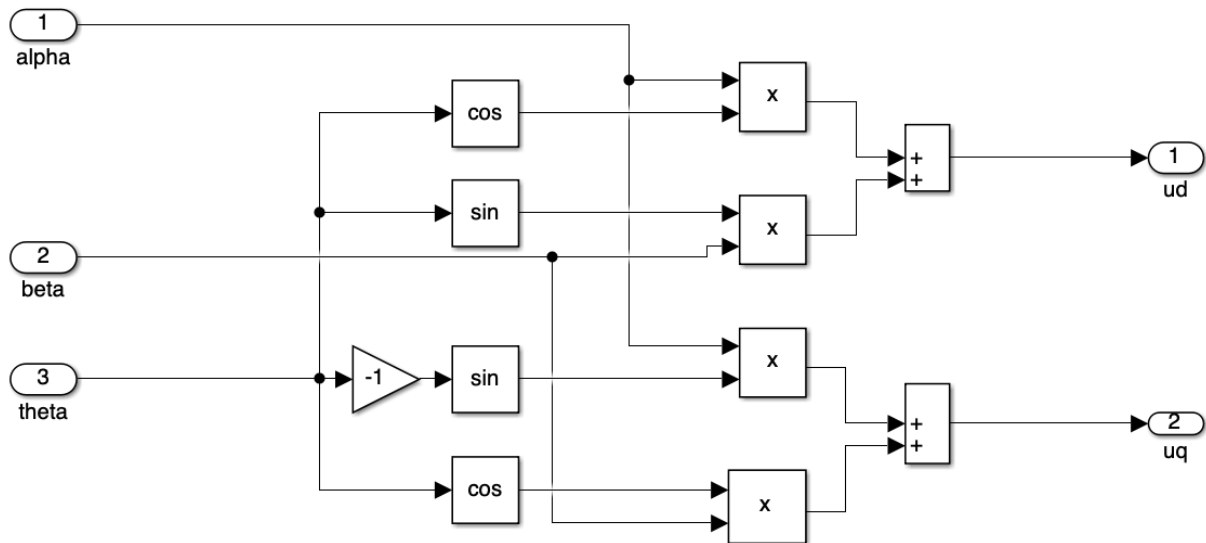


Abbildung 8: Parktransformation.

Die inverse dq-Transformation lautet:

$$\begin{bmatrix} x_{(\alpha)} \\ x_{(\beta)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{(d)} \\ x_{(q)} \end{bmatrix} \quad (9)$$

Die Clark - Park-Transformation lautet:

$$\begin{bmatrix} x_{(d)} \\ x_{(q)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_u \\ x_v \\ x_w \end{bmatrix} \quad (10)$$

Die inverse Clark - Park-Transformation lautet:

$$\begin{bmatrix} x_u \\ x_v \\ x_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{(d)} \\ x_{(q)} \end{bmatrix} \quad (11)$$

2.4 Grundwellenmodell einer dreiphasigen permanenterregten Synchronmaschine

In diesem Kapitel werden die theoretischen Grundlagen diskutiert, die für die Grundwellenmodellierung einer PMSM benötigt werden. Dabei werden zunächst die mathematischen Zusammenhänge beschrieben. Darauf aufbauend wird die Modellierung in Simulink dargestellt.

2.4.1 Magnetische Vorgänge in einem Motor

2.4.1.1 Magnetischer Fluss

Für die Beschreibung des magnetischen Flusses wird davon ausgegangen, dass ein Magnetfeld vorhanden ist. Bei der PMSM wird dieses einmal durch die Permanentmagnete des Rotors und durch die stromdurchflossenen Spulenwicklungen erzeugt. Im Folgenden wird der magnetische Fluss anhand eines Permanentmagneten exemplarisch dargestellt. Dieser Permanentmagnet erzeugt ein homogenes Feld, wodurch das magnetische Feld am gesamten Magneten eine gleichmäßige Stärke und Richtung aufweist. Im Folgenden wird ein Objekt mit der Fläche A in den Einflussbereich des Magnetfeldes geführt. Dabei durchdringt ein Teil des magnetischen Feldes diese Fläche A und ein Teil wird nicht durch die Fläche gelassen. Dabei beschreibt der magnetische Fluss die Menge des magnetischen Feldes B die senkrecht durch die Fläche A dringt [33].

$$\Phi = B \cdot A \quad (12)$$

Dabei kann die Fläche A beispielsweise eine Leiterschleife sein. Diese Fläche muss jedoch nicht immer senkrecht zum magnetischen Feld stehen. Wenn das Magnetfeld B nicht senkrecht auf die Fläche A fällt, wird der Winkel θ benötigt, um den Anteil an dem magnetischen Feld zu berechnen, der senkrecht auf der Fläche A steht [33].

$$\Phi = B \cdot A \cdot \cos(\theta) \quad (13)$$

2. Problemstellung

Wenn nicht nur die Fläche A geneigt ist, sondern sich dieser Winkel θ über die Zeit verändert, verändert sich die Formel noch einmal. Dabei verändert sich die zeitliche Veränderung wie folgt [33]:

$$d\Phi = B \cdot A \cdot \sin(\theta) \cdot d\theta \quad (14)$$

2.4.1.2 Flussverkettung

Die Flussverkettung setzt sich aus dem magnetischen Fluss zusammen. Dabei wird die Leiterschleife, die sich in dem homogenen Magnetfeld befindet mit der Anzahl an Windungen N einer Spule multipliziert [33]. Die Flussverkettung gilt somit für eine Spule. Dabei beschreibt die Flussverkettung Ψ den magnetischen Fluss Φ der sich durch die Windungszahl N einer Spule ergibt. Dabei gilt [33]:

$$\Psi = N \cdot \Phi \quad (15)$$

2.4.1.3 Induktionsgesetz

Das Induktionsgesetz besagt, dass in einer Leiterschleife oder Spule, die sich in einem zeitlich veränderbaren Magnetfeld befindet, eine Spannung induziert wird.

Dabei ist die Induzierte Spannung einerseits abhängig von der Anzahl an Windungen der Spule, die sich in dem Magnetfeld befinden. Andererseits ist die Induktionsspannung von der zeitlichen Veränderung des magnetischen Flusses abhängig. Dabei gilt je schneller sich der magnetische Fluss ändert, desto größer wird die induzierte Spannung in der Spule. Der magnetische Fluss Φ lässt sich wie in Formel(13 bereits gezeigt durch das magnetische Feld, die Fläche A und Veränderung des Winkels θ variieren. Für die Induktionsspannung gilt, ändert sich der magnetische Fluss durch eine Fläche A zeitlich, so kann eine Spannung festgestellt werden [33] [39].

$$U_{\text{ind}} = \frac{d\Phi}{dt} \quad (16)$$

Daraus lässt sich die Gleichung für eine Spule mit N Windungen ableiten. Dafür wird die Gleichung (16 mit der Anzahl an Windungen multiplizieren und ergibt somit die induzierte Spannung in einer Spule [35].

$$U_{\text{ind}} = N \cdot \frac{d\Phi}{dt} = \frac{d\Psi}{dt} \quad (17)$$

Da das magnetische Feld jedoch nicht nur durch den Permanentmagneten, sondern wie oben schon erwähnt, auch durch die stromdurchflossenen Spulen erzeugt wird, muss dies bei der Berechnung mit einbezogen werden. Ψ_r ist dabei die durch den Permanentmagneten verursachte Flussverkettung. Ψ_s wird durch den Stromfluss durch die Statorwicklungen verursacht, Ψ ist die daraus resultierende Gesamtflussverkettung. Da Sättigungseffekte nicht berücksichtigt werden ergibt sich der Zusammenhang [35]:

$$\Psi = \Psi_s + \Psi_r \quad (18)$$

2.4.1.4 Die Back-EMF

Die Ursache der Back-EMF ist das gerade vorgestellte Induktionsgesetz. Dabei ist die Back-EMF die Spannung, die durch den drehenden permanentmagnetisierten Rotor der PMSM, in die Statorwicklungen induziert wird. Diese Spannung ist einerseits abhängig von der elektrischen Kreisfrequenz ω und dem Winkel θ .

Für die Induzierten Spannungen im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem ergeben sich die folgenden Gleichungen [36]:

$$e_\alpha = -\omega \cdot \lambda_{\text{af}} \cdot \sin(\theta) \quad (19)$$

$$e_\beta = \omega \cdot \lambda_{\text{af}} \cdot \cos(\theta) \quad (20)$$

Dabei repräsentiere λ_{af} den Magnetischen Fluss Ψ_r des Rotors.

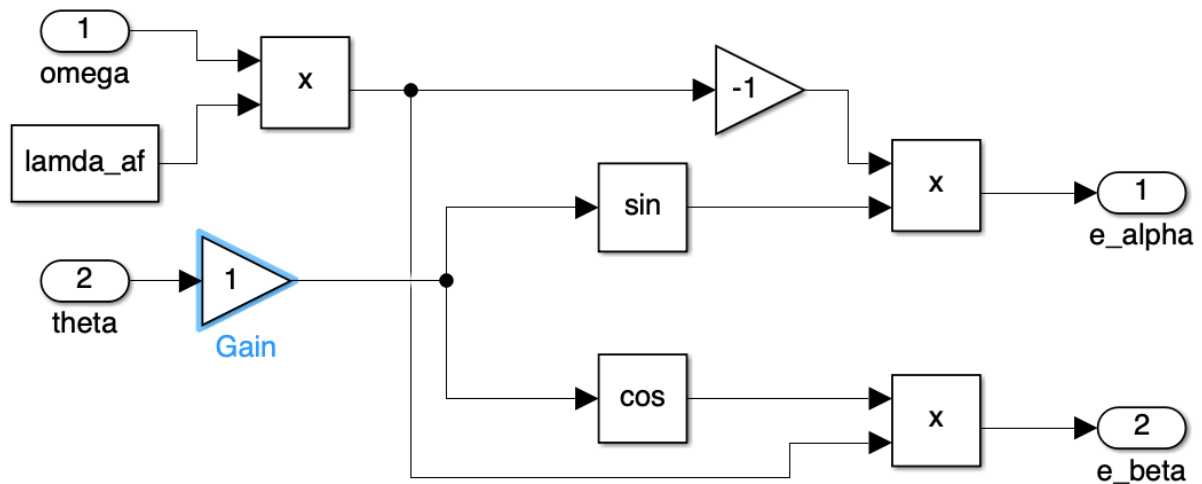


Abbildung 9: Back-EMF.

2.4.2 Beschreibende elektrische Gleichung einer PMSM

Für eine Statorphase ist die angelegte Spannung gleich dem Spannungsabfall über den Widerstand R und der in die Wicklung induzierten Spannung [35].

$$u = R \cdot i + \frac{d}{dt} \Psi \quad (21)$$

Mit einsetzen der Formel (18) in die Formel (21) ergibt sich folgender Zusammenhang:

$$u = R \cdot i + \frac{d}{dt} \Psi_s + \frac{d}{dt} \Psi_r \quad (22)$$

Die Flussverkettung Ψ_s wird durch den Stromfluss in den Statorwicklungen erzeugt und setzt sich dabei aus dem Produkt des Stroms i und der Induktivität L zusammen.

$$\Psi_s = L \cdot i \quad (23)$$

Bis jetzt wurde nur ein einzelner Strang der dreiphasigen PMSM betrachtet. Da bei einer dreiphasigen PMSM jeder Strang eine Spule mit der Induktivität L aufweist, treten sogenannte Gegeninduktivitäten $L_{x,x}$ oder auch Koppelinduktivitäten zwischen den Phasen auf. Demnach erzeugen die Spulen bei Stromfluss ein Magnetfeld. Dieses

Magnetfeld beeinflusst nicht nur die Spule selbst, sondern ebenfalls auch die anderen beiden Spulen, da sich diese im Einflussgebiet des Magnetfeldes befinden. Dadurch wird in diesen ebenfalls eine Spannung induziert.

Im Folgenden wird das allgemeine Ersatzschaltbild der permanentmagnetisierten Synchronmaschine dargestellt.

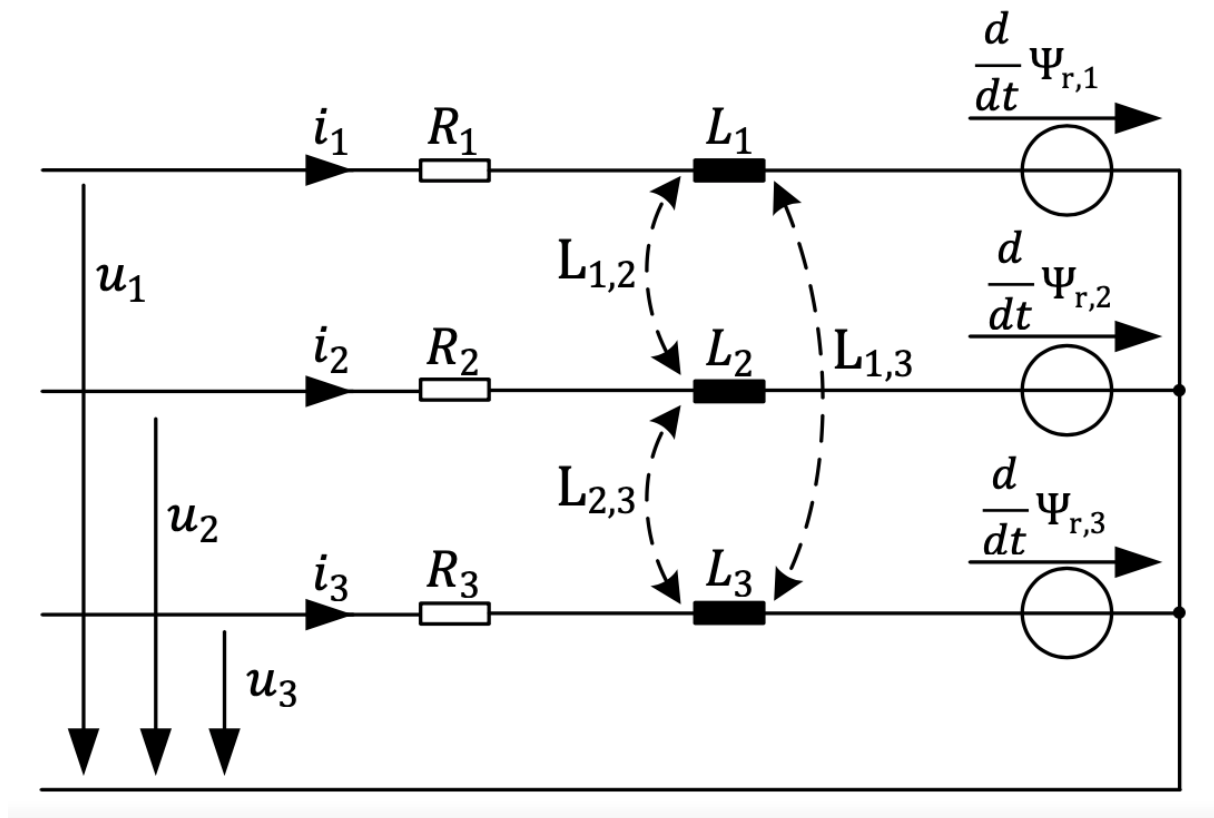


Abbildung 10: Elektrisches Ersatzschaltbild des Stators einer PMSM [36].

Aus dem Ersatzschaltbild kann die folgende Gleichung entnommen werden [36].

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 \\ 0 & 0 & R_3 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{pmatrix} L_1 & L_{1,2} & L_{1,3} \\ L_{1,2} & L_2 & L_{2,3} \\ L_{1,3} & L_{2,3} & L_3 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} \right) + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \Psi_{r,1} \\ \Psi_{r,2} \\ \Psi_{r,3} \end{pmatrix} \quad (24)$$

$L_{x,x}$ steht hier für die Gegeninduktivitäten oder auch Koppelinduktivitäten zwischen den Phasen [36].

$$\vec{u}_{(1,2,3)} = R_{(1,2,3)} \cdot \vec{i}_{(1,2,3)} + \frac{d}{dt} (L_{(1,2,3)} \cdot \vec{i}_{(1,2,3)}) + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{r,(1,2,3)} \quad (25)$$

2. Problemstellung

Dabei stellt $\vec{u}_{(1,2,3)}$ die Strangspannungen der PMSM dar, $R_{(1,2,3)}$ die ohmschen Widerstände, $\vec{i}_{(1,2,3)}$ die Strangströme, $L_{(1,2,3)}$ die Induktivitäten der Strangspulen und $\vec{\Psi}_{r,(1,2,3)}$ die Flussverkettungen, welche durch die Permanentmagnete des Rotors erzeugt werden [36].

Das hier vorgestellte Grundwellenmodell arbeitet mit Einschränkungen. So wird bei diesem Modell von einem symmetrischen Aufbau ausgegangen. Außerdem werden nur die Grundwellen der Stranggrößen betrachtet und somit die überlagerten Vielfachen vernachlässigt. Ebenfalls werden die Sättigungseffekte des Eisens und Stromverdrängungseffekte nicht berücksichtigt. Auch die Streuflüsse und Reluktanzeffekte werden vernachlässigt. Die Vereinfachungen haben dabei keinen Einfluss auf den Rotor und sind somit unabhängig vom Rotoraufbau [36].

Durch diese Annahmen kann das Grundwellenmodell vereinfacht werden. Aus den vorher getroffenen Annahmen kann hergeleitet werden, dass alle Widerstände und Induktivitäten in den drei Wicklungen identisch sind. Außerdem sind die drei Phasen um je 120° zueinander versetzt [36].

$$R_1 = R_2 = R_3 = R \quad (26)$$

$$L_1 = L_2 = L_3 = L \quad (27)$$

Die Vorher erwähnten Gegeninduktivitäten gleichen sich durch die vorher getroffenen Vereinfachungen und die Clarke-Transformation aus und reduzieren die Matrix $L_{(1,2,3)}$ somit auf einen konstanten Parameter L . Außerdem gilt, dass die Summe der drei Strangströme zu jedem Zeitpunkt Null ist [36].

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0 \quad (28)$$

Dies wird erfüllt, wenn die Maschine als Sternschaltung konstruiert wurde und der Sternpunkt nicht angeschlossen ist.

Im Folgenden wird die Clarke-Transformation auf die Gleichung (24) angewendet, um die Gleichung (24) in das $\alpha\beta$ -Koordinatensystem zu überführen und die zuvor durchgeführten Vereinfachungen realisiert. Dadurch ergibt sich die Gleichung (29) [36]:

$$\begin{pmatrix} u_{(\alpha)} \\ u_{(\beta)} \end{pmatrix} = R \begin{pmatrix} i_{(\alpha)} \\ i_{(\beta)} \end{pmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{(\alpha)} \\ i_{(\beta)} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \Psi_{r(\alpha)} \\ \Psi_{r(\beta)} \end{pmatrix} \quad (29)$$

Die Darstellung im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem hat den Vorteil, dass die Raumzeiger im Gegensatz zum 1,2,3-Koordinatensystem in eine Form mit nur zwei unabhängigen Variablen überführt wird.

Die α -Achse wurde beim $\alpha\beta$ -Koordinatensystem so orientiert, dass diese identisch mit der 1.-Achse des 1,2,3-Koordinatensystem ist.

Im Folgenden wird die Gleichung (29 in seiner komplexen Form dargestellt [36].

$$\underline{u}_{(\alpha,\beta)} = R \underline{i}_{(\alpha,\beta)} + L \frac{d}{dt} \underline{i}_{(\alpha,\beta)} + \frac{d}{dt} \underline{\Psi}_{r(\alpha,\beta)} \quad (30)$$

Die Rotorflussverkettung ergibt sich in der komplexen Schreibweise zu [36]:

$$\underline{\Psi}_{r(\alpha,\beta)} = \Psi_r e^{j\gamma} \quad (31)$$

$$\text{Mit: } e^{j\gamma} = \cos(\gamma) + j\sin(\gamma) \quad (32)$$

Dabei ist γ der aktuelle Rotorlagewinkel. Die mechanische Kreisfrequenz ω_m ergibt sich aus der elektrischen Kreisfrequenz ω dividiert durch die Polpaarzahl p [39].

$$\omega_m = \frac{\omega}{p} = \frac{1}{p} \frac{d}{dt} \gamma \quad (33)$$

In der Folgenden Gleichung wurde die Rotorflussverkettung in der komplexen Schreibweise in der Gleichung (30 ersetzt und abgeleitet [36].

$$\underline{u}_{(\alpha,\beta)} = R \underline{i}_{(\alpha,\beta)} + L \frac{d}{dt} \underline{i}_{(\alpha,\beta)} + j \Psi_r \omega e^{j\gamma} \quad (34)$$

Daraus folgt, dass die induzierte Spannung $\underline{u}_{emk(\alpha,\beta)}$ gleich der abgelittenen komplexen Rotorflussverkettung ist [36].

$$\underline{u}_{emk(\alpha,\beta)} = j \Psi_r \omega e^{j\gamma} \quad (35)$$

Aus der Gleichung (34 kann geschlossen werden, dass die ersten zwei Terme abhängig vom Stromfluss durch die Spulen sind. Der dritte Term ist hingegen von der

2. Problemstellung

Rotorflussverkettung und der Drehgeschwindigkeit zwischen dem Rotor und dem Stator abhängig. Daraus ergibt sich eine Abhängigkeit der Kreisfrequenz ω . Somit ist die induzierte Spannung in den Statorwicklungen die elektromotorische Kraft (EMK) [36] [39].

Die Größen in Gleichung (34) liegen als Wechselgrößen vor. Um eine leichtere Regelbarkeit zu erreichen ist die Transformation der Gleichgrößen von Vorteil. Diese Transformation der Gleichgrößen erfolgt dabei durch eine Überführung in das dq-Koordinatensystem. Das dq-Koordinatensystem ist im Gegensatz zum $\alpha\beta$ -Koordinatensystem rotorfest und damit drehzahlsynchron. Dadurch wird gewährleistet, dass die Spannungen und Ströme im stationären Zustand zu Gleichgrößen werden. Bei diesem Koordinatensystem wird eine Achse, die d-Achse in Richtung der Rotorflussverkettung $\underline{\Psi}_r$ ausgelegt. Dadurch hat die Rotorflussverkettung nur noch eine Realkomponente Ψ_r . Um das $\alpha\beta$ -Koordinatensystem in das dq-Koordinatensystem zu überführen wird ein sogenannter Drehoperator $e^{-j\gamma}$ benötigt, welcher mit der gesamten Gleichung (34) multipliziert wird. Dies entspricht der dq-Transformation. Die resultierende Gleichung wird im Folgenden dargestellt [36]:

$$\underline{u}_{(d,q)} = \underline{u}_{(\alpha,\beta)} e^{-j\gamma} = R \underline{i}_{(d,q)} + L \frac{d}{dt} \underline{i}_{(d,q)} + j\omega (L \underline{i}_{(d,q)} + \Psi_r) \quad (36)$$

Diese Gleichung kann über den Zusammenhang der komplexen Strom- und Spannungsraumzeiger in seine Real- und Imaginär-Bestandteile zerlegt werden [36].

$$\underline{u}_{(d,q)} = u_{(d)} + j u_{(q)} \quad (37)$$

$$\underline{i}_{(d,q)} = i_{(d)} + j i_{(q)} \quad (38)$$

$$u_{(d)} = R i_{(d)} + L \frac{d}{dt} i_{(d)} - \omega L i_{(q)} \quad (39)$$

$$u_{(q)} = R i_{(q)} + L \frac{d}{dt} i_{(q)} + \omega (L i_{(d)} + \Psi_r) \quad (40)$$

Mit den Gleichungen (39) und (40) ist das elektrische Grundwellenmodell einer PMSM im dq-Koordinatensystem beschrieben.

Über den Zusammenhang

$$i_{(d)} = \frac{\Psi_{(d)} - \Psi_r}{L_{(d)}} \quad (41)$$

$$i_{(q)} = \frac{\Psi_{(q)}}{L_{(q)}} \quad (42)$$

können die Gleichungen (39 und (40 nach der Flussverkettung $\Psi_{(d)}$ und $\Psi_{(q)}$ umgeformt werden [32]. Dadurch ergeben sich die Gleichungen (43 und (44 [32].

$$\Psi_{(d)} = \int U_{(d)} - R_s i_{(d)} + \omega \Psi_{(q)} dt \quad (43)$$

$$\Psi_{(q)} = \int U_{(q)} - R_s i_{(q)} - \omega \Psi_{(d)} dt \quad (44)$$

Diese vier Gleichungen sind im Folgenden durch die Abbildung 11 und Abbildung 12 in Simulink verwirklicht. Dabei repräsentiere λ_{af} den Magnetischen Fluss Ψ_r des Rotors.

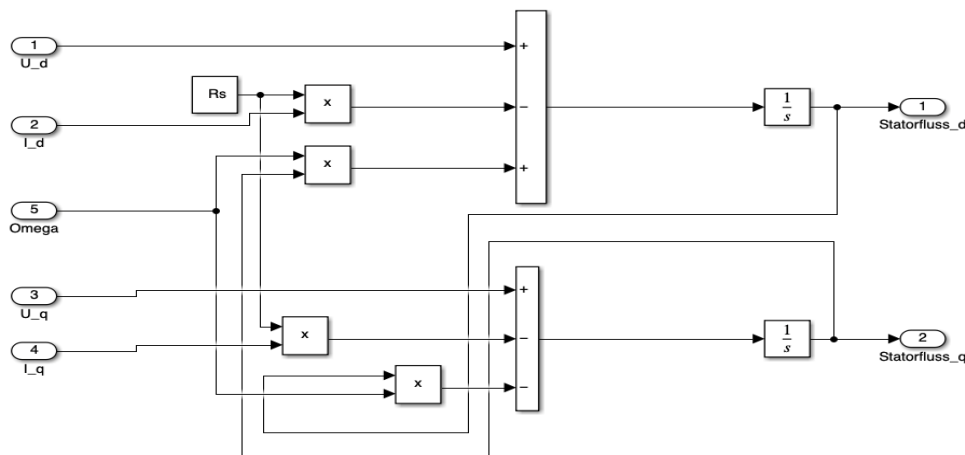


Abbildung 11: Flussberechnung.

