

Leistungselektronik und Energiespeicher

Teil 3

Modulare Umrichtersysteme

Ausgabe 0.7, 17.01.2022
Autor: Stephan Rupp

Kontakt: stephan.rupp@srupp.de
Web: <https://www.srupp.de>

Veröffentlicht unter [CC-BY-SA](#)

Inhaltsverzeichnis

1. Grundlagen.....	5
1.1. AC-Netze.....	5
1.2. Eigenschaften von Wandlern im Netz.....	6
1.3. Betriebsarten leistungselektronischer Wandler.....	7
1.4. Regelverhalten leistungselektronischer Wandler.....	9
2. Modulare Multilevel Konverter.....	13
2.1. Stromquellenmodell.....	13
2.2. Spannungsquellenmodell.....	16
2.3. MMC mit Spannungsquellen.....	18
2.4. MMC Teilsystem mit Zellen.....	19
2.5. Dreiphasiger Aufbau des MMC.....	21
2.6. Mittelwertmodell mit einer physikalischen Zelle pro Phase.....	23
3. Dual Active Bridges (DAB).....	24
3.1. Resonanzwandler (DAB mit Serienresonanz).....	24
3.2. Wandler mit Phasensteuerung.....	27
3.3. Regelverhalten und Beschaltung.....	32
3.4. DC/DC-Wandler aus DAB.....	32
4. Kaskadierte H-Brücken.....	36
4.1. Funktionsweise.....	36
4.2. Signalverarbeitung und Modulation.....	37
4.3. Charakterisierung als Regelstrecke.....	38
4.4. Ausgangsbeschaltung und Regelung.....	40
5. Leistungselektronische Transformatoren.....	44
5.1. Aufbau einer Zelle.....	44
5.2. Dreiphasiges minimales System.....	45
5.3. Repräsentatives dreiphasiges System.....	50
5.4. Beschleunigung der Rechenzeit durch Schalter statt Transistoren.....	53
6. Modulare DC/DC-Wandler.....	54
6.1. Stromquellenmodell.....	54
6.2. Spannungsquellenmodell.....	55
6.3. Modell mit Mittelfrequenztransformator.....	56
6.4. Minimales Teilsystem mit Zellen.....	58
6.5. Repräsentatives Teilsystem mit 16 Zellen.....	59
6.6. Betrieb als Gleichspannungstransformator.....	60
7. Anwendungen im Energieversorgungsnetz.....	68
7.1. STATCOM.....	68

7.2. Oberwellenfilter.....	72
7.3. DC-Station am Netz.....	74
7.4. Gleichspannungstransformator.....	79
8. Übungen.....	84
8.1. Mittelwertmodell.....	84
8.2. Mittelwertmodell einer physikalischen Zelle.....	85
8.3. Mittelwertmodell mit zwei Zwischenkreisen.....	87
8.4. Redundanz und Verfügbarkeit.....	87

1. Grundlagen

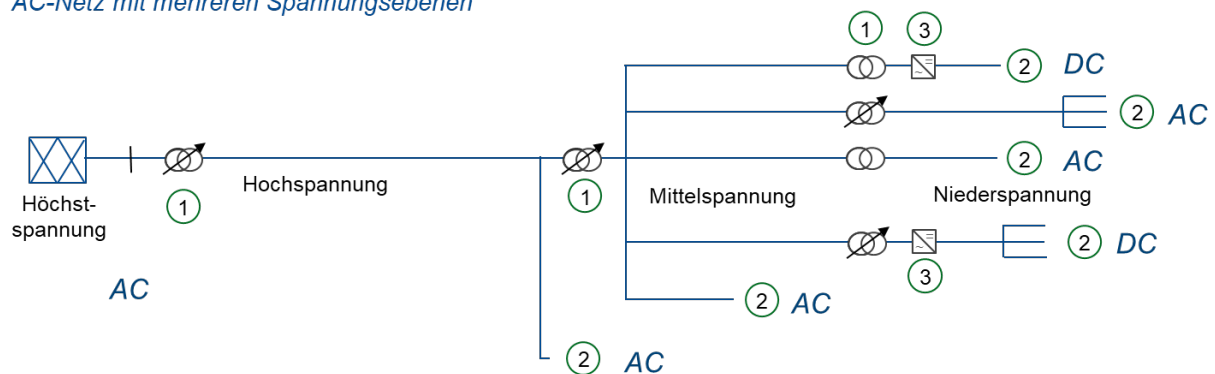
Die heutigen Netze zur elektrischen Energieversorgung sind AC-Netze. Die Netze sind mit mehreren Spannungsebenen aufgebaut. Zwischen den Spannungsebenen arbeiten Transformatoren als AC/AC-Wandler. Als Anlagen am Netz finden sich Kraftwerke, Bezugsanlagen und Erzeugungsanlagen.

Bezugsanlagen und Erzeugungsanlagen sind zunehmend leistungselektronische Systeme, und somit DC-Systeme. Im industriellen Bereich finden sich bereits DC-Netze; ebenso in der obersten Spannungsebene der Energieversorgungsnetze als HGÜ (Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung).

1.1. AC-Netze

Abgesehen von HGÜ-Systemen in der obersten Spannungsebene haben die elektrischen Netze zur Energieversorgung die in folgender Abbildung dargestellte Struktur.

AC-Netz mit mehreren Spannungsebenen



(1) AC/AC-Wandler (Transformatoren)

(2) Anlagen (AC und DC, Bezugsanlagen, Erzeugungsanlagen)

(3) AC/DC bzw. DC/AC-Wandler

Abbildung 1.1 AC-Netze in der elektrischen Energieversorgung

Im Netz finden sich folgende Betriebsmittel:

- (1) Wandler im Netz: Transformatoren als AC/AC-Wandler vermitteln zwischen den Spannungsebenen und stellen eine galvanische Trennung der Netzabschnitte her.
- (2) Anlagen am Netz: Verbraucher bzw. Erzeuger mit AC-Anschluss oder DC-Anschluss. Zu den Erzeugern mit DC-Anschluss gehören Solaranlagen und Windparks. Diese Systeme werden künftig im Zuge der Energiewende weiter ausgebaut werden, in Deutschland mit einem Faktor 2 bis 3 über dem heutigen Bestand. Weitere Erzeuger mit DC-Anschluss sind Brennstoffzellen. Zu den Verbrauchern mit DC-Anschluss gehören Ladestationen für Elektrofahrzeuge, sowie Anlagen zur Elektrolyse. Batteriesysteme an Netz (z.B. für Solarspeicher) sind Anlagen mit DC-Anschluss, die sowohl Bezugsanlagen als auch Erzeugungsanlagen sind.
- (3) Wandler für Systeme mit DC-Anschluss: Nach dem heutigen Stand der Technik sind die AC/DC-Wandler Bestandteil der Anlagen; der Anschlusspunkt ans Netz ist auf der AC-Seite. Nicht in der Abbildung dargestellt sind die AC/DC-Wandler für HGÜ-Systeme auf der obersten Spannungsebene. Diese Wandler sind Betriebsmittel im Netz.

1.2. Eigenschaften von Wandlern im Netz

Nach dem heutigen Stand der Technik sind die Wandler im Netz konventionelle Transformatoren, die als AC/AC-Wandler arbeiten. Transformatoren übersetzen zwischen zwei Spannungsebenen, wobei das Übersetzungsverhältnis durch die Wicklungsverhältnisse fest vorgegeben ist.

Da der Lastfluss im Netz im Tagesverlauf schwankt, ergeben sich Spannungseinbußen an den Impedanzen im Netz: Mit steigender Last (d.h. steigendem Strom) sinkt die Netzspannung. An den Anschlusspunkten sind die Netzbetreiber verpflichtet, die Spannung in einem definierten Bereich von beispielsweise $\pm 10\%$ konstant zu halten. Aus diesem Grund werden in den Spannungsebenen oberhalb der Ortsnetze (Niederspannungsnetz) Regeltransformatoren eingesetzt. Bei diesen wird das Übersetzungsverhältnis an den Leistungsbedarf im Tagesverlauf angepasst, indem mit Hilfe sogenannter Laststufenschalter Wicklungen hinzugeschaltet oder weggeschaltet werden.

Konventionelle Transformatoren

Folgende Abbildung zeigt das Funktionsprinzip konventioneller Transformatoren. Hierbei funktioniert der Transformator als idealer Wandler für Strom und Spannung.

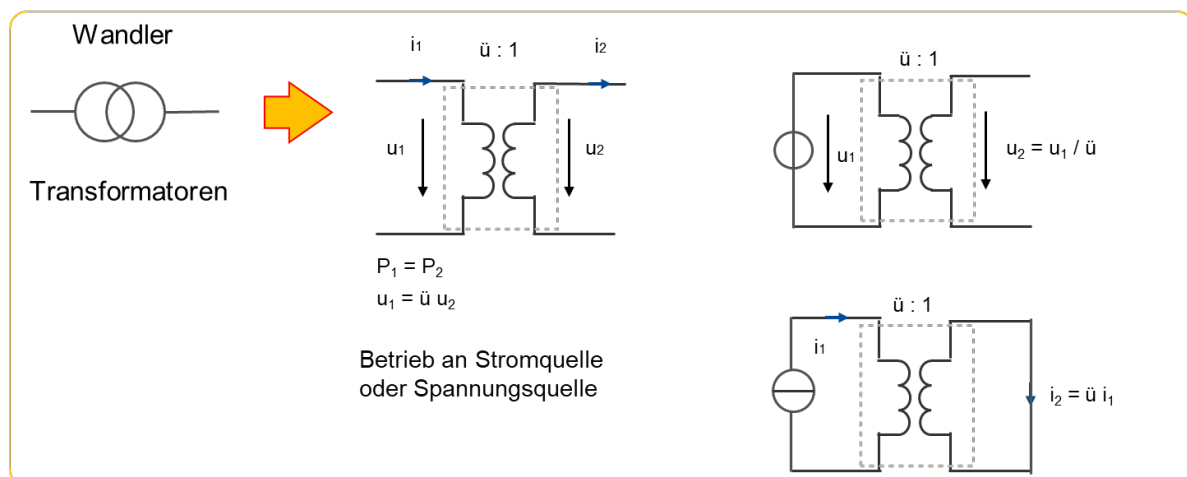


Abbildung 1.2 Funktionsweise konventioneller Transformatoren

Der Transformator wird durch folgende Eigenschaften beschrieben:

- Übersetzungsverhältnis $\vec{u}$: Für die Spannung $U_1 = \vec{u} U_2$ (1.2.1)
- Leistungsinvarianz: $P_1 = P_2$ (1.2.2)

Durch diese beiden Eigenschaften ist das Übersetzungsverhältnis für den Strom festgelegt: $i_2 = \vec{u} i_1$. Die Ströme werden umgekehrt proportional zu den Spannungen transformiert. Auf diese Weise bleibt das Produkt aus Strom und Spannung (= Leistung) primärseitig und sekundärseitig gleich.

Hierbei ist es grundsätzlich egal, ob man das Übersetzungsverhältnis aus dem Verhältnis der Ströme oder aus dem Verhältnis der Spannungen definiert. Der Transformator ist auch nicht auf den Betrieb an einer Spannungsquelle (= Netz) festgelegt. Die Abbildung oben zeigt als Alternative den Betrieb an einer Stromquelle. Das Übersetzungsverhältnis lässt sich in beiden Betriebsarten durch Messung der primären und sekundären Ströme und Spannungen bestimmen.

Regeltransformatoren

Regeltransformatoren sind konventionelle Transformatoren, bei denen mit Hilfe eines Laststufenschalters das Wicklungsverhältnis im Tagesverlauf angepasst wird. Führungsgröße ist hierbei z.B. die Ausgangsspannung: ist diese bei hohem Lastfluss zu niedrig, wird das Übersetzungsverhältnis $\vec{u}$ angepasst, so dass die Spannung wieder in den gewünschten Bereich kommt. Da die Spannung an

den Anschlusspunkten der Anlagen im Netz konstant gehalten werden muss, wird auf diese Weise üblicherweise die Ausgangsspannung nachgeregelt.

Beim Betrieb im Netz ist mit dieser Spannungsregelung auch eine Lastflussregelung verbunden. Diese Eigenschaft leitet sich ebenfalls aus den beiden Basisgleichungen (1.2.1) und (1.2.2) ab: Mit der Transformation der Spannungen und Ströme ist immer eine Impedanztransformation verbunden. Eine Lastimpedanz R_L auf der Sekundärseite des Transformators wird aus Sicht der Primärseite transformiert in $R_L' = \bar{u}^2 R_L$.

Ist die Ausgangsspannung U_2 beispielsweise zu niedrig, wird diese durch Anpassung des Übersetzungsverhältnisses $\bar{u} = U_1/U_2$ (siehe Gleichung (1.2.1)) näher an die Eingangsspannung U_1 gebracht: das Übersetzungsverhältnis wird hierzu verkleinert. Hierdurch reduziert sich die Impedanz in R_L' am Anschlusspunkt des Transformators aus Sicht des Netzes: Es wird mehr Leistung übertragen. Somit passt sich durch die Anpassung des Übersetzungsverhältnisses (= Spannungsregelung) auch der Lastfluss im Netz an den Bedarf an.

Reale Transformatoren

Reale Transformatoren sind nur annähernd verlustfrei und besitzen im Betrieb eine Serienimpedanz, die maßgeblich zur Netzimpedanz beiträgt. Für die Funktionsweise bleibt die oben genannte Beschreibung jedoch zutreffend. Verluste und Serienimpedanz lassen sich bei Bedarf zusätzlich berücksichtigen.

Leistungselektronische Wandler

Leistungselektronische Wandler besitzen die gleichen physikalischen Eigenschaften wie konventionelle Transformatoren, sind jedoch in der Praxis nach dem Stand der Technik festgelegt durch ihre Regelstrategie: Sie werden entweder als Stromquelle oder als Spannungsquelle betrieben.

Nach dem heutigen Stand der Technik werden die physikalischen Eigenschaften durch den Regler nicht vollständig ausgenutzt, da es bisher vermutlich wenig Bedarf an Gleichspannungstransformatoren gibt, bzw. für solche Lösungen spezialisierte Schaltungen mit den gewünschten Eigenschaften (ohne Regler) ausreichend sind.

1.3. Betriebsarten leistungselektronischer Wandler

Leistungselektronische Wandler finden sich

- An Anschlusspunkten am Netz für Bezugsanlagen und Erzeugungsanlagen
- Im Netz als HGÜ-Strecken zwischen zwei Punkten.

Die Betriebsfälle sind festgelegt auf den stromgeführten Betrieb (Einspeisung bzw. Bezugsanlage), bzw. den spannungsgeführten Betrieb (netzbildender Betrieb, Kraftwerksbetrieb) im Falle einer Versorgung von Inselnetzen bzw. Micro-Grids durch Umrichter, bzw. bei der Unterstützung der Kraftwerke durch HGÜs.

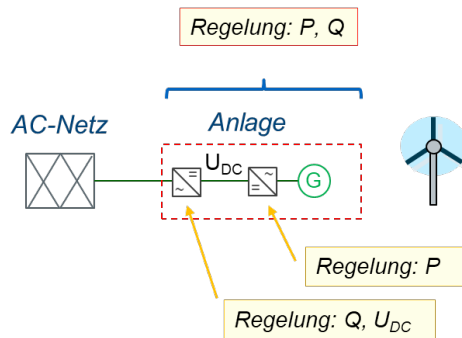
Wenn die Anlage insgesamt auf den Betrieb als Stromquelle oder Spannungsquelle festgelegt ist, gilt das auch für die Komponenten der Anlage, d.h. alle insgesamt beteiligten Wandler. Folgende Abbildung illustriert den Stand der Technik an einer Einspeiseanlage (Windrad bzw. Windpark).

Einspeisung

Im linken Teil der Abbildung ist der Einspeisebetrieb dargestellt. Diese Betriebsart ist heute der Normalfall für Einspeiseanlagen, bzw. in umgekehrter Lastflussrichtung für Bezugsanlagen. Die Anlage insgesamt ist stromgeführt: Der Strom ist so geregelt, dass die verfügbare Leistung ins Netz eingespeist wird (bzw. die benötigte Leistung aus dem Netz bezogen wird). Die Anlage ist leistungsregelt: Vorgegeben werden Wirkleistung P und Blindleistung Q . Die Anlage folgt dem Angebot an Leistung, hier der verfügbaren Leistung aus Windkraft.

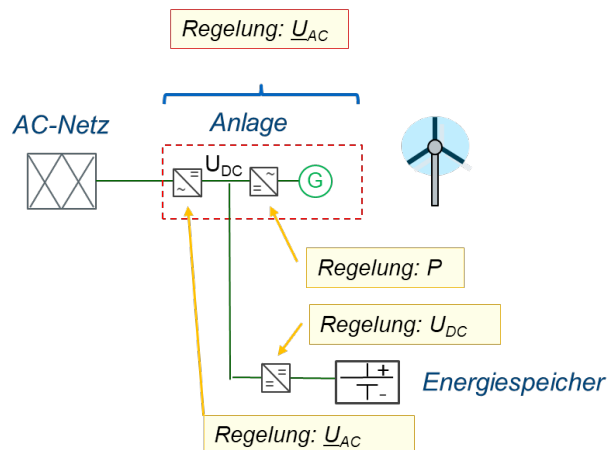
Die Anlage insgesamt kann aus mehreren Wandlern aufgebaut haben, deren Funktion sich zu dem beschriebenen Systemverhalten insgesamt summiert. Im Beispiel ist dies ein netzseitiger Wandler AC/DC und ein anlagenseitiger Wandler DC/AC. Bei einem Windrad ist letzterer als Maschinenumrichter erforderlich: Das Windrad arbeitet mit Wechselstrom, jedoch nicht synchron zur Netzfrequenz. Die Anordnung insgesamt entspricht einem Frequenzumrichter für Maschinen am Netz.

Einspeisung (übliche Betriebsart, stromgeführt)



... folgt dem Angebot.

Kraftwerksbetrieb (netzbildend, spannungsgeführt)



... folgt der Nachfrage.

Abbildung 1.3 Betriebsarten leistungselektronischer Wandler

Die Aufgaben beider Wandler sind wie folgt aufgeteilt:

- Anlagenseitiger DC/AC-Wandler: Nimmt die verfügbare Leistung P der Anlage auf und speist sie in den DC-Zwischenkreis ein. Im DC-Zwischenkreis arbeitet dieser Wandler als Stromquelle.
- Netzseitiger AC/DC-Wandler: Stellt die DC-Zwischenkreisspannung U_{DC} bereit. Je nach Einspeisung (bzw. Bezug) von Wirkleistung im DC-Zwischenkreis ändert sich die Zwischenkreisspannung. Dieser Effekt ergibt sich aus der Integration des eingespeisten (bzw. bezogenen Stroms) an der Zwischenkreiskapazität zur Zwischenkreisspannung. Die Regelung der Zwischenkreisspannung ist eine Füllstandregelung: Wenn der Regler diese Spannung konstant hält, führt er die zugeführte Leistung ins AC-Netz ab. Somit wird der netzseitige Wirkstrom aus der Regelung von U_{DC} vorgegeben. Zum Netz ist jedoch (innerhalb der Bemessungsgrenzen des Wandlers) der Blindstrom frei vorgebar, und somit die Blindleistung Q .

Insgesamt ergibt sich als Regelverhalten $\{P, Q\}$, wobei P dem Leistungsangebot (bzw. den Leistungsbedarf) der Anlage folgt. Die Blindleistung Q hat anlagenseitig keine Bedeutung und kann daher frei vorgegeben werden.

Netzbildung

Der netzbildende Betrieb ist auf der linken Seite der Abbildung 1.3 dargestellt. Diese Betriebsart ist für Erzeugungsanlagen am Netz noch nicht Stand der Technik, findet sich aber in dieser Konfiguration bei batteriegepufferten Micro-Grids, die von Solaranlagen bzw. Windanlagen versorgt werden. In einer solchen Konfiguration wäre das AC-Netz ein Inselnetz bzw. Micro-Grid, nicht das öffentliche Energieversorgungsnetz.

Aus technischer Sicht spricht nichts dagegen, eine solche Konfiguration für künftige öffentliche Energieversorgungsnetze zu übernehmen, speziell um auf diese Weise den Kraftwerkbetrieb bei Rückbau konventioneller Kohlekraftwerke (bzw. Kernkraftwerke) aufrecht zu erhalten. Der spannungsgeführte Betrieb ist Stand der Technik als besondere Betriebsart für HGÜ-Strecken im Netz.

Die Anlage insgesamt ist spannungsgeführt: Geregelt wird die Netzspannung $\underline{U}_{AC}$. Netzbildung in einem spannungsgeführten AC-Netz bedeutet die Bereitstellung der Netzspannung. Verbraucher am Netz entnehmen Ströme, Einspeiseanlagen stellen Ströme bereit. Ein größeres Inselnetz bzw. ein öffentliches Netz bzw. Verbundnetz besitzt mehrere Kraftwerke bzw. Generatoren als Spannungsquellen.

Insgesamt besteht die Anlage im Beispiel aus drei Wandlern mit folgenden Aufgaben:

- Anlagenseitiger DC/AC-Wandler: Unverändert. Dieser Wandler nimmt die verfügbare Leistung P der Anlage auf und speist sie in den DC-Zwischenkreis ein. Im DC-Zwischenkreis arbeitet dieser Wandler als Stromquelle.
- Netzseitiger AC/DC-Wandler: Stellt die AC-Spannung $\underline{U}_{AC}$ bereit. Wird aus dem Netz Leistung bezogen, entnimmt dieser Wandler die benötigte Leistung aus dem DC-Zwischenkreis. Am DC-Zwischenkreis arbeitet der Wandler somit ebenfalls als Stromquelle. Die Nachfrage aus dem Netz ist hierbei völlig entkoppelt vom Angebot aus der Anlage.
- Wandler des Energiespeichers (DC/DC): Stellt die Zwischenkreisspannung U_{DC} bereit. Je nach der Leistungsbilanz im DC-Zwischenkreis ändert sich die Zwischenkreisspannung. Dieser Effekt ergibt sich aus der Integration der eingespeisten und bezogenen Ströme an der Zwischenkreiskapazität zur Zwischenkreisspannung. Die Regelung der Zwischenkreisspannung ist eine Füllstandregelung: Wenn der Regler diese Spannung konstant hält, führt er die zugeführte Leistung in den Energiespeicher, bzw. entnimmt die benötigte Leistung dem Energiespeicher. Somit wird der Wirkstrom für den Energiespeicher aus der Regelung von U_{DC} vorgegeben.

Insgesamt ergibt sich als Regelverhalten $\underline{U}_{AC}$, wobei der Energiespeicher im DC-Zwischenkreis für den Ausgleich des Angebots aus der Anlage und der Nachfrage aus dem Netz sorgt.

1.4. Regelverhalten leistungselektronischer Wandler

Das Regelverhalten der in Abschnitt 1.3 beschriebenen Wandler soll an dieser Stelle mit Hilfe einfacher regelungstechnischer Modelle illustriert werden. Hierfür werden Stromquellen bzw. Spannungsquellen eingesetzt, die das Verhalten der Wandler auf Systemebene zutreffend beschreiben.

AC/DC-Wandler

Für Wandler am AC-Netz ist die überwiegende Betriebsart der Bezug von Leistung bzw. die Einspeisung von Leistung. In diesem Fall verhält sich der Regler netzseitig als Stromquelle. Dieses Modell ist auch dann korrekt, wenn der Wandler mit einer Zwischenkreiskapazität aufgebaut ist (als sogenannter Voltage Source Converter), und somit physikalisch einer Spannungsquelle entspricht, die sich durch den Regler wie eine Stromquelle verhält (Strom als Führungsgröße, Spannung als Stellgröße). Grundsätzlich sind die Modelle auf Systemebene zutreffend auf alle Wandlertopologien, unabhängig von der genauen physikalischen Realisierung.

Stromgeführter Betrieb

Folgende Abbildung zeigt das regelungstechnische Modell. Im stromgeführten Betrieb stellt der Wandler AC-seitig eine Stromquelle dar. Der Wirkstromanteil folgt durch die Regelung der Zwischenkreisspannung U_{DC} der Leistungsbilanz aus den DC-Zwischenkreis: Es wird die jeweils dem Zwischenkreis entnommene Leistung an den AC-Anschluss weitergegeben, bzw. die dem DC-Zwischenkreis entnommene Leistung der AC-Seite entnommen.

Stand der Technik für Wandler AC/DC: Einspeisung

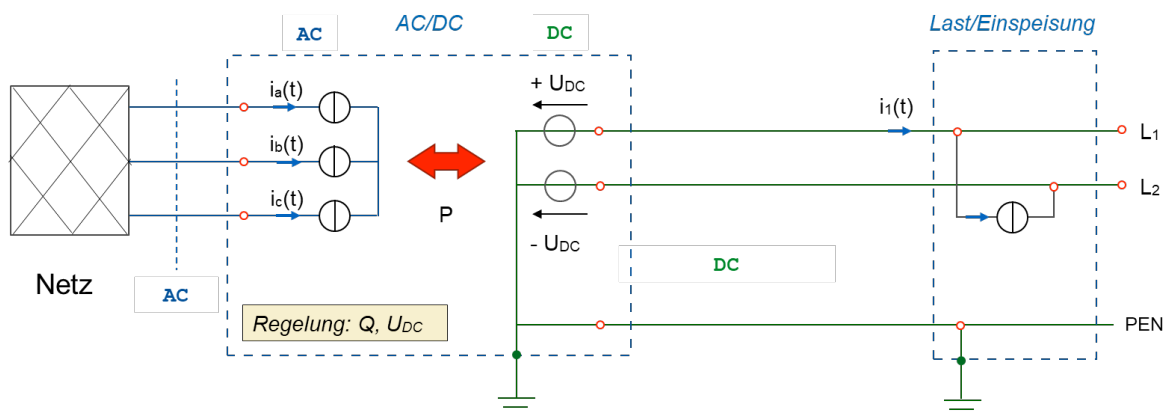


Abbildung 1.4 Einspeisung bzw. Bezug durch leistungselektronischen Wandler am AC-Netz

Das Regelverhalten insgesamt lässt sich somit beschreiben als $\{U_{DC}, Q\}$. AC-seitig kann die Blindleistung Q mit Hilfe des Blindstromanteils im Rahmen der Bemessungsgrößen beliebig vorgegeben werden, da die Blindleistung keinen Bezug zum DC-Anschluss hat.

Betrachten man den Wandler zwischen seinen Anschlussklemmen, d.h. von AC (Primärseite) nach DC (Sekundärseite), so sind Primärseite und Sekundärseite über die Wirkleistung P gekoppelt, wie bei einem konventionellen Transformator.

Aus dem Verhältnis der Sekundärspannung U_{DC} zur Primärspannung U_{AC} (= Betrag der AC-Spannung) ließe sich auch ein Übersetzungsverhältnis $\bar{u}$ definieren. Allerdings wäre dieses Übersetzungsverhältnis nicht durch den Wandler festgelegt, da weder ein vorgegebenes Spannungsverhältnis noch ein vorgegebenes Stromverhältnis mit der Betriebsweise des Wandlers vereinbar ist. Eine der Spannungen (bzw. der Ströme) ist durch den Anschluss bestimmt.

Je nach Bauart der Wandler kann sich das resultierende Übersetzungsverhältnis $\bar{u}$ auch tatsächlich über einen größeren Spannungsbereich erstrecken, beispielsweise bei leistungselektronischen Transformatoren. Ob die Primärseite galvanisch von der Sekundärseite getrennt ist, geht aus der Systembetrachtung nicht hervor. Für die elektrische Auslegung der Netze genügt diese Betrachtung daher nicht. Allerdings ist die Beschreibung auf Systemebene für alle Arten von Wandlern zutreffend.

Spannungsgeführter Betrieb

Im spannungsgeführten Betrieb stellt der Wandler AC-seitig eine Spannungsquelle dar, wie in folgender Abbildung gezeigt. Da der Wandler leistungsinvariant ist ($P_1 = P_2$), muss die AC-seitig entnommene Leistung (bzw. AC-seitig zugeführte Leistung) in den DC-Zwischenkreis weitergegeben werden. Primärseite (AC) und Sekundärseite (DC) sind somit wiederum über die Wirkleistung P gekoppelt.

Leistungsentnahme oder Leistungsbezug bedeutet in einem spannungsgeführten Netz Strombezug oder Stromentnahme. Daher stellt der Wandler sekundärseitig eine Stromquelle dar. Die Regelung der DC-Spannung U_{DC} im Zwischenkreis muss somit eine Komponente außerhalb des Wandlers übernehmen.

Systemtechnisch lässt sich zwischen Primärseite und Sekundärseite wiederum ein Übersetzungsverhältnis $\bar{u}$ definieren, das allerdings wiederum aus der Betriebsart im Kombination mit der Vorgabe von Strom bzw. Spannung an einem der Anschlüsse resultiert.

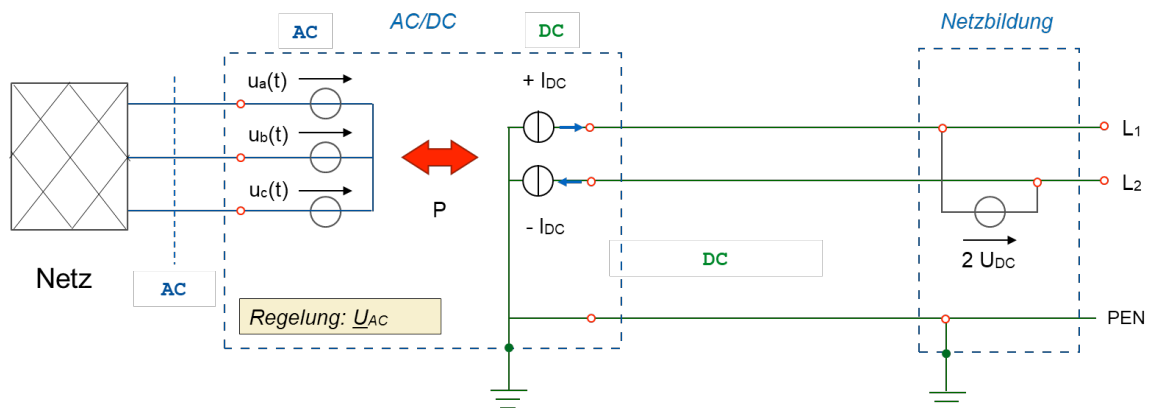


Abbildung 1.5 Netzbildung mit leistungselektronischen Wandler am AC-Netz

Die Regelung des Wandlers stellt die AC-Spannung bereit. In der Praxis muss hier festgelegt werden, ob der Wandler als Netzbildner die Netzfrequenz selber festlegt, bzw. ob der Wandler im Verbund mit weiteren Spannungsquellen (= Maschinen bzw. Umrichtern) arbeiten soll. Diese Betrachtungen stellen Ergänzungen zur beschriebenen Systemsicht dar.

Bei dem in Abschnitt 1.3 beschriebenen Beispiel wäre diese Betriebsart sowohl für die anlagenseitigen Wandler der Fall, als auch für den netzseitigen Wandler im Falle der Netzbildung.

DC/DC-Wandler

Beide Betriebsarten treffen auch für DC/DC-Wandler zu. Folgende Abbildung zeigt den Einspeisebetrieb in ein Gleichspannungsnetz (bzw. den Bezug von Leistung aus einem Gleichspannungsnetz), sowie die Netzbildung an einem Gleichspannungsnetz.

Wie im AC-Fall unterscheiden sich beide Betriebsarten durch die Führung des Stroms bzw. die Führung der Spannung: Primärseitig stellt der Wandler im regelungstechnischen Modell entweder eine Stromquelle dar, oder eine Spannungsquelle. Primärseite und Sekundärseite sind über die Wirkleistung P gekoppelt.

Im Falle eines DC/DC-Wandlers sind beide Betriebsarten spiegelbildlich zueinander:

- Einspeisebetrieb auf der Primärseite: Spannungsgeführter Betrieb auf der Sekundärseite. Hierbei folgte die primärseitige Stromquelle der Leistungsbilanz auf der Sekundärseite. Der Regler hält die sekundärseitige Spannung U_{DC2} konstant und überführt den Leistungsüberschuss auf die Primärseite (bzw. entnimmt die benötigte Leistung der Primärseite). Geregelt wird somit U_{DC2} .
- Netzbildung auf der Primärseite: Einspeisebetrieb (bzw. Bezug) auf der Sekundärseite. Hier wird die Primärspannung U_{DC1} geregelt (d.h. konstant gehalten). Die primärseitig zugeführte (bzw. entnommene) Leistung wird der Sekundärseite entnommen (bzw. zugeführt). Auf der Sekundärseite stellt der Wandler somit eine Stromquelle dar.

Beide Betriebsarten sind bidirektional, d.h. unabhängig von der Lastflussrichtung. Regelungstechnisch befindet sich die Ursache (im Sinne der Kausalität) im Einspeisebetrieb (bzw. bei Leistungsbezug) auf der Sekundärseite des Wandlers: Die hier von der Anlage bereitgestellte Wirkleistung P wird auf die Primärseite weitergereicht.

Stand der Technik für Wandler DC/DC

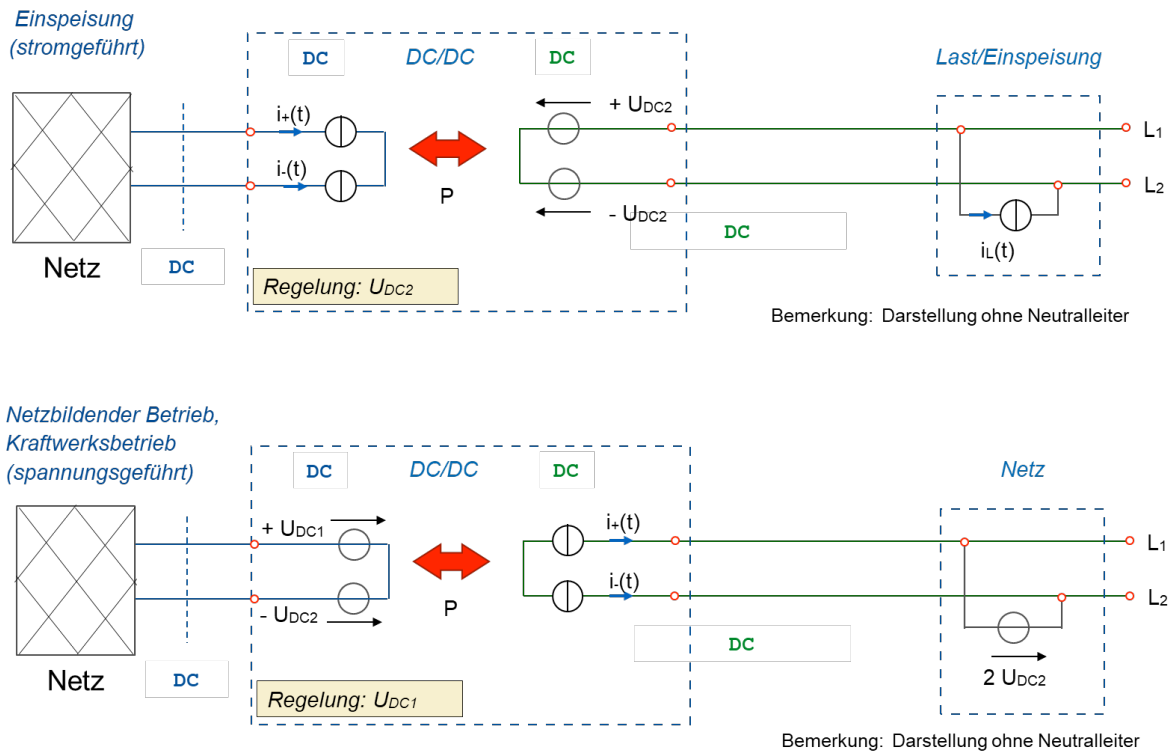


Abbildung 1.6 Betriebsarten leistungselektronischer Wandler am DC-Netz

Im netzbildenden Betrieb befindet sich regelungstechnisch die Ursache im Netz, d.h. auf der Primärseite. Die hier bereitgestellte Wirkleistung P wird weitergereicht auf die Sekundärseite. Der Betrieb ist somit spiegelbildlich und bezieht sich jeweils nur auf die Primärseite des Wandlers, unter der Voraussetzung, dass es sich um spannungsgeführte Netze handelt.

Auch in einem DC-Netz ist der spannungsgeführte Betrieb vergleichsweise anspruchsvoll, da in aller Regel mehrere Spannungsquellen im Netz parallel zueinander kooperieren müssen. Der stromgeführte Betrieb am Netz stellt keine besonderen Herausforderungen.

2. Modulare Multilevel Konverter

Modulare Multilevel Konverter (MMK) sind AC/DC-Wandler und bilden die Schnittstelle von DC-Strecken zum AC-Netz, beispielsweise bei einer HGÜ (Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung). Im folgende Beispiel soll ein MMK die Kopfstation einer Gleichspannungsstrecke bzw. eines Gleichspannungsnetzes bilden.

Das Spannungsniveau spielt grundsätzlich keine Rolle, da der Konverter modular aufgebaut ist: Es wird eine passende Anzahl von Modulen (bzw. Zellen) verwendet. Sowohl Einspeisung als auch Entnahme von Wirkleistung aus dem Netz sind durch den Wandler möglich. Die vom Umrichter bereitgestellte Blindleistung bleibt dabei frei einstellbar. Der Wandler kann regelungstechnisch sowohl als Stromquelle als auch als Spannungsquelle betrachtet werden.

2.1. Stromquellenmodell

Der Wandler soll mit Hilfe einer Stromquelle zum Netz abgebildet werden. Wie in folgender Abbildung gezeigt, erzeugt der Wandler das DC-Netz auf der Sekundärseite und wird daher auf der DC-Seite als Spannungsquelle dargestellt.

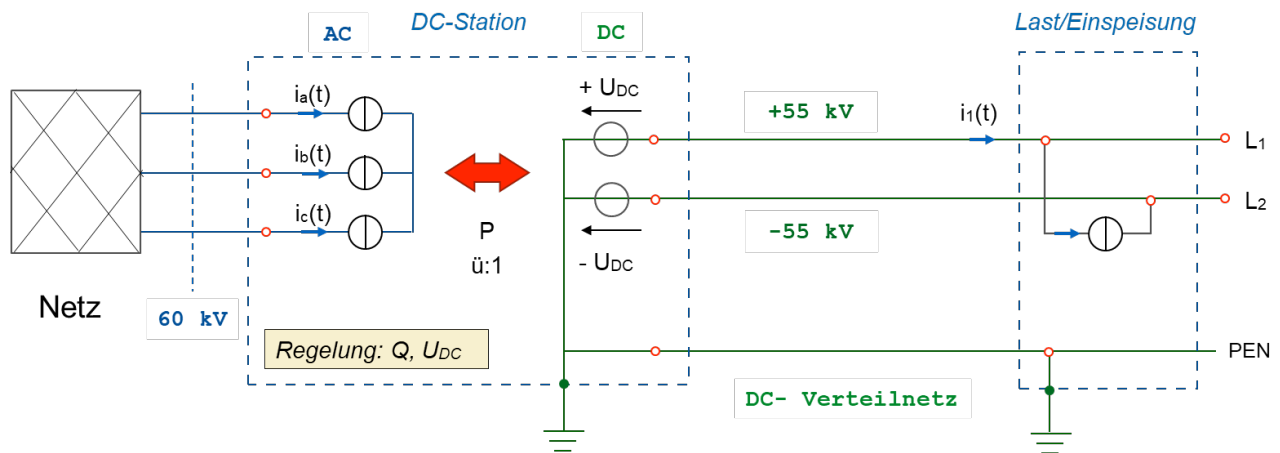


Abbildung 2.1 Stromquellenmodell des netzseitigen Wandlers

Als Eckdaten sind vorgesehen:

- AC-Spannung (Netz): 67 kV
- DC-Spannung (Wandler): ± 55 kV
- Leistung: 60 MVA

Im Modell ist ein passender Lastwiderstand bzw. eine stromgeregelte bzw. leistungsgeregelte Last vorgesehen. Der Wandler stellt die DC-Spannung und entnimmt dem AC-Netz die benötigte Leistung, bzw. führt dem AC-Netz die eingespeiste Leistung zu. Das AC-Netz wird als Drehstromsystem mit einer Spannungsquelle mit induktiver Netzimpedanz nachgebildet. Folgende Abbildung zeigt den Aufbau des Modells.

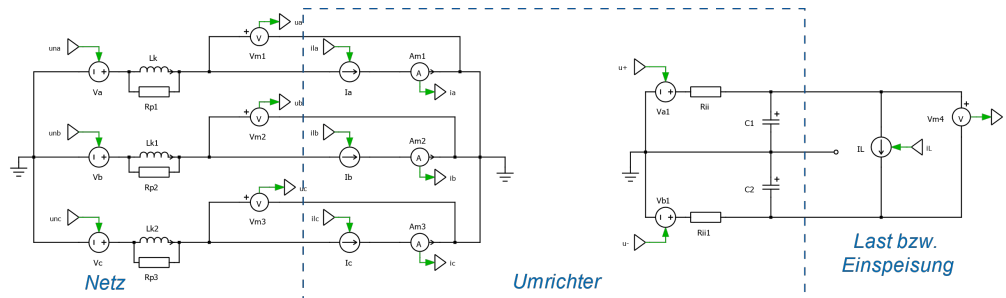


Abbildung 2.2 Aufbau des dreiphasigen Modells

In einer Erweiterung soll der Wandler über einen Transformator angeschlossen werden mit folgenden Eckdaten:

- Übersetzungsverhältnis: 67 kV/380 kV
- Bemessungsleistung: 80 MVA
- Kurzschluss-Spannung: 5%.

Hierbei stellt der Transformator den wesentlichen Teil der Netzimpedanz dar. Folgende Abbildung zeigt den Aufbau der Schaltung.

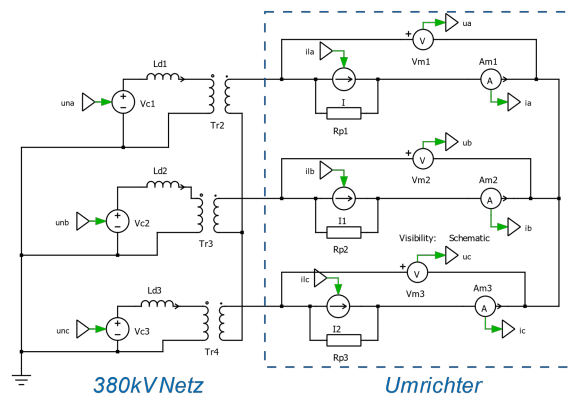


Abbildung 2.3 Anschluss mit Hilfe eines Transformators

Die induktive Netzimpedanz wird so bemessen, dass bei Nennstrom der Spannungsabfall über der Netzimpedanz ca. 5% beträgt. Dieser Wert entspricht einer Kurzschluss-Spannung für Transformatoren von 5%.

Die in der Abbildung ergänzten Widerstände parallel zu den Stromquellen stellen parasitäre (d.h. große) Widerstände dar, die in der Simulation erforderlich sind. Da die über einer Induktivität induzierte Spannung dem zeitlichen Differenzial des Stromes folgt und eine Stromquelle sprunghafte Änderungen des Stromes zulässt, ist die serielle Schaltung idealer Induktivitäten (bzw. Transformatoren) mit Stromquellen nicht möglich.

Folgende Abbildung zeigt das Umrichtermodell, das über den Transformator an das Höchstspannungsnetz (380kV) angeschlossen wird. Ein Anschluss an das 220kV oder 110kV Netz wäre ebenso möglich.

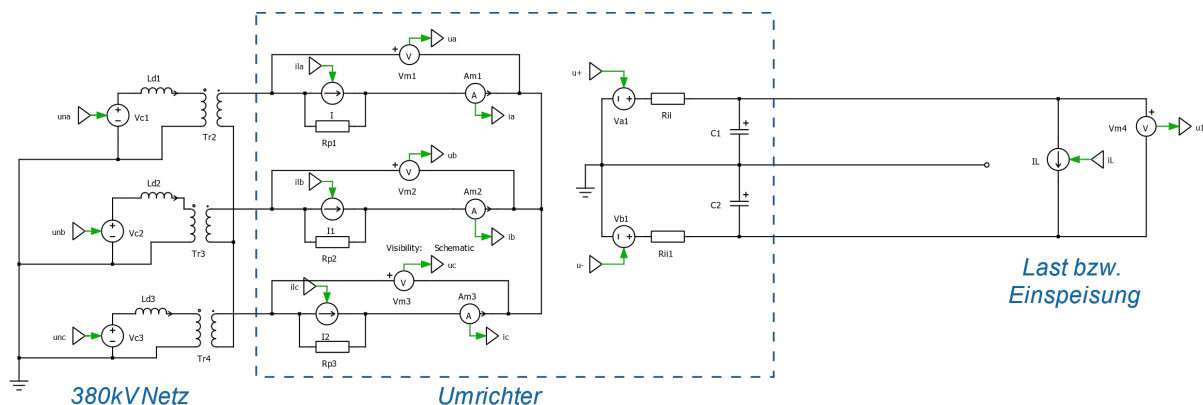


Abbildung 2.4 Aufbau des Modells mit Transformator

Die Spannungsquellen im DC-Netz werden auf einen festen Wert (55kV) eingestellt, sie sind netzbildend. Die Last bzw. Einspeisung verursacht einen Wirkleistungsfluss. Diese Wirkleistung muss von der AC-Seite bereitgestellt werden (bzw. aufgenommen werden im Falle einer Einspeisung auf der DC-Seite). Folgende Abbildung zeigt, wie die Stromquellen der AC-Seite geregelt werden, damit die Leistungsbilanz aufgeht.

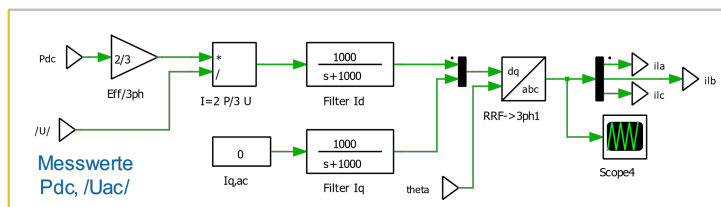


Abbildung 2.5 Leistungsgeführter Wirkstrom

Die auf der DC-Seite entnommene Leistung wird am Anschlusspunkt der DC-Station gemessen. Dieser Messwert dient als Vorgabe für die aus dem AC-Netz zu entnehmende Leistung. Aus der Leistungsvorgabe berechnet sich der Wirkstrom aus der Beziehung:

$$P_{ac} = 3 U I \cos(\phi) = 3 U I_d \quad (2.1.1)$$

Hierbei bezeichnen U und I die Effektivwerte der Beträge von Strom und Spannung am Anschlusspunkt der DC-Station am AC-Netz. Bei den in der Simulation gemessenen Werten repräsentieren die Zeiger die Scheitelwerte. Daher ist die aus den Scheitelwerten berechnete Leistung um einen Faktor 2 zu korrigieren. Der so berechnete Wirkstromanteil I_d ist Vorgabe für den Primärstrom. Der Blindanteil des Primärstroms und damit die Blindleistung lässt sich dabei unabhängig vom Wirkanteil des Primärstroms einstellen.

Der Simulationslauf ergibt folgende Verläufe. Umrichterspannung und -strom sind in Phase, da der Blindstrom zu null gewählt wurde. Die Wirkleistung auf der AC-Seite (grün) folgt der DC-Leistung (rot). Details zu den Spannungsvorgaben und zur Berechnung von Strom und Leistung finden sich in Anhang A.

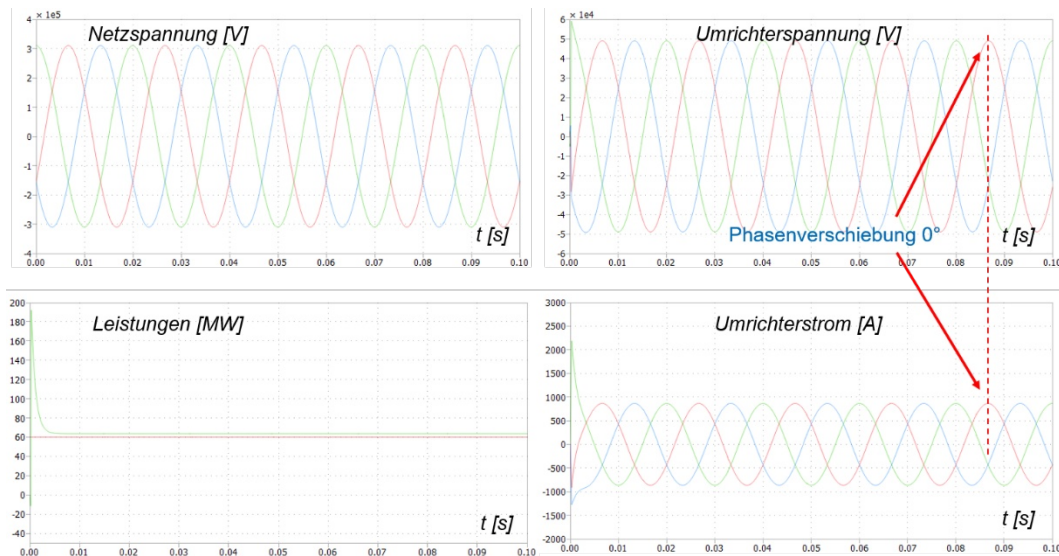


Abbildung 2.6 Simulationslauf

2.2. Spannungsquellenmodell

Die wegen der Eigenschaften der eingesetzten Umrichter physikalisch plausiblere Variante wäre eine Stromquelle auf der Sekundärseite (DC-Netz) und eine Spannungsquelle primärseitig für den Anschluss ans AC-Netz. In diesem Fall sind sekundärseitig der Strom (bzw. primärseitig die Spannung) die Stellgrößen. Regelungstechnisch wird der Fall „Sekundärseite als Stromquelle, Primärseite als Spannungsquelle“ in den Fall „Sekundärseite als Spannungsquelle, Primärseite als Stromquelle“ oben überführt. Folgende Abbildung zeigt das Modell mit Spannungsquellen primärseitig und Stromquellen sekundärseitig.

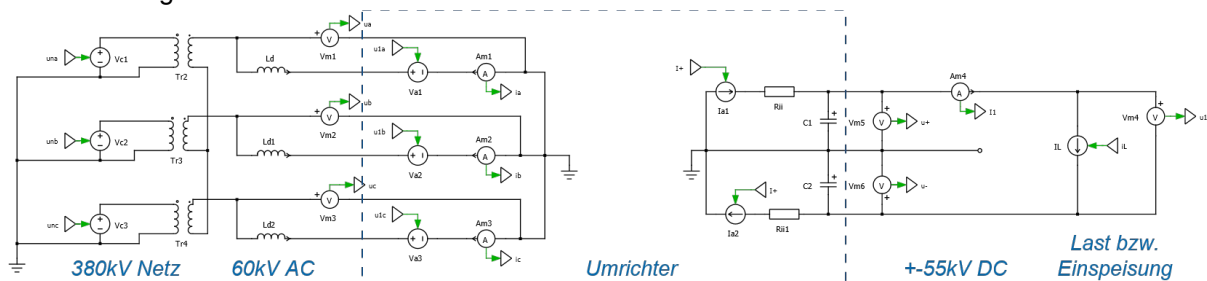


Abbildung 2.7 Aufbau des Modells

Primärseite

Im Aufbau gleicht der Konverter einem System mit Spannungszwischenkreis (Voltage Source Converter). Dieser Typ stellt physikalisch eine Spannungsquelle dar, die im stromgeführten Betrieb erst durch die Regelung zu einer Stromquelle wird. Ein detailliertes Modell verwendet daher eine Spannungsquelle und einen Regler.

Die folgende Abbildung zeigt eine Vereinfachung des AC-Netzes mit Umrichter als Spannungsquellenmodell. Die Kopplung erfolgt mit Hilfe einer Serieninduktivität.

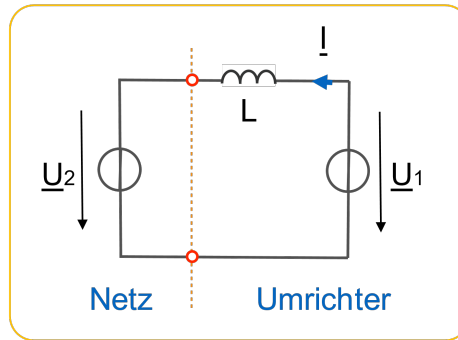


Abbildung 2.8 Wandler als Spannungsquelle am Netz

Der Umrichter wird als stromgesteuerte Spannungsquelle betrieben, somit ist die Umrichterspannung die Stellgröße. Die folgende Abbildung zeigt die Regelung.

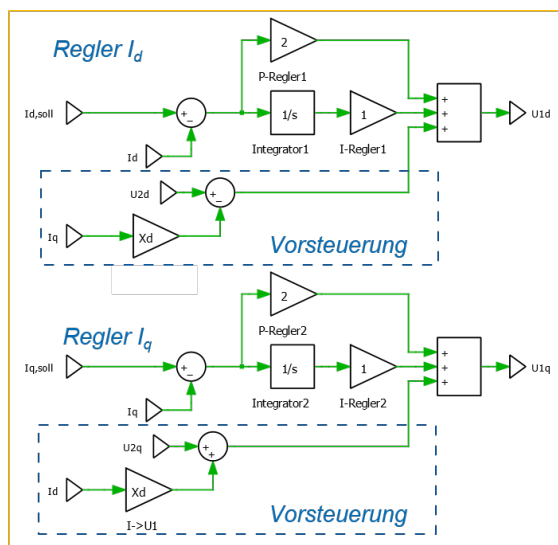


Abbildung 2.9 Regelung der Umrichter-Spannungsquellen

Die Vorsteuerung definiert den Arbeitspunkt. Zur Berechnung wird die einphasige Ersatzschaltung aus Abbildung 2.7 verwendet. Die Maschengleichung ergibt $\underline{U}_1 = \underline{U}_2 + \underline{U}_L = \underline{U}_2 + j X_d I$

Aufgeteilt auf Realteil und Imaginärteil erhält man

$$\begin{aligned} U_{1d} + j U_{1q} &= U_{2d} + j U_{2q} + U_{Ld} + j U_{Lq} = U_{2d} + j U_{2q} + j X_d (I_d + j I_q) \\ &= U_{2d} + j U_{2q} + j X_d I_d - X_d I_q \quad (\text{da } j^2 = -1) \end{aligned}$$

Damit gilt für den Realteil $U_{1d} = U_{2d} - X_d I_q$ und für den Imaginärteil $U_{1q} = U_{2q} + X_d I_d$

Der Regler arbeitet in diesem Arbeitspunkt und regelt Abweichungen zwischen dem Sollwert und dem Istwert. Der Sollwert des Wirkstroms ergibt sich aus der benötigten Leistung auf der AC-Seite (siehe Abbildung 2.5), während der Blindstrom frei einstellbar bleibt.

Sekundärseite

Folgende Abbildung zeigt die Regelung der sekundärseitigen Stromquellen. Der zufließende Strom I_+ führt zu einem Anstieg der Spannung über der Zwischenkreiskapazität. Der durch die Last abfließende Strom I_- (= Störgröße) führt zu einem Abfall der Spannung über der Zwischenkreiskapazität. Ein Gleichgewicht stellt sich ein, wenn beide Ströme übereinstimmen.