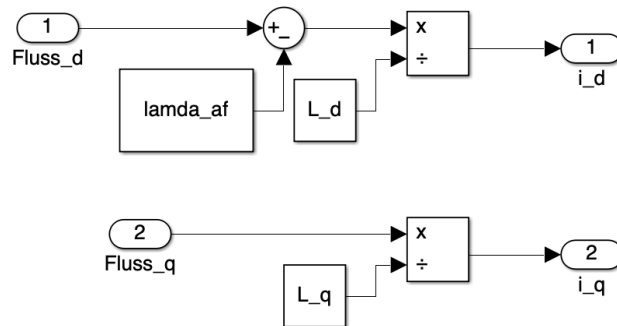


Abbildung 12: elektrischer Kreis.

2.4.3 Beschreibende mechanische Gleichungen einer PMSM

Um das elektromechanische Verhalten einer PMSM zu beschreiben, werden im Folgenden die mechanischen Zusammenhänge modelliert.

Die resultierende Leistung im Luftspaltfeld zwischen Stator und Rotor ist die sogenannte Luftspaltleistung P_Ψ . Die Luftspaltleistung P_Ψ wird in die mechanische Leistung P_m umgewandelt [36].

$$P_m = P_\Psi \quad (45)$$

Die mechanische Leistung P_m ist das Produkt aus der mechanischen Kreisfrequenz ω_m des Rotors und dem Drehmoment M [35].

$$P_m = M \cdot \omega_m \quad (46)$$

Diese Leistung kann über die Gleichung $\omega_m = \frac{\omega_{el}}{p}$ auch über die elektrische Kreisfrequenz ω_{el} berechnet werden. Dabei wird das Produkt aus der elektrischen Kreisfrequenz ω und dem Drehmoment durch die Anzahl an Polpaaren dividiert.

$$P_m = M \cdot \frac{\omega}{p} \quad (47)$$

Als Gesamtgleichung zur Beschreibung des Rotors unter Einbezug der Gleichungen (45 und (47) ergibt sich somit folgender Zusammenhang [39] [36]:

$$\frac{\omega}{p}M = \frac{3}{2}(-\omega L_{i(q)}i_{(d)} + \omega(L_{i(d)} + \Psi_r)i_{(q)}) \quad (48)$$

Durch Umstellen der Gleichung (48) resultiert die gängige Drehmomentgleichung einer PMSM zu Gleichung (49) [29]:

$$M = \frac{3}{2}p(\Psi_r \cdot i_{(q)} + (L_{(d)} - L_{(q)}) \cdot i_{(d)} \cdot i_{(q)}) \quad (49)$$

Unter der Annahme, dass L_d gleich L_q ist, entsteht kein Reluktanzmoment und (49) wird vereinfacht zu [39]:

$$M = \frac{3}{2}p\Psi_r i_{(q)} \quad (50)$$

Dadurch ist die Lorentzkraft die treibende Kraft bei der Bildung des Drehmoments. Die Lorentzkraft ist abhängig vom Strom $i_{(q)}$. Um eine Abhängigkeit des Drehmomentes M mit der anliegenden mechanischen Last inklusive Reibung M_L darzustellen, gilt [29]:

$$M = J \frac{d}{dt} \omega_m + M_L \quad (51)$$

Dabei ist J das Rotor-Trägheitsmoment.

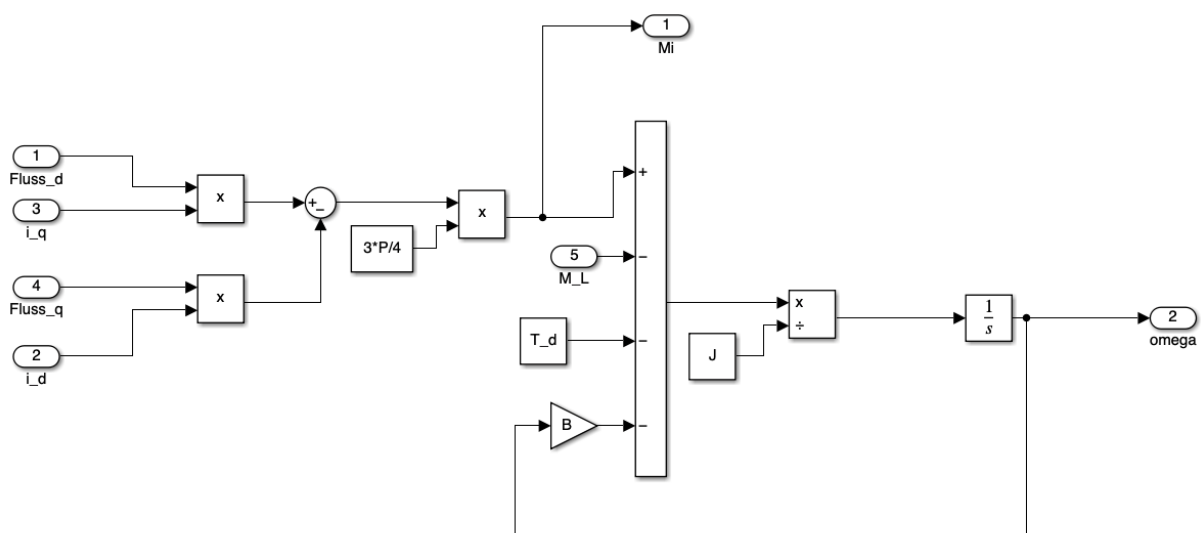


Abbildung 13: mechanischer Kreis in Simulink.

2. Problemstellung

Mit Hilfe der dargestellten Gleichungen kann das elektromechanische Verhalten der PMSM abgebildet werden. In Abbildung 14 ist das Gesamtsystem dargestellt, welches sich aus den zuvor dargestellten Teilsystemen ergibt.

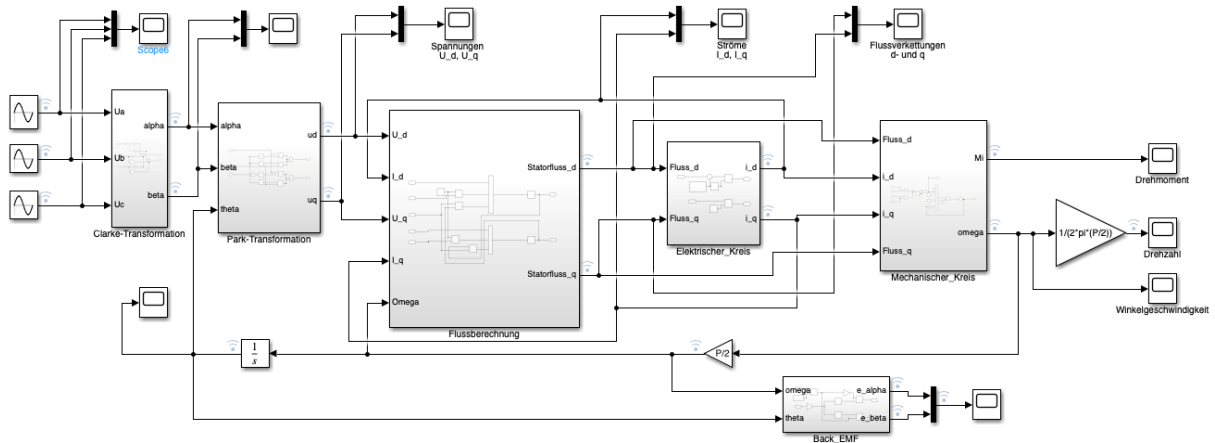


Abbildung 14: gesamtes Grundwellenmodell in Simulink.

Da die PMSM als Teil eines Schwingkreises analysiert werden soll, werden im nächsten Schritt die Grundlagen serieller Schwingkreise diskutiert.

2.4.4 Der Serienschwingkreis

Schwingkreise bestehen aus mindestens zwei Energiespeichern (Induktivität und Kapazität) [33] [34]. Abbildung 15 zeigt das Ersatzschaltbild eines Serienschwingkreises.

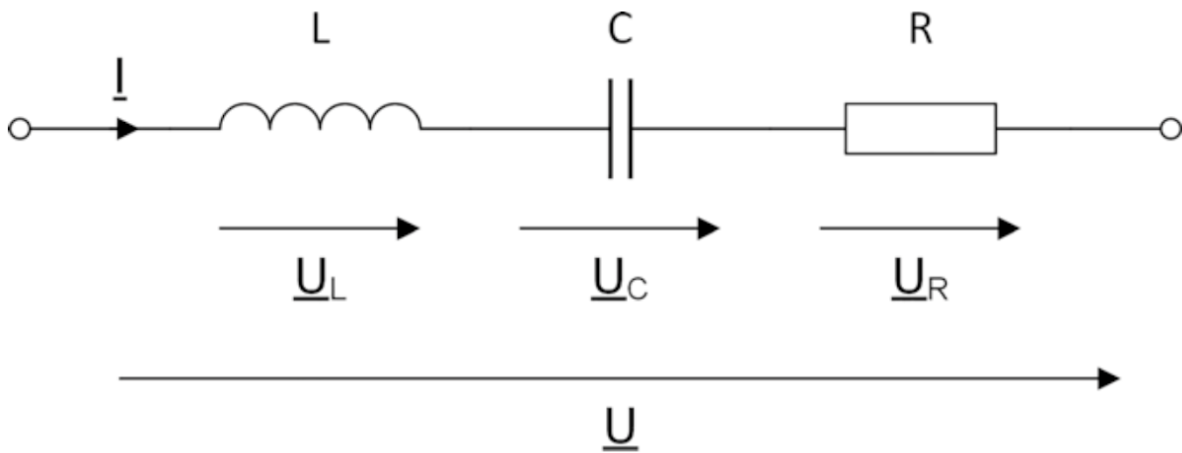


Abbildung 15: Reihenschwingkreis [34].

Bei dieser Form des Schwingkreises sind der Widerstand R , die Spule L und der Kondensator C in Reihe geschaltet. Die Impedanz des Serienschwingkreises ergibt sich zu:

$$\underline{Z} = R + j \cdot \omega \cdot L + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C} = R + j \cdot \left(\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C} \right) \quad (52)$$

Für die hier dargestellte Schaltung kann ein sogenanntes Zeigerdiagramm skizziert werden. Dies wird in der folgenden Abbildung dargestellt.

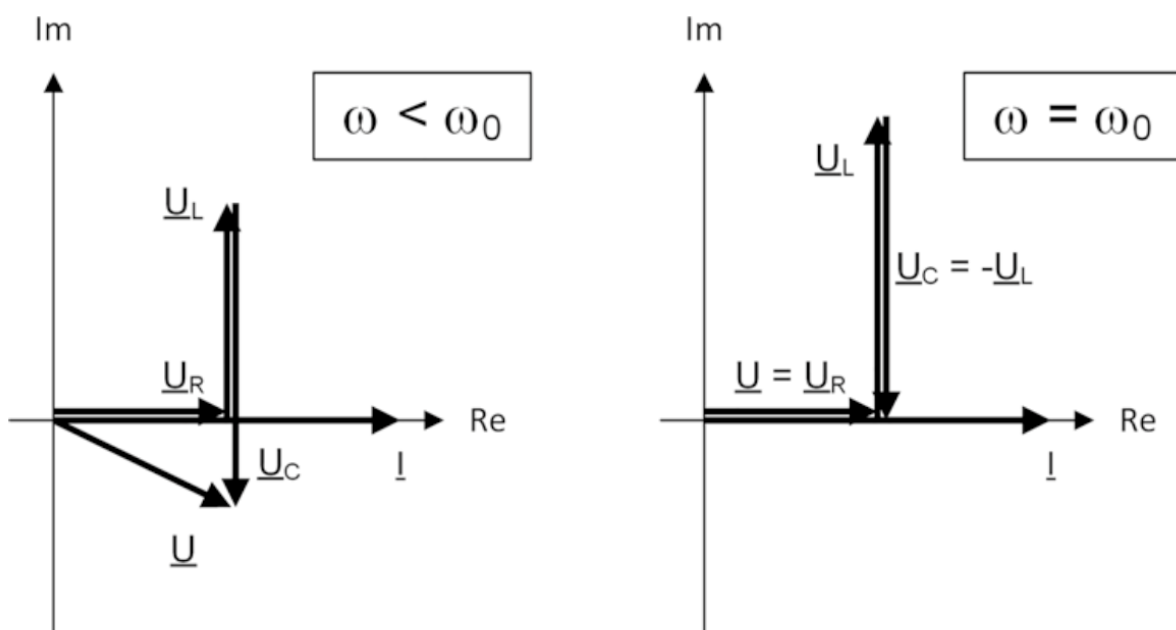


Abbildung 16: Zeigerdiagramm eines Reihenschwingkreises [34].

2. Problemstellung

Im linken Teil von Abbildung 18 wird das Zeigerdiagramm für den Fall $\omega < \omega_0$ dargestellt, wobei ω_0 die Resonanzkreisfrequenz ist. Dort ist ersichtlich, dass der Betrag der Spannung \underline{U}_L unterschiedlich zum Betrag der Spannung \underline{U}_C ist. Im Rechten Teil der Abbildung ist der sogenannte Resonanzfall dargestellt.

2.4.4.1 Der Resonanzfall

Bei einer bestimmten Kreisfrequenz ω_0 , wird die Impedanz Z des Schwingkreises minimal [34]. Für $\omega = \omega_0$ wird die Reaktanz der Impedanz zu:

$$\omega_0 \cdot L - \frac{1}{\omega_0 \cdot C} = 0 \quad (53)$$

Dies bedeutet, dass bei der Resonanzkreisfrequenz der Betrag der Spannungen an der Spule \underline{U}_L und am Kondensator \underline{U}_C gleich groß sind, jedoch phasenverschoben. Diese heben sich gegenseitig auf und die Eingangsspannung \underline{U} ist somit identisch mit der Spannung am Widerstand \underline{U}_R . Dies ist im Rechten Teil der Abbildung 16 zu sehen. Ebenfalls führt die Kompensation der Spannungen \underline{U}_L und \underline{U}_C dazu, dass der Strom \underline{I} in Phase zu \underline{U} und somit auch zu \underline{U}_R ist.

Die Resonanzkreisfrequenz wird mit Hilfe von Gleichung (53) und durch Umstellen nach ω_0 mit Gleichung (54) berechnet.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (54)$$

Über den Zusammenhang $\omega = 2\pi f$ wird die Resonanzfrequenz mit Gleichung (55) berechnet:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad (55)$$

Über den Zusammenhang der Resonanzfrequenz aus Gleichung (55) und dem Zusammenhang nach Gleichung (56),

$$f = \frac{1}{T} \quad (56)$$

wird die Dauer einer Schwingungsperiode mit Gleichung (57) berechnet

$$T = 2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C} \quad (57)$$

2.4.4.2 Spannungsüberhöhung

Als Spannungsüberhöhung wird der Effekt bezeichnet, dass bei einem Reihenschwingkreis, die Effektivwerte U_L und U_C höher sein können, als die am Schwingkreis anliegende Spannung [34]. Diese Spannungsüberhöhung lässt sich berechnen aus:

$$\frac{U_L}{U_R} = \frac{2\pi \cdot f \cdot L \cdot I}{R \cdot I} = \frac{\omega \cdot L}{R} \quad (58)$$

Für den Resonanzfall gilt:

$$\left. \frac{U_L}{U_R} \right|_{\omega=\omega_0} = \frac{\omega_0 \cdot L}{R} = \frac{\sqrt{L}}{R} \quad (59)$$

Da sich die Spannungen über die Induktivität und die Kapazität im Resonanzfall kompensieren, ist die Spannungsüberhöhung im Resonanzfall an der Kapazität und der Induktivität gleich groß [34].

2.4.5 Gütefaktor

Der Gütefaktor gibt das Verhältnis von gespeicherter Energie $W_{\text{gespeichert}}$ zu Beginn einer Periode im Verhältnis zur abgegebenen Energie W_{verlust} während einer Periode an [34].

$$Q = 2\pi \cdot \frac{W_{\text{gespeichert}}}{W_{\text{verlust}}} \quad (60)$$

Der Energieverlust während einer Periode ist durch die ohmschen Verluste bestimmt. Die am Widerstand R eintretende Verlustleistung P_{verlust} wird mit Gleichung (61) beschrieben.

$$P_{\text{verlust}} = I^2 \cdot R = \frac{\hat{I}^2}{2} \cdot R \quad (61)$$

2. Problemstellung

Durch Multiplikation der Verlustleistung P_{verlust} und der Dauer einer Schwingungsperiode T wird die Verlustenergie W_{verlust} während einer Periode berechnet [34]:

$$W_{\text{verlust}} = P_{\text{verlust}} \cdot T = I^2 \cdot R \cdot 2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C} = \hat{I}^2 \cdot R \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C} \quad (62)$$

Die im magnetischen Feld der Spule gespeicherte Energie wird mit Gleichung (63) berechnet [33]:

$$W_{\text{gespeichert}} = I^2 \cdot L = \frac{\hat{I}^2}{2} \cdot L \quad (63)$$

Dadurch wird die Güte zu

$$Q = 2\pi \cdot \frac{W_{\text{gespeichert}}}{W_{\text{verlust}}} = 2\pi \cdot \frac{\frac{1}{2} \cdot L \cdot \hat{I}^2}{\hat{I}^2 \cdot R \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} = \frac{L}{R \cdot \sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{R} \cdot \sqrt{\frac{L^2}{L \cdot C}} = \frac{1}{R} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (64)$$

Im nächsten Schritt wird analysiert, wie sich die Schwingkreischarakteristik eines Serienschwingkreises ändert, wenn die Statorinduktivitäten einer PMSM, Teil eines dreiphasigen Schwingkreises sind.

3. Hauptteil

In diesem Kapitel soll das Grundwellenmodell erweitert werden. Dafür wird eine serielle Kapazität in jeder Phase der PMSM ergänzt, wodurch ein dreiphasiger Schwingkreis entsteht. Um ein sinusförmiges Drehfeld zu generieren, soll der Schwingkreis periodisch angeregt werden, um einen möglichst konstanten Strom zu stellen. Um die optimale Schwingung zu erzeugen, muss die Resonanzfrequenz f_0 erzeugt werden. Unter der Annahme einer nahezu konstanten Stranginduktivität, sowie der gewünschten Frequenz entsprechend der Rotordrehzahl, muss die Kapazität angepasst werden. Die benötigte Kapazität bei der Resonanzfrequenz f_0 wird mit Gleichung (65) gefunden:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \Rightarrow C = \frac{\left(\frac{1}{2\pi f_0}\right)^2}{L} \quad (65)$$

Abbildung 17 zeigt die Simulinkimplementierung der Kapazitätsbestimmung.

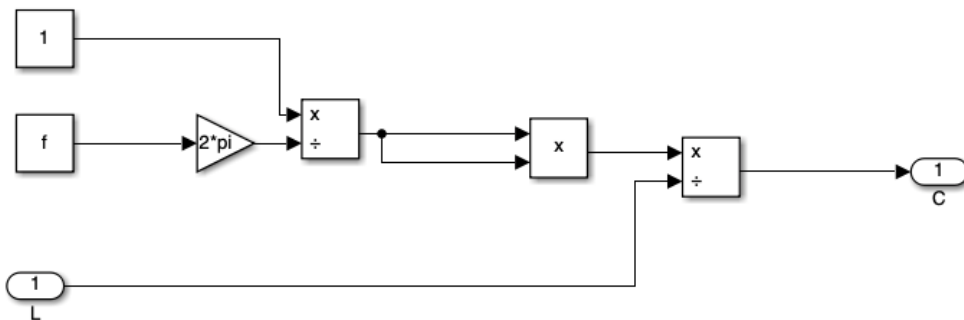


Abbildung 17: Berechnung der Kapazität für den Resonanzfall.

Mit Hilfe der Kapazität C und des Strangstroms i kann die Spannung U_C berechnet werden [34].

$$U_c = \frac{1}{C} \cdot \int i dt \quad (66)$$

3. Hauptteil

Da hier ein dreiphasiges System modelliert wird, werden die Spannungen $U_{c,a}$, $U_{c,b}$ und $U_{c,c}$ benötigt. Die Berechnung der Spannungen über den drei seriellen Kapazitäten ist in Abbildung 18 dargestellt.

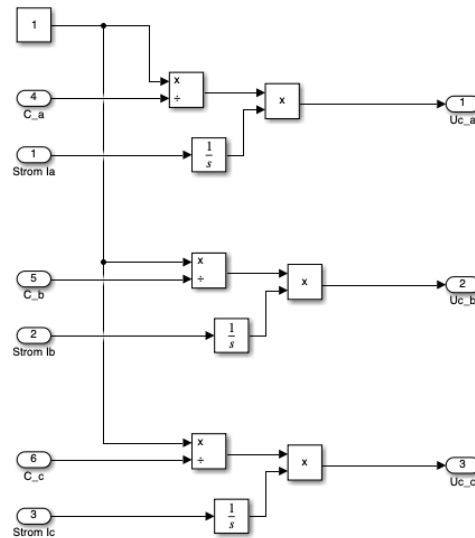


Abbildung 18: Berechnung der Spannungen $U_{c,a}$, $U_{c,b}$ und $U_{c,c}$.

Die dabei entstandenen Spannungen $U_{c,a}$, $U_{c,b}$ und $U_{c,c}$ müssen im Anschluss über die Clark-Park-Transformation in die Spannungen $U_{c(d)}$ und $U_{c(q)}$ überführt werden. Diese können dann von den Eingangsspannungen $U_{(d)}$ und $U_{(q)}$ subtrahiert werden.

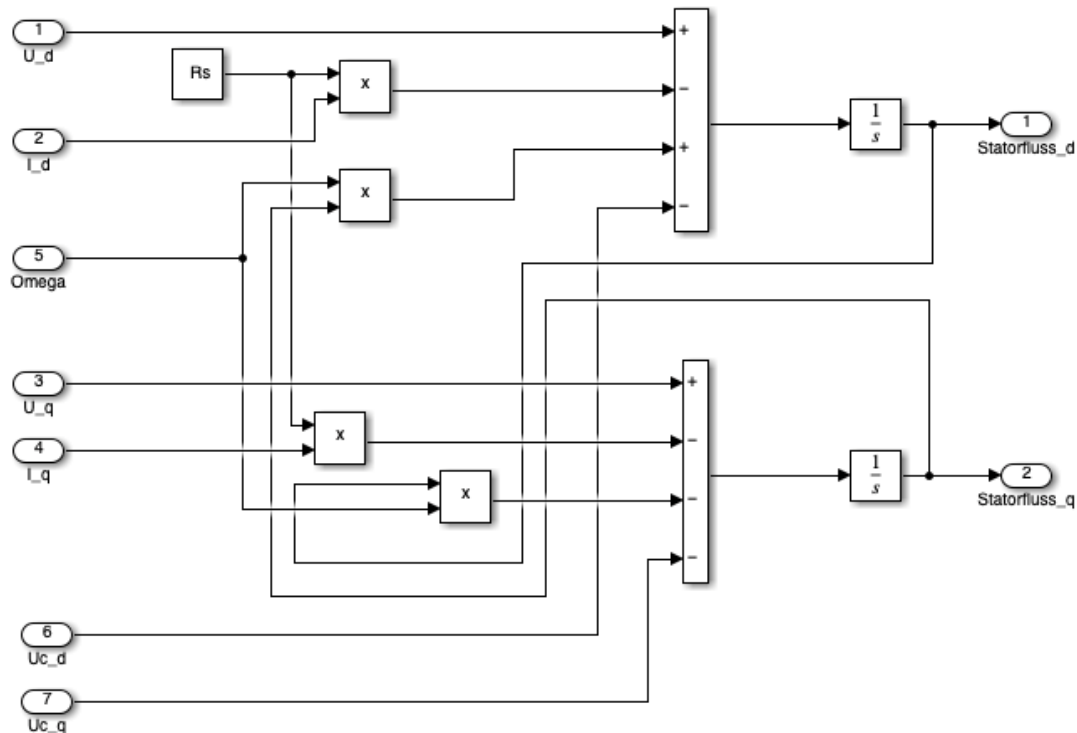


Abbildung 19: modifizierte Flussberechnung.

Wie in Abbildung 19 zu sehen ist, wurden dafür die Gleichungen (43 und (44 um die Spannungen $U_{c(d)}$ und $U_{c(q)}$ erweitert.

$$\Psi_{(d)} = \int U_{(d)} - R_s i_{(d)} + \omega \Psi_{(q)} - U_{c(d)} dt \quad (67)$$

$$\Psi_{(q)} = \int U_{(q)} - R_s i_{(q)} - \omega \Psi_{(d)} - U_{c(q)} dt \quad (68)$$

Im Folgenden wird eine konzeptionelle Definition einer modifizierten Güte durch die PMSM als Teil des Schwingkreises hergeleitet. Dabei wird diskutiert, inwieweit die mechanische Leistungsabgabe der PMSM in die Berechnung der Güte einfließt.

Die Leistung P_m , die eine Maschine umsetzt, wird aus der Multiplikation des erzeugten Drehmoments M und der Winkelgeschwindigkeit ω_m berechnet [31].

$$P_m = M \cdot \omega_m = M \cdot 2\pi \cdot n \quad (69)$$

Daraus ergibt sich eine neue Verlustleistung $P_{\text{verlust,neu}}$ für das System:

3. Hauptteil

$$P_{\text{verlust,neu}} = P_{\text{verlust}} + P_{\text{m}} \quad (70)$$

und eine neue Verlustenergie $W_{\text{verlust,neu}}$ für das System zu:

$$W_{\text{verlust,neu}} = P_{\text{verlust,neu}} \cdot T = (P_{\text{verlust}} + P_{\text{m}}) \cdot T \quad (71)$$

Es wird angenommen, dass die im System gespeicherte Energie unverändert bleibt und weiterhin durch die folgende Gleichung beschrieben werden kann.

$$W_{\text{gespeichert}} = \frac{1}{2} i^2 \cdot L \quad (72)$$

Unter den getroffenen Annahmen resultiert daraus die neue Güte Q_{neu} des Systems:

$$\begin{aligned} Q_{\text{neu}} &= 2\pi \cdot \frac{i^2 \cdot L}{(P_{\text{verlust}} + P_{\text{m}}) \cdot T} = 2\pi \cdot \frac{i^2 \cdot L}{(i^2 \cdot R + M \cdot 2\pi \cdot n) \cdot 2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \\ &= \frac{i^2 \cdot L}{(i^2 \cdot R + M \cdot 2\pi \cdot n) \cdot \sqrt{L \cdot C}} = \frac{L}{\left(R + \frac{M}{i^2} \cdot \omega_{\text{m}}\right) \cdot \sqrt{L \cdot C}} \end{aligned} \quad (73)$$

Im nächsten Schritt wird die Güte Q aus Gleichung (64, nun bezeichnet als Q_{alt} und die modifizierte Güte Q_{neu} aus Gleichung (73) in das Simulink-Modell integriert. Dies ist in Abbildung 20 dargestellt.