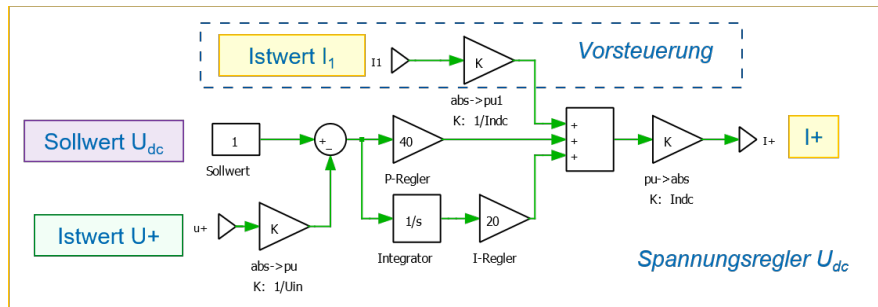


Abbildung 2.10 Spannungsregelung mit Stromquelle sekundärseitig

Einen guten Startwert für die Regelung bietet somit der am Anschlusspunkt der DC-Station (hinter der Ausgangskapazität) gemessene Strom I_1 als Vorgabe für den Eingangsstrom I_+ (vor der Ausgangskapazität) in einer Vorsteuerung. Der Regler arbeitet um den durch die Vorsteuerung gegebenen Arbeitspunkt. Sollwert des Reglers ist die DC-Spannung U_{dc} , die auf einen konstanten Wert geregelt werden soll. Zum Vergleich wird der Istwert der Spannung am Anschlusspunkt der DC-Station gemessen. Abweichungen vom Sollwert werden durch einen PI-Regler ausgeglichen. Führungsgröße ist somit die Spannung U_{dc} , Stellgröße der Strom I_+ der DC-Station.

2.3. MMC mit Spannungsquellen

Der netzseitige Wandler wird als modularer Multilevel Konverter (MMC) aufgebaut, der AC-Spannung und DC-Spannung direkt koppelt. Eine galvanische Trennung ist nicht erforderlich, da diese bereits durch den Transformator bereitgestellt wird.

Der MMC besteht aus einer Serienschaltung von Transistoren, die jeweils nur einen Teil der Spannung schalten können. Zwei Induktivitäten sind erforderlich, um zu gewährleisten, dass Spannungsdifferenzen ausgeglichen werden können. Dadurch schützen die Induktivitäten die Schaltung vor zu hohen Strömen. Die Transistoren lassen sich zu Modulen zusammenfassen. Aus den Modulen lassen sich dann skalierbare Umrichtersysteme realisieren.

In der hier betrachteten Schaltung werden als Module Halbbrücken verwendet, welche aus zwei Schalttransistoren mit einer Speicherkapazität pro Modul bestehen. Jedes Modul hat eine Kondensatorspannung von 1,6 kV, bei den Transistoren wird ein Sicherheitsfaktor berücksichtigt, weswegen diese für 3,3 kV ausgelegt werden. Aus der zu übertragbaren Leistung ergibt sich der maximale Betriebsstrom von $I = 60 \text{ MW} / 110 \text{ kV} = 545,5 \text{ A}$. Die Transistoren werden für 600 A ausgelegt.

Die Kapazitäten dienen als Energiespeicher. Sie werden mithilfe der Schaltperiode, der Bemessungsleistung und der Kondensatorspannung wie folgt ausgelegt: Bei einer Schaltfrequenz von 2 kHz beträgt die Schaltperiode $T_s = 1/f_s = 500 \mu\text{s}$. Mithilfe der Bemessungsleistung berechnet sich die Gesamtenergie $E_n = P_n \cdot T_s = 60 \text{ MW} \cdot 500 \mu\text{s} = 30 \text{ kJ}$. Damit ergibt sich bei 140 Modulen pro Phase eine Energie von $E_c = 30 \text{ kJ} / 420 = 71,4 \text{ J}$ pro Kondensator. Mit der Formel $E_c = \frac{1}{2} C \cdot U_c^2$ umgestellt nach C erhält man für die Kapazität $C = 2 \cdot E_c / U_c^2 = 2 \cdot 71,4 \text{ J} / (1,6 \text{ kV})^2 = 56 \mu\text{F}$. Je nach Last können die Kondensatoren die Energie aufnehmen oder abgeben. Bei Anschluss einer Last muss daher mithilfe einer Regelung die Spannung an den Kapazitäten konstant gehalten werden. Damit entspricht die von der Last aufgenommene Leistung der vom Netz bereitgestellten Leistung.

Jede Halbbrücke kann zwei diskrete Spannungsniveaus erzeugen: der Wertebereich beträgt $\{0, 1\}$ in normierter Schreibweise. Immer die Hälfte der Module ist angeschaltet, um die DC-Spannung konstant zu halten. Die DC-Spannung beträgt somit die Hälfte der gesamten seriellen Kondensatorspannungen. Die AC-Spannung wird in der Mitte der Module abgegriffen und hat einen Scheitelwert von $U_{dc}/2$.

Bei der geforderten DC-Spannung von 110 kV (+55 kV) ergibt sich somit ein AC-Spannungswert von +55 kV. Es handelt sich hierbei um den Scheitelwert der Strangspannung. Der Netzanschluss erfolgt daher an ein $55 \cdot \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \text{ kV} = 67 \text{ kV}$ Netz. Diese Spannung lässt sich durch den Transformator erzeugen, der mit dem 380 kV Netz verbunden ist.

Nimmt man hinreichend große Kapazitäten an, lässt sich jede Halbbrücke als Spannungsquelle mit dem Wertebereich $\{0; V_{in}\}$ betrachten. Die gesamte Anordnung entspricht somit einer Kette bzw. seriellen Verschaltung von Spannungsquellen, wie die folgende Abbildung zeigt.

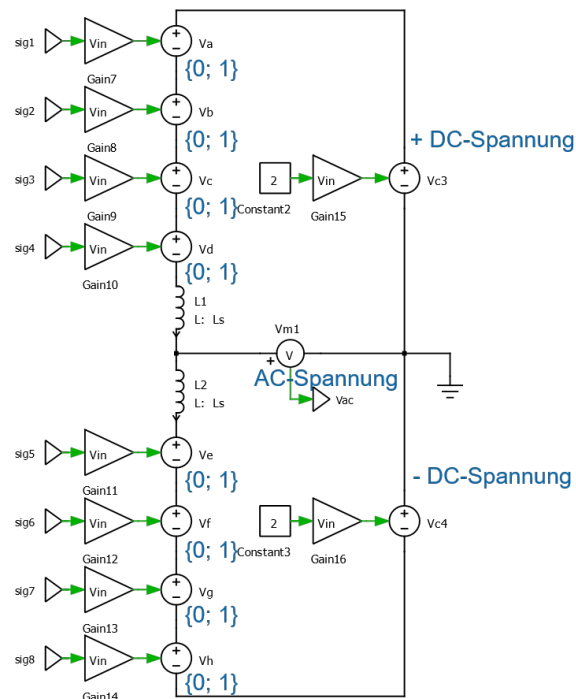


Abbildung 2.11 Aufbau des MMC mit Spannungsquellen (einphasig)

In der Kombination ergeben sich mit 8 Modulen insgesamt 5 Spannungsniveaus $\{-2, -1, 0, 1, 2\}$. Verallgemeinert ergeben sich mit N Modulen $N/2 + 1$ Spannungsniveaus.

Schaltet man beispielsweise alle oberen Spannungsquellen an und alle unteren aus, so ergibt der Maschensatz oben: $V_{ac} = -4 * V_{in} + 2 * V_{in} = -2 * V_{in}$

Sind drei der oberen Spannungsquellen angeschaltet, erhält man $V_{ac} = -3 * V_{in} + 2 * V_{in} = -V_{in}$

Sind oben und unten gleich viele Spannungsquellen angeschaltet, beträgt V_{ac} 0 V.

Die Anzahl der Module richtet sich nach der gewünschten Ausgangsspannung und der Spannung des einzelnen Moduls. Mit 1600 V pro Modul und 8 Modulen lassen sich Scheitelspannungen von ± 3200 V erreichen. Allgemein benötigt man pro Phase $4 * N$ Module (Halbbrücken) für $\pm N * V_{in}$ Spannung. Für die benötigten ± 55 kV gilt somit $N = 55 \text{ kV} / 1,6 \text{ kV} = 35$ Spannungsbereiche, also sind $4 * 35 = 140$ Module erforderlich.

2.4. MMC Teilsystem mit Zellen

Eine detaillierte Schaltung verwendet anstelle der Spannungsquellen Module mit jeweils zwei Transistoren und einer Kapazität, wie folgende Abbildung zeigt.

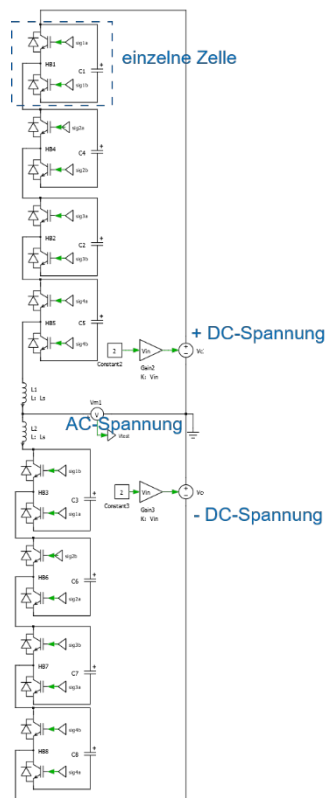


Abbildung 2.12 Aufbau des MMC mit Transistoren (einphasig)

Für die Module der Schaltung sind nun geeignete Spannungssignale gesucht, die sich durch geeignete Ansteuerung der Transistoren erzeugen lassen. Die Spannungssignale erhält man als Approximation einer harmonischen Referenzspannung durch Pulsbreitenmodulation (engl. PWM, pulse width modulation). Beispiele für die Erzeugung solcher Signale finden sich in Anhang C.

Folgende Abbildung zeigt links die PWM-Signale für die Spannungsquellen. Jedes Signal hat einen Wertebereich von $\{0, 1\}$. Zu diesen Werten lässt sich von jedem Modul nach dem Ladezustand der Kapazität eine Spannung erzeugen. Die Abbildung zeigt jeweils eine Periode des zu approximierenden Signals. Dabei sind die Signale oberhalb des Abgreifpunkts der AC-Spannung genau umgekehrt zu den Signalen unterhalb des Abgreifpunkts. Erhält also beispielsweise die erste Spannungsquelle den Wert „1“, so muss im Falle von 8 Spannungsquellen die 5. Spannungsquelle den Wert „0“ erhalten, damit immer die Hälfte der Spannungsquellen angeschaltet sind.

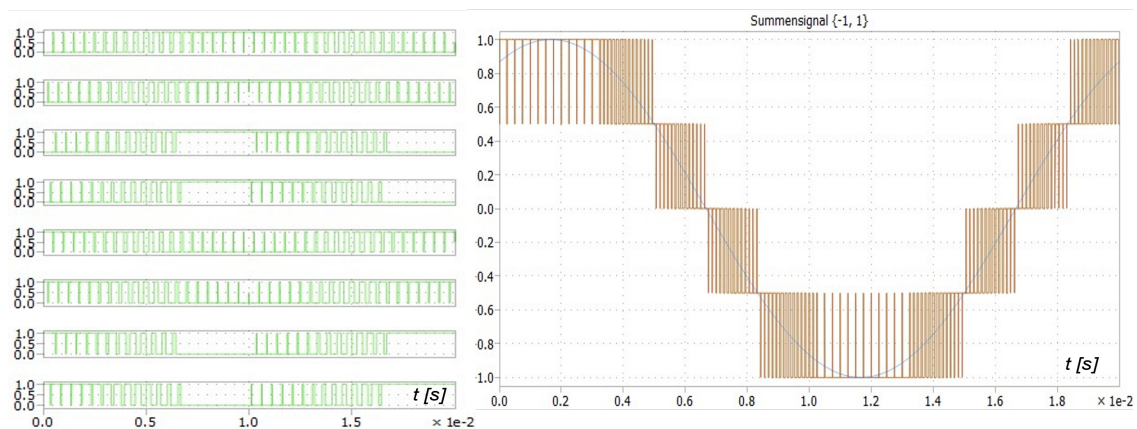


Abbildung 2.12 Sinus-Approximation durch MMC

Die PWM-Signale sind mit Hilfe phasenversetzter Abtastsignale erzeugt worden. Hierdurch erhalten sie die Eigenschaft, sich bei der Addition so zu ergänzen, dass sich alle Signalkombinationen zu den möglichen Stufen ergänzen. Bei phasensynchronen PWM-Signalen würden diese sich einfach vervielfachen, ohne dass die Signalform sich ändert. Die Abbildung rechts zeigt das durch Addition der Spannungen erzeugte Summensignal, das der AC-Spannung des Umrichters entspricht, sowie die dafür verwendete Referenzspannung.

Für jedes Modul müssen aus dem jeweiligen PWM-Signal geeignete Steuersignale für die Transistoren erzeugt werden. Da die PWM-Signale sich auf die Zustände $\{0, 1\}$ abfragen lassen, kann dies mit Hilfe einer einfachen Schaltlogik geschehen: Um den positiven Wert zu erzeugen, schaltet der untere Transistor eines Moduls, für den Wert „0“ schaltet der obere Transistor. Auch hier gilt wieder, dass sich die Steuersignale der Transistoren unterhalb des Abgreifpunkts der AC-Spannung genau umgekehrt zu den Signalen unterhalb des Abgreifpunkts verhalten. Ist also beispielsweise bei acht Modulen der obere Transistor des ersten Moduls angeschaltet, so ist auch der untere Transistor des fünften Moduls angeschaltet. Die jeweils anderen Transistoren der Module sind ausgeschaltet, da nur ein Transistor pro Modul angeschaltet sein kann.

2.5. Dreiphasiger Aufbau des MMC

Im Folgenden wird der dreiphasige Aufbau des MMCs mit jeweils 8 Modulen pro Phase gezeigt. Der MMC ist dabei an ein 3,2 kV AC-Netz (Strangspannung) angeschlossen. Die Schaltung ist repräsentativ, da die einzelnen Module realistisch abgebildet sind. Ein Aufbau mit den benötigten 140 Modulen pro Phase für die Erzeugung des ± 55 kV Netzes erhöht lediglich die Rechenzeit.

Wie auch beim einphasigen Aufbau besteht jedes Modul aus zwei Transistoren mit einer Kapazität, an welcher 1,6 kV anliegen.

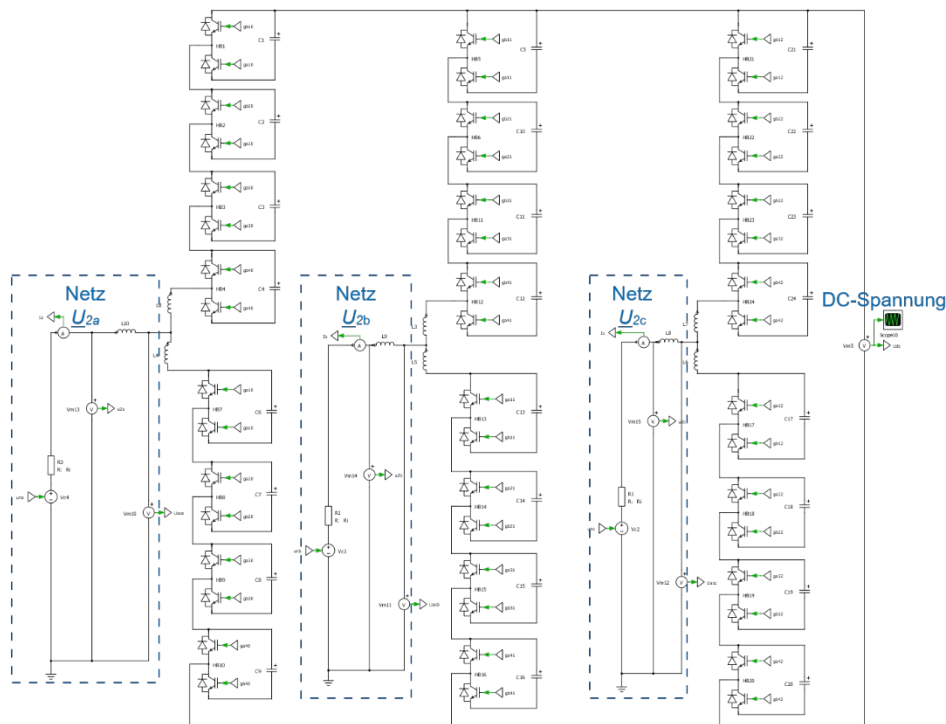


Abbildung 2.13 Dreiphasiger Aufbau des MMC

Da immer die Hälfte aller Kondensatoren angeschaltet ist, beträgt die DC-Spannung konstant 6400 V, sofern die einzelnen Modulspannungen 1600 V betragen. Da die Kondensatoren jedoch abhängig vom Stromfluss geladen bzw. entladen werden, ist eine Regelung nötig.

Folgende Abbildung zeigt die Regelung. Die DC-Spannung dient als Indikator für den Ladezustand. Ist die Differenz zum Sollwert 6,4 kV größer Null, bedeutet dies, dass die Kondensatorspannung größer als die Sollspannung von 1,6 kV pro Modul ist. Deshalb soll Wirkstrom aus den Kondensatoren

satoren ins Netz fließen. Die Höhe des Wirkstroms wird durch den PI-Regler eingestellt. Der Blindstrom bleibt frei einstellbar. Ein zweiter PI-Regler wandelt die Stromsollwerte in die benötigte Spannung des Umrichters um. Details zur Funktionsweise des Reglers finden sich in Abschnitt 2.2.

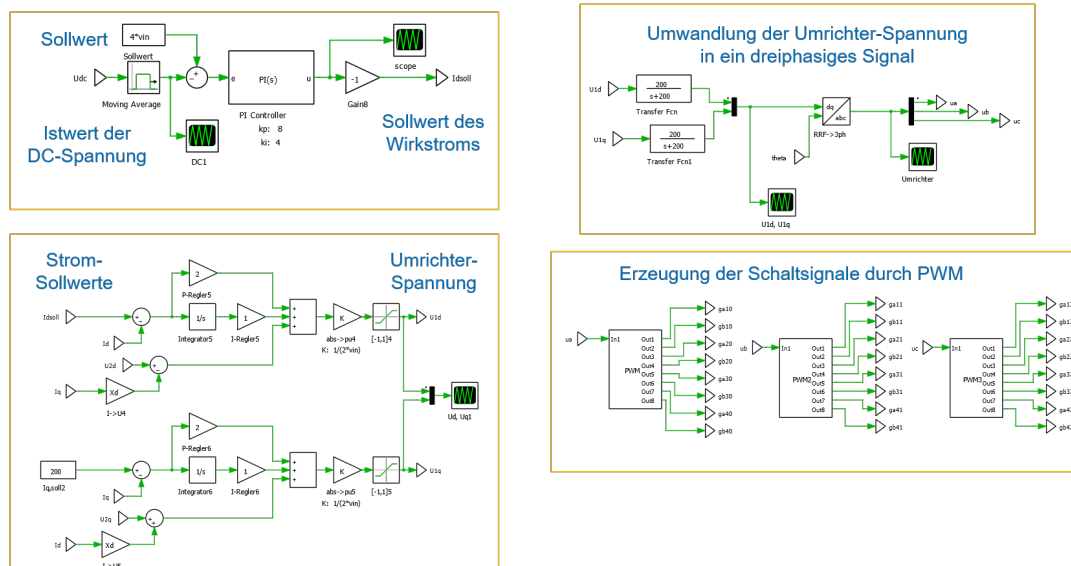


Abbildung 2.14 Regelung des MMC

Ein Simulationslauf liefert die folgenden Verläufe. Die DC-Spannung wird durch die Regelung des Wirkstroms konstant auf 3,2 kV gehalten. Der Wirkstrom ist annähernd Null, da die Schaltung im Leerlauf ist. Der Blindstrom wurde zu 200A gewählt. Da folglich nur Blindstrom gefordert wird, beträgt der Phasenwinkel des Netzes 90°. Der Umrichter stellt eine reine Wirkspannung zum Netz ein, da durch einen Unterschied der Amplituden von Netz- und Umrichterspannung Blindstrom erzeugt wird (vergleiche Anhang B).

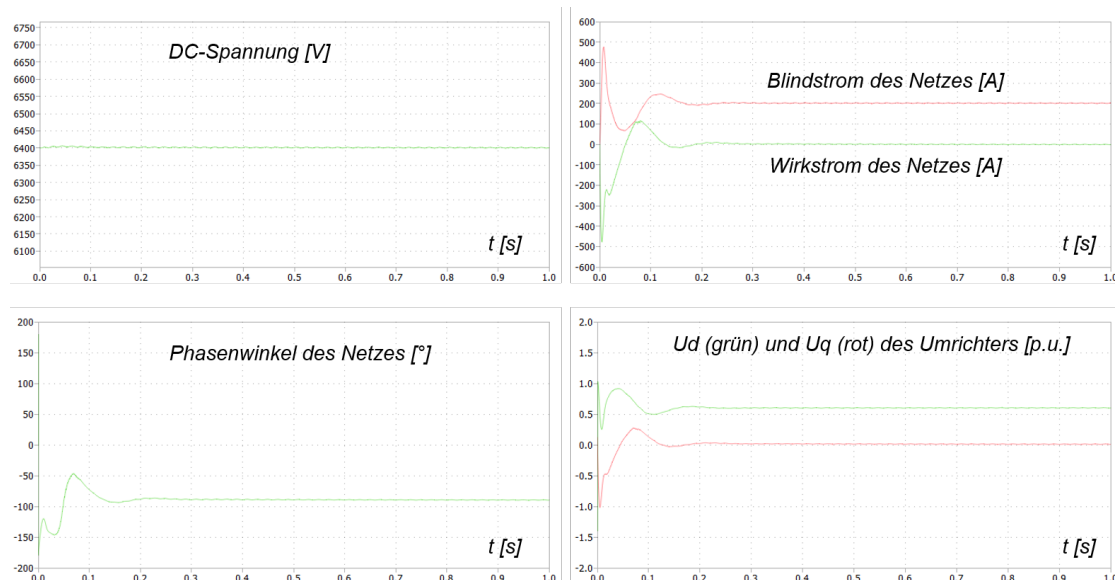


Abbildung 2.15 Simulationsergebnisse

2.6. Mittelwertmodell mit einer physikalischen Zelle pro Phase

Beim Mittelwertmodell werden die Halbbrücken durch gesteuerte Spannungsquellen mit dem Wertebereich $\{0; V_{in}\}$ ersetzt. Dies beschleunigt die Rechenzeit. Die Signale der Spannungsquellen werden mittels Pulsweitenmodulation berechnet.

Die folgende Abbildung zeigt das Mittelwertmodell mit einer physikalischen Zelle. Jeweils die erste Zelle jeder Phase ist als Halbbrücke mit Speicherkapazität aufgebaut, die weiteren Zellen wurden durch gesteuerte Spannungsquellen mit Wertebereich $\{0; V_{in}\}$ ersetzt. Die Pulsweitenmodulation liefert die benötigten Signale sowohl für die Halbbrücken als auch für die Spannungsquellen.

Die in Kapitel 2.5 gezeigte Wirkstromregelung lässt sich beim Mittelwertmodell nicht anwenden, da die Spannungsquellen sich nicht entladen und somit die DC-Spannung konstant bleibt. Die Differenz aus Soll- und Istwert liefert demzufolge immer Null. Eine Last kann daher im Mittelwertmodell nicht direkt aufgeschaltet werden, sondern nur über eine mathematische Leistungskopplung mit dem System verbunden werden. Die von einer Last benötigte Leistung wird also berechnet und aus dieser der notwendige AC-Wirkstrom berechnet.

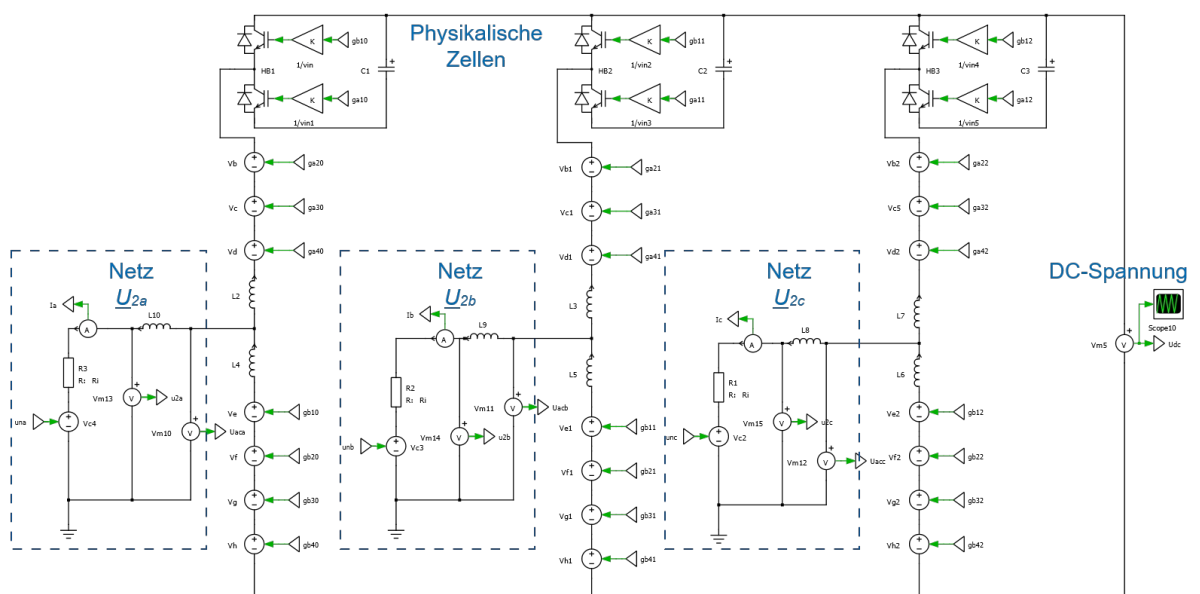


Abbildung 2.16 Mittelwertmodell mit einer physikalischen Zelle

3. Dual Active Bridges (DAB)

Dual-Active-Bridges (DAB) sind leistungselektronische Bausteine, die eine galvanische Trennung der Primärseite von der Sekundärseite bieten. Die galvanische Trennung und die Voreinstellung der Spannungs- bzw. Stromübersetzung erfolgt bei der DAB mit Hilfe eines sogenannten Mittelfrequenztransformators (MF-Transformator). Dieser funktioniert wie ein konventioneller Transformator, wird jedoch statt mit Netzfrequenz mit einer höheren Schaltfrequenz in einem mittleren Frequenzbereich betrieben, in der Regel zwischen 1 bis 50 kHz.

Die DAB kann entweder als Serienresonanzwandler betrieben werden, wobei das Spannungsverhältnis fest ist und dem MF-Transformator folgt. In einer anderen Schaltungsvariante ist die DAB regelbar, wobei als Stellgröße die Phasenverschiebung zwischen der primären und sekundären Wechselspannung verwendet wird.

3.1. Resonanzwandler (DAB mit Serienresonanz)

Mit Hilfe eines elektrischen Schwingkreises lässt sich ein Wandler so betreiben, dass das Schalten der Spannung in Nähe der Nulldurchgänge des Stromes erfolgt, somit zu einem günstigen Schaltzeitpunkt. Folgende Abbildung zeigt einen Serienschwingkreis im Koppelzweig des Wandlers.

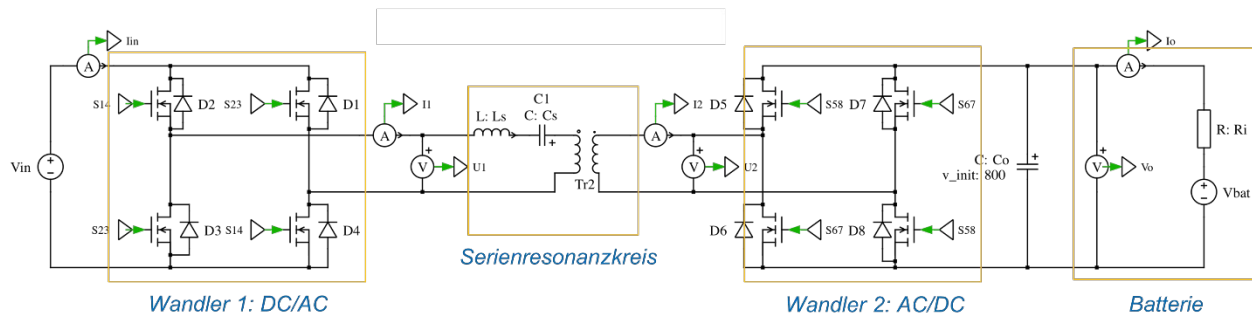


Abbildung 3.1 DAB-Wandler mit Serienresonanzkreis

Der Resonanzkreis wird so dimensioniert, dass die Resonanz die Schaltfrequenz f_s trifft.

$$\omega_0 = 2\pi f_s = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.1.1)$$

Außerdem ist der Serienresonanzkreis auf den Lastwiderstand auszulegen, damit sich eine passende Dämpfung einstellen kann. Den aperiodischen Grenzfall erhält man bei $\sigma = \omega_0$, d.h. $R = 2\sqrt{L/C}$. In diesem Fall ist der Ausschwingvorgang innerhalb einer Periodendauer T_0 abgeklungen. Für den Fall $\sigma \leq \omega_0$ treten Schwingungen auf. Für ein Abklingen innerhalb einer halben Periodendauer gilt

$$R = \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (3.1.2)$$

In diesem Fall gibt es einen Nulldurchgang des Stromes bei halber Periodendauer. Für die praktische Auslegung ist aus der Vorgabe für R (= Lastimpedanz, hier Batterie) und der Vorgabe der Schaltfrequenz f_s der Serienresonanzkreis mit L und C festgelegt.

Hintergrund: Die oben genannten Beziehungen folgen aus der Differenzialgleichung des Schwingkreises. Die Differenzialgleichung ermittelt man aus der Maschengleichung:

$$\frac{d^2}{dt^2} i(t) + \frac{R}{L} \cdot \frac{d}{dt} i(t) + \frac{1}{LC} i(t) = 0 \quad (3.1.3)$$

Diese Gleichung hat die allgemeine Form

$$\frac{d^2}{dt^2} i(t) + 2\sigma \cdot \frac{d}{dt} i(t) + \omega_0^2 i(t) = 0 \quad (3.1.4)$$

Hierbei bezeichnen ω_0 die Eigenresonanz und σ die Dämpfungskonstante. Durch Koeffizientenvergleich leiten sich die genannten Beziehungen ab.

Die Schaltungssimulation illustriert das Funktionsprinzip, wie in folgender Abbildung gezeigt.

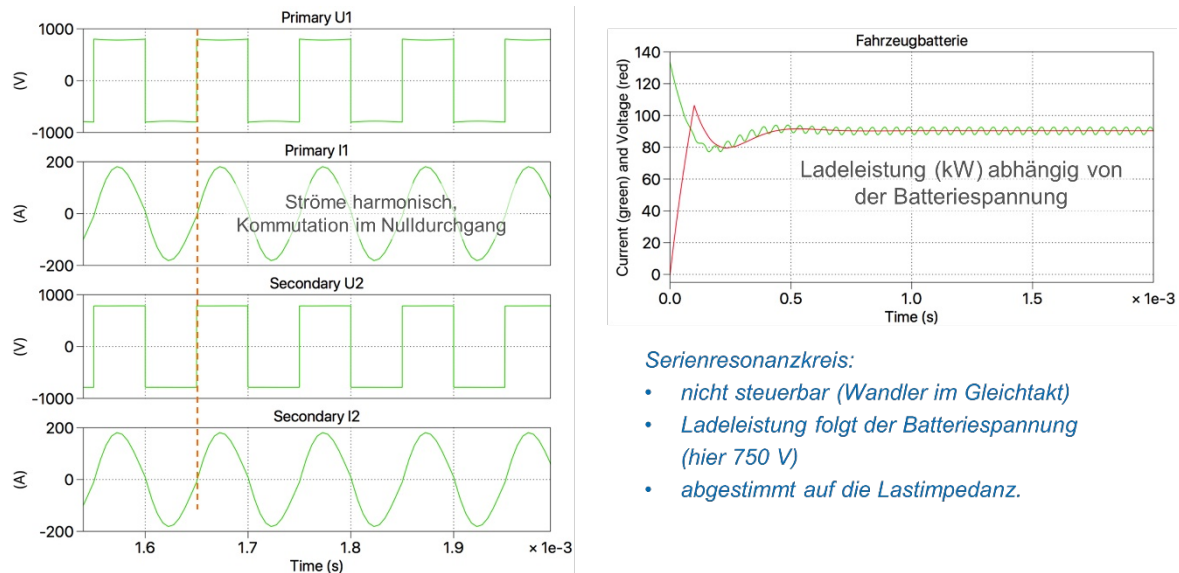


Abbildung 3.2 DAB als Serienresonanzwandler

Durch den Resonanzkreis verlaufen die Ströme nun harmonisch und zeigen Nulldurchgänge zu den Schaltzeiten. Hieraus verspricht man sich geringe Schaltverluste und geringe Oberwellen. Allerdings lässt sich der Lastfluss nun nicht mehr durch eine Phasenverschiebung steuern.

Beide Wandler arbeiten im Gleichtakt. Es gibt keine Steuerung und keinen Regler (Modulation $m = 0$ für die Signale beider Wandler). Der Lastfluss folgt dem Gefälle der Spannung der Wandler zur Batteriespannung. Hier wäre nur eine Variation der Höhe der Wandlerspannung möglich.

Betrieb mit festem Übersetzungsverhältnis

Der Resonanzwandler wird mit fester Taktfrequenz betrieben und daher keine Stellgrößen für eine Regelung von Strom oder Spannung. Er verhält sich schaltungsbedingt wie ein Gleichspannungstransformator mit festen Übersetzungsverhältnis.

Anliegender Simulationslauf zeigt eine DAB in Serienresonanz im Betrieb zwischen zwei Spannungsquellen. In diesem Fall werden beide Spannungen eingeprägt. Das Übersetzungsverhältnis ist fest auf $\ddot{u} = 1$ eingestellt. Die Sekundärseite U_2 (rechts) ist mit einer realen Spannungsquelle und einem Speicherkondensator versehen, auf der Primärseite U_1 (links) findet sich nur eine ideale Spannungsquelle.

In dieser Konfiguration führen bereits kleinste Spannungsabweichungen zu einem Lastfluss in Richtung der kleineren Spannung: Der DC-Transformator versucht, das feste Spannungsverhältnis zu wahren. Die Lastflussrichtung ist somit nicht vorgegeben. Die Schaltung verhält sich wie ein regulärer Transformator.

Das Übersetzungsverhältnis gilt hierbei auch für die Ströme: Die Schaltung hält mit $\ddot{u}:1$ die Eingangsströme und Ausgangsströme gleich. Im AC-Kreis bleiben die Ströme sinusförmig, die Spannungen rechteckförmig. Der Strom im Sekundärkreis wird durch den Kondensator geglättet; auf der Primärseite bleibt der Strom ein gleichgerichteter Wechselstrom.

Die verbliebene Spannungsdifferenz ist gering und treibt den Lastfluss. Bei einem Übersetzungsverhältnis $\ddot{u} \neq 1$ bleibt das Verhalten sinngemäß gleich: Spannungen und Ströme verbleiben annähernd im Verhältnis $\ddot{u}$ (bzw. $1/\ddot{u}$).

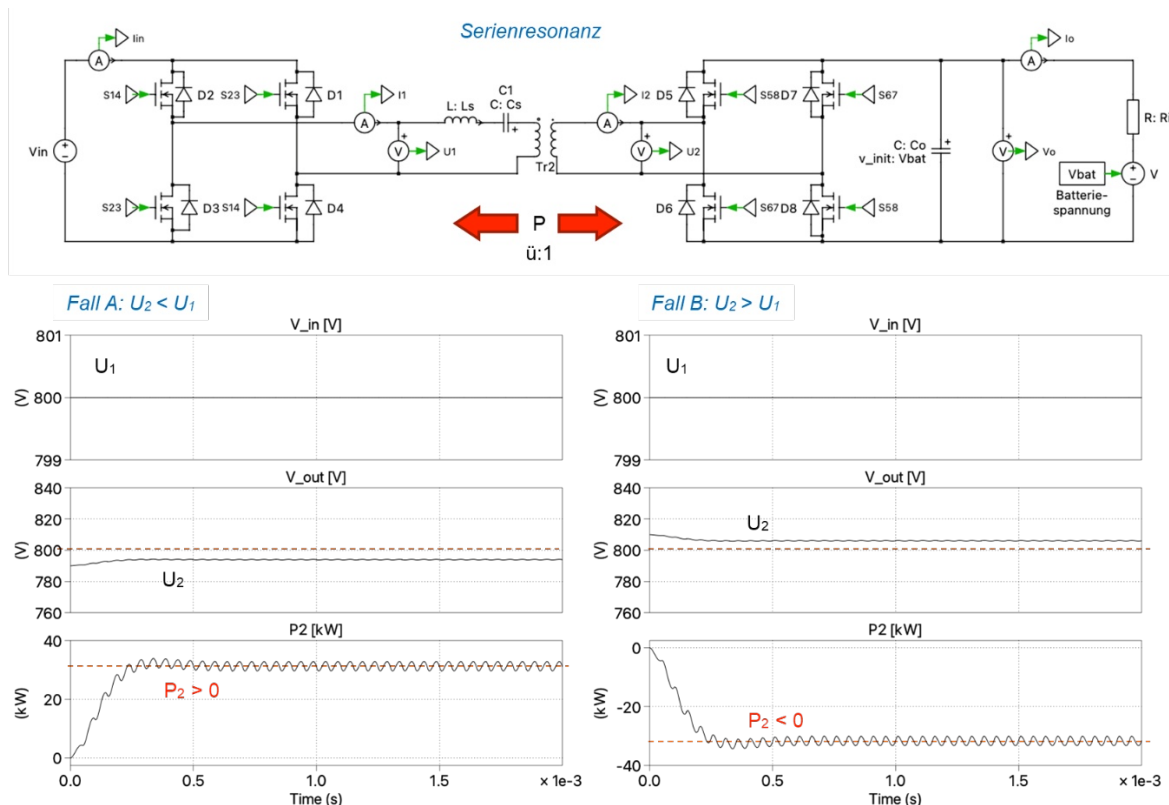


Abbildung 3.3 Lastfluss bei zwei eingprägten Spannungen für $\ddot{u} = 1$

Die Schaltung zeigt auch gleiches Verhalten wie ein AC-Transformator beim Betrieb an einer Lastimpedanz bzw. mit einem eingprägten Laststrom:

- Mit einer Lastimpedanz (= Lastwiderstand im R_L sekundären DC-Kreis) ist der Lastfluss vorgegeben, die Schaltung hält die Ausgangsspannung im vorgegebenen Verhältnis $\ddot{u}$ zur Eingangsspannung, der Stromfluss ergibt sich aus U_2^2/R_L . Der Primärstrom ist wiederum um das Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$ größer als der Sekundärstrom.
- Bei eingprägtem Laststrom I_2 (= Gleichstrom im sekundärem DC-Kreis) verhält sich der Primärstrom I_1 im Verhältnis $\ddot{u}:1$, genau wie die Sekundärspannung U_2 im Verhältnis zur Primärspannung U_1 . Der Lastfluss folgt dem eingprägten Sekundärstrom und ist somit bidirektional möglich.

Das Verhalten der Schaltung insgesamt entspricht somit dem eines AC-Transformators. Für den Betrieb gibt es keine Einschränkungen bzgl. der Anschlüsse: Spannungsquellen, Lastwiderstände bzw. Stromquellen sind möglich.

Die Schaltung hält in allen Fällen das Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$ konstant. Primärseite und Sekundärseite sind vertauschbar. Hier dargestellt ist die Kombination einer Spannungsquelle mit (1) einer Spannungsquelle, (2) einer Lastimpedanz, sowie (3) einer Stromquelle. Die Stromquelle stellt die korrekte Ersatzschaltung für stromgeführte Lasten dar, d.h. Vorgabe von Strom oder Wirkleistung.

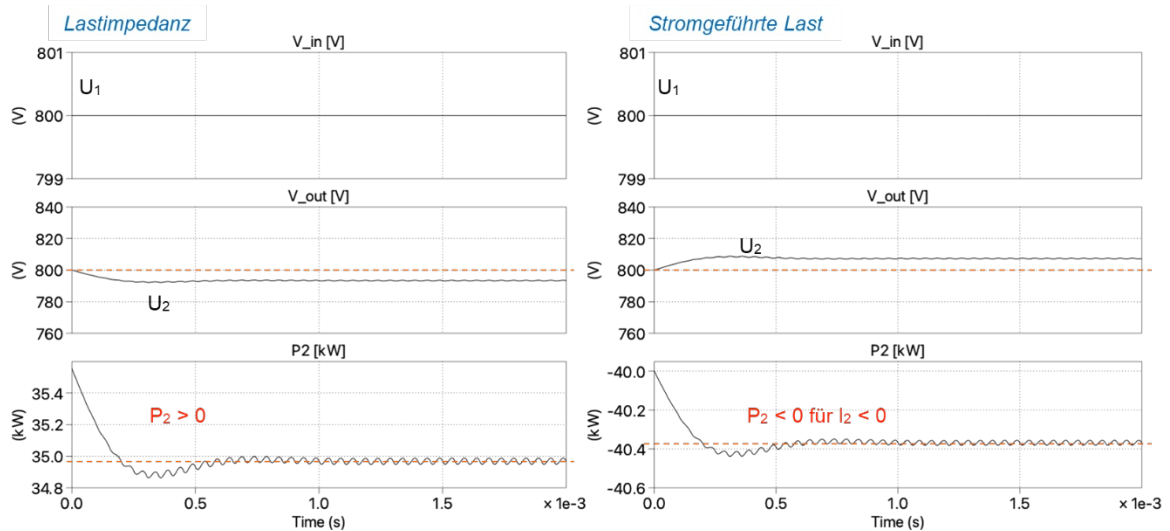
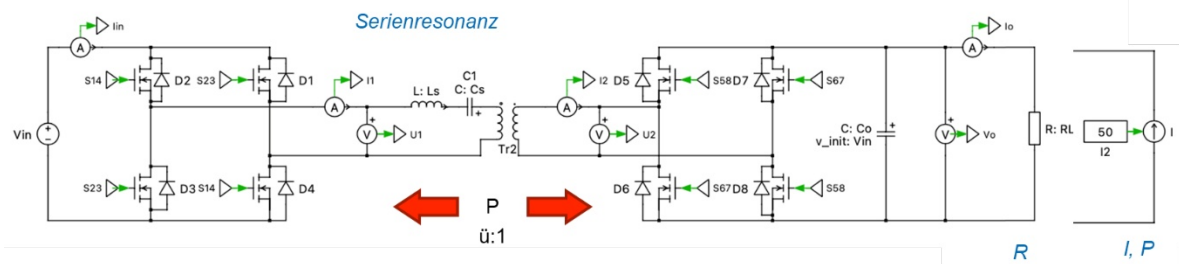


Abbildung 3.4 Lastfluss an einer Lastimpedanz bzw. an Laststrom bei $\ddot{u} = 1$

3.2. Wandler mit Phasensteuerung

Bei der Betriebsweise als Phase-Shifted-Bridge (PSB) erfolgt die Steuerung des Lastflusses mit Hilfe des Phasenunterschiedes der AC-Spannungen. Die Spannungsamplituden sind entweder gleich, bzw. werden durch einen zwischengeschalteten Transformator angepasst. Folgende Abbildung zeigt den Aufbau der Schaltung. Die Systeme sind zur Demonstration des Funktionsprinzips über eine Serienduktivität und einen idealen Transformator gekoppelt.

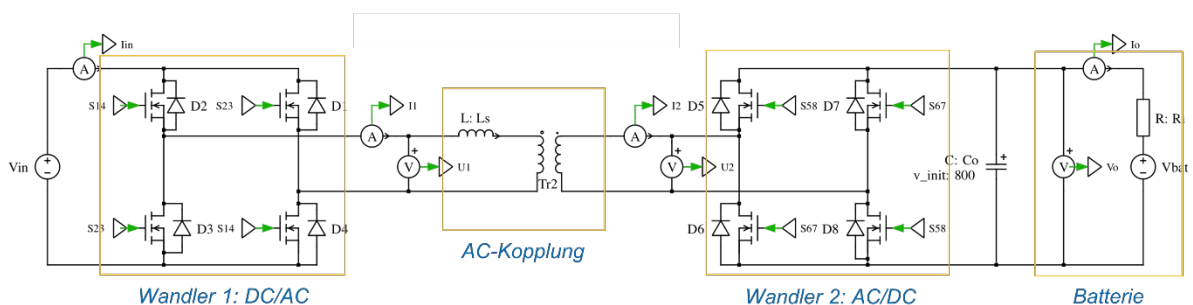


Abbildung 3.5 Aufbau des DAB-Wandlers

Die Wechselspannung wird durch geeignete Ansteuerung der Vollbrücken in den eingangsseitigen und ausgangsseitigen Wandlern erzeugt. Hierbei soll die Spannung der zweiten Brücke phasenversetzt zur Spannung der ersten Brücke sein. Hierzu werden phasenversetzte Steuersignale erzeugt, wie in folgender Abbildung dargestellt.

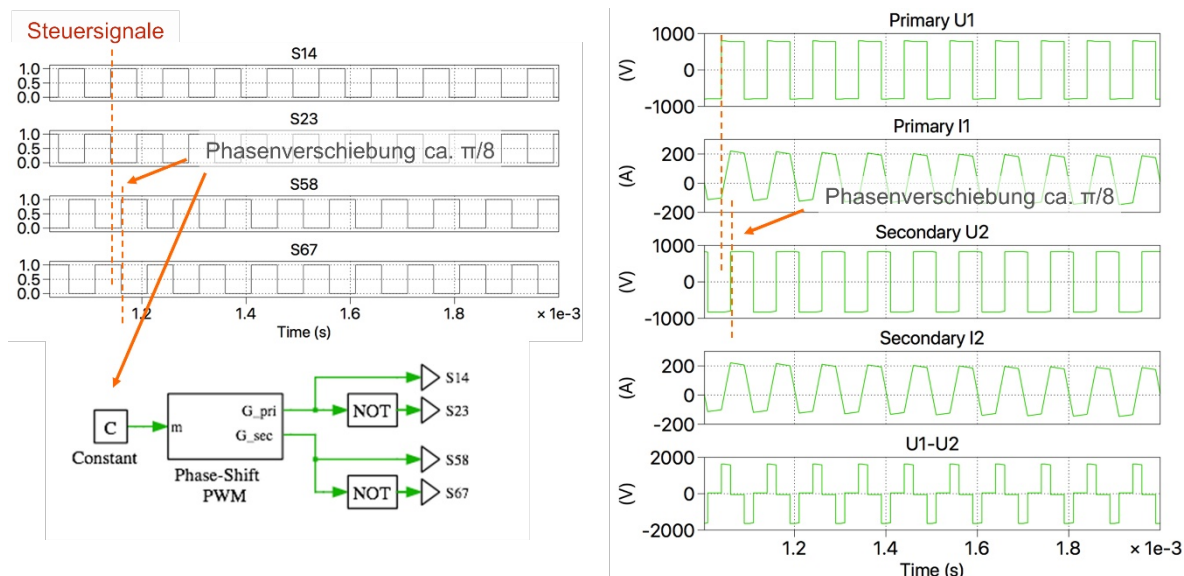


Abbildung 3.6 Phasenverschobene Ansteuerung

Die phasenversetzte Ansteuerung führt zu rechteckförmigen Wechselspannungen um Takt der Schaltfrequenz. Durch die induktive Kopplung entsteht der Stromverlauf, wie rechts dargestellt. Ebenfalls rechts unten zu sehen ist die Differenz zwischen Primärspannung und Sekundärspannung. In der Schaltung wurden folgende Parameter verwendet:

- Schaltfrequenz 10 kHz,
- Spannungen auf der Primärseite: 800 V,
- Serieninduktivität: 100 μH ; Übersetzungsverhältnis 1:1;
- Ausgangskapazität: 680 μF
- Fahrzeugbatterie: 800 V mit Innenwiderstand $R_i = 0,3 \Omega$.

Mit Hilfe des Spannungsphasenwinkels δ lässt sich der Lastfluss steuern. Für einen Wertebereich von $-\pi/2$ bis $\pi/2$ bewegt sich der Modulationsindex für die Steuersignale im Bereich zwischen -0.5 und +0.5. Mit Hilfe einer zeitlichen Rampe wurde der Phasenwinkel innerhalb von 0.1 s in diesem Wertebereich bewegt. Es ergibt sich die in folgender Abbildung gezeigte Leistungskennlinie.

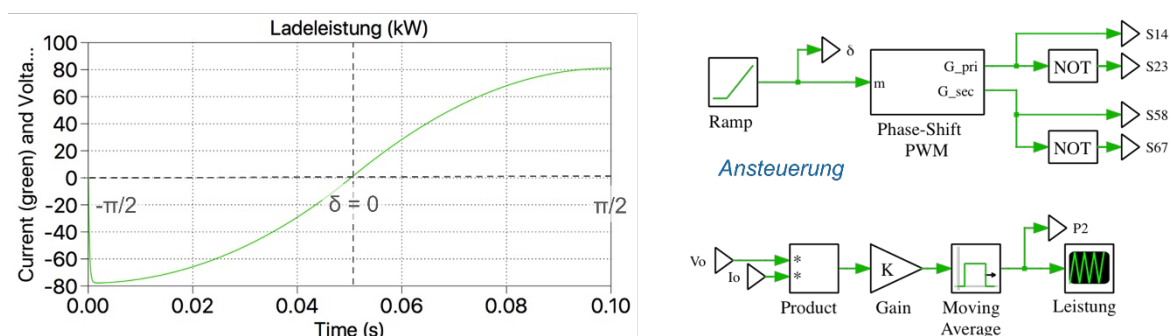


Abbildung 3.7 Steuerung des Lastflusses über den Spannungswinkel

Die Leistung lässt sich auf diese Weise im Bereich - 80 kW bis 80 kW steuern. Die Schaltung arbeitet somit bidirektional. Die Kennlinie stimmt überein mit Erwartungen aus der Ersatzschaltbild und aus dem Zeigerdiagramm. Der Leistungsbereich ist hierbei abhängig von der Wahl der Serieninduktivität zur Kopplung der Systeme. Durch Wahl einer geringeren Induktivität lässt sich der Leistungsbereich erweitern.

Um einen gezielten Lastfluss einzustellen, wird die Schaltung um einen Regler mit Vorsteuerung ergänzt. Die Vorsteuerung verwendet hierzu die Beziehung aus der Leistungskennlinie und stellt zu einer gewünschten Leistung den passenden Spannungswinkel (bzw. den passenden Modulationsindex) ein. Diese Kennlinie entspricht somit der inversen Funktion $\delta(P)$. Folgende Abbildung zeigt den Aufbau des Reglers.

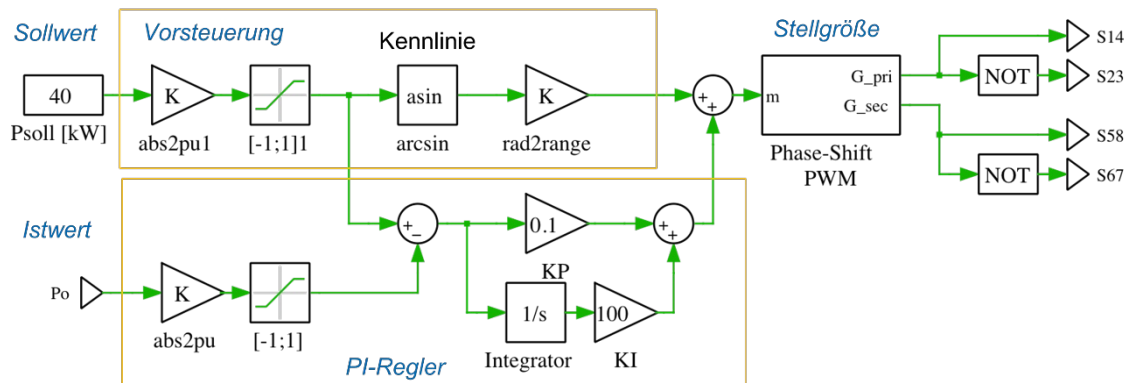


Abbildung 3.8 Bidirektionaler Lastflussregler mit Vorsteuerung

Für die Vorsteuerung wurde hier nur der grundsätzliche mathematische Zusammenhang bemüht. In der Praxis würde man die Kennlinie des Stellgliedes aufzeichnen und z.B. in Form einer Tabelle für die Vorsteuerung verwenden.

Der Regler führt das System in den durch die Vorsteuerung eingestellten Arbeitspunkt. Die Abweichung von Sollwert und Istwert wird einem PI-Regler zugeführt.

Ein Simulationslauf zeigt folgende Ergebnisse.

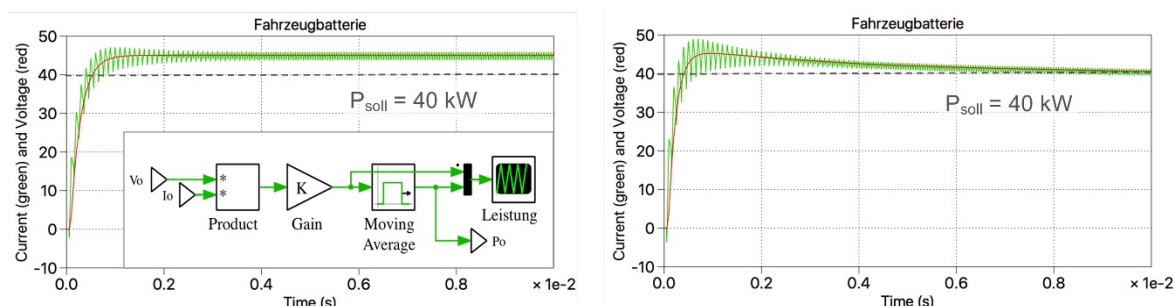


Abbildung 3.9 Vorsteuerung und Regelung

Die Leistung (Istwert) wird hierbei aus dem Produkt aus Strom und Spannung auf der Sekundärseite ermittelt, wobei die Werte durch ein einfaches Filter geglättet werden (rote Kurven, ungeglättete Signale in grün).

Betrieb mit variabler Spannung

Die Batteriespannung auf der Sekundärseite soll nun je nach Fahrzeugtyp und Ladezustand auch deutlich unter der Betriebsspannung der Primärseite von 800 V liegen. Die Schaltung arbeitet bidirektional, jeweils primärseitig (bzw. sekundärseitig) sind die AC-Spannungen die Abbildungen der DC-Spannungen: Die AC-Spannungen beider Wandler folgen den DC-Spannungen.

Somit übertragen sich Unterschiede der DC-Spannungen auf die primärseitigen und sekundärseitigen AC-Spannungen. Der Lastfluss kommt wegen der Kopplung mit Hilfe der induktiven Serieninduktivität durch eine Phasenverschiebung δ zwischen den AC-Spannungen zustande.

Der Ausgleich der ungleichen AC-Spannungsamplituden U_{AC1} und U_{AC2} erfolgt als Spannungsabfall ΔU über der Serieninduktivität. Somit kann die Schaltung auch mit ungleichen Spannungen auf beiden Seiten arbeiten. Wegen des Ausgleichs über der Serieninduktivität führen Abweichungen zu

Blindströme und haben somit grundsätzlich keinen Einfluss auf die Wirkleistung und auf den Wirkungsgrad. Allerdings müssen die Blindströme beherrschbar bleiben.

Folgende Abbildung illustriert das Funktionsprinzip der Schaltung.