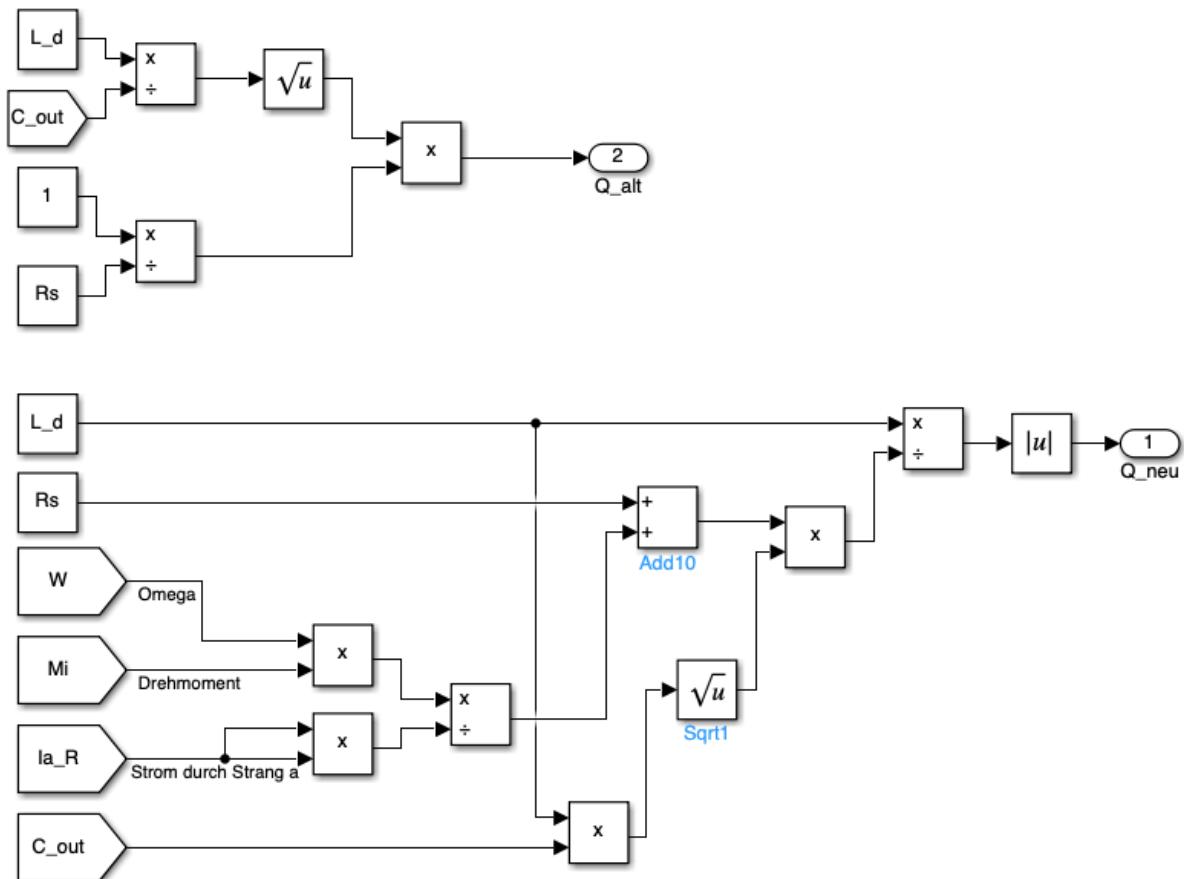


Abbildung 20: Berechnung Güte Q_{alt} und modifizierte Güte Q_{neu}

Für die Analyse der zwei Güten werden verschiedene Lasten bei einer konstanten Strangspannung von $U_{a_{\text{max}}} = 100 \text{ V}$ an das System angelegt. Für diese angelegten Arbeitspunkte wird die Güte Q_{alt} und die neue Güte Q_{neu} ausgerechnet und verglichen. Die Ergebnisse sind exemplarisch in der Tabelle 3 aufgelistet.

3. Hauptteil

Lastmoment in Nm	Rotorgeschwindigkeit in $\frac{\text{rad}}{\text{s}}$	$U_{\text{EMK_max}}$ in V	Güte Q_{alt}	Güte Q_{neu}
0	327,8	95,5	24,4	-
5	323,4	94,2	24,1	1,05
10	319	92,9	23,75	0,05
15	314,5	91,55	23,42	0,416
20	310	90,25	23,08	0,205
40	293	84,62	21,66	0,516

Tabelle 3: Erster Versuch den Einfluss der Last auf die Güte zu untersuchen.

Da die Güte Q_{neu} keine logische Verknüpfung aufweist, kann daraus geschlossen werden, dass die getroffenen Annahmen zur Berechnung und zum Vergleich fehlerbehaftet sind.

Im Rahmen einer Komplexitätsreduktion des betrachteten Systems, soll im Folgenden das Schwingkreisverhalten auf Basis des elektrischen Ersatzschaltbilds der PMSM untersucht werden. Abbildung 21 zeigt das elektrische ESB der PMSM.

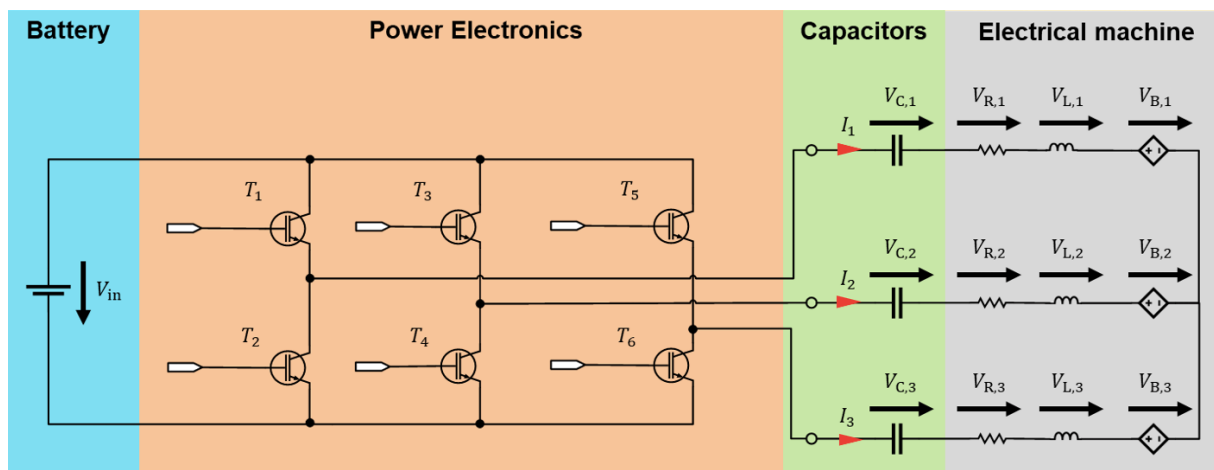


Abbildung 21: Ersatzschaltbild der Resonanzinvertertopologie [44].

Der Serienschwingkreis wird dabei je Phase um eine weitere Spannungsquelle erweitert, die die Back-EMF abbildet, wodurch die Auswirkungen des Rotors auf den Stator berücksichtigt werden.

Dabei wird weiterhin ein symmetrischer Aufbau des dreiphasigen Systems unterstellt:

$$R_1 = R_2 = R_3 = R \quad (74)$$

$$L_1 = L_2 = L_3 = L \quad (75)$$

$$C_1 = C_2 = C_3 = C \quad (76)$$

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0 \quad (77)$$

Das ESB aus Abbildung 21 wird als Grundlage für ein vereinfachtes Simulink Modell genutzt.

Das System besteht eingangsseitig aus einer Spannungsquelle und einem Inverter (B6 Brücke). Für die Back EMF E_{ph} pro Phase gilt [40]:

$$E_{ph} = k_e \cdot n \quad (78)$$

Die Gegen-EMK-Konstante k_e ist dabei ein Faktor zwischen der Spitzenspannung E_{ph} die durch den Permanentmagneten, abhängig von der Drehzahl n , in jeder Phase induziert wird. Diese Gegen-EMK-Konstante ergibt sich aus der Multiplikation der Polpaarzahl p mit dem magnetischen Fluss des Rotors Ψ_r , welcher durch den Permanentmagneten verursacht wird [40].

Für die Drehzahl n gilt:

$$\omega_m = \frac{\omega_{el}}{p} \Rightarrow 2\pi \cdot f_m = \frac{2\pi \cdot f_{el}}{p} \Rightarrow f_m = \frac{f_{el}}{p} = n \quad (79)$$

Daraus ergibt sich die Gesamtgleichung der Back-EMF zu:

$$E_{ph} = p \cdot \Psi_r \cdot \frac{f_{el}}{p} = \Psi_r \cdot f_{el} \quad (80)$$

3. Hauptteil

Damit wird es möglich, über die Drehzahl-Drehmomentkennlinie der Maschine, den Einfluss des Drehmomentes, welches Lastabhängig ist, auf die Back EMF darzustellen.

Denn es gilt, je höher die an der Maschine angelegte Last ist, desto geringer wird die Drehzahl der Maschine und somit wird auch die Spitzenspannung E_{ph} der Back EMF geringer.

Für den magnetischen Fluss, Ψ_r wird, $\Psi_r = 48,52$ mVs angenommen und die Polpaarzahl p beträgt 8. Da k_e häufig in $\frac{V}{1000 \text{ rpm}}$ ausgedrückt wird, erfolgt hier die Multiplikation mit $\frac{60}{1000}$ [41].

$$k_e = 8 \cdot \frac{60}{1000} \cdot 0,04852Vs = 0,0233 \frac{V}{1000 \text{ rpm}} \quad (81)$$

Der Inverter, welcher ebenfalls in Abbildung 21 dargestellt ist, wird so angesteuert, dass ein Blockbetrieb implementiert ist. Abbildung 22 zeigt die Steuersignale der Highsideschalter (oben) und der Lowsideschalter (unten).

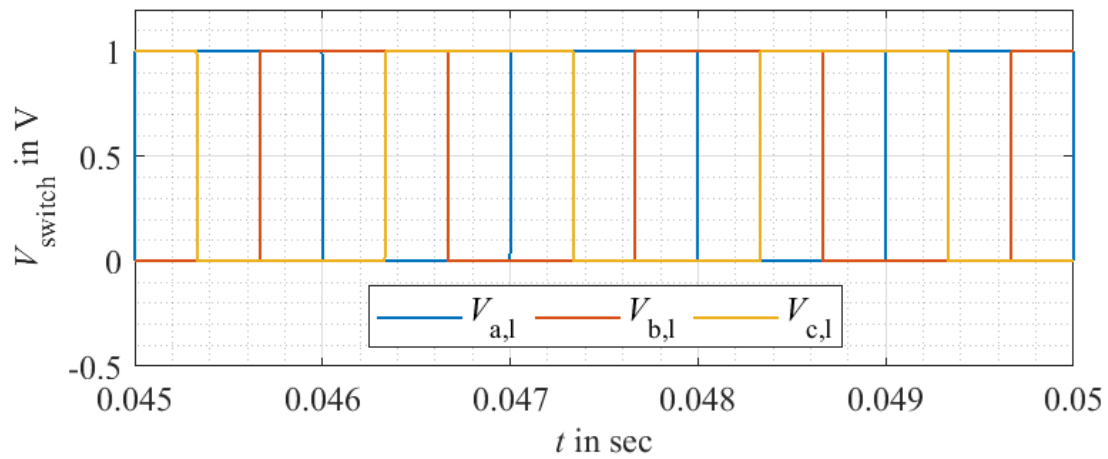
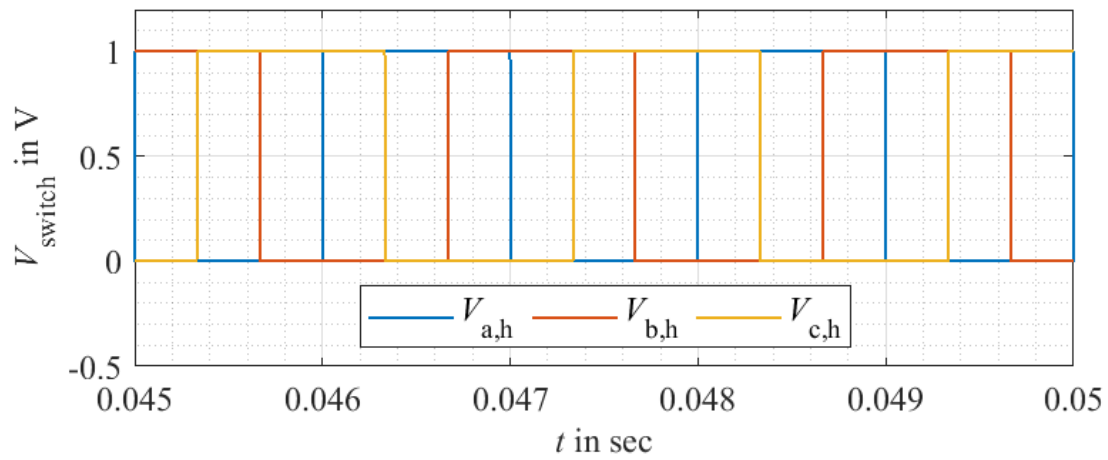


Abbildung 22: Exemplarisches Schaltverhalten an der B6-Brückenschaltung.

In Abbildung 23 ist exemplarisch die resultierende verkettete Spannung V_{12} dargestellt.

3. Hauptteil

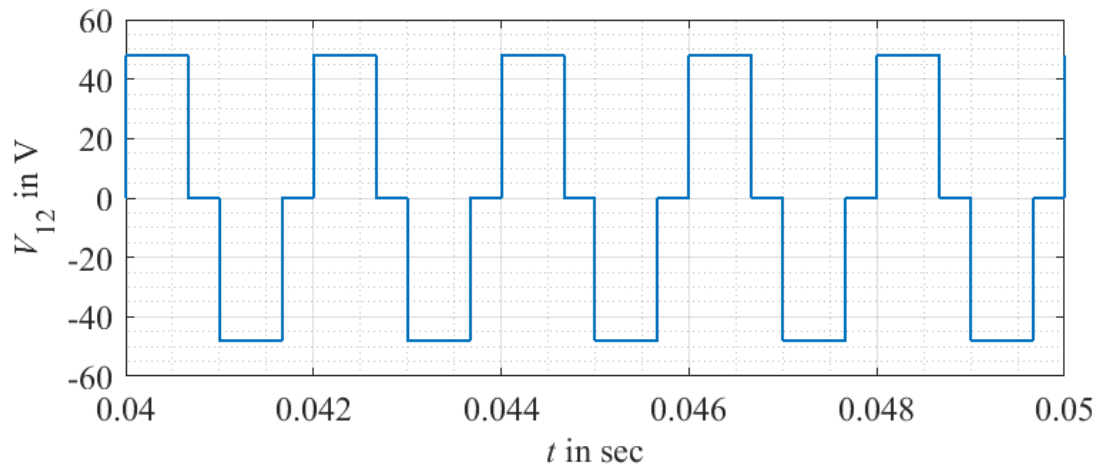


Abbildung 23: Exemplarischer Spannungsverlauf zwischen Strang a und b.

Bei diesem Beispiel ist V_{12} für $\frac{1}{3}$ der Periode auf +48 V, dann wird die Spannung für $\frac{1}{6}$ der Periode auf 0 V herabgesetzt. Danach wird die Spannung für $\frac{1}{3}$ der Periode auf -48 V geschaltet um danach wieder für $\frac{1}{6}$ der Periode auf 0 V heraufgesetzt wird. Der Spannungszeitverlauf, der sich für einen Strang ergibt, ist in Abbildung 24 exemplarisch dargestellt.

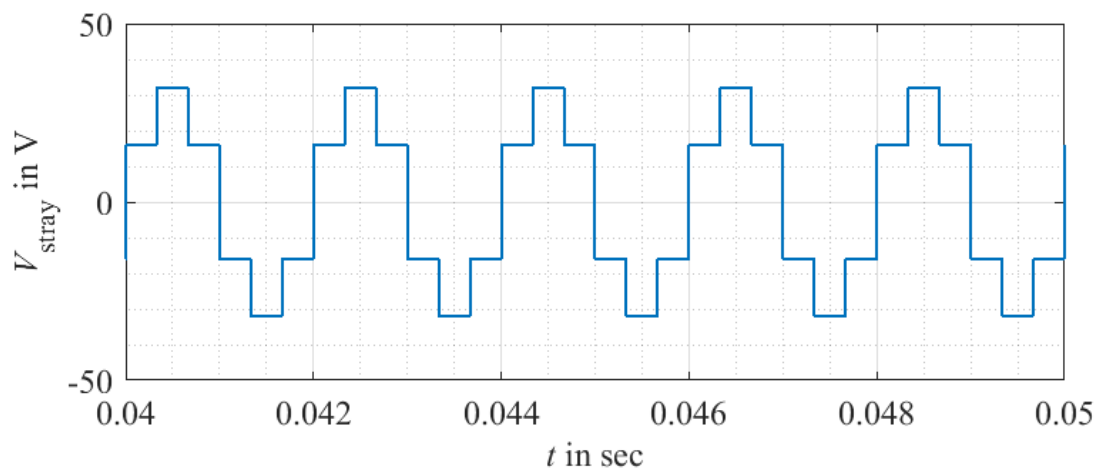


Abbildung 24: Exemplarischer Spannungsverlauf eines Stranges.

Je nach Betrachtung der Größen im Schwingkreis wird die verkettete Spannung oder die Strangspannung benötigt. Im Wesentlichen ist die Analyse der Grundwellenamplituden relevant und wird für die Berechnung der Güte benötigt.

Um die Grundwelle dieses Spannungsverlaufes zu ermitteln, muss die Fourier-Reihe des quasi-periodischen Signals entwickelt werden. Die Grundgleichung lautet [37]:

$$S_n(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^n (a_k \cos(k\omega t) + b_k \sin(k\omega t)) \quad (82)$$

Die ermittelten Parameter der Fourierreihe lauten: $a_0 = 0,00160$, $a_1 = 0,01279$, $b_1 = 30,54850$ und $\omega = 1000\pi \text{ Hz}$

Somit ergibt sich für die Grundwelle der Fourierreihe:

$$S_1(t) = \frac{0,00160}{2} + 0,01279 \cdot \cos(1000\pi \cdot t) + 30,54850 \cdot \sin(1000\pi \cdot t) \quad (83)$$

In Abbildung 25 ist der zeitliche Verlauf einer Periode der Strangspannung dargestellt (blau), sowie die enthaltene Grundwelle (rot).

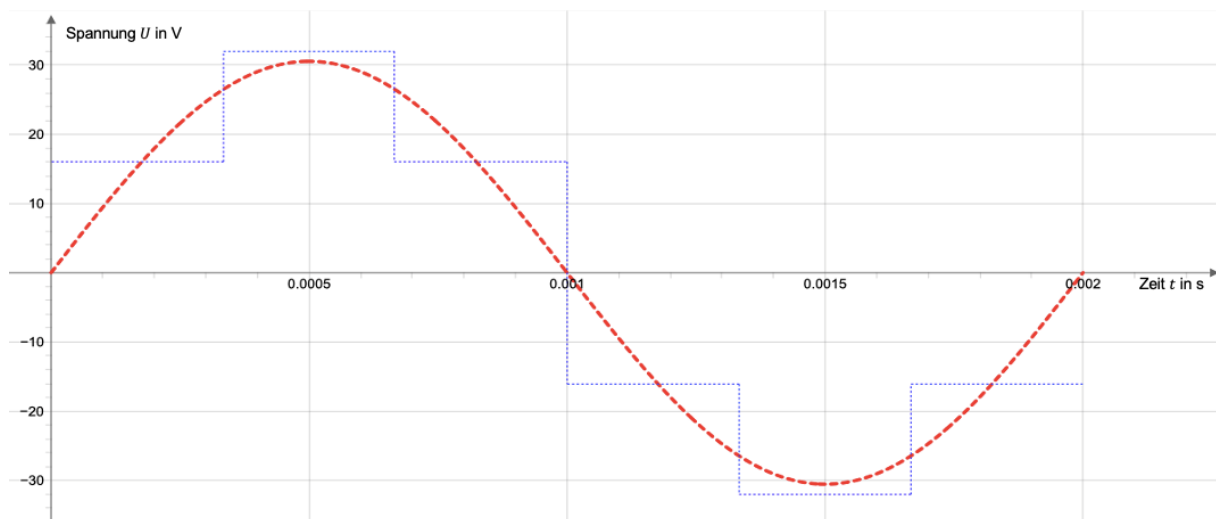


Abbildung 25: Spannungsverlauf von U_{a_eckig} in Blau gepunktet und Spannungsverlauf von U_a in Rot erstellt mit [42].

Die Strangspannung wird im weiteren Verlauf dieser Arbeit als U_{a_eckig} und die Grundwelle dieser Spannung als U_a bezeichnet. Für die gegebene Strangspannungsform wird unabhängig vom Arbeitspunkt das Verhältnis y zur Bestimmung der Grundwellenamplitude nach Gleichung (84) ermittelt.

$$y = \frac{U_a}{U_{a_eckig}} = 0,9547 \quad (84)$$

3. Hauptteil

Dieses Verhältnis wird im Folgenden verwendet um die Strangspannung Bspw. U_{a_eckig} in die Grundwellenspannung U_a zu überführen.

Im späteren Verlauf dieser Arbeit werden für die Auswertung der Messergebnisse weitere Grundwellen von verschiedenen Signalen benötigt.

Dafür wird in Matlab eine diskrete fast Fouriertransformation eingesetzt [43]. Als Eingangsvariable dienen die Simulationsdaten aus Simulink.

Abbildung 26 zeigt die FFT der Strangspannung zur Verifikation der berechneten Grundwelle.

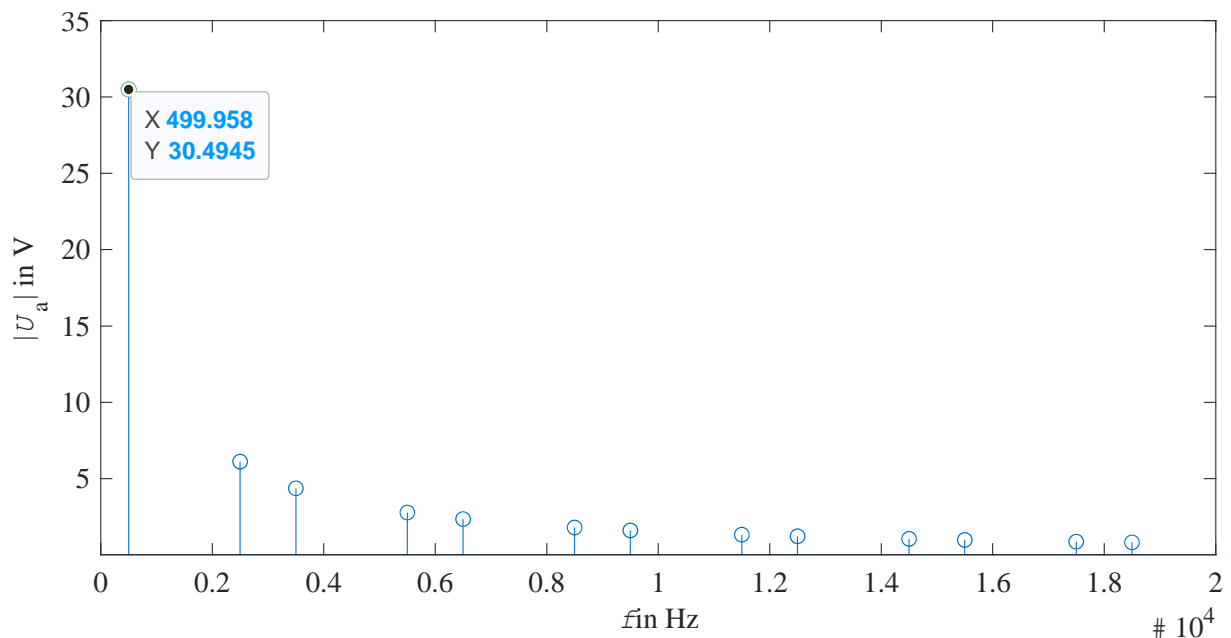


Abbildung 26: FFT von U_{a_eckig} .

Entsprechend der Berechnung nach Gleichung (84) wird die Amplitude der Grundwelle nahezu korrekt ermittelt. Die Abweichung zwischen der Entwicklung der Fourierreihe und der FFT wird in Gleichung (85) berechnet.

$$30,5493\text{V} - 30,4945\text{V} = 0,0458\text{V} \quad (85)$$

Die Berechnung der FFT wird als hinreichend genau angenommen, sodass im Folgenden auch andere Signalformen mit der FFT analysiert werden können.

Die Arbeitspunkte, bei denen das ESB der PMSM analysiert wird, werden auf Basis der Güte bei der jeweiligen elektrischen Frequenz im Stator ausgewählt. Um die Arbeitspunkte zu bestimmen, müssen die Gleichung (55 und (64 umgeformt werden.

$$Q = \frac{1}{R} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \Rightarrow C = \frac{L}{(Q \cdot R)^2} \quad (86)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \Rightarrow C = \frac{\left(\frac{1}{2\pi \cdot f_0}\right)^2}{L} \quad (87)$$

Dadurch wird ein Zusammenhang zwischen der Frequenz f_0 und der Güte Q hergestellt.

$$f_0 = \frac{Q \cdot R}{2\pi \cdot L} \quad (88)$$

Aus den Motordaten wurde für den Widerstand R der Wert $0,1128 \Omega$ und für die Induktivität L der Wert $1,06 \text{ mH}$ entnommen. Im Folgenden wird aus den Motordaten eine Kennlinie erzeugt. Diese wurde aus den Daten der Maschine erstellt. Dies ist notwendig, um ein möglichst reales Abbild einer elektrischen Maschine zu erzeugen und analysieren zu können. Über die verketteten Spannungen V_{LL} kann daraus eine genaue Aussage über die Back-EMF in Abhängigkeit der Drehzahl getroffen werden. Diese Kennlinie ist in Abbildung 27 als blauer Verlauf zu erkennen.

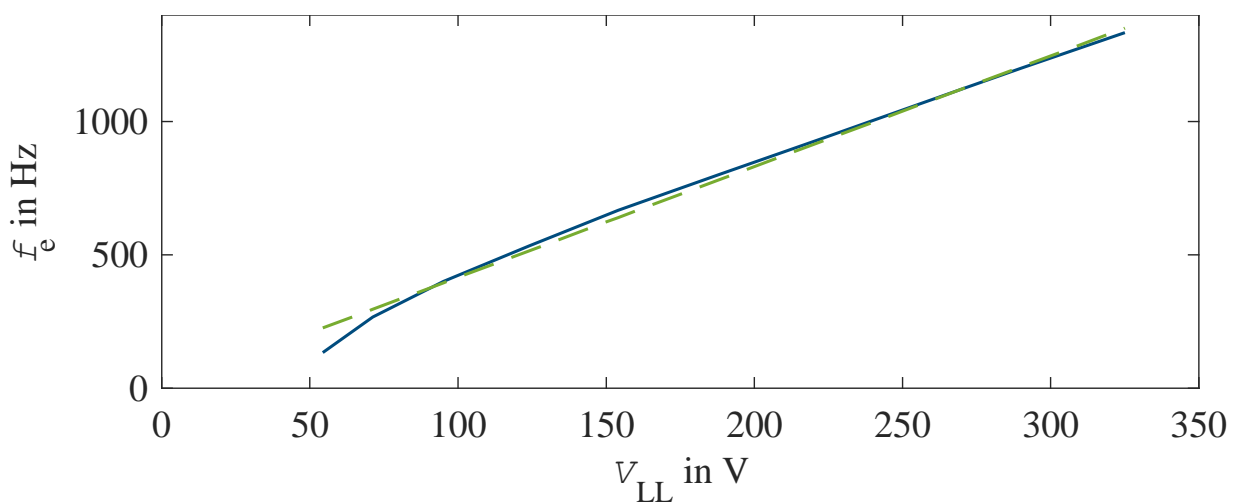


Abbildung 27: Motorkennlinie (Blau) und Ausgleichsgerade (Grün).

3. Hauptteil

Um Arbeitspunkte für kleinere Spannungen und Frequenzen zu ermitteln, wird eine Ausgleichsgerade durch den Ursprung gelegt und die Steigung bestimmt (grün). Die Steigung der Geraden lautet 4,1538 Hz/V. Somit gilt:

$$f_e = 4,1538 \cdot V_{LL} \quad (89)$$

Da über die Güte die Frequenz ausgerechnet wird, muss Gleichung (89) umgestellt werden zu:

$$V_{LL} = \frac{f_e}{4,1538} \quad (90)$$

Aus dieser Gleichung können näherungsweise die verketteten Spannungen V_{LL} ausgerechnet werden, die für unterschiedliche elektrische Frequenzen und korrelierende Güten verwendet werden können.

Als Arbeitspunkte werden exemplarische Güten $Q \ll 1$, $Q < 1$, $Q = 1$, $Q > 1$ und $Q \gg 1$ betrachtet. Die Güten die hier betrachtet werden sind $Q = 0,1; 0,5; 1; 2; 5; 20$. Aus diesen Güten kann zuerst die Frequenz und damit über die hergeleitete Kennlinie die benötigte verkettete Spannung ausgerechnet werden. Über den Faktor $\frac{2}{3}$ kann aus der verketteten Spannung die Strangspannung und mit $y=0,9547$ die Amplitude der Strangspannung berechnet werden. Die entsprechenden Werte sind der Tabelle 4 zu entnehmen.

Güte Q	Frequenz f_e in Hz	U_{LL} in V	U_{a_eckig} in V	U_{a_max} in V	C in F
0,1	1,6936	0,41	0,27	0,26	8,33082
0,5	8,4682	2,04	1,36	1,30	0,33323
1	16,9365	4,08	2,72	2,60	0,08331
2	33,8730	8,15	5,44	5,19	0,02083
5	84,6824	20,39	13,59	12,98	0,00333
20	338,7298	81,55	54,36	51,90	0,00021

Tabelle 4: Eigenschaften der Arbeitspunkte.

In Abbildung 28 werden die Arbeitspunkte einmal graphisch dargestellt.

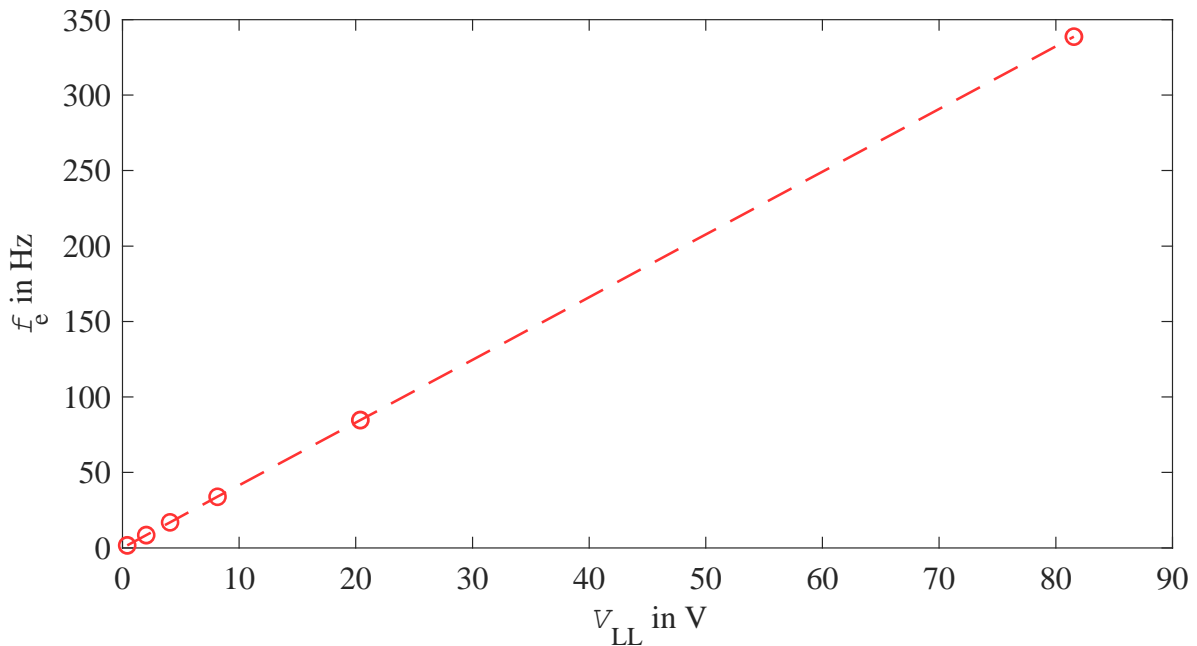


Abbildung 28: Ausgleichsgerade mit den ausgewählten Arbeitspunkten.

Es ist zu erkennen, dass die eigentlichen Arbeitspunkte der Maschine mit deutlich höheren Güten arbeiten würden, als es nun bei dieser Betrachtung der Fall ist. Da jedoch für die Betrachtung der Güte ein Vorgehen definiert werden musste, wurde sich die Auswirkungen der Güte bezogen auf den Wert 1 angeschaut.

Zu Beginn wurde nur der Schwingkreis an sich analysiert. Diese Daten dienen somit als Vergleichswert.

Arbeitspunkt	Güte	Grundwelle U_{a_max} in V	I_{a_max} in A	U_{La_max} in V	U_{Ca_max} in V	$U_{Ca_max_b}$ in V
1	0,1	0,26	2,3117	0,0333	0,0278	0,026
2	0,5	1,30	11,4948	0,6827	0,658	0,649
3	1	2,60	23,15	2,6598	2,61	2,595
4	2	5,19	46	10,4806	10,38	10,380
5	5	12,98	115	64,54	64,85	64,875
6	20	51,90	459,8	1014,3	1037,2	1038,001

Tabelle 5: Ergebnisse der Schwingkreisanalyse.

Die Werte U_{a_max} , I_{a_max} , U_{La_max} und U_{Ca_max} wurden dabei mittels der FFT analysiert. Die Spannung $U_{Ca_max_b}$ wurde berechnet, indem die Grundwelle U_{a_max} mit der Güte multipliziert wurde. Diese unterscheidet sich nur minimal von der tatsächlich

3. Hauptteil

gemessenen Spannung U_{Ca_max} . Damit konnte nachgewiesen werden, dass der Zusammenhang $Q = \frac{U_{Ca_max}}{U_{a_max}}$ gilt.

Im ersten Schritt wurde untersucht, welchen Einfluss die Phasenverschiebung zwischen der Strangspannung U_a und der Back-EMF E_a auf die Spannungen U_{Ca} und U_{La} hat. Dafür wurde der Arbeitspunkt 5 mit der Güte 5 genauer untersucht. Die Phasenverschiebung φ konnte über die Spannungsquelle, welche die Back-EMF simuliert eingestellt werden. Das Modell wurde dann für 3 Sekunden simuliert. Außerdem wurde eine step-size von $\frac{25}{3} \cdot t_f \cdot 10^{-3}$ verwendet. Der Faktor t_f ist dabei der Kehrwert der elektrischen Frequenz f_e . Dadurch wird gewährleistet, dass pro Periode unabhängig der Frequenz, exakt gleich viele Messpunkte aufgenommen werden. Um die Amplitude der Grundwelle der Differenzspannung von $U_{diff} = U_a - E_a$ zu bestimmen wurde auch dort die FFT angewandt. In der Tabelle 6 sind die Ergebnisse zusammengefasst.

Winkel φ in Grad	FFT U_{diff}	U_{Ca_max}	U_{Ca_max} berechnet
0	1,83	9,1	9,17
30	7,02	37,0	35,08
60	13,59	69,8	67,95
90	19,32	98,2	96,62
120	23,77	120,2	118,83
150	26,60	134,2	133,02
180	27,64	138,8	138,18
210	26,80	133,9	133,98
240	24,14	120,2	120,69
270	19,85	98,4	99,23
300	14,23	69,8	71,13
330	7,71	36,9	38,55
360	1,83	9,1	9,17

Tabelle 6: Messergebnisse zur Variation des Winkels φ .

In der dritten Spalte von Links wurden die maximalen Spannungen U_{Ca_max} , die über den Kondensator messbar waren, notiert. Rechts davon wurden die Spannungen von

der FFT U_{diff} mit der Güte multipliziert und behauptet, dass dies die berechnete Spannung $U_{\text{Ca}_{\text{max_b}}}$ ergibt. Zu der besseren Veranschaulichung der Messergebnisse wurden diese in den folgenden Abbildungen aufbereitet.

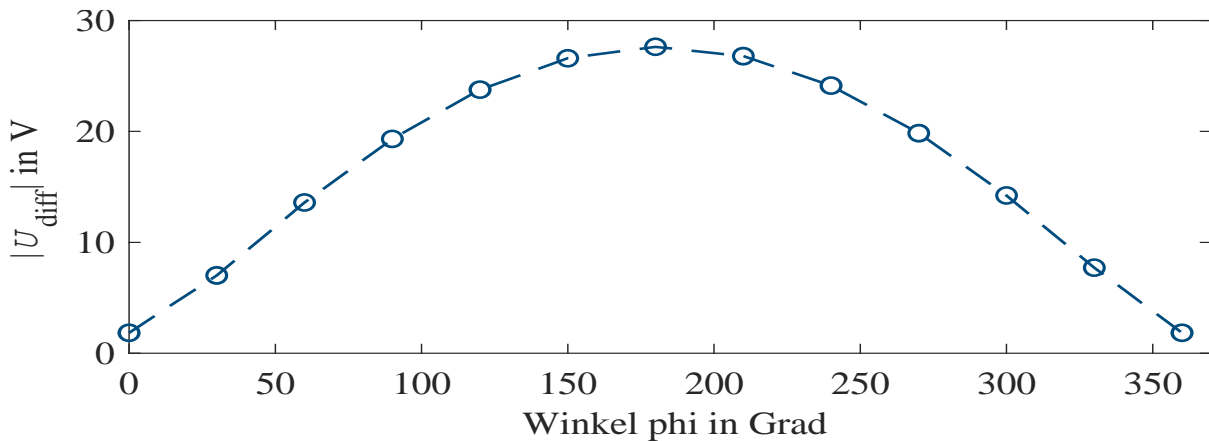


Abbildung 29: Abhängigkeit der Differenzspannung U_{diff} von der Phasenverschiebung zwischen U_a und E_a .

In Abbildung 29 ist der Verlauf der Differenzspannung U_{diff} , welche mittels FFT bestimmt wurde gegen den Winkel φ aufgetragen. Dabei ist ein Glockenförmiger Verlauf entstanden. Außerdem wird ersichtlich das die Spannung bei einer Phasenverschiebung von 180° am größten und bei einer Phasenverschiebung von 0° am geringsten ist.

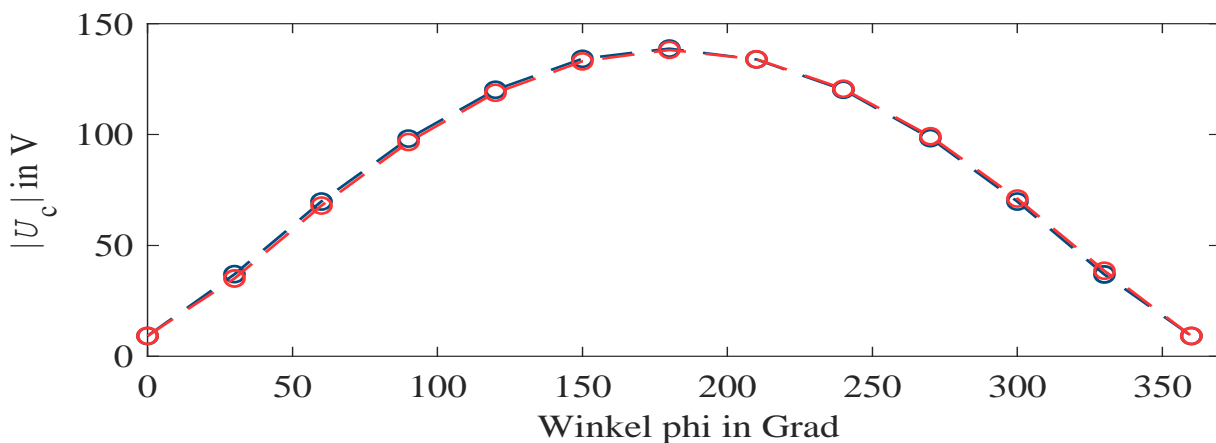


Abbildung 30: Abhängigkeit der Spannungen $U_{\text{Ca}_{\text{max}}}$ (Blau) und $U_{\text{Ca}_{\text{max_b}}}$ (Rot) von der Phasenverschiebung zwischen U_a und E_a .

3. Hauptteil

In Abbildung 30 ist der Verlauf der Spannung U_{Ca_max} und der Verlauf der berechneten Spannung $U_{Ca_max_b}$ gegen den Winkel φ aufgetragen. Dabei ist die Spannung U_{Ca_max} in Blau und die Spannung $U_{Ca_max_b}$ in Rot dargestellt. Es lässt sich ebenfalls ein glockenförmiger Verlauf erkennen. Außerdem wird ersichtlich, dass die beiden Verläufe bis auf einen minimalen Fehler identisch sind. Hier konnte festgestellt werden, dass das Verhältnis aus der maximalen Spannung U_{Ca_max} und der durch den Strang fließenden Spannung U_{diff} ebenfalls die Güte 5 ergibt.

$$Q = \frac{U_{Ca_max}}{U_{diff}} \quad (91)$$

Daraus kann geschlossen werden, dass die Güte des Schwingkreises durch das dazuschalten der elektrischen Maschine, die in diesem Fall mit der Back-EMF simuliert wird, nicht beeinflusst wird. Jedoch konnte anhand der im Anhang zu findenden Daten gezeigt werden, dass die Phasenverschiebung φ ebenfalls eine Phasenverschiebung der Spannungen U_{Ca} und U_{La} in Bezug auf die Spannung U_a ausübt.

Um auszuschließen, dass es sich nur um einen Zufall handeln könnte, wurden im Folgenden die anderen 5 Arbeitspunkte auf dieses Verhältnis untersucht. Dafür wurde exemplarisch die Phasenverschiebung der Back-EMF von 180° betrachtet. Diese hat den Vorteil, dass die Phasenverschiebung von U_{Ca} und U_{La} im Fall $E_a=0$ und $E_a>0$ also für den Fall ohne und mit Back-EMF identisch ist.

Arbeitspunkt	Güte	U_{a_max} in V	E_a in V	U_{diff} in V	I_{a_max} in A	U_{La_max} in V	U_{Ca_max} in V	$U_{Ca_max_b}$ in V
1	0,1	0,26	0,30	0,5562	4,9301	0,063	0,0573	0,05562
2	0,5	1,30	1,48	2,7745	24,8	1,4208	1,396	1,38725
3	1	2,60	2,96	5,549	49,3	5,6106	5,56	5,549
4	2	5,19	5,92	11,0956	98,4	22,2744	22,2	22,1912
5	5	12,98	14,79	27,6369	246	137,69	138,7	138,1845
6	20	51,90	59,17	100,991	984	2169	2219,8	2019,806

Tabelle 7: Messergebnisse für die verschiedenen Arbeitspunkte.

Zur besseren Übersicht werden die Spannungen U_{diff} , $U_{\text{La}_{\text{max}}}$, $U_{\text{Ca}_{\text{max}}}$ und $U_{\text{Ca}_{\text{max}_b}}$ aus der Tabelle 7 noch einmal graphisch in Abbildung 31 dargestellt.

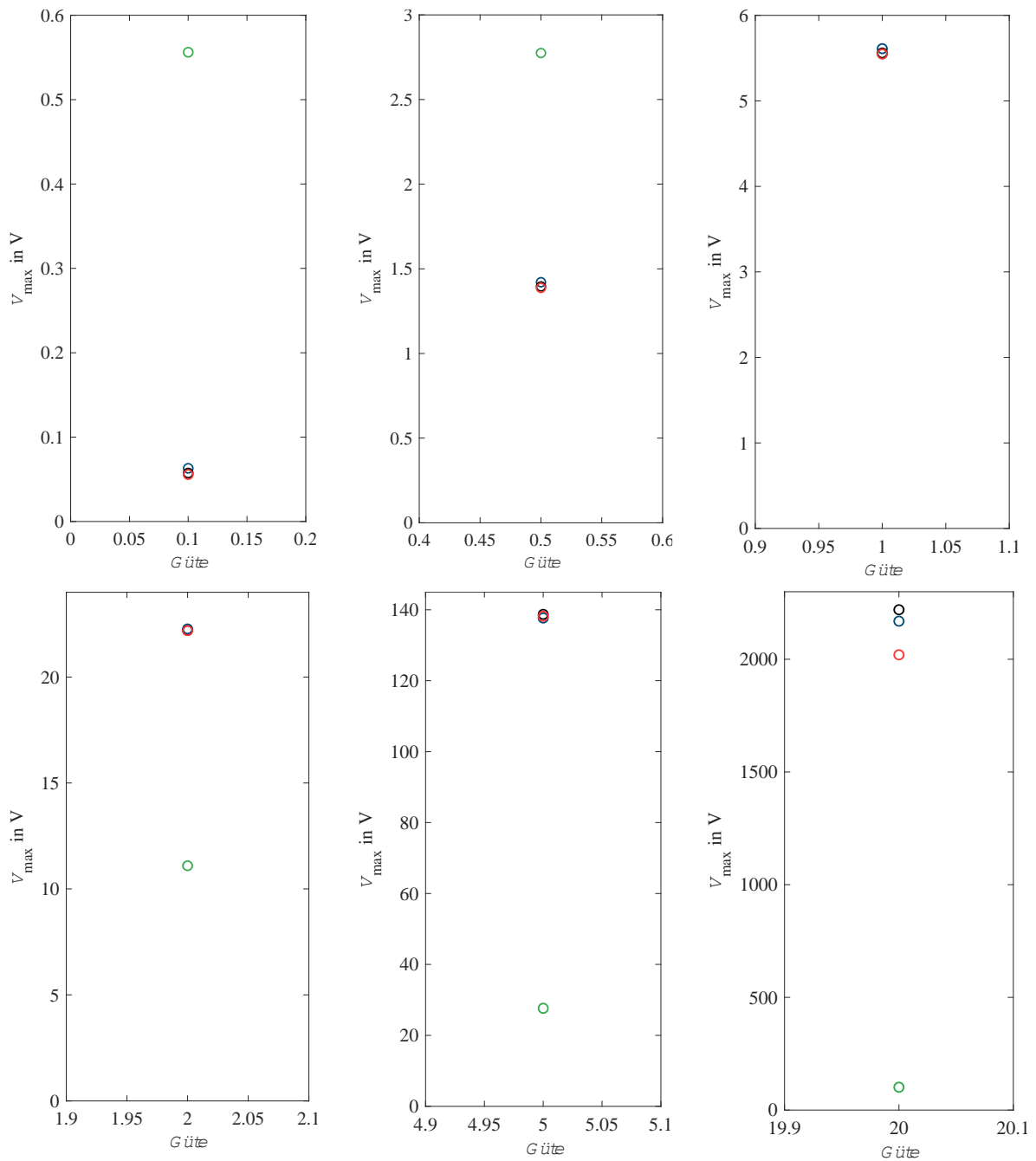


Abbildung 31: Darstellung der Spannungen U_{diff} (grün), $U_{\text{La}_{\text{max}}}$ (blau), $U_{\text{Ca}_{\text{max}}}$ (schwarz) und $U_{\text{Ca}_{\text{max}_b}}$ (rot) für die verschiedenen Güten.

Bei der Betrachtung der Werte von $U_{\text{Ca}_{\text{max}}}$ und $U_{\text{Ca}_{\text{max}_b}}$ kann ebenfalls festgestellt werden, dass diese, bis auf eine kleine Abweichung, identisch sind. Somit konnte die

3. Hauptteil

Annahme bestätigt werden und der Zusammenhang $Q = \frac{U_{Ca_max}}{U_{diff}}$ ist somit unabhängig von der Güte gültig.

Ebenfalls kann an der Tabelle 7 und Abbildung 31 gesehen werden, dass die Spannungen für U_{La_max} und U_{Ca_max} ebenfalls fast identisch sind, so wie es im Resonanzfall der Fall sein sollte. Die Abweichung kann dadurch zu Stande kommen, dass U_{Ca_max} aus einem Spannungszeitverlauf abgelesen wurde, wohingegen die Spannung U_{La_max} über eine FFT ausgerechnet wurde, da dort die Bestimmung der Spannung über die Spannungszeitverlauf der Grundwelle nicht eindeutig war.

Als Grenzwert für die Betrachtung der Güte macht es Anhand der hier aufgenommenen Spektren keinen Sinn Güten kleiner als 2 zu betrachten. Für Güten kleiner als 2 werden die Spannungen U_{La} und die Ströme I_a immer sinusunförmiger. Vor allem der unförmige Sinusstrom wird wahrscheinlich in der Maschine ein unruhiges Drehmoment erzeugen.

4. Zusammenfassung der Ergebnisse

Abschließend sollen in diesem Kapitel noch einmal alle erworbenen Erkenntnisse aus dieser Arbeit zusammengefasst werden.

Es konnte mittels des Grundwellenmodells nachgewiesen werden, dass bei einem konstanten Spannungspegel am Eingang der einzelnen Stränge gilt: Je größer die angelegte Last an der Maschine ist, desto geringer wird dadurch die Drehzahl. Da die Intensität der Back-EMF abhängig von der Drehgeschwindigkeit ist, verringert sich somit auch die Spannung der Back-EMF. Dies ist wichtig, um Rückschlüsse von der Back-EMF auf die angelegte Last treffen zu können.

Dadurch wurde es möglich das vereinfachte Ersatzschaltbild für die Analyse der Güte zu betrachten.

Bei dem vereinfachten Ersatzschaltbild konnte festgestellt werden, dass eine Phasenverschiebung der Back-EMF zur Eingangsspannung U_a ebenfalls eine Phasenverschiebung der Spannungen U_{Ca} und U_{La} bewirkt. Wie genau sich diese Phasenverschiebung verhält wurde bis jetzt noch nicht untersucht.

Ebenfalls konnte in dieser Arbeit gezeigt werden, dass der Zusammenhang $Q = \frac{U_{Ca_max}}{U_{a_max}}$ für einen reinen Reihenschwingkreis gilt. Somit ist die Güte ebenfalls das Verhältnis aus der Amplitude der Kondensatorspannung U_{Ca_max} , zu der Amplitude der Grundwelle der Strangspannung U_{a_max} . Im weiteren Verlauf der Arbeit konnte festgestellt werden, dass für den Schwingkreis in Verbindung mit der Back-EMF folgendes gilt: $Q = \frac{U_{Ca_max}}{U_{diff}}$ Die Güte ist dabei das Verhältnis aus der Amplitude der Kondensatorspannung U_{Ca_max} , zu der Differenzspannung U_{diff} . Die Spannung U_{diff} setzt sich dabei aus der Differenz aus der Strangspannung U_a und der Back-EMF E_a zusammen.