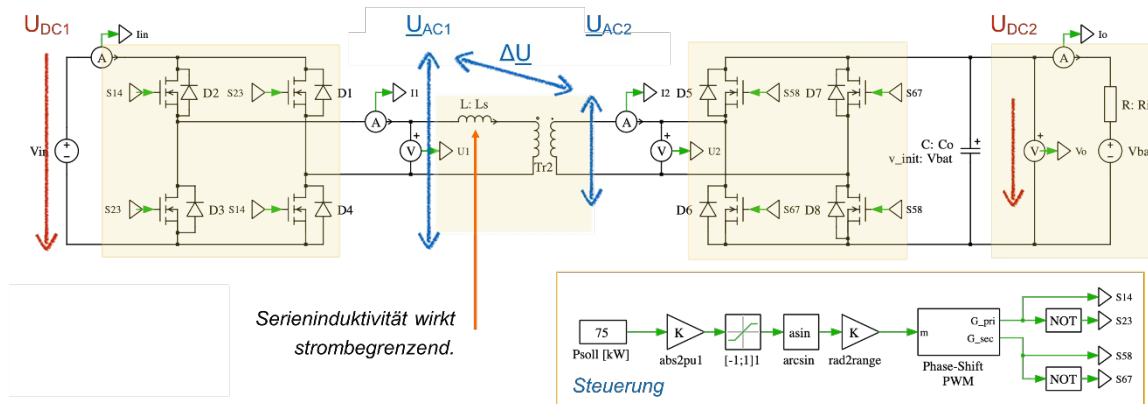


Abbildung 3.10 Betrieb mit unterschiedlichen DC-Spannungen

Folgender Simulationslauf zeigt den Betrieb mit Volllast bei gleichen Spannungsamplituden auf der Fahrzeugseite und der Netzseite. Der Einschwingvorgang kommt durch die Ladung der Serieninduktivität nach dem Einschalten zustande.

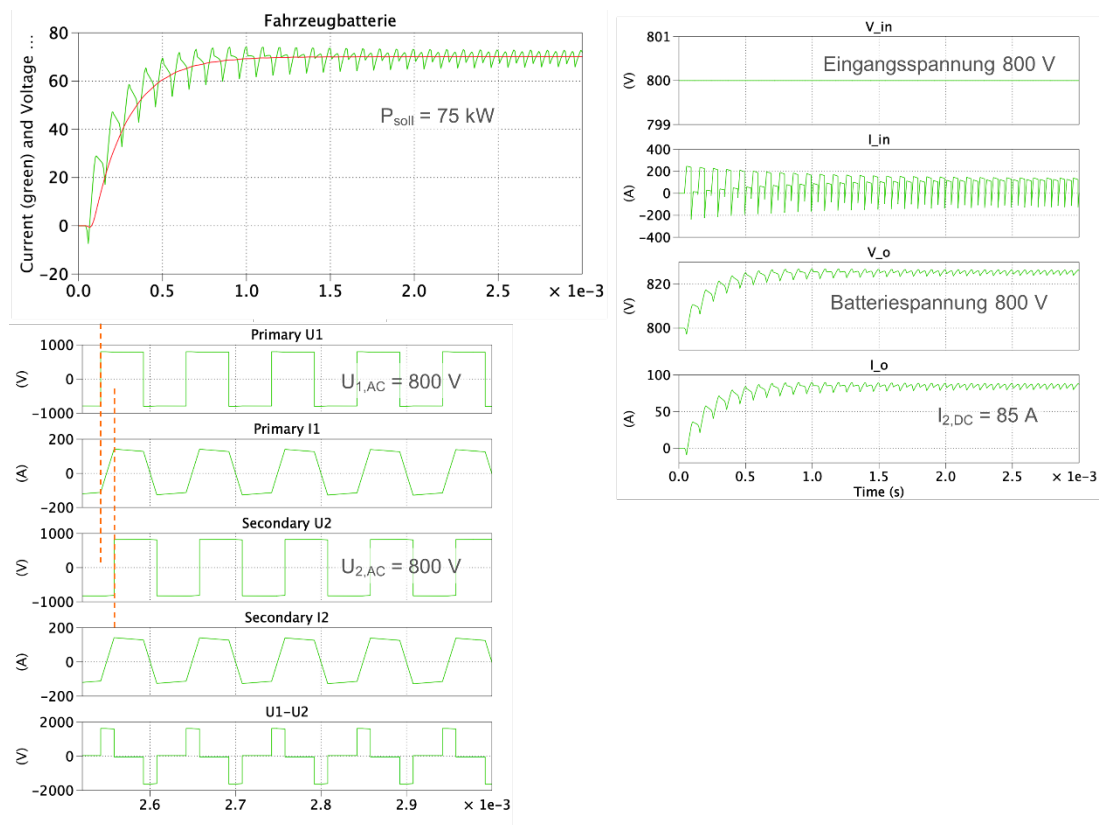


Abbildung 3.11 Betrieb mit gleichen DC-Spannungen

Die Schaltung wird mit einer Steuerung betrieben, die die Lastkennlinie in Abhängigkeit der Phasenverschiebung berücksichtigt und auf die maximalen Werte der Phasenverschiebung begrenzt. Die Schaltung kann so im Bereich der Nennleistung $\{-P_n, P_n\}$ betrieben werden.

Die Begrenzung des Ladestroms erfolgt an der Serieninduktivität. Es gilt die Maschenregel nach der Beziehung:

$$\underline{U}_2 = jX \underline{I} + \underline{U}_1 \quad (3.2.1)$$

Je größer die Serieninduktivität ausfällt, desto geringere Ströme sind für den Ausgleich der Spannung nötig. Dies gilt sowohl für Unterschiede der Phase als auch für Unterschiede der Spannungsbeträge.

Eine unmittelbare Folge der Strombegrenzung ist, dass die Ladeleistung der Spannung folgt: Bei konstantem Ladestrom bedeutet eine halbe Spannung eine halbe Ladeleistung, wie folgender Simulationslauf zeigt. Die Strombegrenzung durch die Induktivität unterstützt hiermit die Eigenschaften der Leistungselektronik und macht Regler überflüssig.

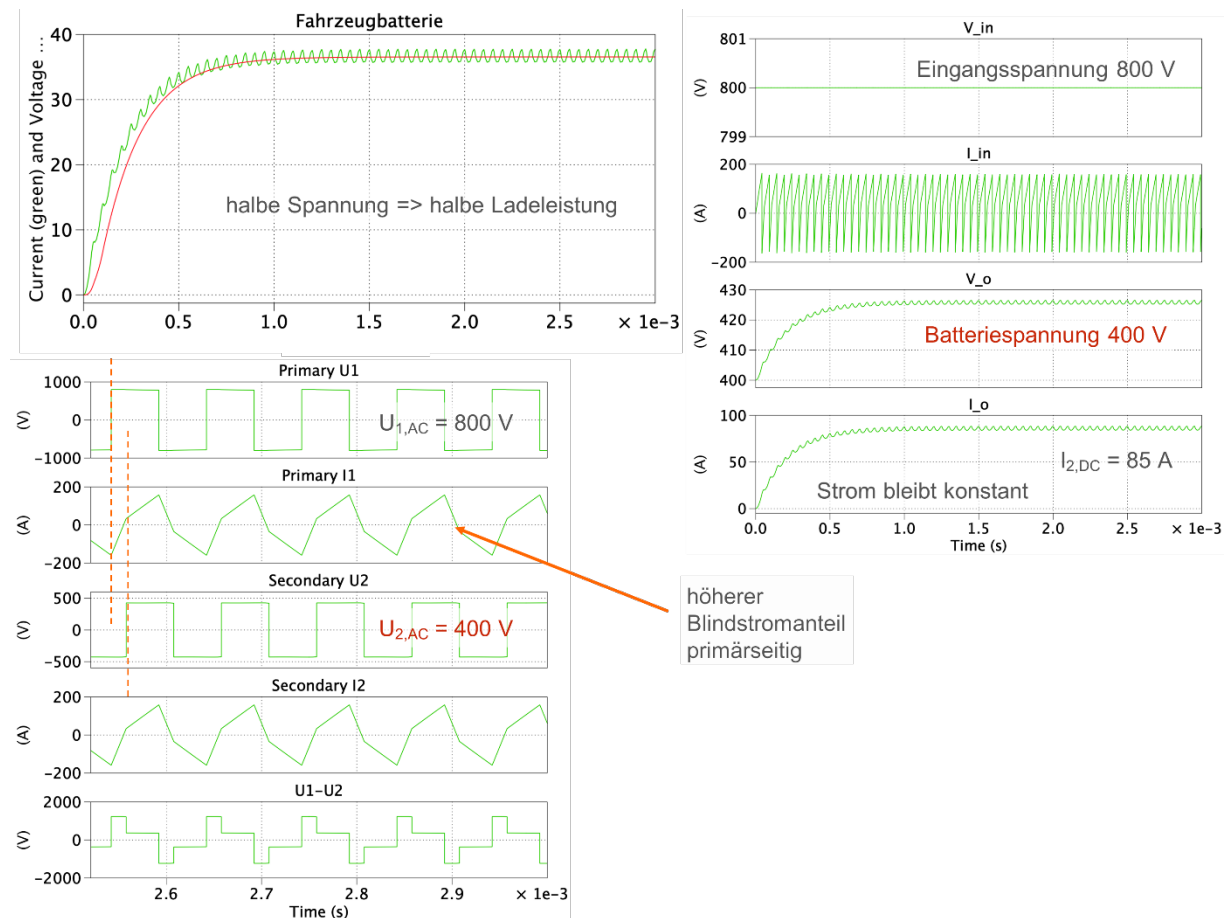


Abbildung 3.12 Betrieb mit halber Ausgangsspannung

Im Simulationslauf mit halber Betriebsspannung wurde der Arbeitspunkt beibehalten (Vorgabe $P_{\text{soll}} = 75 \text{ kW}$ entsprechend der maximalen Ladeleistung). Es zeigt sich, dass der Strom konstant bleibt und somit im Primärkreis einen höheren Blindstromanteil besitzt, der für den Ausgleich der Spannungen über der Serieninduktivität sorgt.

Der Ladestrom im Sekundärkreis (DC-Strom) bleibt gegenüber dem Betrieb mit voller Batteriespannung unverändert. Die Ladeleistung wird hiermit nicht erreicht. Jedoch ist dieses Verhalten erwünscht, da der Ladeumrichter strombegrenzt ist. Hier wäre also eine geeignete Anpassung an der Steuerung bzw. Ansteuerung erforderlich, so dass in Abhängigkeit der Batteriespannung die Betriebszustände korrekt erfasst werden.

Im Zeitverlauf des AC-Stroms (in der gezeigten Anordnung und Messrichtung der Ströme sind Primärstrom und Sekundärstrom gleich) lässt sich gegenüber dem Betrieb mit voller Batteriespannung in der vorausgegangenen Abbildung die größere Phasenverschiebung des Stroms gegenüber der Pri-

märspannung U_{1AC} erkennen. Auch gegenüber der Sekundärspannung U_{2AC} erkennt man eine größere Verschiebung des Stroms, jedoch bleibt hier der Wirkanteil annähernd gleich.

Diese Verhältnisse lassen sich am Zeigerdiagramm rekonstruieren.

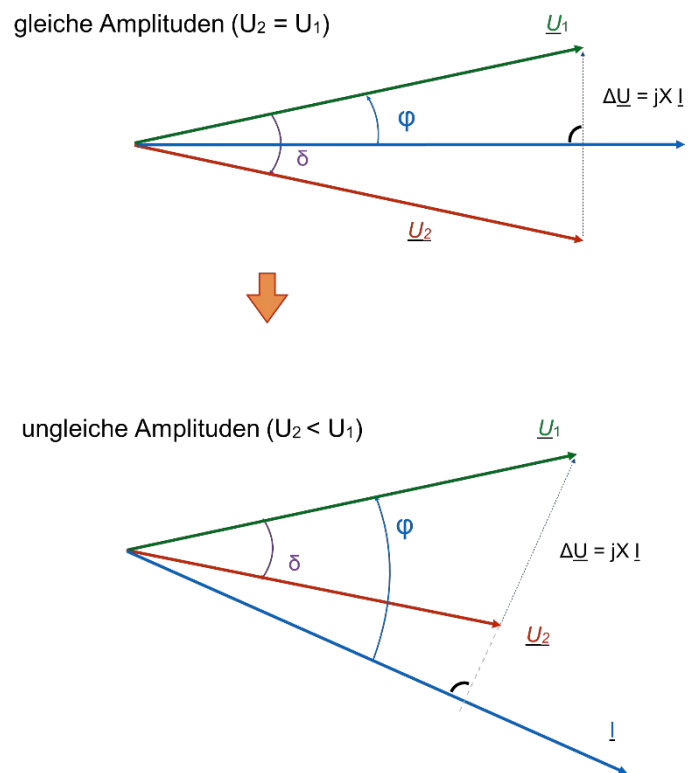


Abbildung 3.13 Zeigerdiagramm für unterschiedliche Beträge der Spannungen bei gleicher Phasenverschiebung

Bei gleichen Amplituden sorgt der Ausgleich der Spannungen für einen Strom mit vorwiegendem Wirkanteil zur Primärspannung und zur Sekundärspannung. Da die Schaltung verlustfrei ist, sind beide Wirkanteile gleich (erkennbar an der Projektion der Spannungszeiger auf den Strom).

Verringert man die Amplitude der Ausgangsspannung bei unveränderter Phasenlage δ der Spannungen zueinander, so muss sich der Phasenwinkel ϕ des Stroms vergrößern, damit ein Ausgleich der Spannungen mit Hilfe der Serienreaktanz X erfolgen kann. Auch hier bleiben die Wirkanteile des Stromes im Primärkreis und Sekundärkreis gleich (siehe Projektion der Spannungen auf den Strom). Jedoch erhält man nun im Primärkreis einen größeren Blindstromanteil.

Der Wirkanteile im Sekundärkreis bleibt in beiden Fällen annähernd gleich, was sich im Simulationslauf in den ebenfalls unveränderten DC-Strömen im Sekundärkreis zeigt.

3.3. Regelverhalten und Beschaltung

Für das Regelverhalten und die Beschaltung der DAB wird auf den Anhang D dieses Manuskriptes verwiesen.

3.4. DC/DC-Wandler aus DAB

Die DAB lässt sich als leistungselektronischer Baustein in einem System verschalten, z.B. in der für den leistungselektronischen Transformator vorgesehen Weise, indem eingangsseitig eine serielle Verschaltung erfolgt, ausgangsseitig eine Parallelschaltung. Hierbei ist sekundärseitig ein netzbildender Betrieb vorgesehen, d.h. ein Spannungsregler.

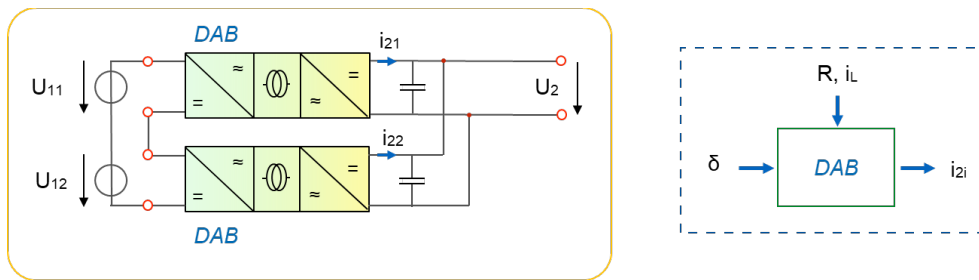


Abbildung 3.14 Verschaltung zweier DAB zu einem DC/DC-Wandler

Wegen der physikalischen Beschaffenheit als Stromquelle ist die ausgangsseitige parallele Beschaltung nicht problematisch. Im Betrieb an einer variablen Last (Stromquelle, Lastwiderstand) ist die Regelung der Ausgangsspannung erforderlich.

Folgende Abbildung zeigt den Aufbau der Schaltung. Je nach Lastzustand kann der Ausgang i Leerlauf betrieben werden, bzw. mit einem Lastwiderstand, bzw. mit einer stromgeregelten Last. In letzterem Fall ist auch ein bidirektionaler Lastfluss möglich.

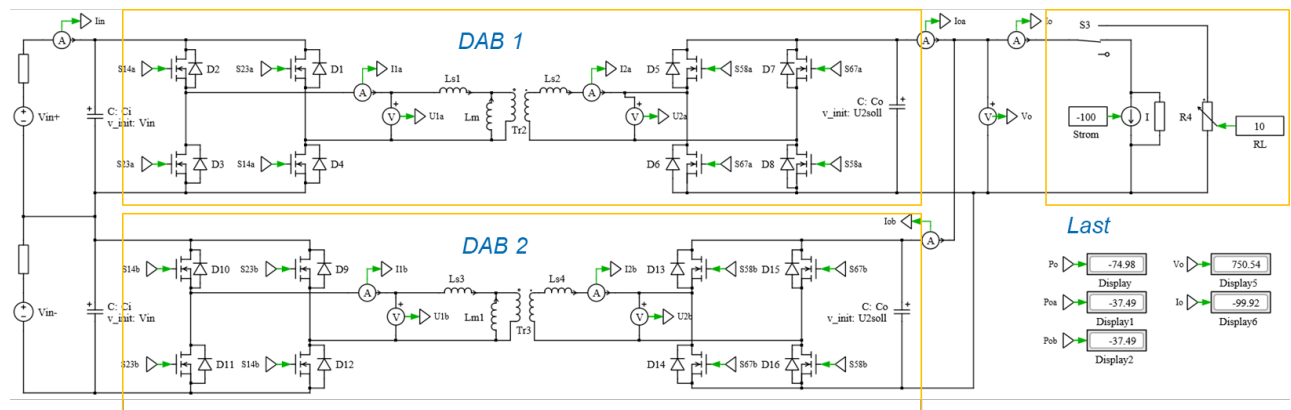


Abbildung 3.15 Aufbau der Schaltung

Die Aufgabe des Reglers besteht darin, die Ausgangsspannung auf einem Sollwert zu halten, unabhängig von der Lastsituation. Ohne Spannungsregelung ist in der Praxis kein stabiler Betrieb möglich. Zur Vorsteuerung wird ein Messwert des Laststromes verwendet.

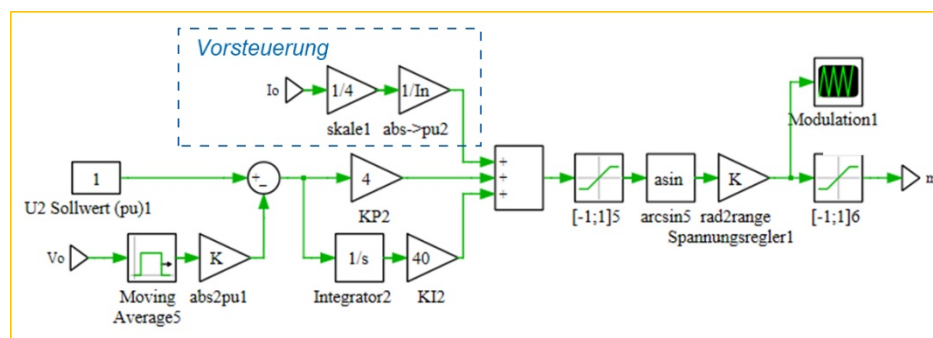


Abbildung 3.16 Spannungsregler

Der Spannungsregler verwendet den Messwert der Ausgangsspannung zur Bildung der Regelabweichung. Stellgröße ist der Modulationsindex der beiden DAB mit einem Stellbereich von (-0,5; 0,5). Der Reglerausgang wird passend hierzu und passend zur nichtlinearen Kennlinie der Schaltung angepasst.

Bipolare Ausgangsspannung

Für eine bipolare Ausgangsspannung (z.B. mit $\pm 750\text{ V}$) werden jeweils zwei DAB in Serie geschaltet. Der Mittelpunkt bildet das Bezugspotenzial. Die parallele Verschaltung stellt wegen der Stromquellencharakteristik der DAB keine besondere Herausforderung dar. Bei der Serienschaltung ist der Strom jedoch in den beiden Serienzweigen insgesamt gleich.

Folgende Abbildung zeigt die Anordnung für insgesamt 4 DAB-Module. Jeweils 2 Module sind in Serie, und jeweils 2 Module sind parallelgeschaltet. Um voneinander abweichende Eigenschaften nachzubilden, wurden die Streureaktanzen der beiden mittleren Module variiert.

Für den spannungsgeführten Betrieb an einer Stromquelle bzw. an einem Lastwiderstand ist ein Spannungsregler unabdingbar. Für die Spannungsregelung wurde der gesamte Laststrom in einer Vorsteuerung verwendet. Pro Modul ist die Vorgabe $\frac{1}{4}$ des Gesamtstroms.

Führungsgröße im symmetrischen Betrieb ist die Spannung über der Last insgesamt (im Beispiel 1500 V über der symmetrischen Last). Im Beispiel wurden alle Module gleich moduliert.

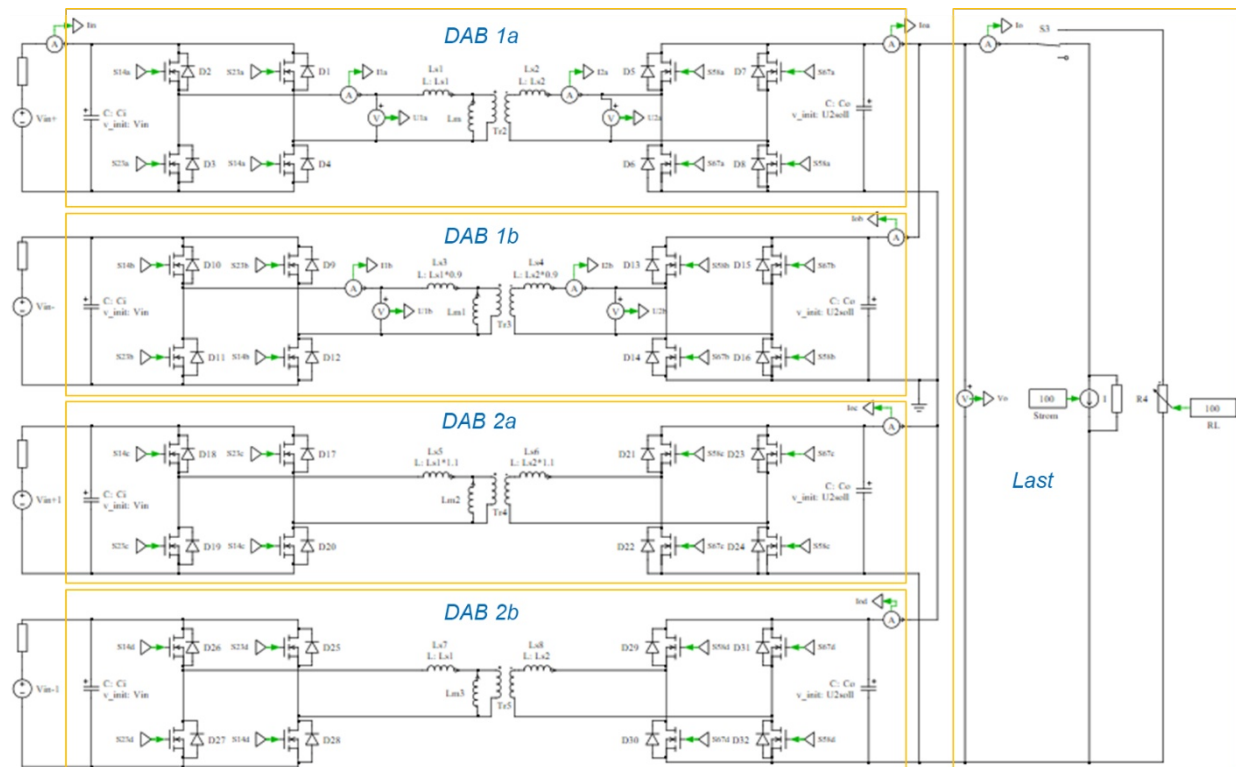


Abbildung 3.17 Bipolare Ausgangsspannung mit 4 DAB

Wegen der unterschiedlichen physikalischen Eigenschaften der Module (Streureaktanzen) fallen die Leistungsbeiträge bei dieser Regelung unterschiedlich aus. Da zwei Blöcke (DAB 1 und DAB 2) mit jeweils 2 Modulen (a und b) in Serie geschaltet sind, sind die Ströme in diesen Blöcken gleich: Im Beispiel ist $I_a + I_b = I_c + I_d$, was an den Leistungen erkennbar ist (die aus dem Produkt der individuellen Ströme und der Spannung über der Last berechnet wurden).

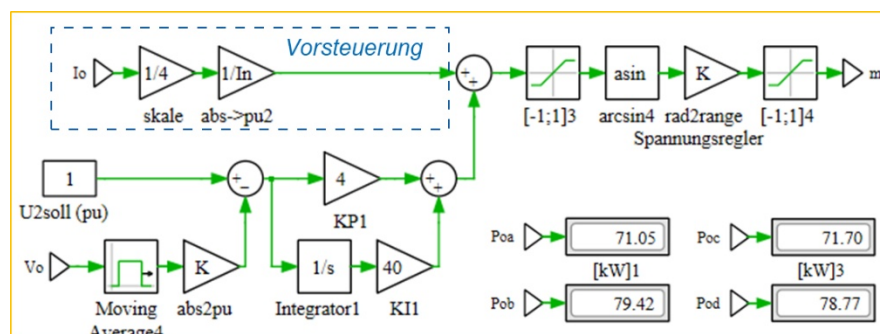


Abbildung 3.18 Regler für eine bipolare symmetrische Ausgangsspannung

In diesem Beispiel wurde davon ausgegangen, dass die einzelnen DAB-Module primärseitig unabhängig versorgt werden. Die Verknüpfung der sekundärseitigen Ströme wird auf die Primärseite gespiegelt, hat jedoch in diesem Fall keinen Einfluss. Je Beschaffenheit der Primärseite ist dort ggf. ebenfalls eine Verknüpfung der Ströme zu berücksichtigen.

DABs werden auch als Bausteine zum Aufbau modularer leistungselektronischer Transformatoren von AC/DC verwendet. Der Aufbau solcher Umrichter ist in Abschnitt 5 beschrieben. Die System-sicht für modularer DC/DC-Wandler aus DABs findet sich in Abschnitt 6.

4. Kaskadierte H-Brücken

Umrichter für einen größeren Spannungsbereich erfordern eine Serienschaltung von Transistoren, die jeweils nur einen Teil der Spannung schalten können. Transistoren lassen sich hierbei zu Modulen zusammenfassen. Aus den Modulen lassen sich dann skalierbare Umrichtersysteme realisieren. In der hier betrachteten Schaltung werden als Module H-Brücken verwendet. Auch die Bezeichnung Vollbrücken ist für diese Anordnung bestehend aus 4 Schalttransistoren mit einer Speicherkapazität pro Modul gebräuchlich.

4.1. Funktionsweise

Folgende Abbildung zeigt links ein Umrichtersystem, bestehend aus 4 Modulen (H-Brücken bzw. Vollbrücken). Die Module sind in einer Kette verschaltet: der Ausgang von Brücke N ist mit dem Eingang von Brücke N+1 verbunden. Am Anfang und am Ende der Kette befinden sich die äußeren Anschlüsse des Systems.