4. Zusammenfassung der Ergebnisse

Dadurch konnte nachgewiesen werden, dass die Back-EMF unabhängig von der Phasenverschiebung keine Veränderung der Güte im Schwingkreis verursacht. Jedoch die Amplituden und Phasen von U_{Ca} und U_{La} beeinflusst.

Außerdem wurde deutlich, dass eine Betrachtung des Systems für Güten kleiner als 2 keinen Sinn macht, da dort die Spannungen U_{La} und die Ströme I_a immer sinusförmiger werden. Vor allem der unförmige Sinusstrom wird wahrscheinlich in der Maschine ein unruhiges Drehmoment erzeugen, welches unerwünscht ist.

5. Ausblick

In dieser Arbeit wurde gezeigt, welchen Einfluss die Phasenverschiebung der Back-EMF auf den Schwingkreis und die Spannung U_{diff} und die Phasenverschiebung von U_{Ca} und U_{La} hat. In einem weiteren Schritt wäre es nun spannend zu klären, wie diese hier als theoretische angenommenen Phasenverschiebungen der Back-EMF zur Strangspannung bei einer PMSM in der Realität auftreten bzw. deren Realisierbarkeit auch in Bezug auf bestimmte Winkelbereiche.

Außerdem steht noch die Analyse inwiefern der Schwingkreis in Verbindung mit einer PMSM oder einer anderen Maschine, wie zum Beispiel dem BLDC-Motor, für verschiedene Anwendungsgebiete wirtschaftlich sinnvoll und technisch zu realisieren sind aus. Dabei müsste auf die Größe der benötigten Kapazität in Bezug auf das Gesamtgewicht des Systems eingegangen werden.

Ebenfalls könnte in einem nächsten Schritt versucht werden, die hier erworbenen Erkenntnisse auf das auch hier vorgestellte Grundwellenmodell anzuwenden und mit diesem erneut nachzuweisen. Dies ist in der Arbeit aufgrund der Komplexität des Grundwellenmodelles leider noch nicht möglich und hätte den Rahmen dieser Arbeit überschritten. In dieser Arbeit wurde davon ausgegangen, dass die angelegte Last an der Maschine die Drehzahl verringert und somit die Back-EMF ebenfalls. Dies ist auch richtig. Mit dem Grundwellenmodell wäre es dann jedoch möglich eine tatsächliche Last anzulegen und die Auswirkungen auf die Güte und andere interessanter Größen erneut zu untersuchen.

6. Verzeichnisse

6.1 Abkürzungsverzeichnis

PWM	Pulsweitenmodulation
PMSM	Permanentmagnetisierte Synchronmaschine
ASM	Asynchronmaschine
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
BLDC	Brushless DC-Motor
ESB	Ersatzschaltbild

6.2 Verzeichnis der verwendeten Formelzeichen

A	Fläche
B	Magnetische Flussdichte
E_{ph}	Back-EMF pro Phase
E_a	Amplitude der Back-EMF in Phase a
F_L	Lorenzkraft
f	Frequenz
f_0	Resonanzfrequenz
f_{el}	Elektrische Frequenz
f_m	Mechanische Frequenz
H	Magnetische Feldstärke
i	Elektrischer Strom
I_{a_max}	Amplitude des Stromes durch Strang a

6. Verzeichnisse

J	Massenträgheitsmoment des Rotors
k_e	Gegen-EMK-Konstante
L	Induktivität
M	Drehmoment
N	Windungszahl einer Spule
n	Drehzahl
n_s	Drehzahl des Drehfeldes (ASM)
Δn	Drehzahldifferenz (ASM)
P	Leistung
P_ψ	Luftspaltleistung
P_m	Mechanische Leistung
P_{verlust}	Verlustleistung
$P_{\text{verlust_neu}}$	Neue Verlustleistung
p	Polpaarzahl
$Q; Q_{\text{alt}}$	Gütefaktor
Q_{neu}	Neu berechnete Güte
R	Elektrischer Widerstand
t	Zeit
t_f	Kehrwert der Frequenz
T	Periodendauer
U	Elektrische Spannung
U_L	Spannung über der Spule
U_{La_max}	Amplitude der Spannung über der Spule in Strang a
U_C	Spannung über dem Kondensator
U_{Ca_max}	Amplitude der Spannung über dem Kondensator in Strang a
$U_{Ca_max_b}$	Berechnete Amplitude der Spannung über dem Kondensator in Strang a
U_{a_eckig}	Eingangsspannung am Strang a
$U_{a_eckig_max}$	Amplitude der Eingangsspannung am Strang a
U_a	Grundwelle der Eckigen Eingangsspannung am Strang a

U_{a_max}	Amplitude der Grundwelle von U_a
U_{EMK_max}	Amplitude der Back-EMF
U_{diff}	Differenzspannung zwischen U_{a_max} und E_a
U_{ind}	Induzierte Spannung
V_{LL}	Verkettete Spannung (Spannung zwischen zwei Phasen)
V_{12}	Verkettete Spannung (Spannung zwischen Phase 1 und 2)
v	Geschwindigkeit
$W_{gespeichert}$	Gespeicherte Energie
$W_{verlust}$	Verlustenergie
$W_{verlust_neu}$	Neue Verlustenergie
y	Faktor
\underline{Z}	Impedanz
μ	Magnetische Permeabilität
τ	Zeitkonstante
ω	Kreisfrequenz / Winkelgeschwindigkeit
ω_0	Resonanzkreisfrequenz
ω_{el}	Elektrische Kreisfrequenz
ω_m	Mechanische Kreisfrequenz
φ	Phasenverschiebung zwischen Back-EMF und Strangspannung
Ψ	Gesamtflussverkettung
$\Psi_r; \lambda_{af}$	Flussverkettung, die durch den Permanentmagneten erzeugt wird
Ψ_s	Flussverkettung, die durch den Ständerstrom erzeugt wird
Φ	Magnetischer Fluss
$\theta; \gamma$	Drehwinkel zwischen α -Achse und d-Achse

7. Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1: Darstellung der Drehzahl- und Leistungsbereiche ausgewählter Anwendungen [1] bis [28].	5
Abbildung 2: Drehzahlbeeinflussung über Spannung und Frequenz [30].	7
Abbildung 3: Querschnittsdarstellung des Stators (grau) und Rotors (türkis) einer PMSM [30].	8
Abbildung 4: Links: Vereinfachte Darstellung einer PMSM mit 2 Rotor- und 2 Statorpolen zur Verdeutlichung des Wirkprinzips. Rechts: Stromverlauf in den Spulen U, V und W zur Erzeugung eines Drehfeldes [35].	12
Abbildung 5: $\alpha\beta$ -Transformation, bzw. Clarke Transformation von dem 1,2,3-Koordinatensystem in ein statorfestes Koordinatensystem [35].	13
Abbildung 6: Beispielhafte Realisierung der Clarke-Transformation in Simulink.	14
Abbildung 7: Statorfestes und rotorfestes Koordinatensystem bei einer PMSM mit einem Polpaar [36].	15
Abbildung 8: Parktransformation.	16
Abbildung 9: Back-EMF.	20
Abbildung 10: Elektrisches Ersatzschaltbild des Stators einer PMSM [36].	21
Abbildung 11: Flussberechnung.	25
Abbildung 12: elektrischer Kreis.	26
Abbildung 13: mechanischer Kreis in Simulink.	27
Abbildung 14: gesamtes Grundwellenmodell in Simulink.	28
Abbildung 15: Reihenschwingkreis [34].	29
Abbildung 16: Zeigerdiagramm eines Reihenschwingkreis [34].	29
Abbildung 17: Berechnung der Kapazität für den Resonanzfall.	33
Abbildung 18: Berechnung der Spannungen $U_{C, a}$, $U_{C, b}$ und $U_{C, c}$	34
Abbildung 19: modifizierte Flussberechnung.	35
Abbildung 20: Berechnung Güte Q_{alt} und modifizierte Güte Q_{neu}	37
Abbildung 21: Ersatzschaltbild der Resonanzinvertertopologie [44].	38
Abbildung 22: Exemplarisches Schaltverhalten an der B6-Brückenschaltung.	41
Abbildung 23: Exemplarischer Spannungsverlauf zwischen Strang a und b.	42

Abbildung 24: Exemplarischer Spannungsverlauf eines Stranges.	42
Abbildung 25: Spannungsverlauf von U_{a_eckig} in Blau gepunktet und Spannungsverlauf von U_a in Rot erstellt mit [42].	43
Abbildung 26: FFT von U_{a_eckig}	44
Abbildung 27: Motorkennlinie (Blau) und Ausgleichsgerade (Grün).	45
Abbildung 28: Ausgleichsgerade mit den ausgewählten Arbeitspunkten.	47
Abbildung 29: Abhängigkeit der Differenzspannung U_{diff} von der Phasenverschiebung zwischen U_a und E_a	49
Abbildung 30: Abhängigkeit der Spannungen U_{Ca_max} (Blau) und $U_{Ca_max_b}$ (Rot) von der Phasenverschiebung zwischen U_a und E_a	49
Abbildung 31: Darstellung der Spannungen U_{diff} (grün), U_{La_max} (blau), U_{Ca_max} (schwarz) und $U_{Ca_max_b}$ (rot) für die verschiedenen Güten.	51
Abbildung 32: Spannungsverläufe bei Güte 5 und $\varphi=0^\circ$	69
Abbildung 33: Spannungsverläufe bei Güte 5 und $\varphi=30^\circ$	69
Abbildung 34: Spannungsverläufe bei Güte 5 und $\varphi=60^\circ$	70
Abbildung 35: Spannungsverläufe bei Güte 5 und $\varphi=90^\circ$	70
Abbildung 36: Spannungsverläufe bei Güte 5 und $\varphi=120^\circ$	70
Abbildung 37: Spannungsverläufe bei Güte 5 und $\varphi=150^\circ$	71
Abbildung 38: Spannungsverläufe bei Güte 5 und $\varphi=180^\circ$	71
Abbildung 39: Spannungsverläufe bei Güte 5 und $\varphi=210^\circ$	71
Abbildung 40: Spannungsverläufe bei Güte 5 und $\varphi=240^\circ$	72
Abbildung 41: Spannungsverläufe bei Güte 5 und $\varphi=270^\circ$	72
Abbildung 42: Spannungsverläufe bei Güte 5 und $\varphi=300^\circ$	72
Abbildung 43: Spannungsverläufe bei Güte 5 und $\varphi=330^\circ$	73
Abbildung 44: Spannungsverläufe bei Güte 5 und $\varphi=360^\circ$	73
Abbildung 45: Spannungsverläufe bei Güte 0,1 und ohne eingeschaltete Back-EMF.	74
Abbildung 46: Verlauf von Spannung U_{a_eckig} und des Strangstroms bei Güte 0,1 und ohne eingeschaltete Back-EMF.	74
Abbildung 47: Spannungsverläufe bei Güte 0,1 und mit eingeschalteter Back-EMF.	75
Abbildung 48: Verlauf von Spannung U_{a_eckig} und des Strangstroms bei Güte 0,1 und mit eingeschalteter Back-EMF.	75
Abbildung 49: Spannungsverläufe bei Güte 0,5 und ohne eingeschaltete Back-EMF.	76

Abbildung 50: Verlauf von Spannung U_{a_eckig} und des Strangstroms bei Güte 0,5 und ohne eingeschaltete Back-EMF.....	76
Abbildung 51: Spannungsverläufe bei Güte 0,5 und mit eingeschalteter Back-EMF.....	77
Abbildung 52: Verlauf von Spannung U_{a_eckig} und des Strangstroms bei Güte 0,5 und mit eingeschalteter Back-EMF.....	77
Abbildung 53: Spannungsverläufe bei Güte 1 und ohne eingeschaltete Back-EMF.....	78
Abbildung 54: Verlauf von Spannung U_{a_eckig} und des Strangstroms bei Güte 1 und ohne eingeschaltete Back-EMF.....	78
Abbildung 55: Spannungsverläufe bei Güte 1 und mit eingeschalteter Back-EMF... ..	79
Abbildung 56: Verlauf von Spannung U_{a_eckig} und des Strangstroms bei Güte 1 und mit eingeschalteter Back-EMF.....	79
Abbildung 57: Spannungsverläufe bei Güte 2 und ohne eingeschaltete Back-EMF.....	80
Abbildung 58: Verlauf von Spannung U_{a_eckig} und des Strangstroms bei Güte 2 und ohne eingeschaltete Back-EMF.....	80
Abbildung 59: Spannungsverläufe bei Güte 2 und mit eingeschalteter Back-EMF... ..	81
Abbildung 60: Verlauf von Spannung U_{a_eckig} und des Strangstroms bei Güte 2 und mit eingeschalteter Back-EMF.....	81
Abbildung 61: Spannungsverläufe bei Güte 5 und ohne eingeschaltete Back-EMF.....	82
Abbildung 62: Verlauf von Spannung U_{a_eckig} und des Strangstroms bei Güte 5 und ohne eingeschaltete Back-EMF.....	82
Abbildung 63: Spannungsverläufe bei Güte 5 und mit eingeschalteter Back-EMF... ..	83
Abbildung 64: Verlauf von Spannung U_{a_eckig} und des Strangstroms bei Güte 5 und mit eingeschalteter Back-EMF.....	83
Abbildung 65: Spannungsverläufe bei Güte 20 und ohne eingeschaltete Back-EMF.....	84
Abbildung 66: Verlauf von Spannung U_{a_eckig} und des Strangstroms bei Güte 20 und ohne eingeschaltete Back-EMF.....	84
Abbildung 67: Spannungsverläufe bei Güte 20 und mit eingeschalteter Back-EMF.....	85
Abbildung 68: Verlauf von Spannung U_{a_eckig} und des Strangstroms bei Güte 20 und mit eingeschalteter Back-EMF.....	85

8. Tabellenverzeichnis

Tabelle 1: Auswahl verschiedener Anwendungen, aufgeschlüsselt nach Art der Maschine und Art der Versorgungsspannung [1] bis [28].	3
Tabelle 2: Anwendungsbereiche aufgelistet nach konstanter und variabler Drehzahl [1] bis [28].	4
Tabelle 3: Erster Versuch den Einfluss der Last auf die Güte zu untersuchen.	38
Tabelle 4: Eigenschaften der Arbeitspunkte.	46
Tabelle 5: Ergebnisse der Schwingkreisanalyse.	47
Tabelle 6: Messergebnisse zur Variation des Winkels φ	48
Tabelle 7: Messergebnisse für die verschiedenen Arbeitspunkte.	50

9. Literatur

- [1] U. Drescher, Elektro-LKW: 640 Oswald-Ps für über 40 t, Vogel Communications Group: Veröffentlicht am 30.08.2019, <https://www.konstruktionspraxis.vogel.de/elektro-lkw-640-oswald-ps-fuer-ueber-40-t-a-860209/> zuletzt geöffnet am 14.11.2022
- [2] M. Witzsch, Elektromobilität für Stadtbusse, Für ZIEHL-ABEGG SE, Veröffentlicht am 25.04.2014 <https://www.industr.com/de/elektromobilitaet-fuer-stadtbusse-50202> zuletzt geöffnet am 14.11.2022
- [3] Elektromobilität, die liefert: Der neue MAN eTGM, veröffentlicht am 01.2020/1, E Printed MAN Truck & Bus Deutschland GmbH, zuletzt geöffnet am 14.11.2022
- [4] F. Anton, eAircraft: Hybrid-elektrische Antriebe für Luftfahrzeuge, Siemens AG veröffentlicht 10.09.2019, zuletzt geöffnet am 14.11.2022 https://www.bbaa.de/fileadmin/user_upload/02-preis/02-02-preistraeger/newsletter-2019/02-2019-09/02_Siemens_Anton.pdf
- [5] <https://www.aeroexpo.online/de/prod/mgm-compro/product-171210-63386.html> zuletzt geöffnet am 14.11.2022
- [6] <https://www.aeroexpo.online/de/prod/mgm-compro/product-171210-63387.html> zuletzt geöffnet am 14.11.2022
- [7] <https://www.aeroexpo.online/de/prod/mgm-compro/product-171210-63389.html> zuletzt geöffnet am 14.11.2022
- [8] <https://press.siemens.com/global/de/pressemitteilung/siemens-entwickelt-weltrekord-elektromotor-fuer-luftfahrzeuge> zuletzt geöffnet am 14.11.2022
- [9] <https://www.elektroauto-news.net/wiki/elektroauto-vergleich> Zuletzt geöffnet am 14.11.2022
- [10] <https://www.augsburger-allgemeine.de/themenwelten/auto-verkehr/Auto-Warum-haben-Elektroautos-keine-Gangschaltung-id28231947.html> zuletzt geöffnet am 14.11.2022

9. Literatur

- [11] <https://www.wind-turbine-models.com/turbines/1809-ge-general-electric-haliade-x-12-mw> zuletzt geöffnet am 14.11.2022
- [12] <https://de.wikipedia.org/wiki/Windkraftanlage> zuletzt geöffnet am 14.11.2022
- [13] <https://www.heinzmann-electric-motors.com/produkte/fahrrad-radnabenmotoren> zuletzt geöffnet am 14.11.2022
- [14] <https://www.mobility.siemens.com/global/de/portfolio/schiene/fahrzeuge/commuter-und-regionalzuege/desiro.html> zuletzt geöffnet am 14.11.2022
- [15] <https://railpool.de/fahrzeuge-lok-flotte-lok-details/> zuletzt geöffnet am 14.11.2022
- [16] <https://www.faz.net/aktuell/technik-motor/motor/bahnverkehr-an-bord-der-neuen-siemens-lokomotive-vectron-16305907.html> zuletzt geöffnet am 14.11.2022
- [17] https://www.ew.tu-darmstadt.de/media/ew/rd/ew_vorlesungen/lv_ema/EMA_Skript_2019.pdf zuletzt geöffnet am 14.11.2022
- [18] <https://evolution.skf.com/de/neue-antriebssysteme-fr-den-nahverkehr/> zuletzt geöffnet am 14.11.2022
- [19] <https://www.mgm-compro.com/propulsion-system-units/25-kw-propulsion-system/> zuletzt geöffnet am 14.11.2022
- [20] <https://store.tmotor.com/goods.php?id=317> zuletzt geöffnet am 14.11.2022
- [21] <https://www.brotherhobbystore.com/products/vs-2207-1720kv-2400kv-2700kv-motor-cw> zuletzt geöffnet am 14.11.2022
- [22] https://www.bbaa.de/fileadmin/user_upload/02-preis/02-02-preistraeger/newsletter-2019/02-2019-09/02_Siemens_Anton.pdf zuletzt geöffnet am 14.11.2022
- [23] https://www.klimaaktiv.at/dam/jcr:d2a6e621-2e54-459b-be69-6b264f05ba24/KAM_2021_Marktuebersicht_Elektrobusse.pdf zuletzt geöffnet am 14.11.2022
- [24] https://www.elektromobilitaet.nrw/fileadmin/Daten/Download_Dokumente/Broschüren_Flyer/E-Busse_in_NRW.pdf zuletzt geöffnet am 14.11.2022
- [25] <https://www.industr.com/de/elektromobilitaet-fuer-stadtbusse-50202> zuletzt geöffnet am 14.11.2022

- [26] <https://logistra.de/news/nfz-fuhrpark-lagerlogistik-intralogistik-equipmake-neuer-elektromotor-fuer-nutzfahrzeuge-mit-3-500-nm-62748.html> zuletzt geöffnet am 14.11.2022
- [27] <https://www.batna24.com/de/p/xiaomi-mi-handheld-vacuum-cleaner-g9-hand-staubsauger-rmlok> zuletzt geöffnet am 14.11.2022
- [28] <https://www.batna24.com/de/p/dreame-t20-handstaubsauger-kabellos-rmmnq-zuletzt-geoffnet-am-14.11.2022>
- [29] Dierk Schröder; “Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen“; 4 Auflage; Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2015
- [30] Rainer Hagl; “Elektrische Antriebstechnik“; 3., überarbeitete und erweiterte Ausgabe; Carl Hanser Verlag München 2021
- [31] Andreas Binder; “Elektrische Maschinen und Antriebe“; Grundlagen, Betriebsverhalten; Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2012
- [32] D. Schröder; “Elektrische Antriebe- Grundlagen; Mit durchgerechneten Übungs- und Prüfungsaufgaben“; 4. Auflage; Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2009
- [33] Thomas Harriehausen und Dieter Schwarzenau; “Moeller Grundlagen der Elektrotechnik“; 24. Auflage; Springer Fachmedien Wiesbaden GmbH 2020
- [34] Markus Hufschmid; “Grundlagen der Elektrotechnik; Einführung für Studierende der Ingenieur- und Naturwissenschaften“; Springer Fachmedien Wiesbaden GmbH 2021
- [35] T. Jonsky; “Modellierung und Regelung von fünfphasigen Synchronmaschinen unter Berücksichtigung von Sättigungseffekten und Mehrfachanisotropien“; Dissertation; Universität Hannover 2019
- [36] R. Kunzler; “Rotorlagegeberlose Verfahren zum Betrieb einer permanenterregten Synchronmaschine im elektrifizierten Antriebsstrang“; Dissertation; Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg 2018
- [37] Lothar Papula; “Mathematische Formelsammlung für Ingenieure und Naturwissenschaftler“; 9., durchgesehene und erweiterte Auflage; Friedr. Vieweg & Sohn Verlag GWV Fachverlage GmbH, Wiesbaden 2006

- [38] Germar Müller und Bernd Ponick; “Grundlagen der elektrischen Maschinen“; 10. Auflage; WILEY-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA 2014
- [39] Johannes Teigelkötter; “Energieeffiziente elektrische Antriebe; Grundlagen, Leistungselektronik, Betriebsverhalten und Regelung von Drehstrommotoren“; Vieweg + Teubner Verlag, Springer Fachmedien Wiesbaden 2013
- [40] https://de.mathworks.com/help/sps/ref/pmsm.html?searchHighlight=pmsm&s_tid=srchtitle_pmsm_1 zuletzt geöffnet am 04.07.2023
- [41] <https://support.maxongroup.com/hc/de/articles/360005873794-Motorkonstanten> zuletzt geöffnet am 04.07.2023
- [42] <http://elsenaju.info/Rechner/Fourierreihe.htm> zuletzt geöffnet am 04.07.2023
- [43] <https://de.mathworks.com/help/matlab/ref/fft.html> zuletzt geöffnet am 04.07.2023
- [44] Jan Loos und Dr. Kerstin Siebert; “A Simulative Investigation of the Interdependencies of a BLDC and an EMC Improved Frequency Variable Resonant Inverter for Powertrain Applications“; Hochschule Ruhr West 2022

10. Anhang

10.1 Ergebnisse für den Versuch φ wird für den Arbeitspunkt 5 variiert

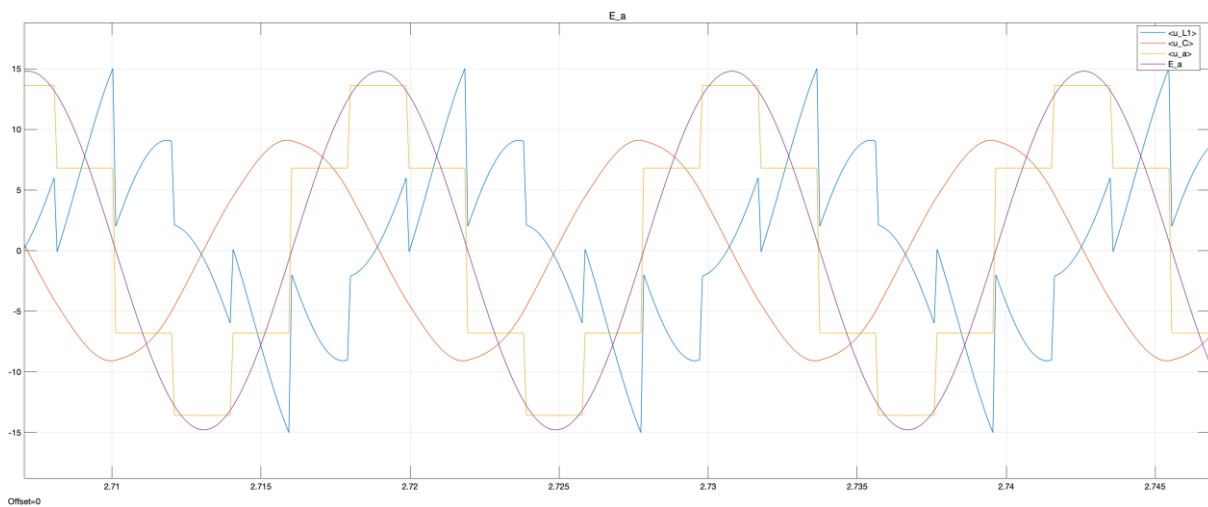


Abbildung 32: Spannungsverläufe bei Güte 5 und $\varphi=0^\circ$.

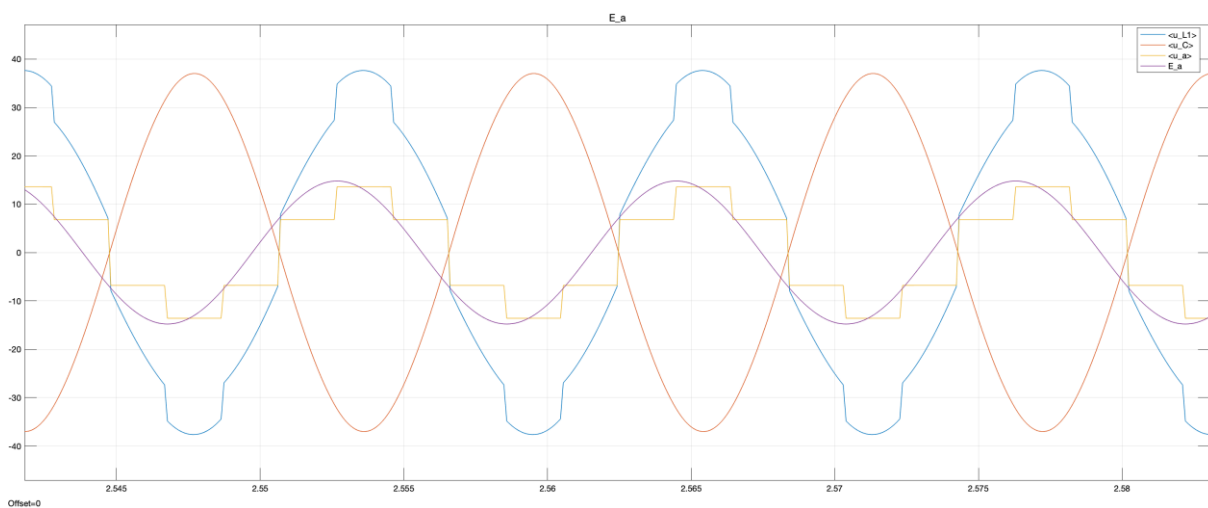


Abbildung 33: Spannungsverläufe bei Güte 5 und $\varphi=30^\circ$.

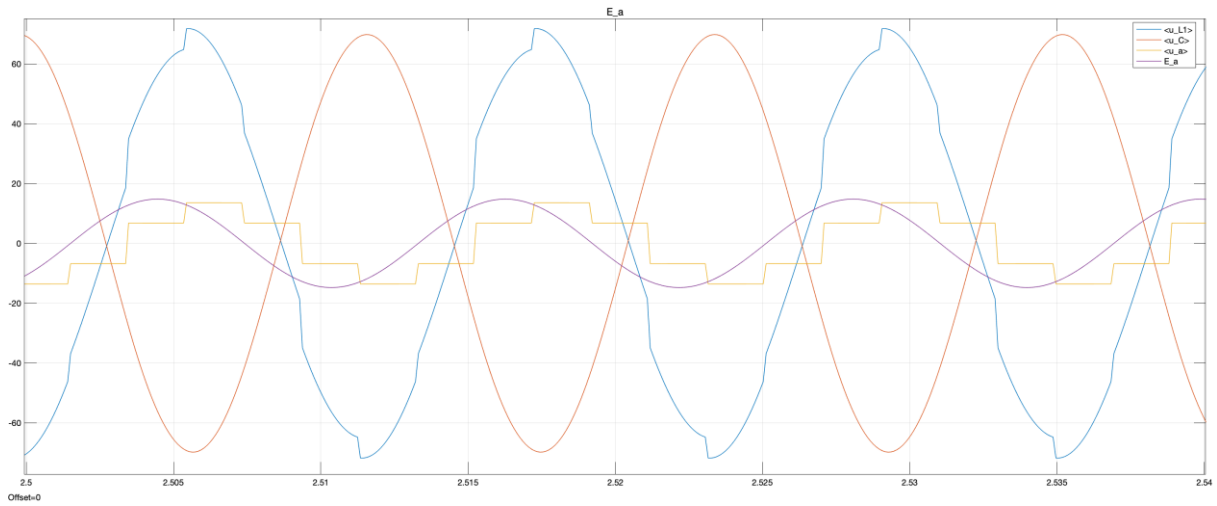


Abbildung 34: Spannungsverläufe bei Güte 5 und $\varphi=60^\circ$.

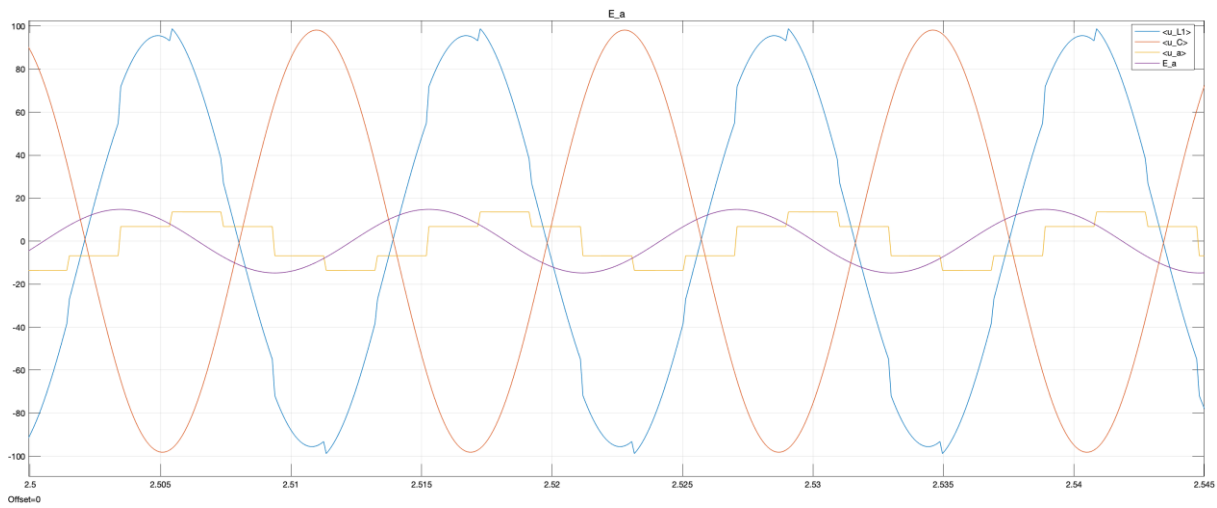


Abbildung 35: Spannungsverläufe bei Güte 5 und $\varphi=90^\circ$.

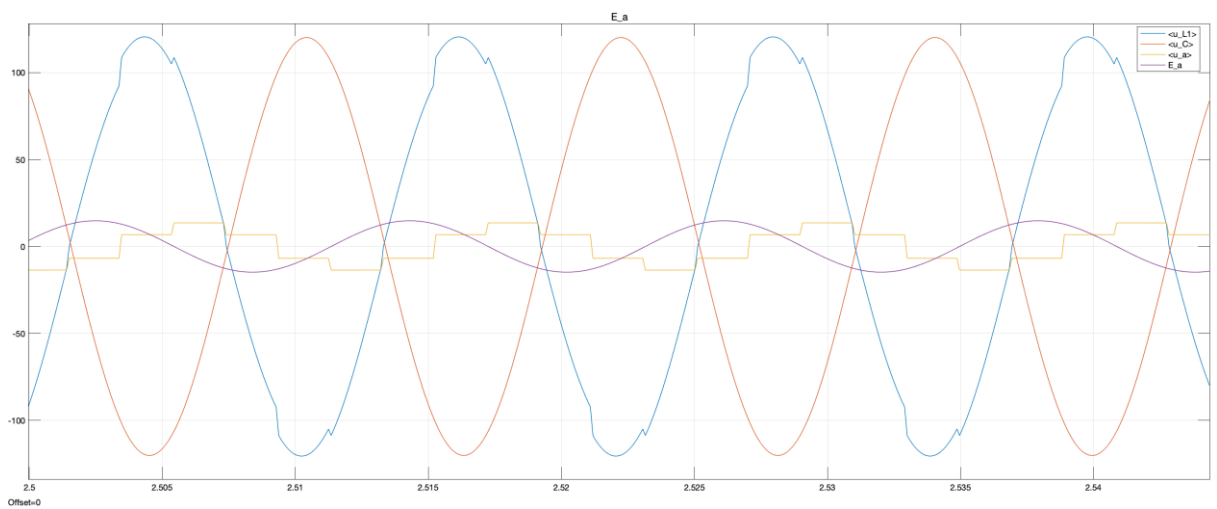


Abbildung 36: Spannungsverläufe bei Güte 5 und $\varphi=120^\circ$.

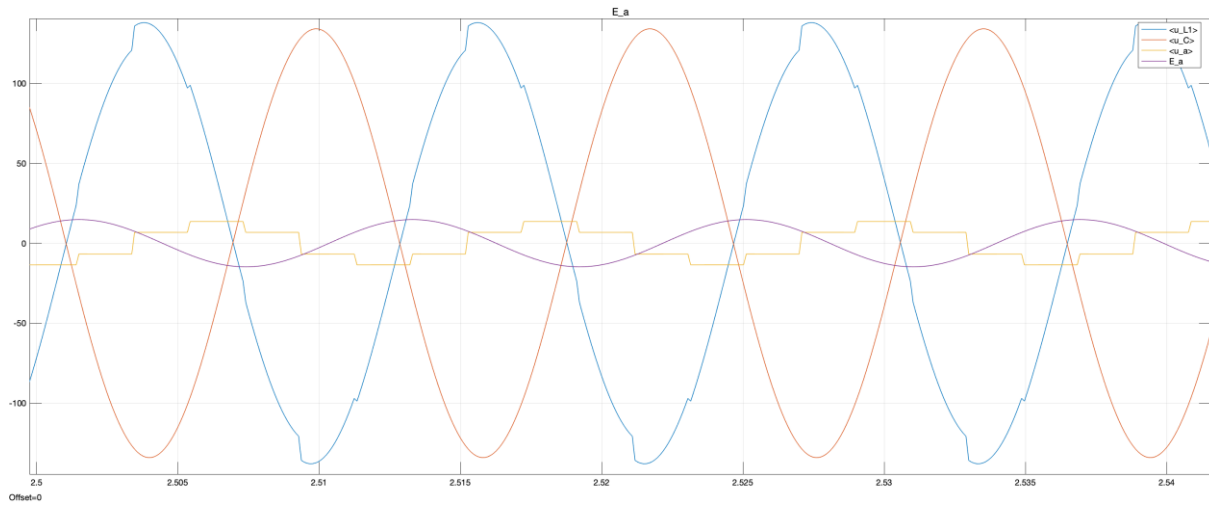


Abbildung 37: Spannungsverläufe bei Güte 5 und $\varphi=150^\circ$.

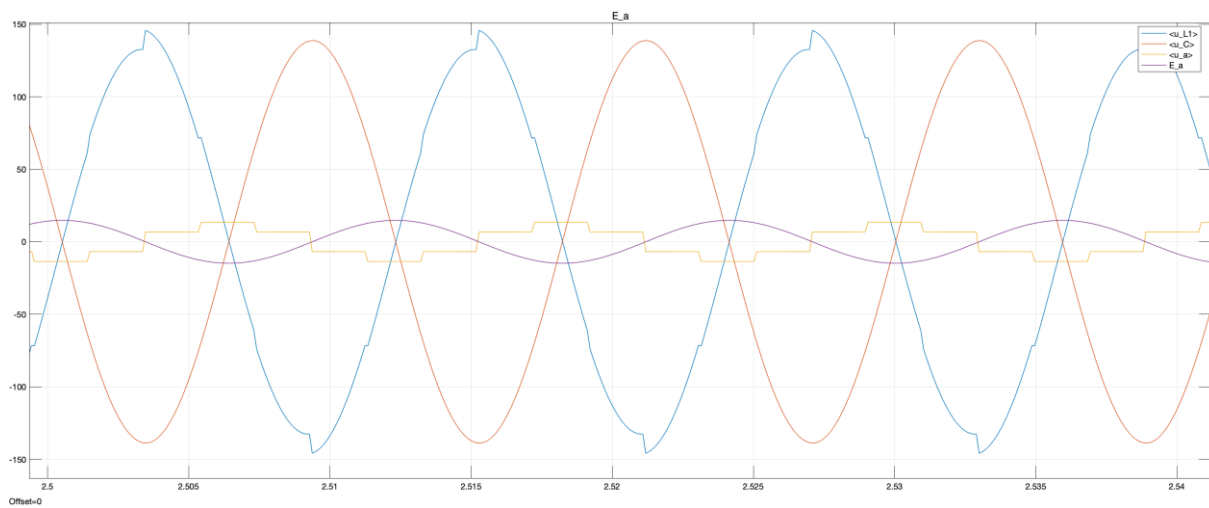


Abbildung 38: Spannungsverläufe bei Güte 5 und $\varphi=180^\circ$.

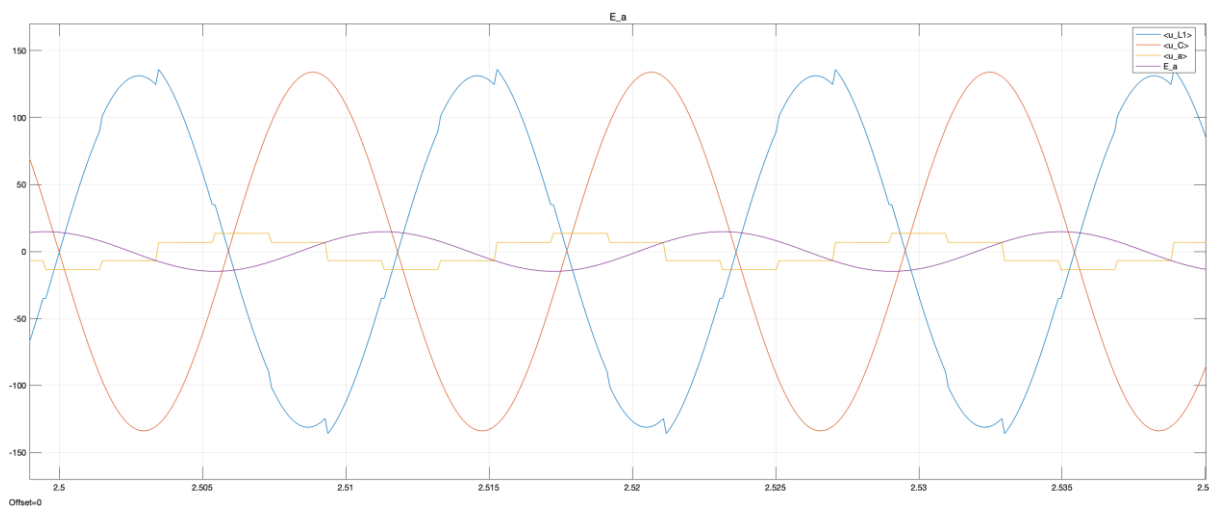


Abbildung 39: Spannungsverläufe bei Güte 5 und $\varphi=210^\circ$.

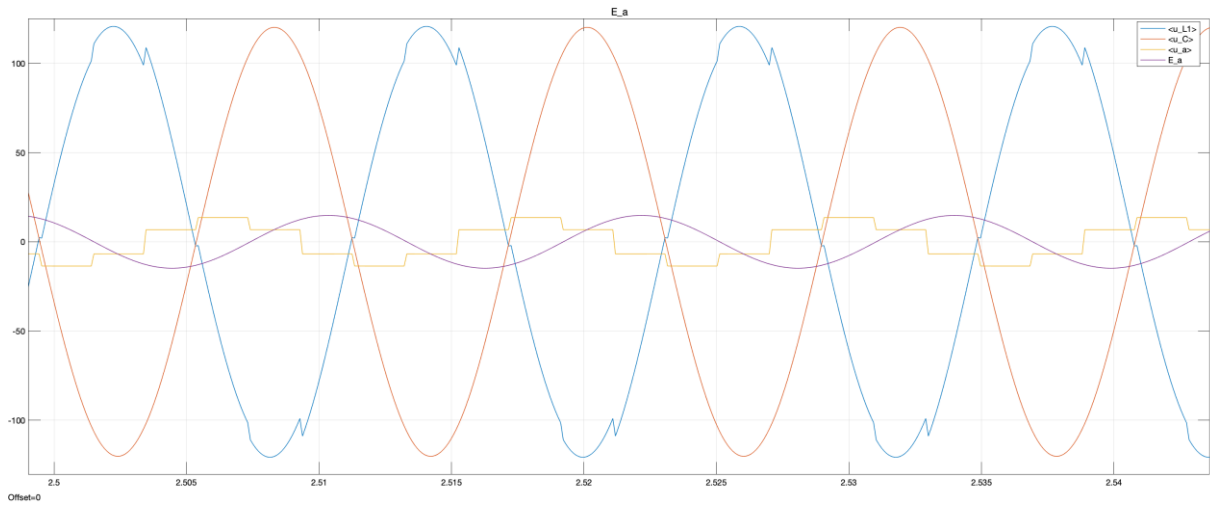


Abbildung 40: Spannungsverläufe bei Güte 5 und $\varphi=240^\circ$.

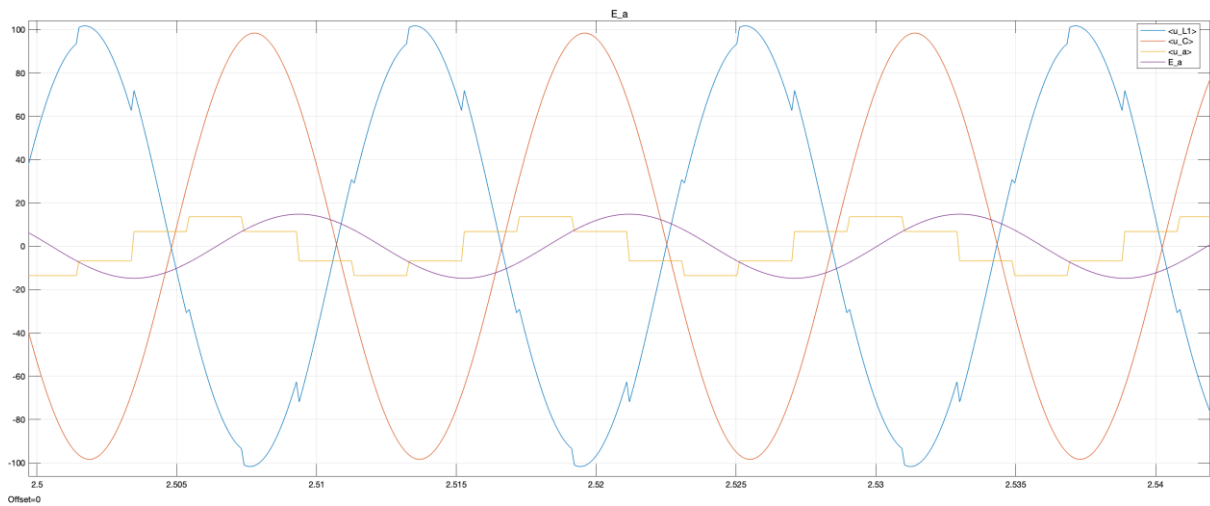


Abbildung 41: Spannungsverläufe bei Güte 5 und $\varphi=270^\circ$.

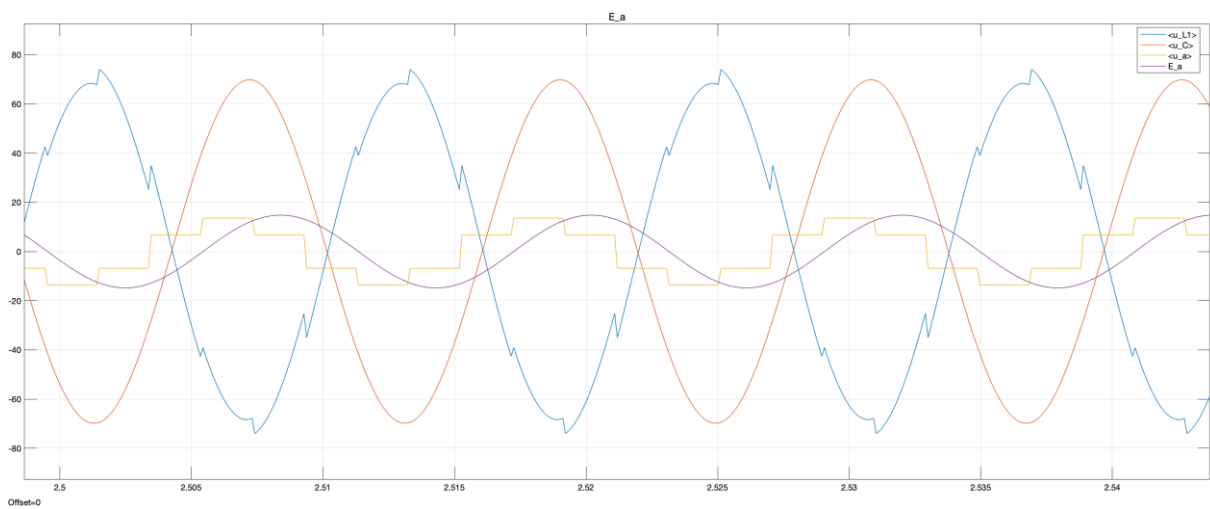


Abbildung 42: Spannungsverläufe bei Güte 5 und $\varphi=300^\circ$.

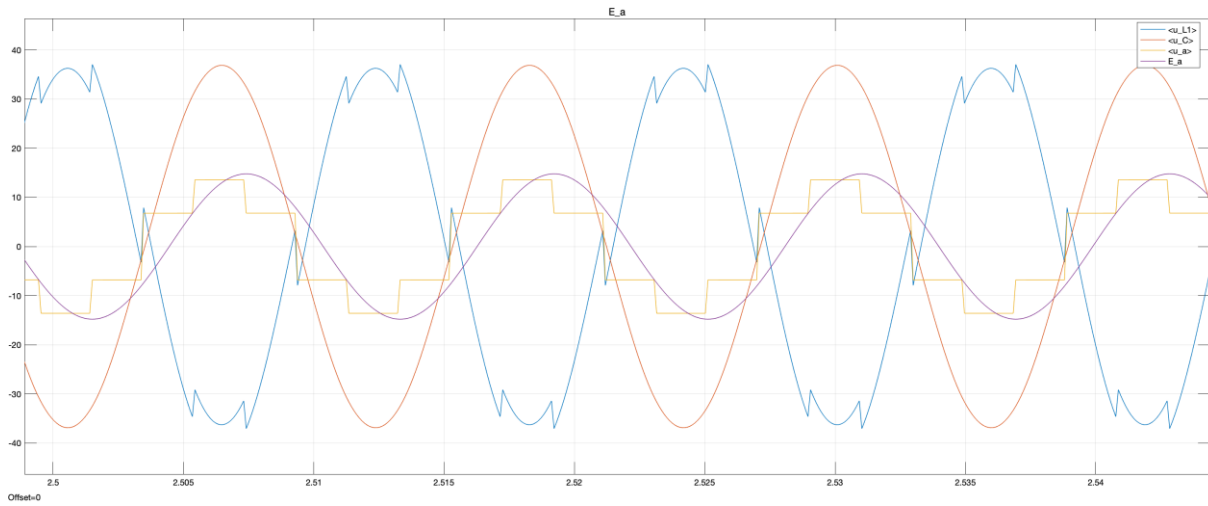


Abbildung 43: Spannungsverläufe bei Güte 5 und $\varphi=330^\circ$.

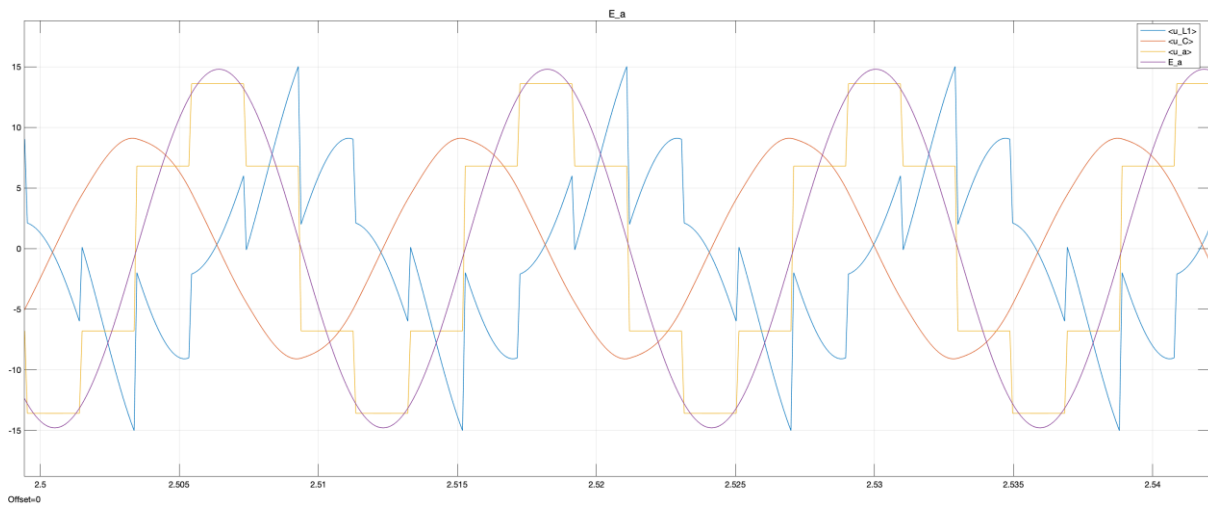


Abbildung 44: Spannungsverläufe bei Güte 5 und $\varphi=360^\circ$.

10.2 Ergebnisse des Versuches 2

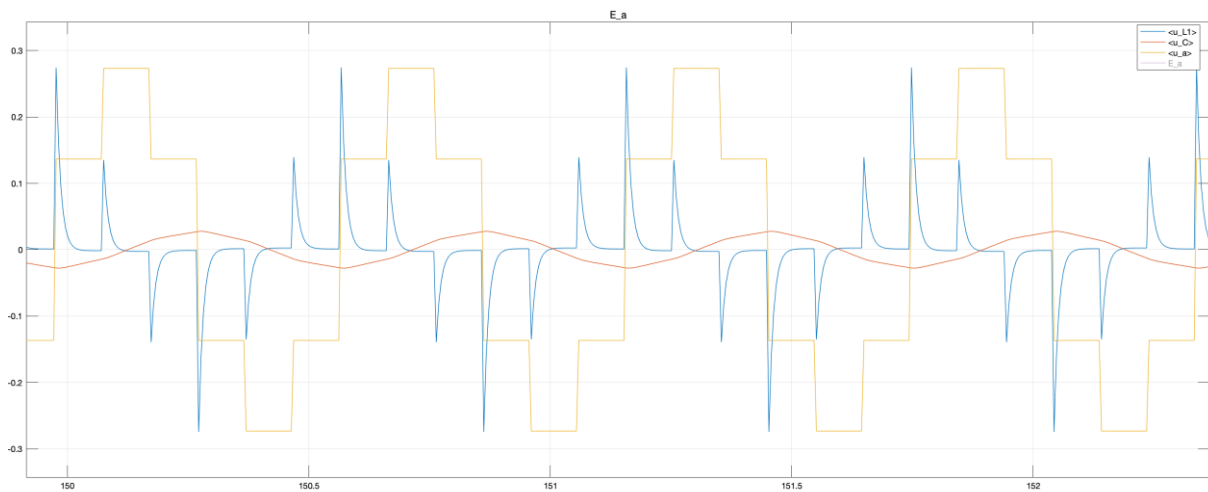


Abbildung 45: Spannungsverläufe bei Güte 0,1 und ohne eingeschaltete Back-EMF.