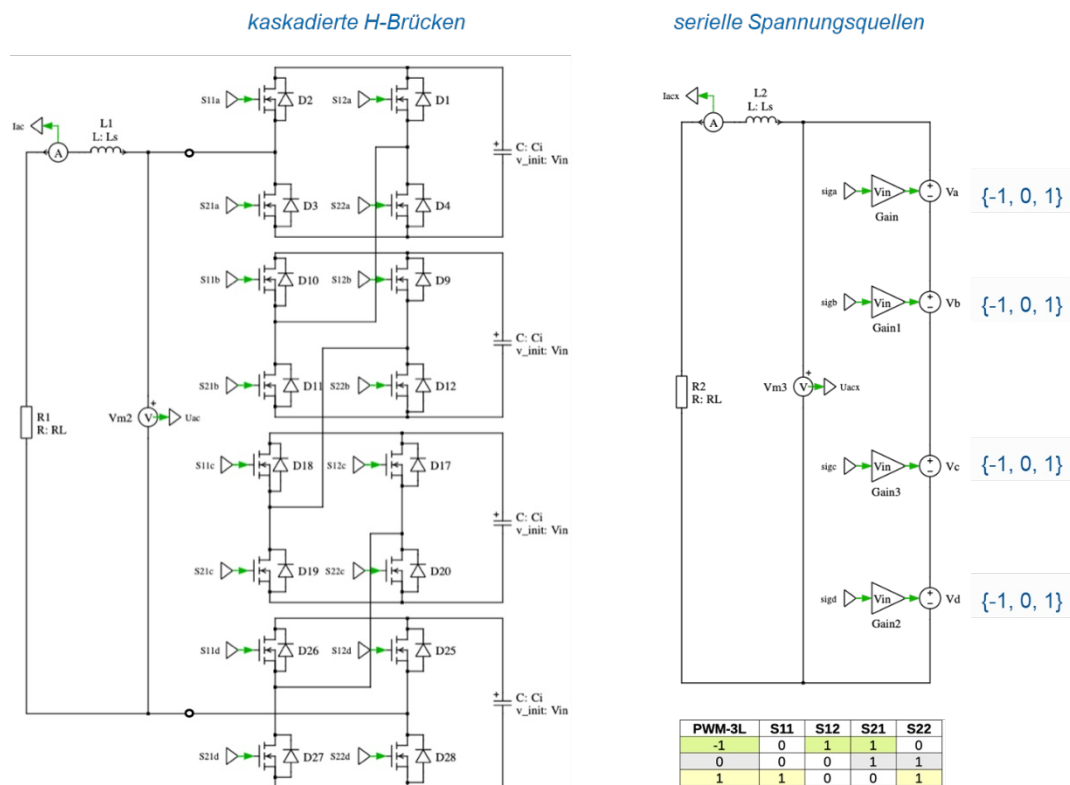


Abbildung 4.1 Funktionsprinzip der Schaltung

Jede Vollbrücke fungiert hierbei als Spannungsquelle. Für den einfachsten Fall seien hierzu geladene, hinreichend große Kapazitäten angenommen, die durch die Verschaltung an den äußeren Anschlussklemmen mit der Last verbunden sind. Als Last dienen eine Serieninduktivität und ein Lastwiderstand. Die Serieninduktivität dient der Glättung des Stromes und der Kopplung für den Fall, dass das System an ein AC-Netz angeschlossen werden soll.

Jede Vollbrücke kann drei diskrete Spannungsniveaus erzeugen: der Wertebereich beträgt $\{-1, 0, 1\}$ in normierter Schreibweise. Um den positiven Wert zu erzeugen, schalten die Transistoren links oben und rechts unten (in der Diagonalen von links oben nach rechts unten), für die umgekehrte Spannung schalten die anderen beiden Transistoren (in der Diagonalen von links unten nach rechts oben). Für den Wert „0“ werden die Anschlüsse auf gleiches Potenzial geschaltet, z.B. durch Schalten der beiden unteren Transistoren.

Die gesamte Anordnung entspricht somit einer Kette bzw. seriellen Verschaltung von Spannungsquellen, wie im rechten Teil der Abbildung gezeigt. Jede Spannungsquelle verfügt über einen Wertebereich von $\{-1, 0, 1\}$. In der Kombination ergeben sich mit 4 Modulen somit insgesamt 9 Spannungsniveaus $\{-4, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3, 4\}$. Verallgemeinert ergeben sich mit N Modulen (= bipolaren Schaltstufen) $2N + 1$ Spannungsniveaus.

Die Anzahl der Module richtet sich nach der gewünschten Ausgangsspannung und der Spannung des einzelnen Moduls. Mit 800 V pro Modul und 4 Modulen lassen sich Scheitelspannungen von ± 3200 V erreichen.

4.2. Signalverarbeitung und Modulation

Für die Module der Schaltung sind nun geeignete Spannungssignale gesucht, die sich durch geeignete Ansteuerung der Transistoren erzeugen lassen. Die Spannungssignale erhält man als Approximation einer harmonischen Referenzspannung durch Pulsbreitenmodulation (engl. PWM, pulse width modulation). Beispiele für die Erzeugung solcher Signale finden sich in Anhang C.

Folgende Abbildung zeigt links die PWM-Signale für die Spannungsquellen bzw. Module. Jedes Signal hat einen Wertebereich von $\{-1, 0, 1\}$. Zu diesen Werten lässt sich von jedem Modul nach des Ladezustands der Kapazität eine Spannung erzeugen. Die Abbildung zeigt jeweils eine Periode des zu approximierenden Signals.

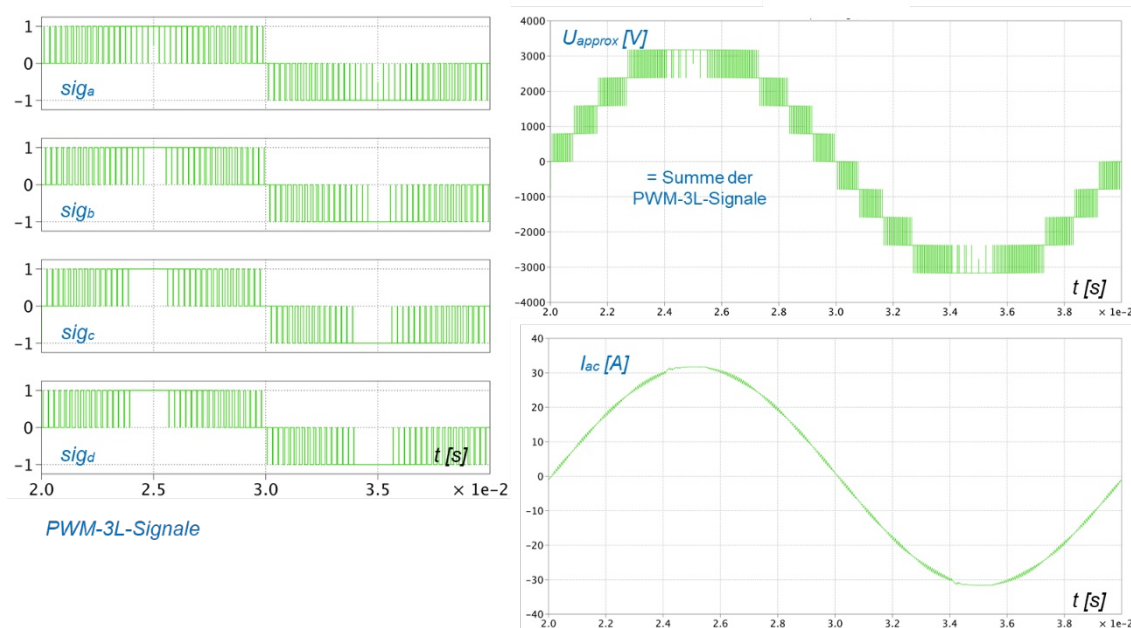


Abbildung 4.2 Überlagerung der Spannungsquellen

Die PWM-Signale sind mit Hilfe phasenversetzter Abtastsignale erzeugt worden. Hierdurch erhalten sie die Eigenschaft, sich bei der Addition so zu ergänzen, dass sich alle Signalkombinationen zu den möglichen Stufen ergänzen. Bei phasensynchronen PWM-Signalen würden diese sich einfach vervielfachen, ohne dass die Signalförm sich ändert. Die Abbildung rechts oben zeigt das durch Addition der Spannung erzeugte Summensignal.

Für jeden Modul müssen aus dem jeweiligen PWM-Signal geeignete Steuersignale für die Transistoren erzeugt werden. Da die PWM-Signale sich auf die Zustände $\{-1, 0, 1\}$ abfragen lassen, kann dies mit Hilfe einer einfachen Schaltlogik geschehen: Jedem Zustand wird eine Kombination von Schaltzuständen zugeordnet (Wertetabelle, siehe Abbildung 4.1 unten links).

Ein Simulationslauf zeigt, dass sich mit Hilfe der aufgeladenen Kapazitäten eine Wechselspannung mit 9-Spannungsniveaus erzeugen lässt (9-Level-Umrichter). Die Summe der Spannungen entspricht der Summe der PWM-3L-Signale. Die Spannung wurde hierbei direkt am Anschlusspunkt ge-

messen, d.h. über der Serieninduktivität und dem Lastwiderstand. Die Spannung bleibt ein approximiertes, mehrstufiges Signal.

Der Strom wird über der Serieninduktivität geglättet. Die Approximation gelingt insgesamt immer besser, je mehr Stufen bzw. Module verwendet werden. Die Spannung über dem Lastwiderstand folgt dem Stromverlauf.

Bei der Kopplung an ein Netz dient die Serieninduktivität außerdem der Steuerung des Lastflusses (siehe AC-Kreis der DAB). Hierbei würde der Strom ins Netz eingespeist werden, bzw. dem Netz ein Strom entnommen werden. Der Umrichter insgesamt funktioniert als Spannungsquelle. Die Kopplung an eine Last bzw. an ein Netz erfolgt mit Hilfe des Stromes.

4.3. Charakterisierung als Regelstrecke

Als Umrichter mit Spannungszwischenkreis (Voltage Source Converter) repräsentiert die Schaltung eine Spannungsquelle. Für die Anschaltung an ein AC-Netz wird durch die Ansteuerung eine passende Spannung erzeugt. In Bezug zur Netzspannung ist die Umrichterspannung synchron, kann jedoch in Betrag und Phase abweichen. Folgende Abbildung zeigt den Betrieb am Netz.

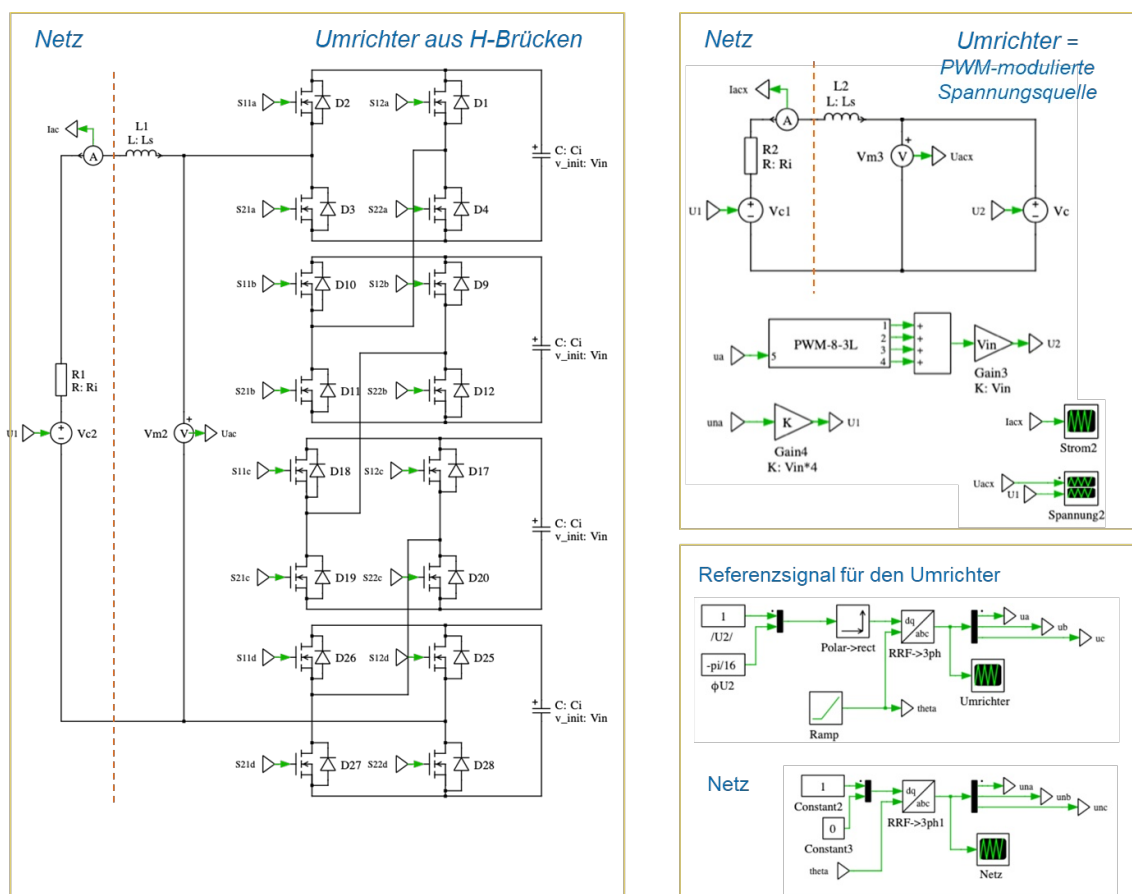


Abbildung 4.3 Umrichter am Netz und Ersatzschaltung

Der rechte Teil der Abbildung oben zeigt die elektrische Ersatzschaltung: Der Umrichter ist eine pulsbreitenmodulierte Spannungsquelle. Der parallele Betrieb zweier Spannungsquellen (Netz und Umrichter) ist nicht unmittelbar möglich; die Anschaltung erfolgt mit Hilfe einer Serieninduktivität. Diese Induktivität dient hauptsächlich der Kopplung der Systeme, sorgt aber ebenfalls für eine Glättung des Stromes zwischen den Systemen. Mit dem Strom ist der Austausch von Leistung verbunden.

Folgende Abbildung zeigt die Spannungen und Ströme für den Betrieb am Netz. Die Spannung des Netzes ist vorgegeben. In Bezug zur Netzspannung lassen sich Betrag und Phasenlage der Um-

richterspannung einstellen. Bei gleichen Amplituden stellt sich je nach Phasenlage ein unterschiedlicher Lastfluss ein.

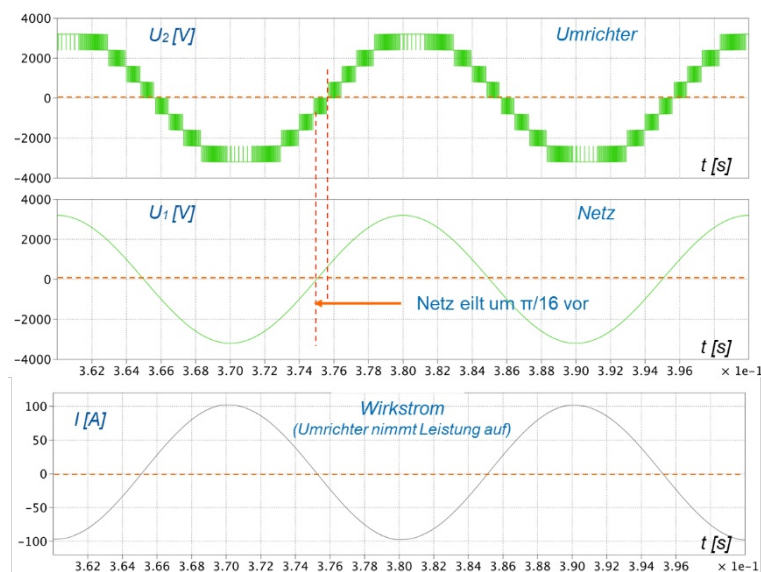


Abbildung 4.4 Betrieb am Netz

Im Dargestellten Beispiel folgt die Umrichterspannung der Netzspannung in einem Phasenwinkel von $-\pi/16$. Das Netz eilt somit um diesen Winkel vor. Der gemessene Strom ist ein Wirkstrom mit Phasenlage von π bzw. 180 Grad in Bezug zur Netzspannung (somit umgekehrtes Vorzeichen). Es findet ein Leistungstransport vom Netz in den Umrichter statt.

Die Lastflussrichtung lässt sich in der Simulation übrigens am Ladezustand der Kondensatoren erkennen. Bei Stromaufnahme steigt die Spannung in den Kondensatoren. Umgekehrt erfolgt bei Lastfluss vom Umrichter ins Netz eine Entladung. Ein Betrieb mit Wirkleistung ist in dieser Weise auf Dauer nicht möglich, da auf der Sekundärseite nur eine sehr begrenzte Speicherkapazität vorhanden ist. Hierfür wäre der Anschluss eines DC-Systems erforderlich.

Hinweis: Da die Simulation zum Zeitpunkt 0 startet, findet ein Einschaltvorgang statt, der sich als Einschaltimpuls den harmonischen Strömen überlagert. Eine Dämpfung findet nur durch den Innenwiderstand des Netzes statt. Die Simulation sollte bis zum Abklingen der Einschaltströme dauern. Je nach Startphase der Spannungen (z.B. als Sinus oder Cosinus) fällt der Einschaltvorgang unterschiedlich groß aus, was sich durch das Stromintegral über der Spannung erklären lässt: Eine gerade periodische Funktion mit Mittelwert Null (Cosinus) klingt schneller ab als eine ungerade Funktion (Sinus), die ohne Dämpfung einen Gleichanteil hinterlässt.

Betrachtet man den Umrichter am Netz als Regelstrecke, so ist die Stellgröße die Umrichterspannung. Über die Phasenlage in Bezug zur Phase des Netzes lässt sich der Lastfluss und somit der Wirkstrom beeinflussen: läuft der Umrichter vor dem Netz, findet eine Einspeisung statt. Umgekehrt wird Leistung bezogen, wenn der Umrichter hinter dem Netz läuft.

Mit dem Betrag der Umrichterspannung in Bezug zum Betrag der Netzspannung lassen sich Blindströme erzeugen, und somit je nach Vorzeichen der Blindströme dem Netz Blindleistung zuführen oder Blindleistung entnehmen. Grund für dieses Verhalten ist die Kopplung über Serieninduktivität. Eine kleine Induktivität wirkt wenig strombegrenzend und ist somit mit einem engen Stellbereich für die Spannung verbunden.

Einige Hintergründe hierzu einschließlich der Zeigerdiagramme finden sich siehe Anhang B. Die Kopplung über eine Serieninduktivität ist auch das Funktionsprinzip der mit Phasenverschiebung betriebenen DAB. Der Betrieb erfolgt dort innerhalb der Schaltung mit sehr viel höheren Frequenzen als mit der Netzfrequenz von 50 Hz, wodurch die Induktivitäten kleiner ausfallen können.

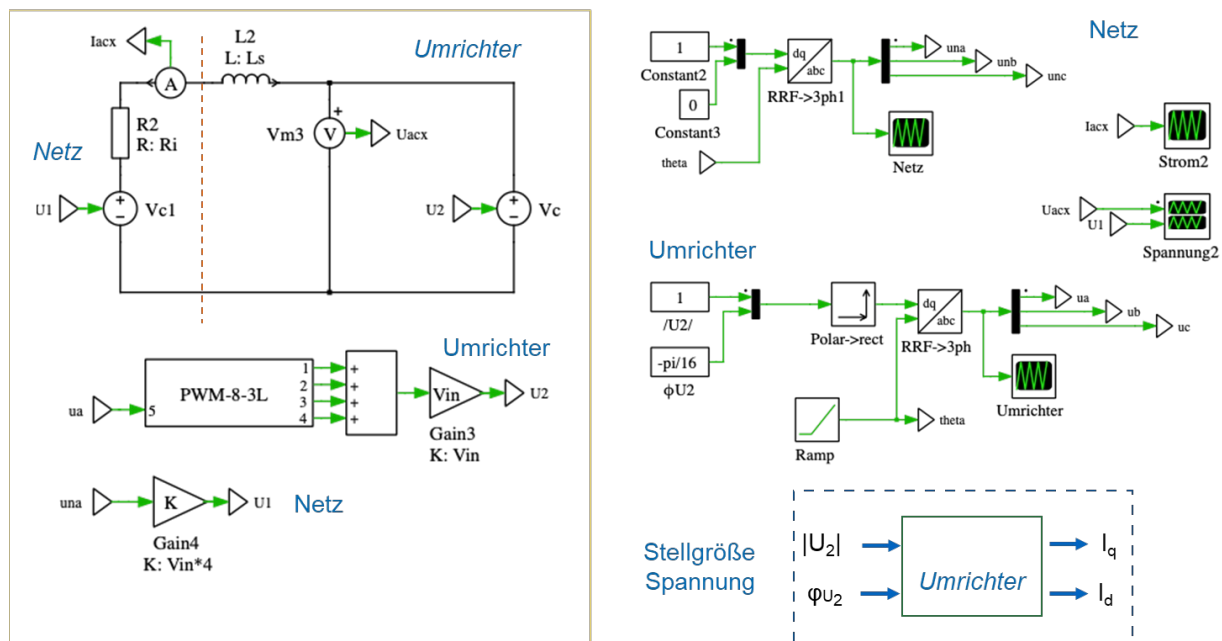


Abbildung 4.5 Umrichter als Regelstrecke

Die Abhängigkeit von Betrag der Spannung zum Wirkstrom und vom Phasenwinkel der Spannung zum Wirkstrom ist nur in einem sehr kleinen Bereich annähernd linear und eindeutig. Für eine genaue Einstellung bzw. Regelung eine geeignete Vorsteuerung erforderlich.

4.4. Ausgangsbeschaltung und Regelung

Da die Regelung auf Basis der Spannungs- und Stromzeiger basiert, wird das System 3-phasig aufgebaut. Alle Umrichterzweige sind Kopien des einphasigen Systems. Die Ansteuerung geschieht über die Phasen a, b und c mit einstellbarem Winkel der Umrichterspannung relativ zur Netzspannung, wie im einphasigen Fall. Netzseitig werden als Referenz das komplette dreiphasige Drehstromsystem verwendet. Die Spannungen sind vom Leiter zum Sternpunkt vorgegeben, der Sternpunkt ist in den drei Zeigen geerdet und somit auf einem gemeinsamen Potenzial.

Die Umrichter haben sekundärseitig nur die Kapazitäten als Energiespeicher. Das Fassungsvermögen für Wirkleistung ist somit sehr begrenzt. Der Ladezustand zeigt sich in der Spannung über den Kapazitäten. Diese Spannung steigt bei Leistungsaufnahme aus dem Netz. Umgekehrt kann der Umrichter aus diesem Reservoir auch nur sehr begrenzt Wirkleistung bereitstellen: Die Spannung der Kapazitäten sinkt mit der Leistungsentnahme.

Ohne ein weiteres System auf der Sekundärseite kann der Umrichter somit keine Wirkleistung bereitstellen oder aufnehmen. Die Bereitstellung bzw. Aufnahme von Blindleistung ist jedoch möglich. Für die Regelung sollen daher Blindströme ins Netz eingespeist bzw. aus dem Netz bezogen werden. Mögliche Anwendungsfälle für solche Systeme wären Statcom (zur dynamischen Bereitstellung bzw. Aufnahme von Blindleistung) und Oberwellenfilter (wobei die zur Kompensation von Oberwellen der Grundschwingung entnommen wird und somit die Leistungsbilanz neutral bleibt).

Der Stromregler folgt den in Abschnitt 2 beschriebenem Vorgehen. Hierzu wird die Ankopplung über die Serienreaktanz mit Hilfe einer Vorsteuerung berücksichtigt. Der Regler übernimmt die Aussteuerung in diesem Arbeitspunkt.

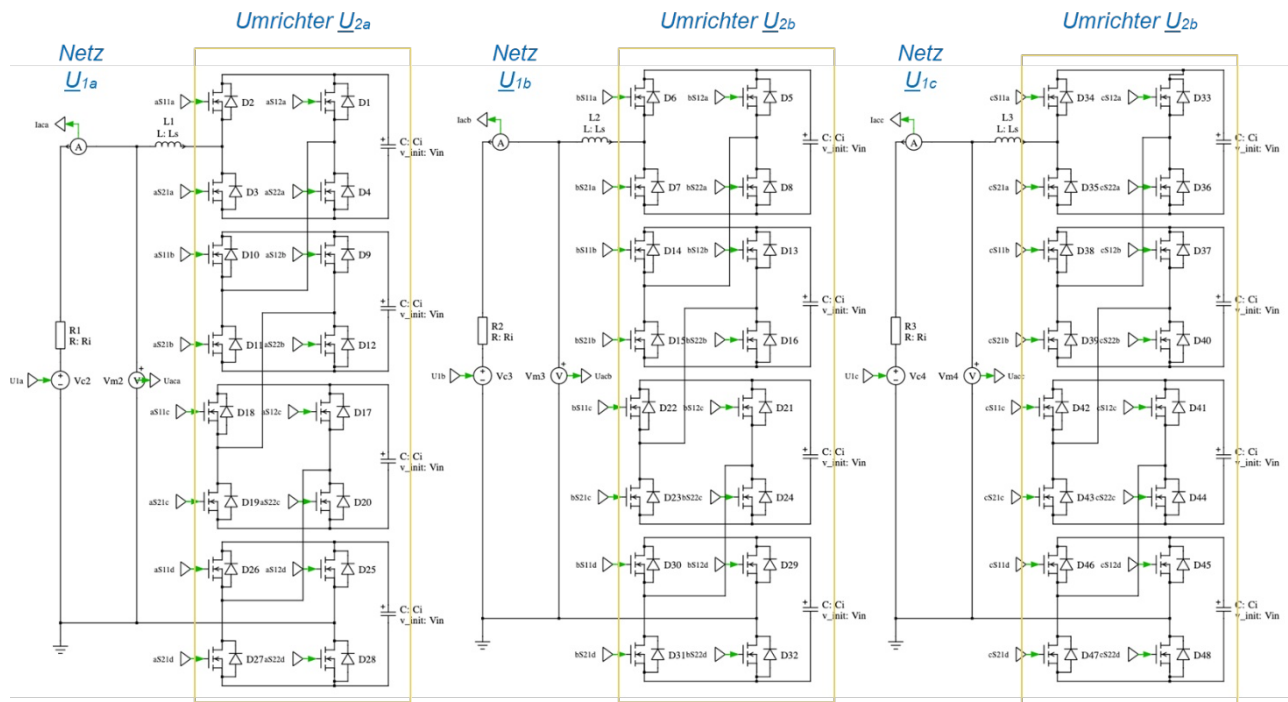


Abbildung 4.6 Umrichter als dreiphasiges System am Netz

Für einen Simulationslauf soll ein großer Blindstrom ins Netz eingespeist werden. Als Vorgaben (= Sollwerte) werden $I_q = 200 \text{ A}$ und $I_d = 0$ gewählt. Für diesen Betriebszustand betreibt der Regler die Umrichterspannung phasensynchron zum Netz (Winkel 0 zur Netzspannung) und senkt die Amplitude der Umrichterspannung gegenüber der Netzspannung ab. Folgende Abbildung zeigt das Einschwingen des Systems nach dem Einschalten mit Regler und das Ergebnis.