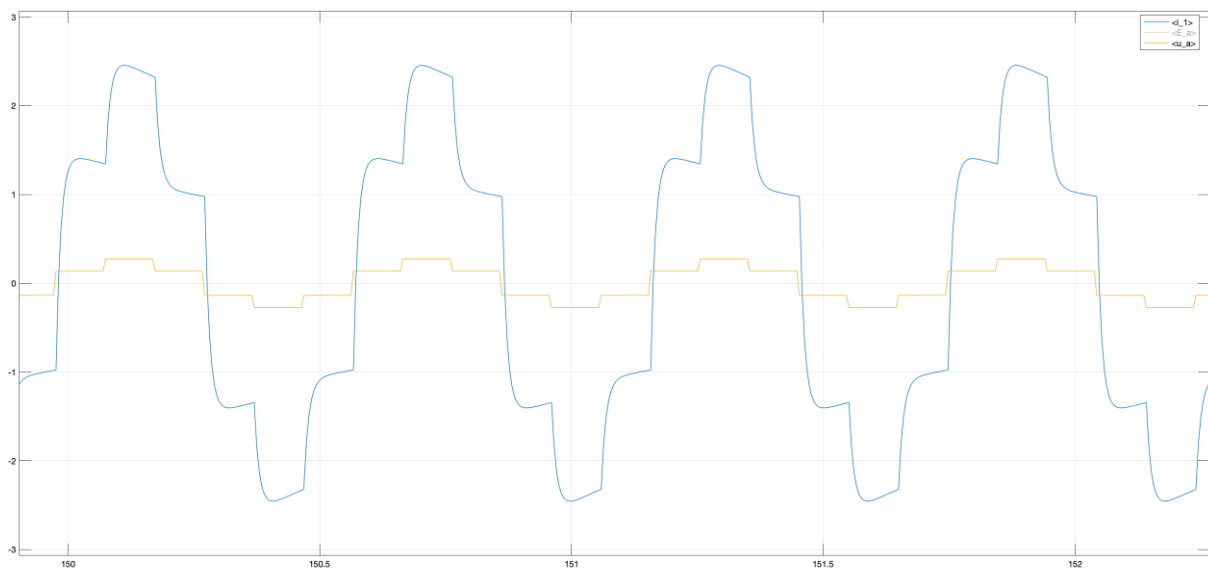


Abbildung 46: Verlauf von Spannung U_{a_eckig} und des Strangstroms bei Güte 0,1 und ohne eingeschaltete Back-EMF.

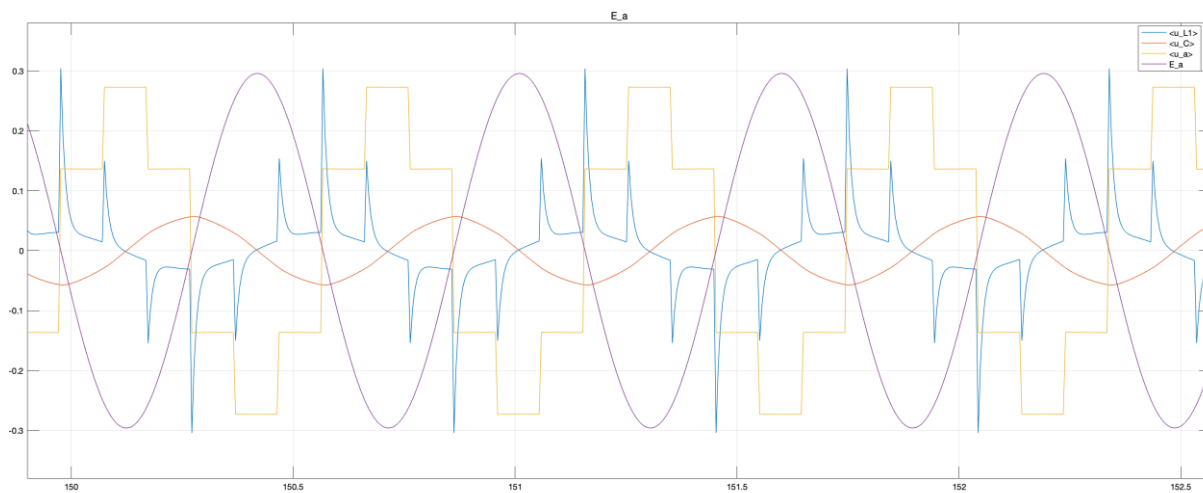


Abbildung 47: Spannungsverläufe bei Güte 0,1 und mit eingeschalteter Back-EMF.

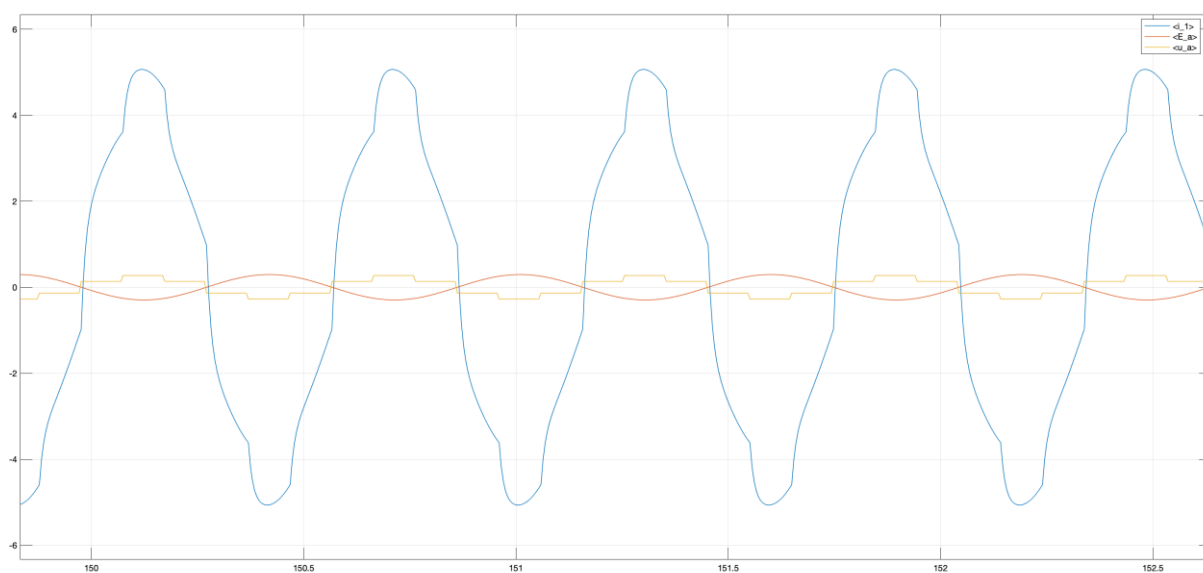


Abbildung 48: Verlauf von Spannung U_{a_eckig} und des Strangstroms bei Güte 0,1 und mit eingeschalteter Back-EMF.

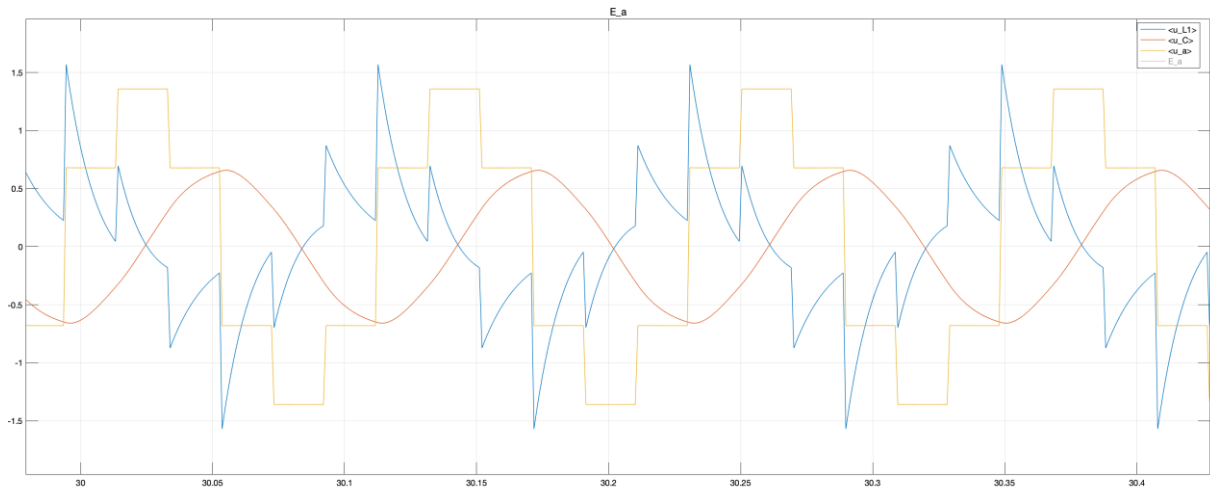


Abbildung 49: Spannungsverläufe bei Güte 0,5 und ohne eingeschaltete Back-EMF.

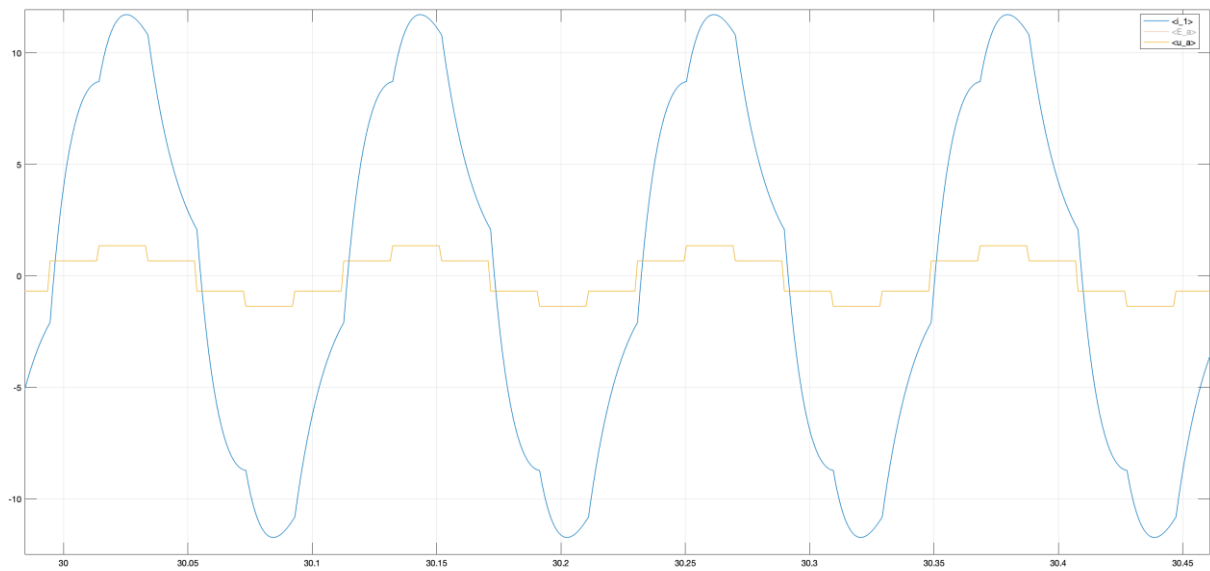


Abbildung 50: Verlauf von Spannung U_{a_eckig} und des Strangstroms bei Güte 0,5 und ohne eingeschaltete Back-EMF.

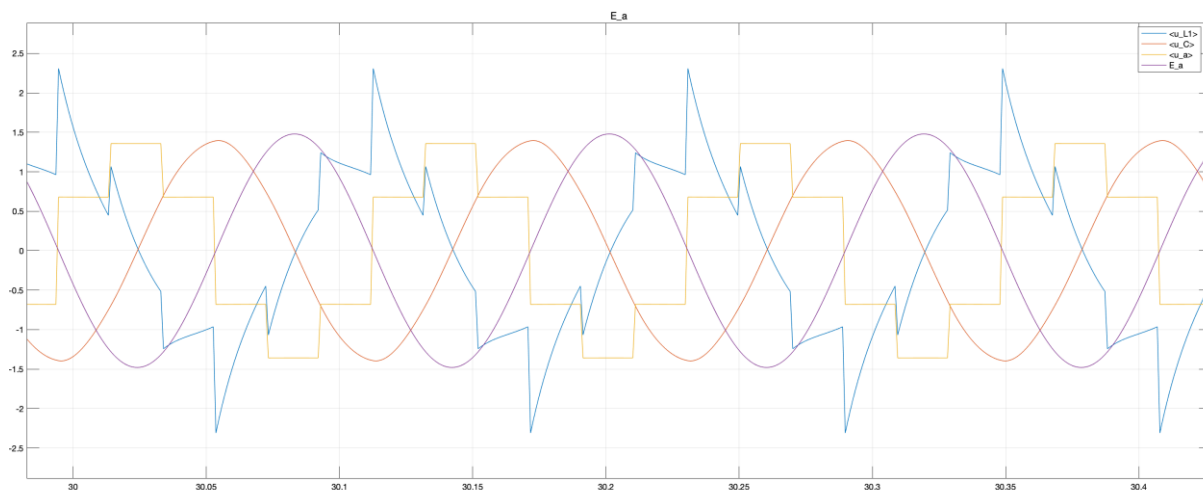


Abbildung 51: Spannungsverläufe bei Güte 0,5 und mit eingeschalteter Back-EMF.

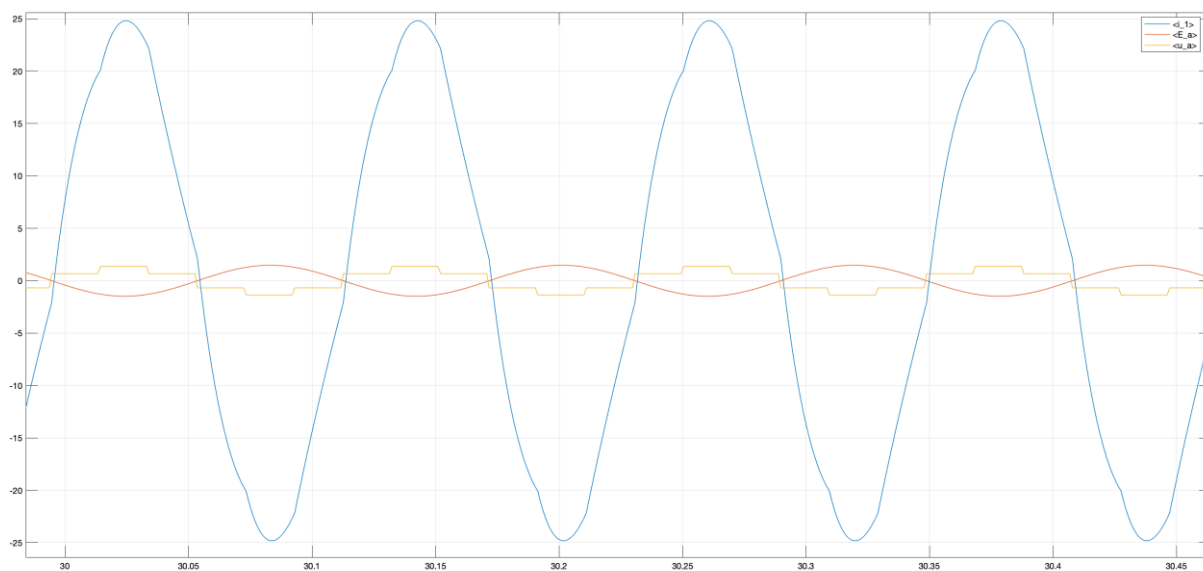


Abbildung 52: Verlauf von Spannung U_{a_eckig} und des Strangstroms bei Güte 0,5 und mit eingeschalteter Back-EMF.

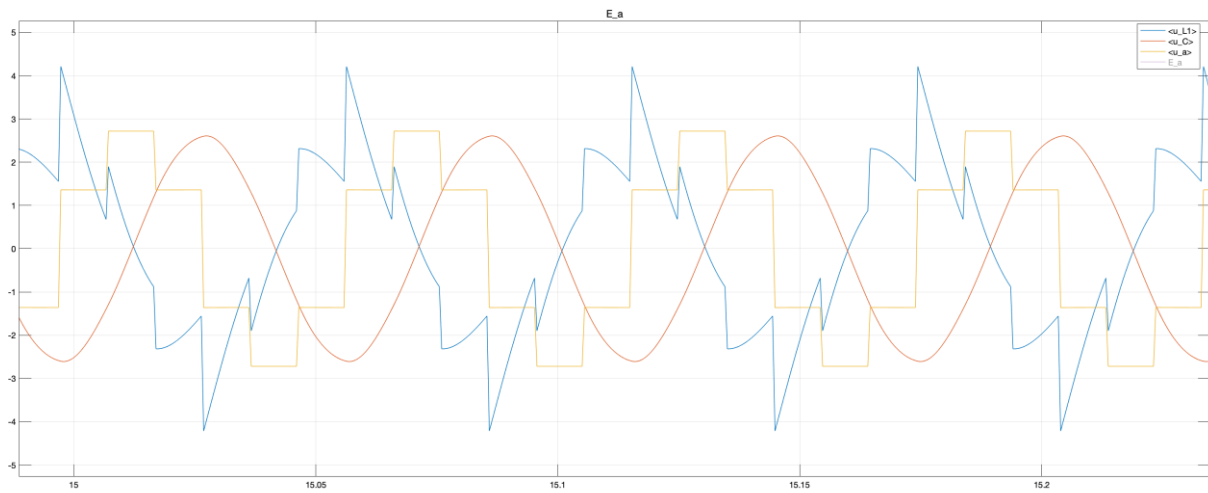


Abbildung 53: Spannungsverläufe bei Güte 1 und ohne eingeschaltete Back-EMF.

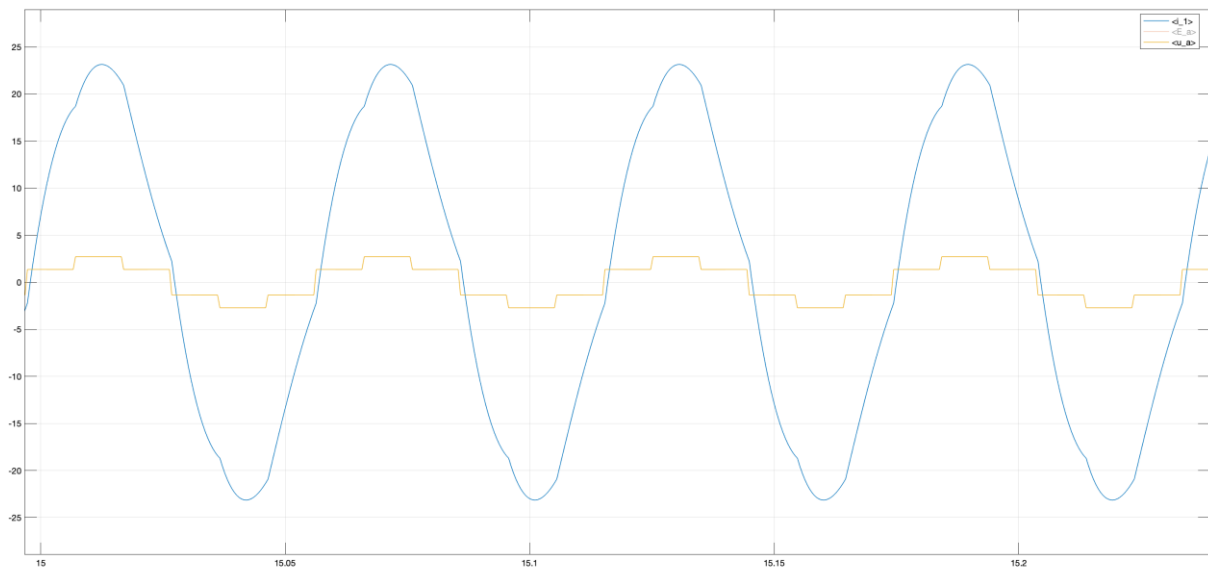


Abbildung 54: Verlauf von Spannung U_{a_eckig} und des Strangstroms bei Güte 1 und ohne eingeschaltete Back-EMF.

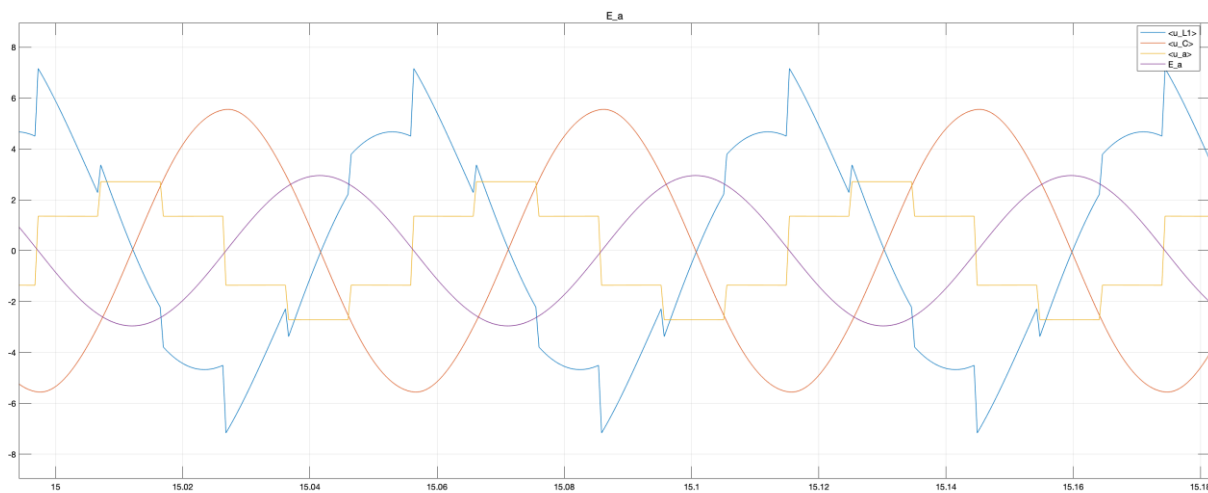


Abbildung 55: Spannungsverläufe bei Güte 1 und mit eingeschalteter Back-EMF.

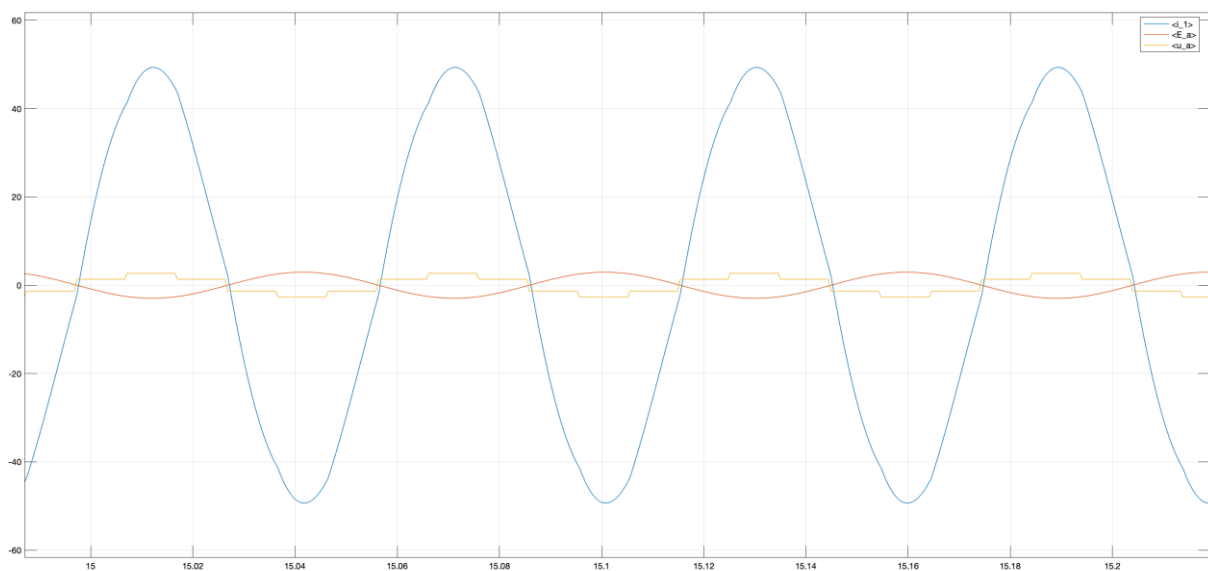


Abbildung 56: Verlauf von Spannung U_{a_eckig} und des Strangstroms bei Güte 1 und mit eingeschalteter Back-EMF.

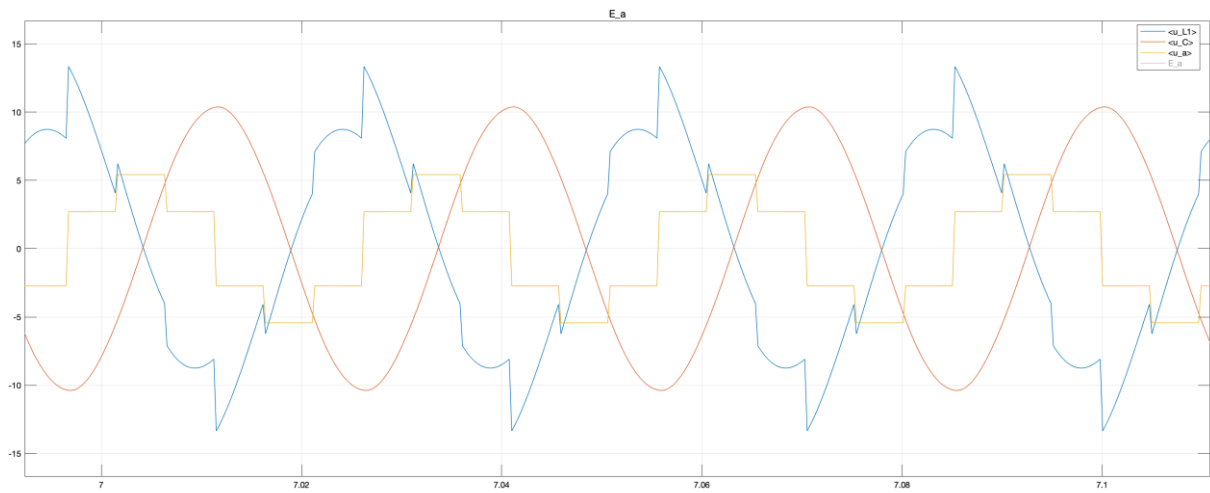


Abbildung 57: Spannungsverläufe bei Güte 2 und ohne eingeschaltete Back-EMF.