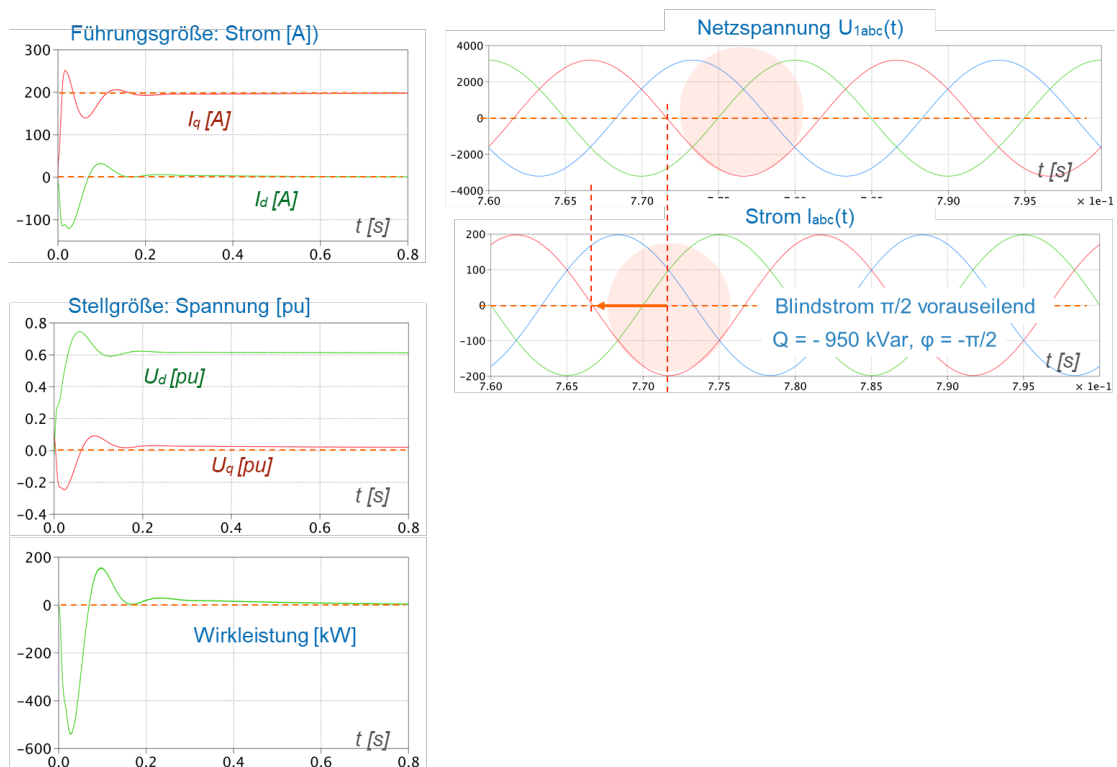


Abbildung 4.7 Funktion des Reglers für einen Blindstrom von 200 A

Man erkennt, dass der Regler die Vorgaben zur Führungsgröße in der Simulationsdauer annähernd erreicht ($I_q = 200 \text{ A}$ und $I_d = 0$). Die Vorgaben für die Stellgröße ergeben sich in diesem Arbeitspunkt zu $U_{2q} = 0$ und $U_{2d} = 0.6 \text{ pu}$. Die Umrichterspannung wird somit abgesenkt. Hierdurch werden die Vorgaben annähernd erreicht: Im Zeitbereich findet man einen Blindstrom mit der gewünschten Amplitude und Phasenlage. Die Messung der Wirkleistung zeigt nach dem Einschwingvorgang auch den Wert 0, das System ist somit im Gleichgewicht. Die Blindleistung hat hierauf keinen Einfluss.

Die Bereitstellung eines Blindstroms mit umgekehrtem Vorzeichen ist folglich mit einer Anhebung der Umrichterspannung verbunden. Hierfür hat das System im gewählten Arbeitspunkt (Nennspannung = maximale Umrichterspannung) keine Reserve. Folgende Abbildung zeigt einen Simulationslauf.

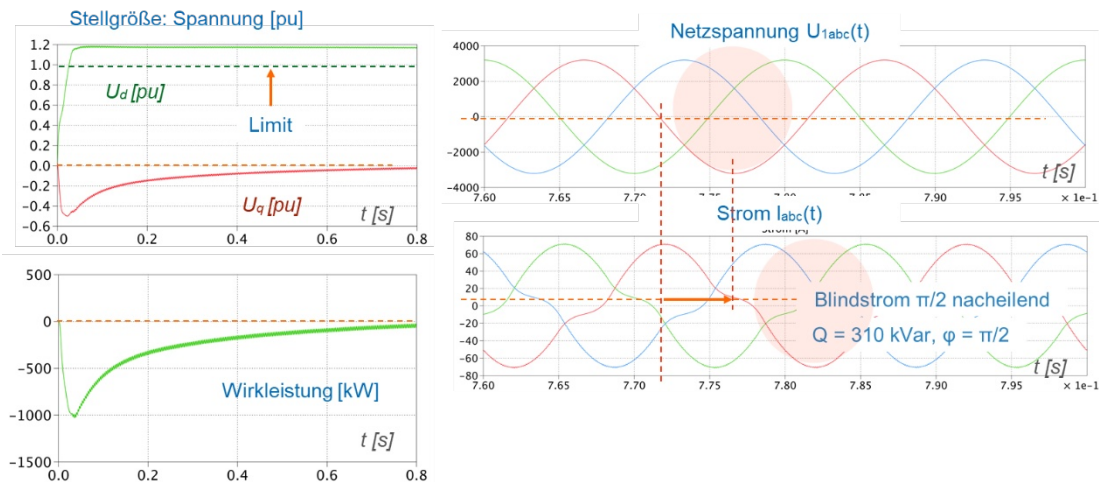


Abbildung 4.8 Funktion des Reglers für einen Blindstrom von -60 A

Vorgabe für den Regler war ein Blindstrom von -60 A. Der Regler errechnet hierfür eine Stellgröße von $U_{2d} = 1.2 \text{ pu}$, die das System mangels Spannungsreserve in den Kapazitäten allerdings nicht umsetzen kann. Die Folge der Begrenzung in der Simulation sind Verzerrungen in den Strömen. Ein Blick auf die Wirkleistung zeigt, dass beim Versuch der Regelung das System Leistung an das Netz abgibt, was zu einer Entladung der Kapazitäten führt. Um Blindströme mit beiden Vorzeichen bereitstellen zu können, wäre hier der Nennbereich der Spannung so zu wählen, dass Reserve zur maximalen Spannung bleibt.

Der Stromregler ist wie in Abschnitt 2 beschrieben ausgeführt. Der Umrichter als Regelstrecke stellt eine Spannungsquelle dar: Stellgröße sind Betrag und Phase (Bzw. Realteil und Imaginärteil der Umrichterspannung). Wegen der seriellen Anbindung über eine Induktivität sind die Konsequenzen Wirkströme und Blindströme. Letztere lassen sich durch den Regler als Führungsgrößen verwenden.

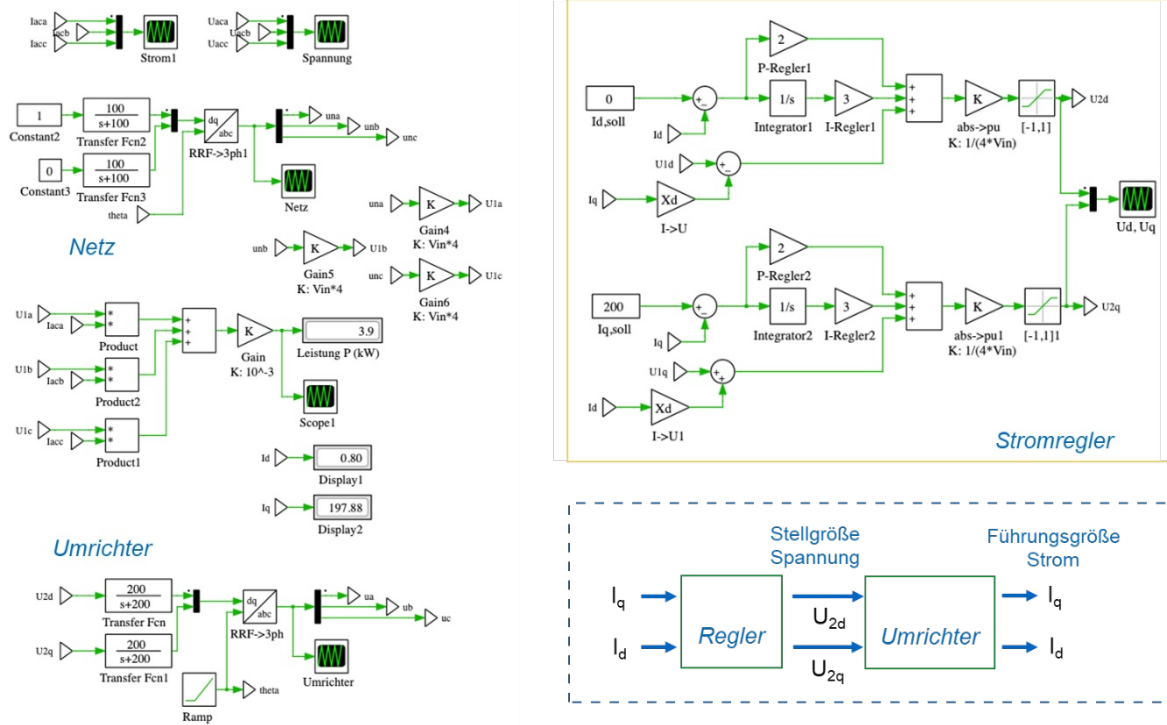


Abbildung 4.9 Aufbau des Stromreglers

Mit Regler funktioniert der Umrichter somit als Stromquelle. Für vereinfachte Modelle lässt sich der Umrichter ersetzen durch:

- Eine Kette von gesteuerten Spannungsquellen (jeweils für ein Modul). Als Modulation kann das 3-wertige PWM-Signal verwendet werden, bzw. auch eine einfache sinusförmige Ansteuerung. Ein solches Modell kann von Interesse sein, wenn die Module unterschiedliche Funktionen übernehmen sollen (z.B. die Zuordnung von Oberwellen zu einzelnen Modulen).
- Eine gesteuerte Spannungsquelle. Als Ansteuerung kann das PWM-modulierte Summensignal verwendet werden, oder näherungsweise eine einfache sinusförmige Ansteuerung.
- Eine Stromquelle. Dieses Modell verzichtet auf den Regler und verwendet Führungsgrößen als Stellgrößen.

Welches Modell jeweils angemessen ist, hängt vom Anwendungsfall ab.

5. Leistungselektronische Transformatoren

Leistungselektronische Transformatoren werden dann benötigt, wenn Gleichstromsysteme an ein Wechselspannungsnetz angeschlossen werden sollen und hierfür die Spannungsebene angepasst werden muss, sowie eine galvanische Trennung erwünscht ist. Die Definition „leistungselektronischer Transformator“ legt auch den Anwendungsfall der Kopplung zweier AC-Netze nahe, wenn die Spannungsebenen unterschiedlich sind und galvanische Trennung gewünscht ist. Allerdings wird dieser Fall von konventionellen AC-Transformatoren hervorragend abgedeckt, so dass hier kein Handlungsbedarf besteht.

Für die Bereitstellung von Gleichspannung für Gleichstromsysteme hoher Leistung am AC-Netz gibt es zahlreiche Anwendungsfälle: große Solaranlagen, Windanlagen mit Synchronmaschinen (die nicht synchron mit dem Netz laufen und folglich gleichgerichtet werden), Ladesysteme für Elektrofahrzeuge, Batteriespeichersysteme, Elektrolyseanlagen und Brennstoffzellen. Die überwiegende Zahl von Verbrauchern und erneuerbaren Erzeugern sind Gleichstromsysteme.

Für Anlagen großer Leistung sind Niederspannungsanschlüsse am Netz mit konventionellen AC/DC-Wandlern nicht mehr ausreichend. Für solche Systeme ist ein AC-Mittelspannungsanschluss von 10 kV bis 20 kV erforderlich. Da die Betriebsspannung leistungselektronischer Transistoren in aller Regel in der Niederspannung bleibt, sind diese Umrichter modular aufgebaut: Die AC-Mittelspannung ergibt sich aus einer Serienschaltung von Transistoren. Die sekundäre Gleichspannung hingegen bleibt im Bereich der Niederspannung bzw. einer niedrigen Mittelspannung. Die Verteilung der Gleichspannung und der Anschluss an das AC-Netz erfordern eine galvanische Trennung zwischen AC und DC. Es wird ein leistungselektronischer Transformator benötigt.

In diesem Abschnitt wird der Aufbau eines modularen leistungselektronischen Transformators für den Betrieb am Mittelspannungsnetz vorgestellt. Das Gesamtsystem besteht primärseitig aus kaskadierten H-Brücken, deren DC-Zwischenkreise an einen Stapel Dual-Active-Bridges (DAB) angeschlossen sind (siehe Abschnitt 1). Auf der Sekundärseite der DAB soll das Gesamtsystem eine stabile Gleichspannung bereitstellen, und somit netzbildend betrieben werden. Die auf der DC-Seite (Sekundärseite) entnommene (bzw. eingespeiste) Leistung soll über die Kette der Wandler der AC-Seite (Primärseite) entnommen (bzw. dort eingespeist) werden. Physikalisch ist das System aus Zellen aufgebaut, die jeweils ein Modul der kaskadierten H-Brücke enthalten, sowie eine DAB.

5.1. Aufbau einer Zelle

Als System ist eine einzelne Zelle nicht auf eine Charakteristik als Strecke im Sinne der Regelungstechnik festgelegt und kann ohne Regler überhaupt nicht betrieben werden. Folgende Abbildung illustriert den Lastfluss im ungeregelten Fall.

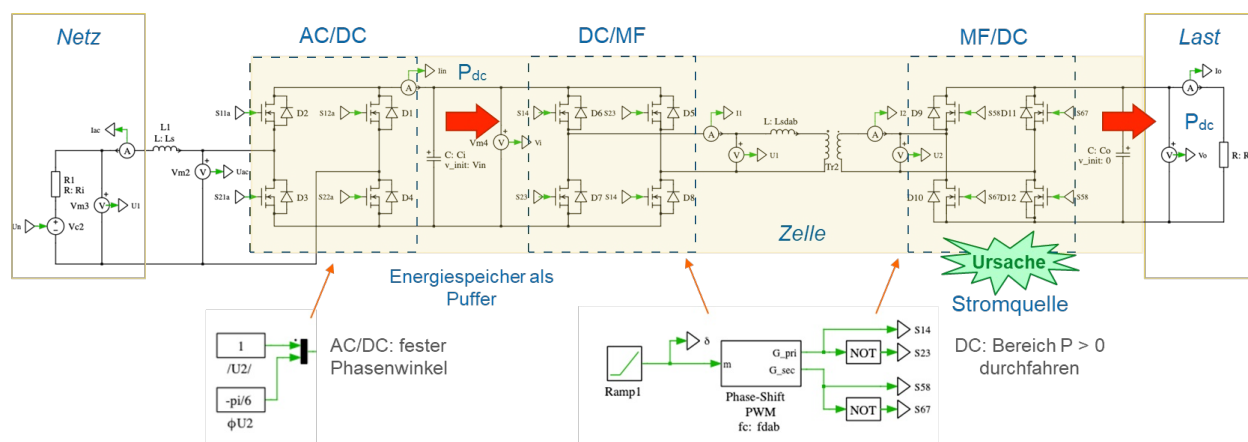


Abbildung 5.1 Lastfluss in einer Zelle

Auf der Sekundärseite wird die DAB im ungeregelten Fall als Stromquelle betrieben, die einen Lastwiderstand treibt. Dieser Betrieb ist nicht netzbildend: in der kausalen Kette gilt die Sekundärseite der DAB als Ursache (bzw. der Sekundärstrom). Der Sekundärstrom führt zu einer Entladung bzw. Ladung der Zwischenkreiskapazität auf der Primärseite der DAB.

Ohne Regelung stellt sich kein stabiler Arbeitspunkt ein. Folgende Abbildung zeigt einen Simulationslauf mit ansteigender Ansteuerung der DAB, und somit steigender Last. Auf der AC-Seite ist ein fester Winkel der Umrichterspannung in Bezug auf die Primärspannung des Netzes eingestellt. Somit wird die Zwischenkreiskapazität auf der Primärseite durch das AC-Netz aufgeladen.

Wenn auf der Sekundärseite weniger Leistung entnommen wird, steigt die Spannung im primären Zwischenkreis. Mit wachsender Entnahme von Leistung und konstantem Zufluss sinkt die Zwischenkreisspannung. Für eine Regelung des Lastflusses kann die Zwischenkreisspannung verwendet werden.

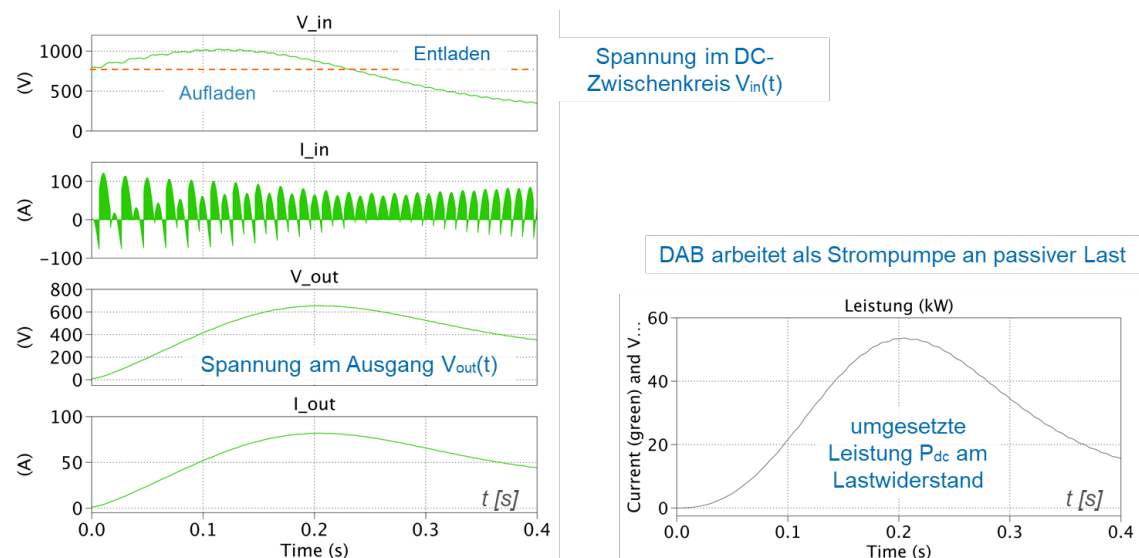


Abbildung 5.2 Zwischenkreisspannung als Leistungsindikator

Hierzu wird der Zufluss von der AC-Seite zu geregelt, dass die primäre Zwischenkreisspannung stabil bleibt. Für die Regelung auf Basis von Strom- und Spannungszeigern sind wegen der Messungen und Transformation dreiphasige Systeme besser geeignet. Daher wird ein dreiphasiges System zunächst aus 3 Zellen aufgebaut. In einem folgenden Schritt wird die Sekundärseite netzbildend betrieben. Auch hier erfolgt dann eine Spannungsregelung der sekundären Stromquelle.

5.2. Dreiphasiges minimales System

Ein minimales System besteht aus 3 Zellen, wobei primärseitig jede Zelle an eine Phase des AC-Netzes angeschlossen ist. Ausgangsseitig sind die 3 Zellen parallelgeschaltet. Als Last wird ein Lastwiderstand verwendet, so dass ein Betrieb auch ohne sekundärseitigen Regler möglich ist.

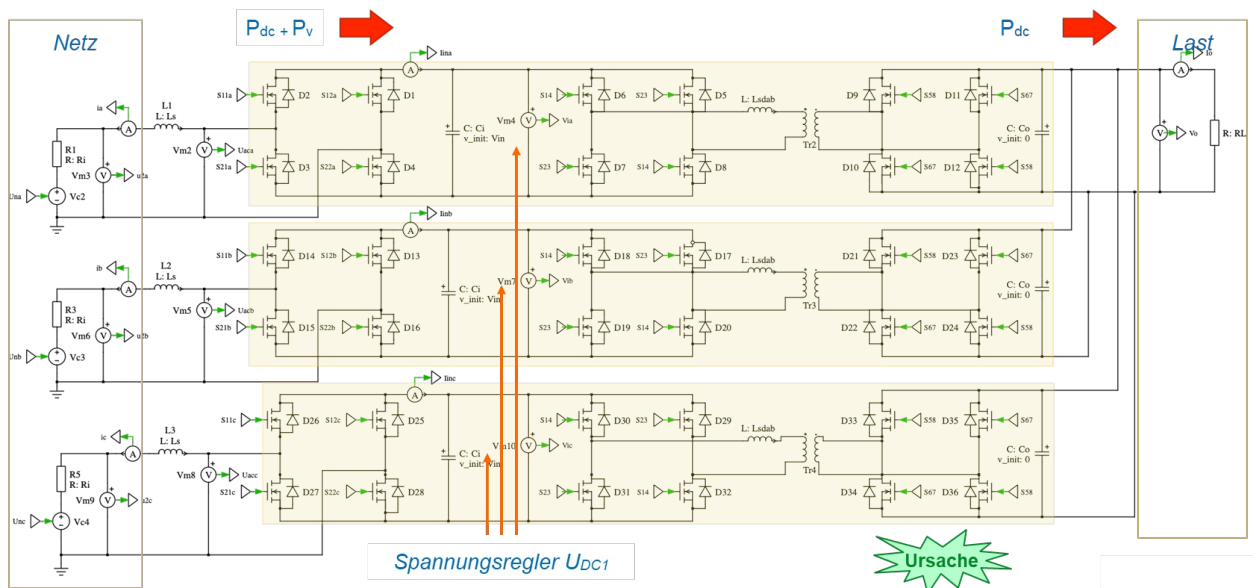


Abbildung 5.3 Minimales System aus drei Zellen

Primärseitige Regelung

Bei der Simulation ist darauf zu achten, dass die Schaltung einschwingen kann, bevor am Ausgang Last gezogen wird. Der Einschwingvorgang lässt sich im Leerlauf überprüfen. Eine Last muss zeitlich verzögert aufgeschaltet werden, im Beispiel geschieht dies durch ein Tiefpass-Filter vor der Ansteuerung der DAB.

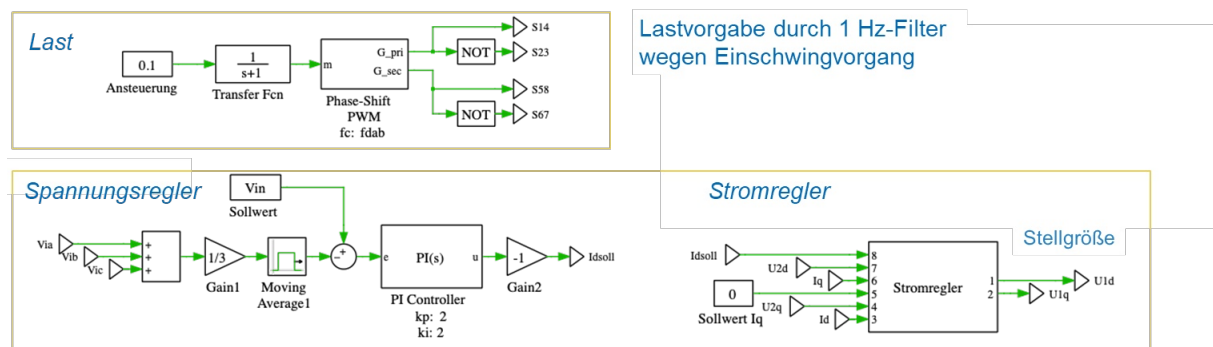


Abbildung 5.4 Primärseitiger Spannungsregler

Der Spannungsregler basiert auf einem unterlagerten Stromregler. Stellgröße ist die Umrichterspannung durch Vorgabe von U_{1d} und U_{1q} . Hierfür liefert der Stromregler geeignete Vorgaben auf Basis der Sollwerte des Stroms I_d und I_q . Der Blindstrom I_q ist frei wählbar.

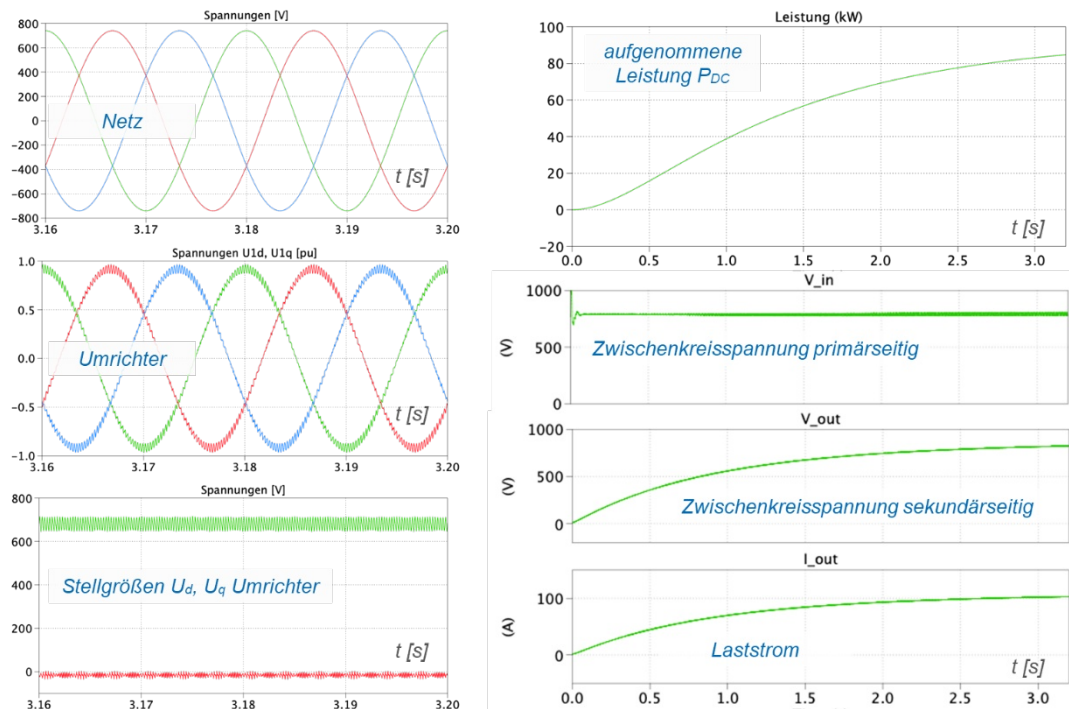


Abbildung 5.5 Regelverhalten unter Last

Der Wirkstrom I_d ist mit der Leistungsaufnahme (bzw. Leistungsabgabe) aus dem Netz verbunden und muss daher für die Regelung der primären Zwischenkreisspannung verwendet werden. Hierfür wird die Regeldifferenz aus dem Sollwert und dem Istwert der Zwischenkreisspannung ermittelt (hier: Mittelwert aus den 3 Zwischenkreisen) und der Wirkstrom durch einen PI-Regler geeignet gestellt.

Die Regelung ist somit kaskadiert aus einem Spannungsregler (innerer Regelkreis) und einem Stromregler (äußerer Regelkreis). Alle Regler können nur innerhalb der physikalischen Grenzen der Schaltung arbeiten. Hier muss durch geeignete Auslegung dafür gesorgt sein, dass hinreichend Wirkstrom zum Laden des DC-Zwischenkreises und zur Leistungsentnahme zur Verfügung steht.

Hierzu ist die Seriendrossel zur Anschaltung des Umrichters geeignet zu wählen. Im gezeigten Beispiel wurde zur Demonstration des Prinzips ein sehr kleiner Wert für L_s verwendet, der große Ströme ermöglicht, jedoch einen schmalen Stellbereich für U_{1d} und U_{1q} ergibt (siehe Oszillogramme). Im gezeigten Beispiel läuft der Umrichter nur mit sehr kleinem Phasenunterschied hinter dem Netz.

Bei Verwendung eines Lastwiderstandes und vorgegebener fester Aussteuerung der DAB ist die DC-Zwischenspannung des Sekundärkreises nicht fixiert. Die Zwischenkreisspannung steigt auf ein Niveau, das von der Größe des Lastwiderstands und der Höhe der Aussteuerung der DAB (= Lade- strom) abhängt. In diesem Punkt ist dann im ungeregelten Betrieb ein Gleichgewicht von Zufluss und Abfluss im Sekundärkreis erreicht.

Im Beispiel steigt die Gesamtleistung auf der Sekundärseite bis auf einen Wert von ca. 85 kW. Die mittlere Leistung auf der Primärseite (= aus dem Netz entnommene Leistung) fällt etwas höher aus, da Verluste ausgeglichen werden müssen (hier vorwiegend Durchlassverluste der Transistoren).

Sekundärseitige Regelung

Mit einer sekundärseitigen Spannungsregelung ist der Betrieb im Leerlauf, an einem Lastwiderstand bzw. an einer Stromquelle möglich. Damit der Primärkreis ausreichend Zeit hat, sich auf das Netz einzuschwingen und den Primärkreis vorzuladen, was einige Perioden der Netzfrequenz benötigt, läuft die Schaltung zunächst im Leerlauf an.