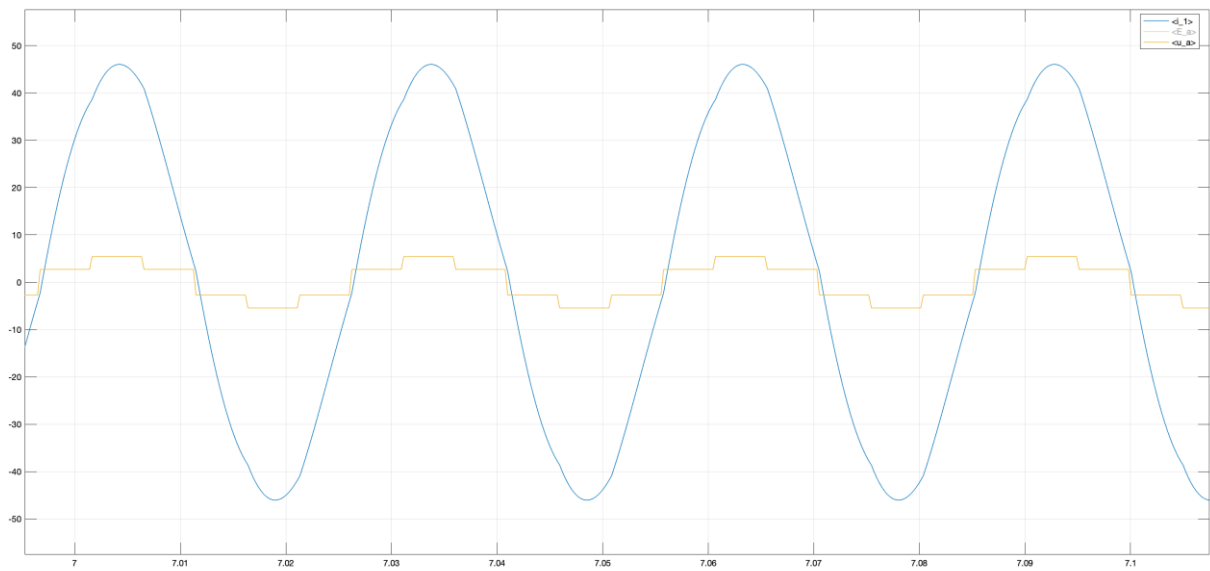


Abbildung 58: Verlauf von Spannung U_{a_eckig} und des Strangstroms bei Güte 2 und ohne eingeschaltete Back-EMF.

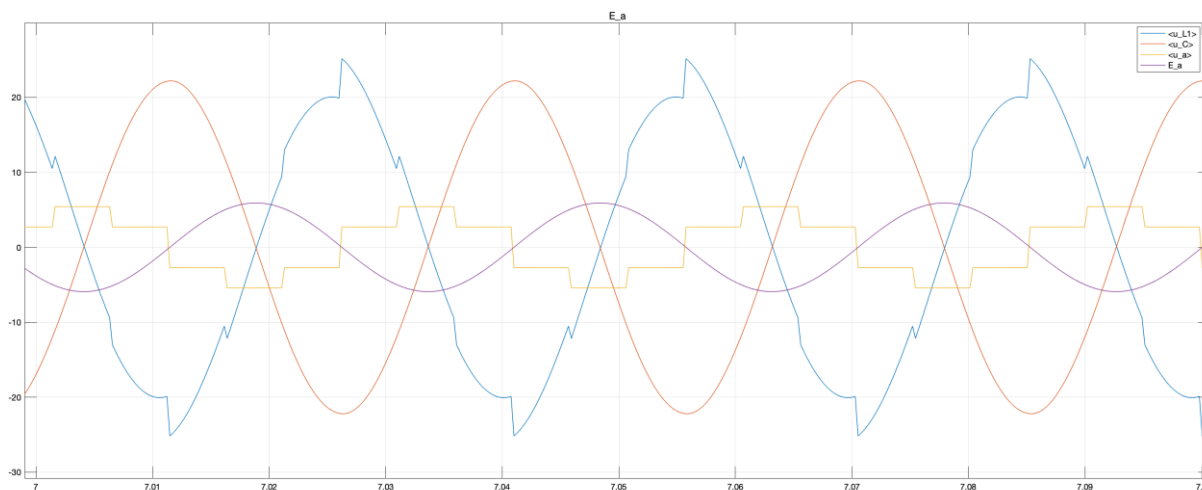


Abbildung 59: Spannungsverläufe bei Güte 2 und mit eingeschalteter Back-EMF.

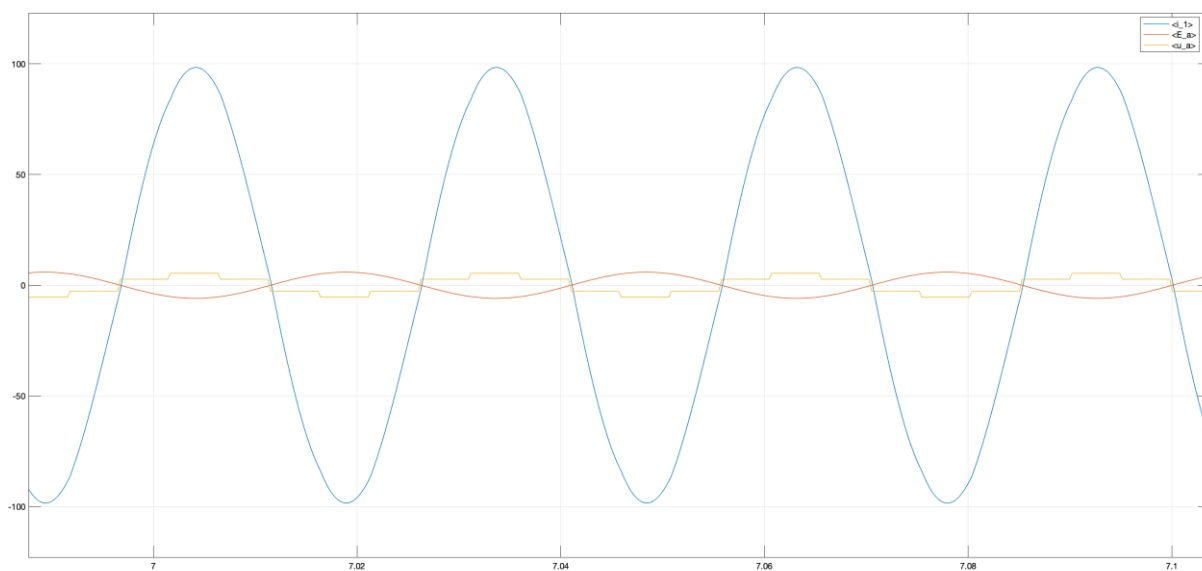


Abbildung 60: Verlauf von Spannung U_{a_eckig} und des Strangstroms bei Güte 2 und mit eingeschalteter Back-EMF.

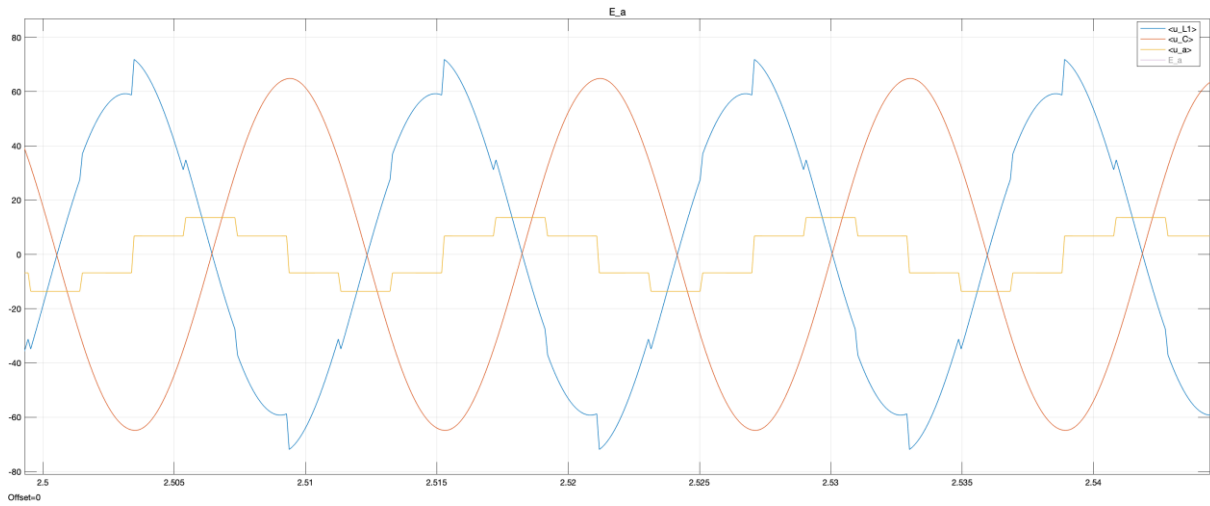


Abbildung 61: Spannungsverläufe bei Güte 5 und ohne eingeschaltete Back-EMF.

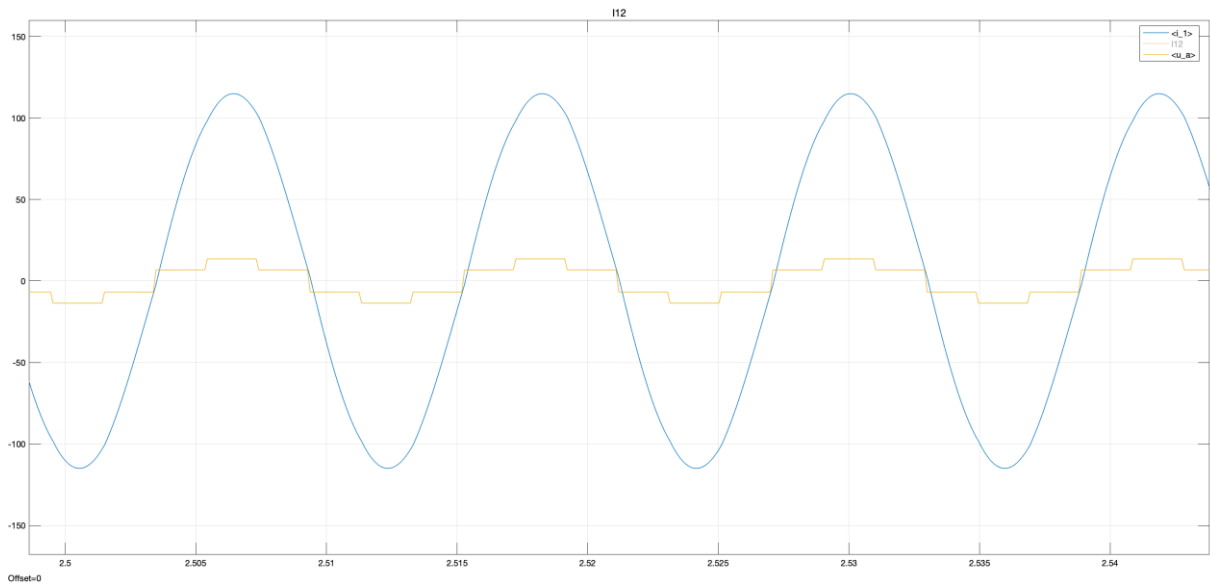


Abbildung 62: Verlauf von Spannung U_{a_eckig} und des Strangstroms bei Güte 5 und ohne eingeschaltete Back-EMF.

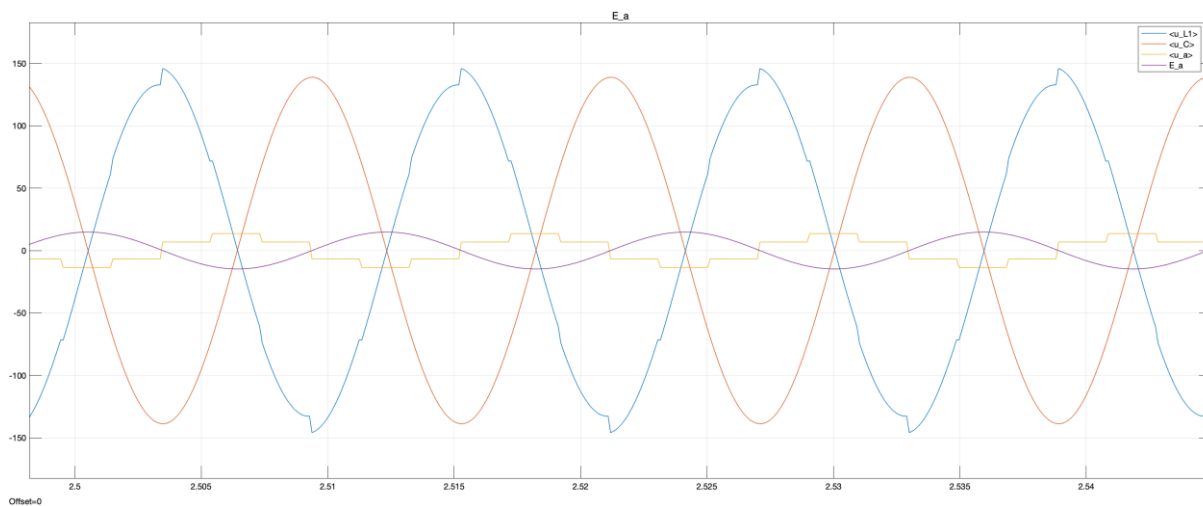


Abbildung 63: Spannungsverläufe bei Güte 5 und mit eingeschalteter Back-EMF.

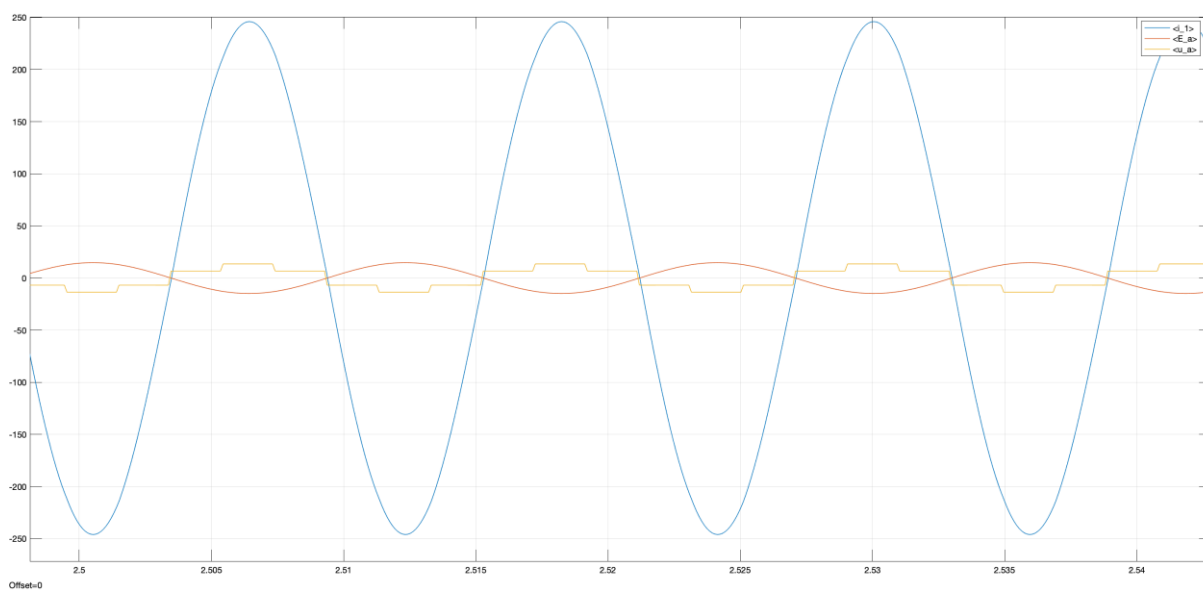


Abbildung 64: Verlauf von Spannung U_{a_eckig} und des Strangstroms bei Güte 5 und mit eingeschalteter Back-EMF.

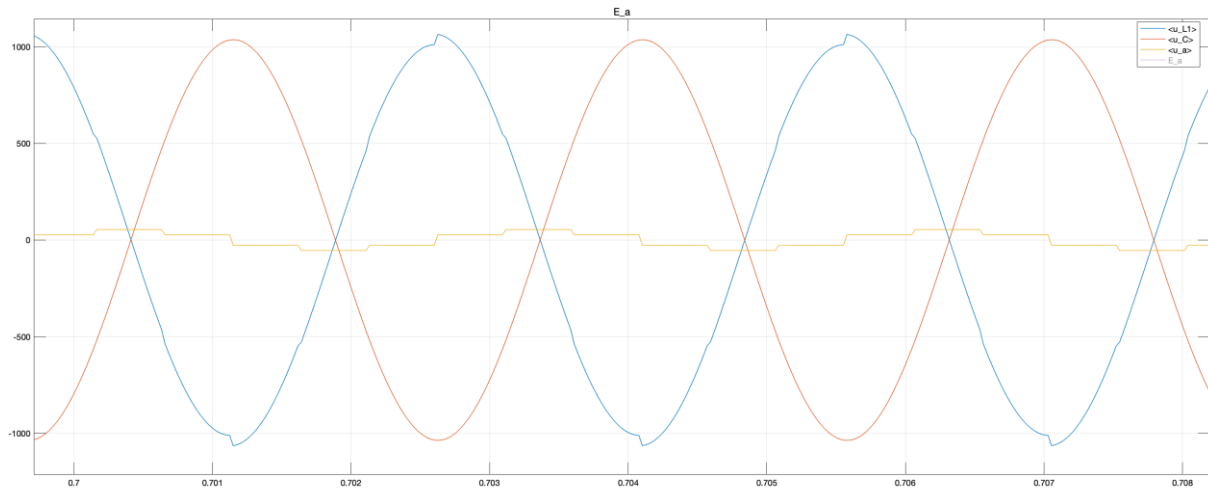


Abbildung 65: Spannungsverläufe bei Güte 20 und ohne eingeschaltete Back-EMF.

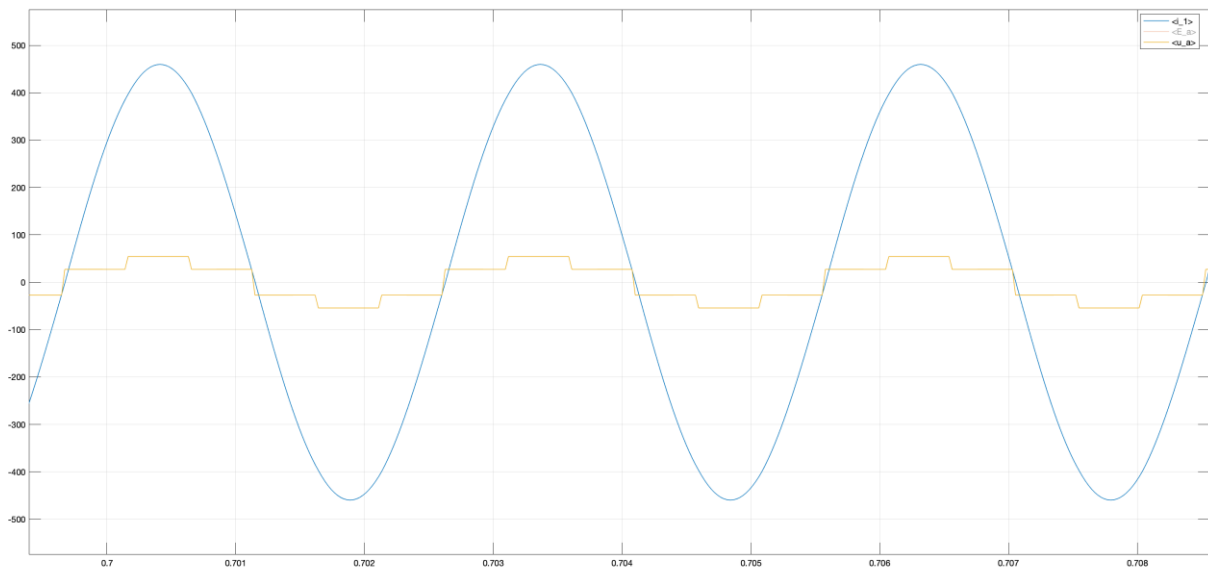


Abbildung 66: Verlauf von Spannung U_{a_eckig} und des Strangstroms bei Güte 20 und ohne eingeschaltete Back-EMF.

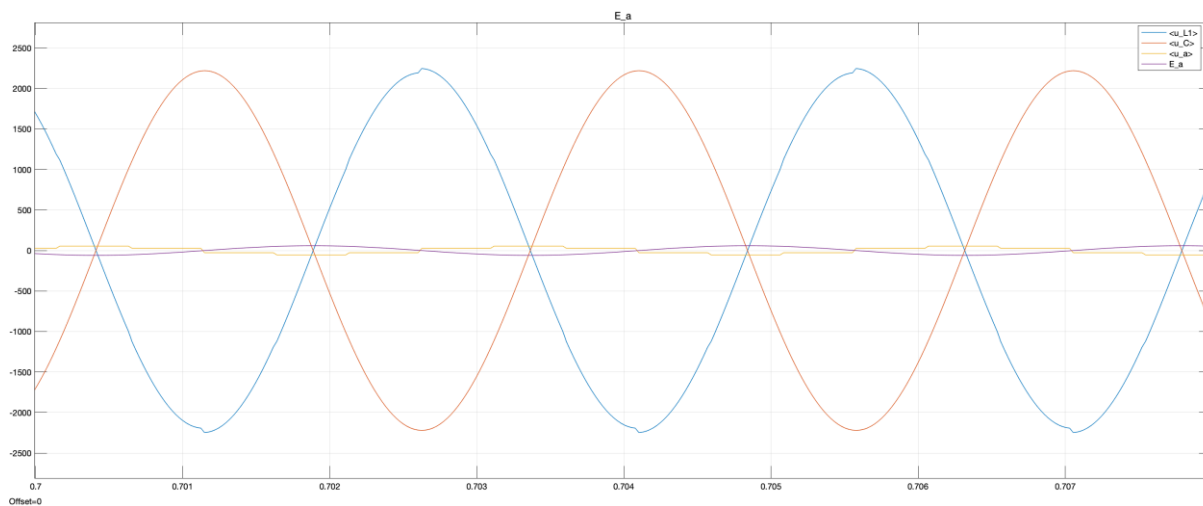


Abbildung 67: Spannungsverläufe bei Güte 20 und mit eingeschalteter Back-EMF.

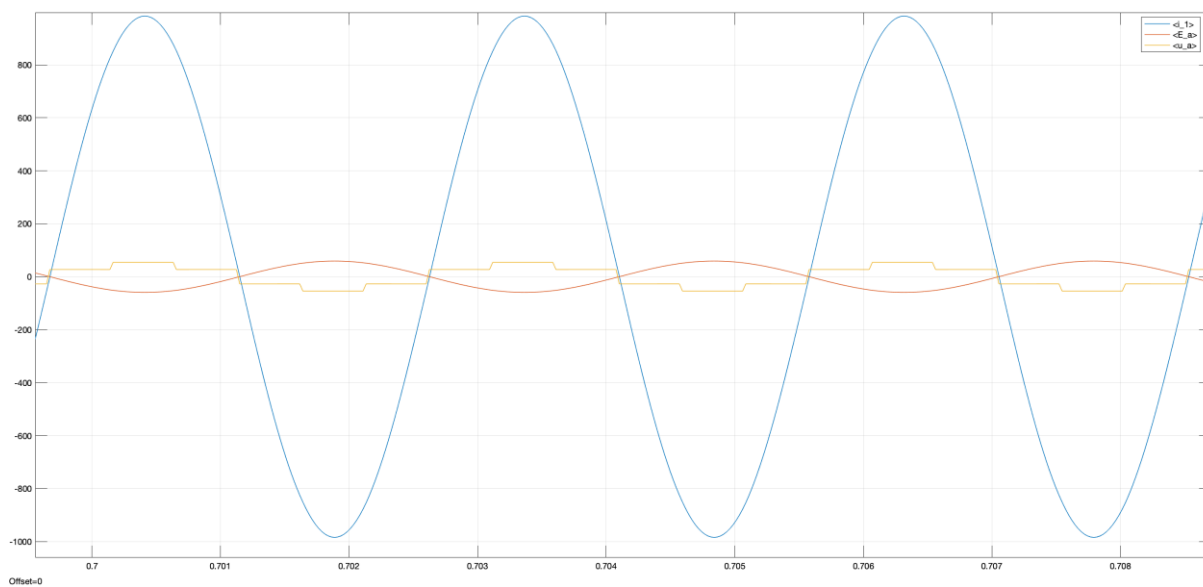


Abbildung 68: Verlauf von Spannung U_{a_eckig} und des Strangstroms bei Güte 20 und mit eingeschalteter Back-EMF.

11. Danksagung

Zuletzt möchte ich mich bei allen bedanken, die mich während der Anfertigung dieser Bachelorarbeit unterstützt haben. Mein größter Dank gebührt dabei meinem Betreuer, Jan Loos, welcher mir wertvolle Anregungen und Hilfestellungen gab und mich sowohl im Praktischen als auch im anschließenden Zusammenschreiben meiner Thesis mit seinem fachlichen Wissen unterstützt hat. Er hatte stets ein offenes Ohr und Anregungen, wenn Probleme oder Fragestellungen auftraten. Dank gilt auch meiner Familie und meinen Freunden, welche mir auch bei frustrierenden Tagen während der Recherche und den Simulationen wieder Motivation gegeben haben.