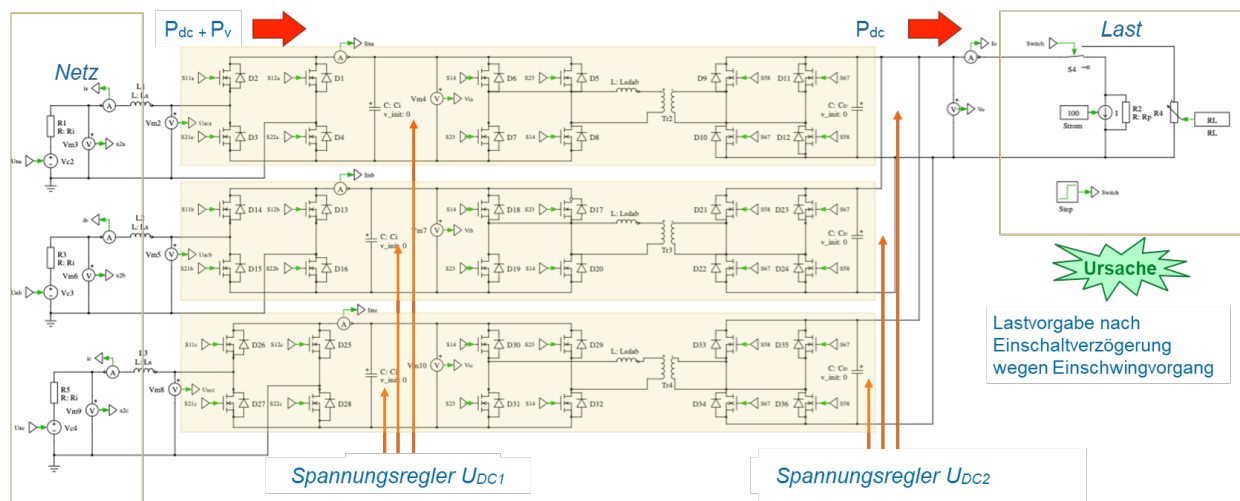


Abbildung 5.6 Schaltung mit sekundärseitiger Spannungsregelung

Anschließend wird auf einen Lastwiderstand bzw. auf einen Laststrom umgeschaltet. Der Spannungsregler im sekundären DC-Kreis erhält zum Einstellen des Sollwertes eine Einschaltverzögerung (im Beispiel durch ein 20 Hz-Filter), damit das Laden der sekundären Zwischenkreiskapazitäten erst nach dem Einschwingen bzw. Laden der primären Zwischenkreise erfolgt. Im Fall eines Lastflusses nach der Sekundärseite muss die zum Laden bzw. zur Regelung des sekundären Zwischenkreises benötigte Leistung dem primären Zwischenkreis entnommen werden.

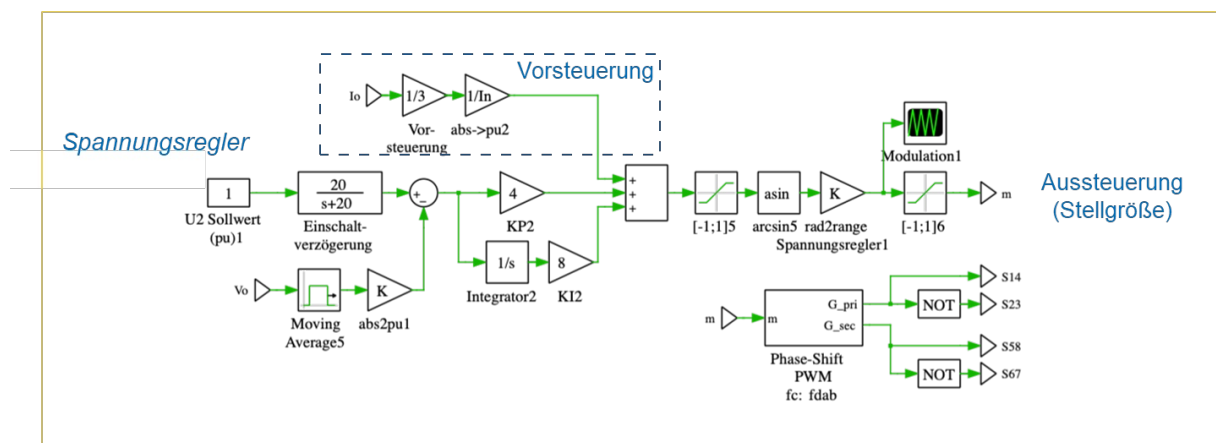


Abbildung 5.7 Sekundärseitiger Spannungsreglers (U_{DC2})

Die Vorsteuerung liefert einen Startwert für den Spannungsregler in Höhe des anteiligen Stromes pro Zelle. Der Sollwert der Zwischenkreisspannung U_{DC2} wird fest vorgegeben und durchläuft initial (d.h. nach dem Einschalten) ein Tiefpassfilter. Dieses Filter hat anschließend bei festen Sollwert keine Bedeutung mehr. Stellgröße des Reglers ist die Aussteuerung der DABs in den Zellen mit dem Modulationsindex m .

Ein Simulationslauf in folgender Abbildung zeigt zunächst den Einschwingvorgang des Systems beim Einschalten in den Leerlauf: Der Primärkreis ist nach ca. 2 Netzperioden stabil und der primäre DC-Zwischenkreis auf die gewünschte Spannung eingeregelt. Die sekundärseitige Zwischenkreisspannung folgt wegen des Anfahrens des festen Sollwertes über ein Tiefpassfilter verzögert, so dass der primäre DC-Zwischenkreis unabhängig vom Sekundärkreis einschwingen kann.

Zum Zeitpunkt $t = 0.2s$ erfolgt das Aufschalten der Last (hier: Lastwiderstand) im Sekundärkreis. Die Sekundärseitige Spannungsregelung hält die sekundäre Zwischenkreisspannung stabil; es stellt sich ein positiver Laststrom ein. Es wird an der Last eine Leistung von ca. 90 kW aufgenommen (siehe DC-Leistung im Diagramm oben links). Die Reaktion des Reglers lässt sich an der Aussteuerung der

DAB ablesen: Der Index m hat nach dem Laden der Zwischenkreiskapazität den Wert Null (kein Lastfluss im Leerlauf) und wird unmittelbar nach dem Lastsprung auf einen positive Wert zur Übertragung der benötigten Leistung geregelt.

Im Primärkreis macht sich der Lastsprung ebenfalls bemerkbar: Für die benötigte Wirkleistung bzw. für den benötigten Wirkstrom wird der Imaginärteil der Umrichterspannung U_q auf einen negativen Wert gestellt und der Realteil U_d so korrigiert, dass der Betrag der Umrichterspannung konstant auf dem Wert der Netzspannung bleibt. Somit läuft der Umrichter hinter dem Netz.

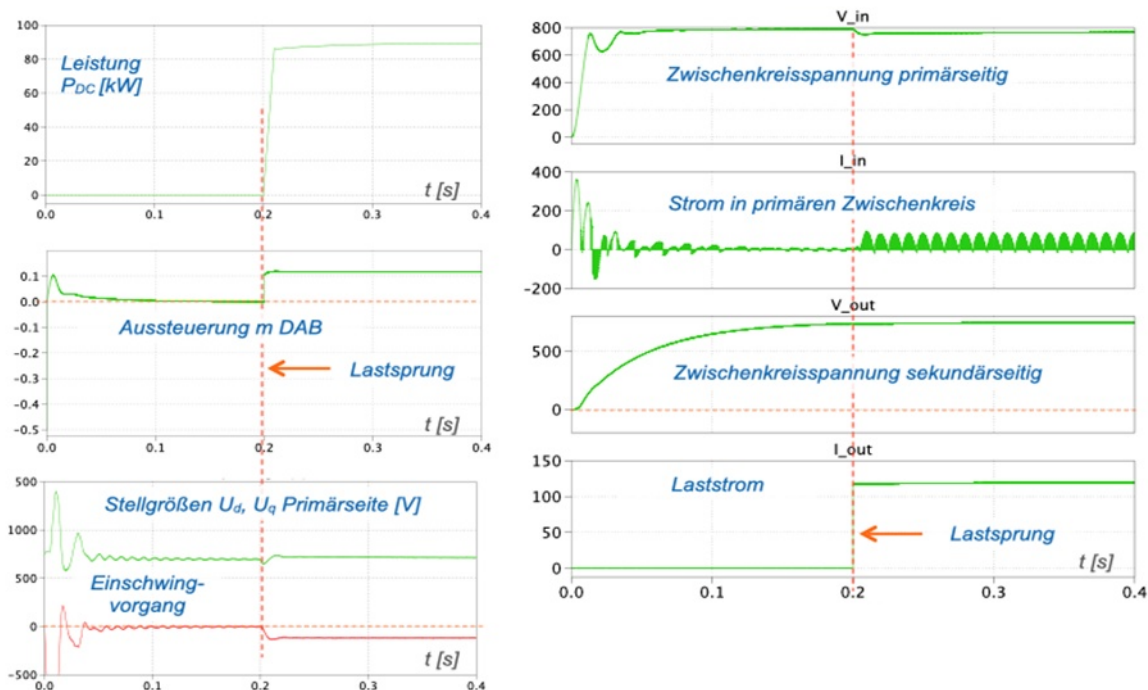


Abbildung 5.8 Verhalten beider Regler unter Last (Lastwiderstand R_L)

Folgende Abbildung zeigt das Verhalten der Regelung beim Betrieb an einer Stromquelle als Last. Der Einschwingvorgang in den Leerlauf ist identisch mit dem vorausgegangenen Simulationslauf: Beide Zwischenkreise werden geladen und auf die Sollspannung geregelt.

Zum Zeitpunkt $t = 0,2\text{ s}$ erfolgt das Zuschalten der DC-Last auf der Sekundärseite. Als Laststrom wurde ein negativer Wert gewählt, es handelt sich somit um eine Einspeisung. Der sekundäre Spannungsregler hält wiederum die Zwischenkreisspannung U_{DC2} stabil. Der Laststrom ist negativ: es erfolgt eine Leistungsaufnahme durch den Umrichter von ca. 80 kW.

Auch der Strom im primären DC-Zwischenkreis ist nun negativ. Um die primäre Zwischenkreisspannung zu stabilisieren, verstellt der primäre Spannungsregler Realteil und Imaginärteil der Umrichterspannung $\{U_d, U_q\}$ so, dass der Umrichter nun vor dem Netz läuft: der Imaginärteil U_q wird nun positiv und der Realteil U_d so korrigiert, dass der Betrag der Umrichterspannung konstant bleibt. Die eingespeiste Leistung wird nun ins Netz übertragen.

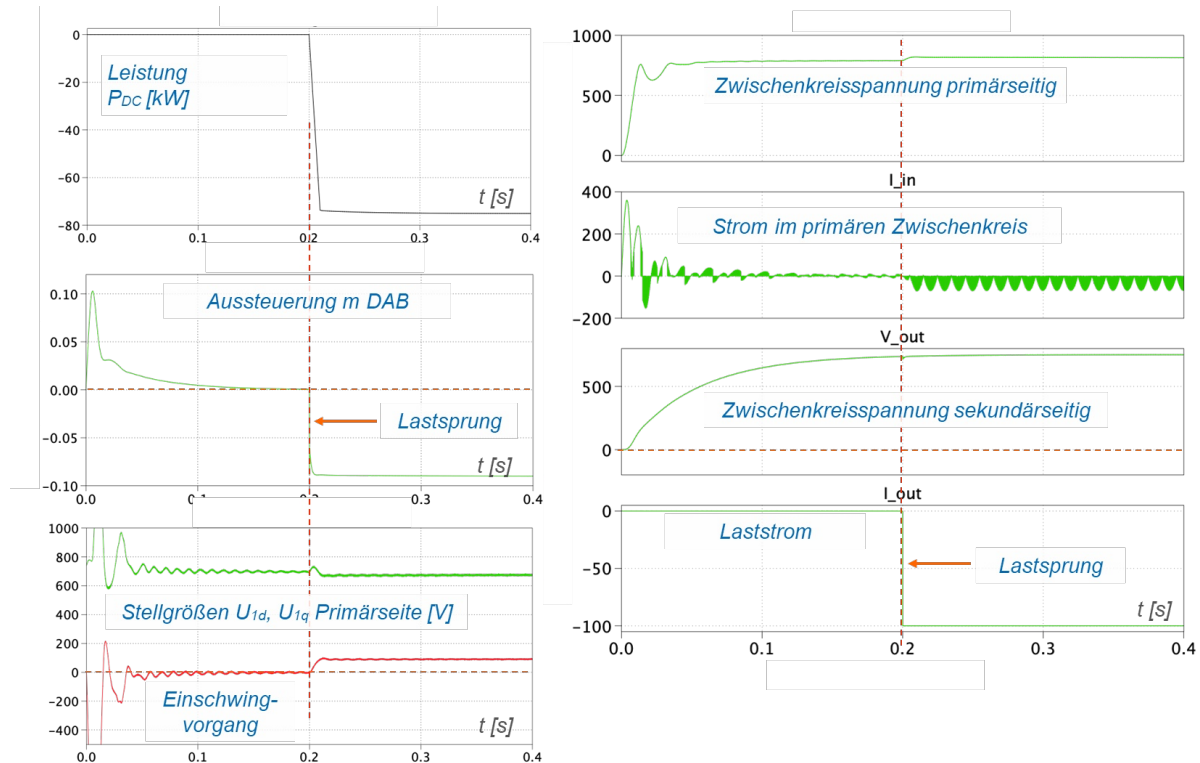


Abbildung 5.9 Regelverhalten unter Last mit Stromquelle (Einspeisung)

5.3. Repräsentatives dreiphasiges System

Für ein repräsentatives System sollen 4 Zellen pro Phase verwendet werden. Primärseitig bilden die Zellen jeweils 4 kaskadierte H-Brücken, die jeweils einen Ausschnitt mit einem Viertel der Amplitude der Netzspannung $\underline{U}_2$ wiedergeben und sich insgesamt zur Spannung $\underline{U}_1$ des Umrichters vor der Seriendrossel am Anschlusspunkt ans Netz addieren.

Die Zellenspannung U_{DC1} am primären DC-Zwischenkreis ist individuell für jede Zelle zu regeln, wobei im einfachsten Fall ein Regler verwendet werden kann, der für die Spannungsregelung am primären DC-Zwischenkreis die Stellgröße $\underline{U}_1$ des Umrichters summarisch einstellt.

Sekundärseitig sind die Zellen in einfachsten Fall alle parallelgeschaltet und stellen so eine unipolare Ausgangsspannung U_{DC2} bereit. Die Parallelschaltung der vielen Zellen am Ausgang ist möglich, da die DAB als Regelstrecke Stromquellen darstellen. Die Sekundärspannung U_{DC2} wird am gemeinsamen Ausgang gemessen und als Führungsgröße für die Regelung der DAB verwendet. Im einfachsten Fall erfolgt die Regelung wieder mit Hilfe eines Spannungsreglers für alle Zellen.

Folgende Abbildung zeigt den Aufbau des Systems: Das System ist in Sternschaltung realisiert, damit der Spannungshub auf der Primärseite und somit die Anzahl der benötigten Zellen gering bleibt. Die drei Phasen des Umrichters sind als Strangspannungen $\underline{U}_{1abc}$ über Seriendrosseln mit den die Strangspannungen $\underline{U}_{2abc}$ des Netzes verbunden.

Die primären Zwischenkreisspannungen $U_{DC1,i}$ existieren für jede Zelle individuell und ohne Potenzialbezug zu den Zwischenkreisspannungen anderer Zellen. Aus diesem Grund ist es nicht möglich, aus einer Schaltung mit kaskadierten H-Brücken unmittelbar eine gemeinsame DC-Spannung zu entnehmen. In der dargestellten Schaltung sind an die primären Zwischenkreise die DAB der Zellen angeschlossen.

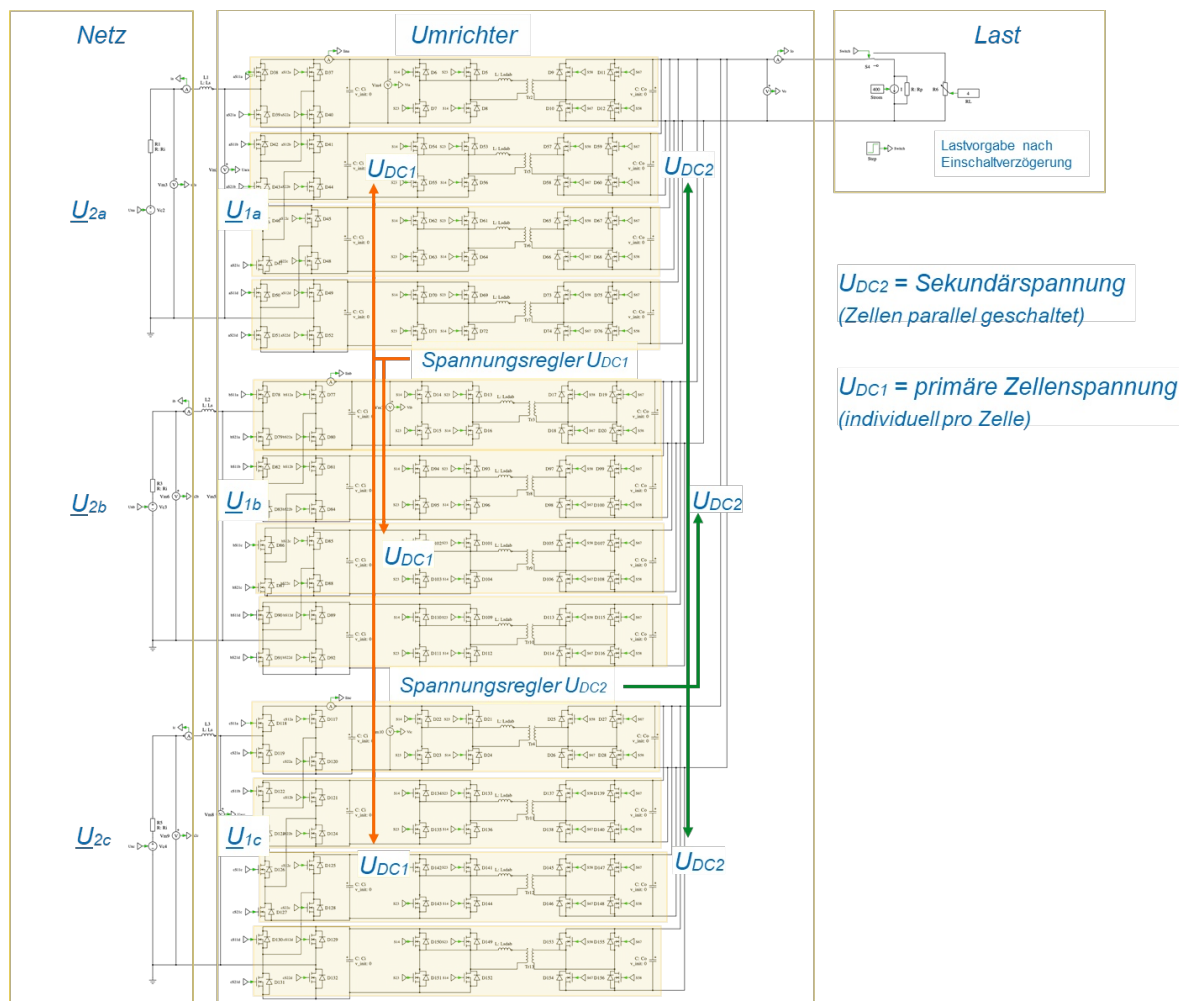


Abbildung 5.10 Repräsentatives 3-phasiges System mit 4 Zellen pro Phase

Am Ausgang der DAB finden sich die sekundären Zwischenkreisspannungen $U_{DC2,i} = U_{DC2}$, die sich wegen der galvanischen Trennung parallel schalten lassen. Hierbei addieren sich die sekundärseitigen Ströme aller Zellen hinter den sekundären Zwischenkreiskapazitäten zum gesamten Laststrom I_n . Alle sekundären Zwischenkreiskapazitäten sind parallelgeschaltet und addieren sich folglich ebenfalls.

Die sekundärseitige Verschaltung und folglich das Regelverhalten sind identisch mit dem einfachen 3-phasigen System mit insgesamt 3 Zellen (siehe Abschnitt 5.2). In normierter Darstellung (d.h. bezogen auf den gesamten Laststrom) lässt sich der gleiche Regler verwenden. Unterschiedlich ist jedoch die Regelung der primärseitigen Zwischenkreisspannung. Folgende Abbildung zeigt den Aufbau des Reglers.

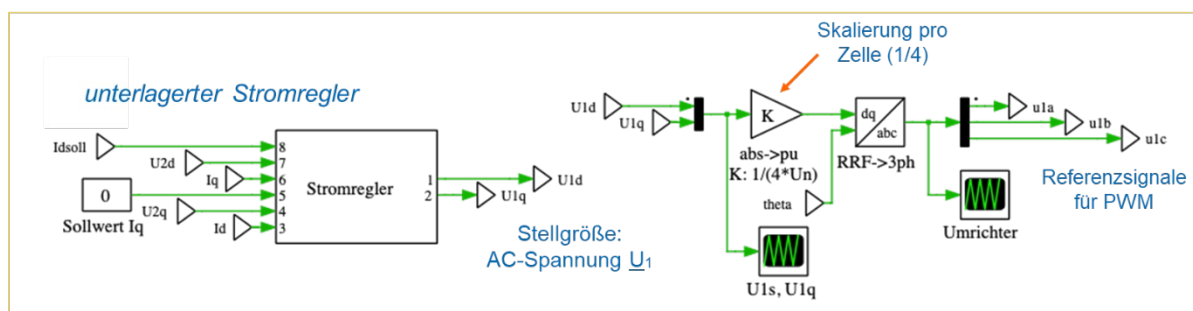


Abbildung 5.11 Erzeugung der Referenzsignale pro Zelle

Die Regelung der primärseitigen Zwischenkreisspannungen $U_{DC1,i}$ erfolgt wieder mit Hilfe eines unterlagerten Stromreglers, der die Umrichterspannungen $\underline{U}_{1,i}$ als Stellgrößen besitzt. Daher muss die Stellgröße $\underline{U}_1$ auf Vorgaben $\underline{U}_{1,i}$ für die 4 Zellen in der Kaskade herunter skaliert werden. Diese Stellgrößen werden dann in den Zeitbereich transformiert und als Referenzsignale für die PWM verwendet. In diesem einfachen Fall werden die gleichen Referenzsignale für alle Zellen einer Phase verwendet. Die durch die Serienschaltung kumulierten AC-Spannungen der Zellen summieren sich zur Umrichterspannung $\underline{U}_1$ insgesamt.

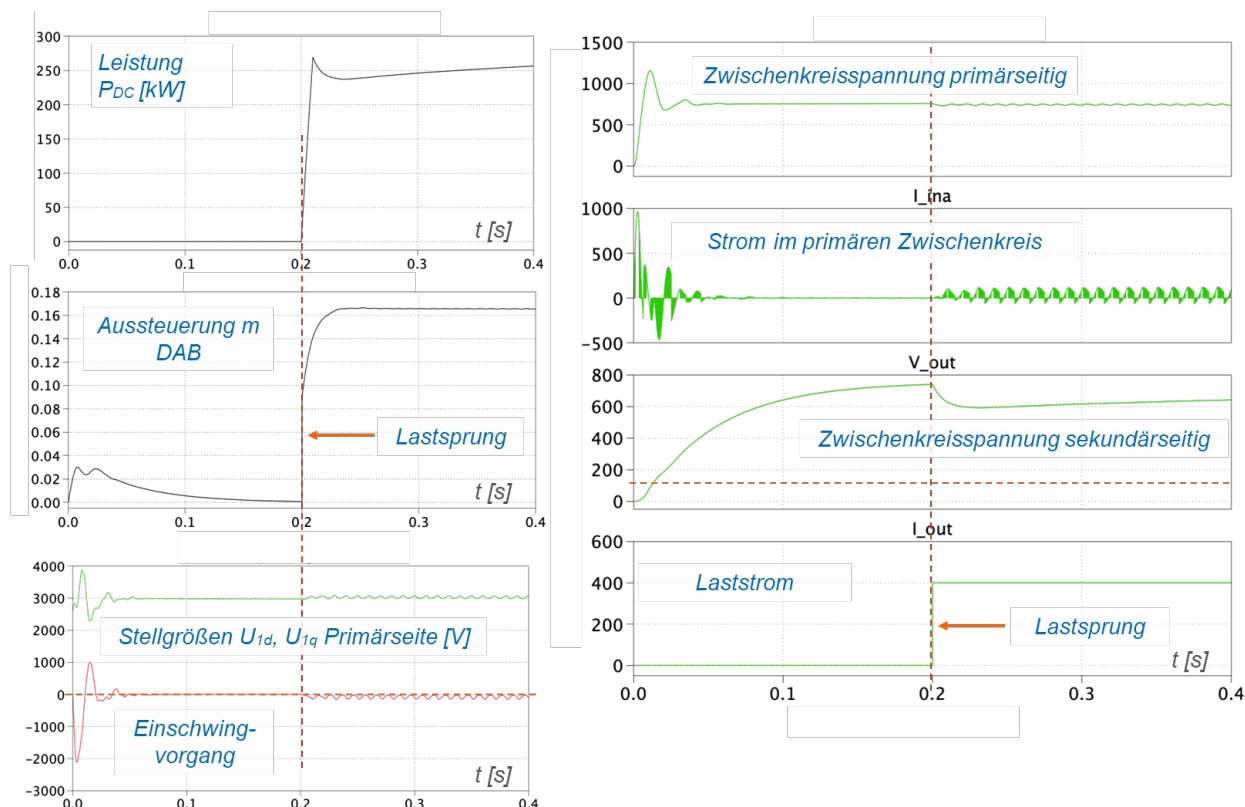


Abbildung 5.12 Regelverhalten unter Last

Ein Simulationslauf zeigt beim Hochlaufen im Leerlauf nach dem Einschalten das gleiche Verhalten wie beim einfachen 3-phasigen System: Die Umrichterspannung $\underline{U}_1$ ist nach wenigen Umdrehungen bzw. Perioden auf das Netz eingeschwungen und die primäre Zwischenkreisspannungen $U_{DC1,i}$ stabil. Die sekundäre Zwischenkreisspannung U_{DC2} folgt wegen der verzögerten Aufschaltung des Sollwertes, so dass sich der primäre Zwischenkreis ungestört einschwingen kann. Der Modulationsindex m zeigt, dass der sekundärseitige Spannungsregler über die Aussteuerung der DAB (= Stellgröße) für eine Aufladung der sekundärseitigen Zwischenkreise sorgt. Zum Zeitpunkt der Aufschaltung der Last stellt dieser Spannungsregler die Aussteuerung so, dass hinreichend Sekundärstrom zur Stabilisierung der hierdurch eingebrochenen Sekundärspannung U_{DC2} geliefert wird.

Der primäre Spannungsregler hält die primären Zwischenkreisspannungen $U_{DC1,i}$ stabil. Der Strom in jedem primären Zwischenkreis wird aus dem Netz bezogen. In der gezeigten einfachen Variante werden für diesen Regler nur jeweils eine Spannung $V_{in,abc} = U_{DC1,i,abc}$ und ein Strom $I_{in,abc}$ für eine Zelle in jeder Phase verwendet, stellvertretend für alle Zellen in einer Phase.

Die Schaltung zeigt folgende Eigenschaften:

- Es gibt keine Möglichkeit zur individuellen Regelung der Zellen.
- Die Simulation konsumiert auf einem Desktop-System zu viel Rechenzeit und muss für weitergehende Untersuchungen auf diese Weise optimiert werden.

5.4. Beschleunigung der Rechenzeit durch Schalter statt Transistoren

Zur Optimierung der Rechenzeit wurden alle Transistoren der kaskadierten H-Brücken und der DAB durch ideale Schalter ersetzt. Dadurch werden Verluste, die durch die Eigenschaften der Transistoren und Dioden entstehen, vernachlässigt. Zur Übersichtlichkeit wurden die einzelnen Module als Subsysteme dargestellt, wie in der folgenden Abbildung ersichtlich.

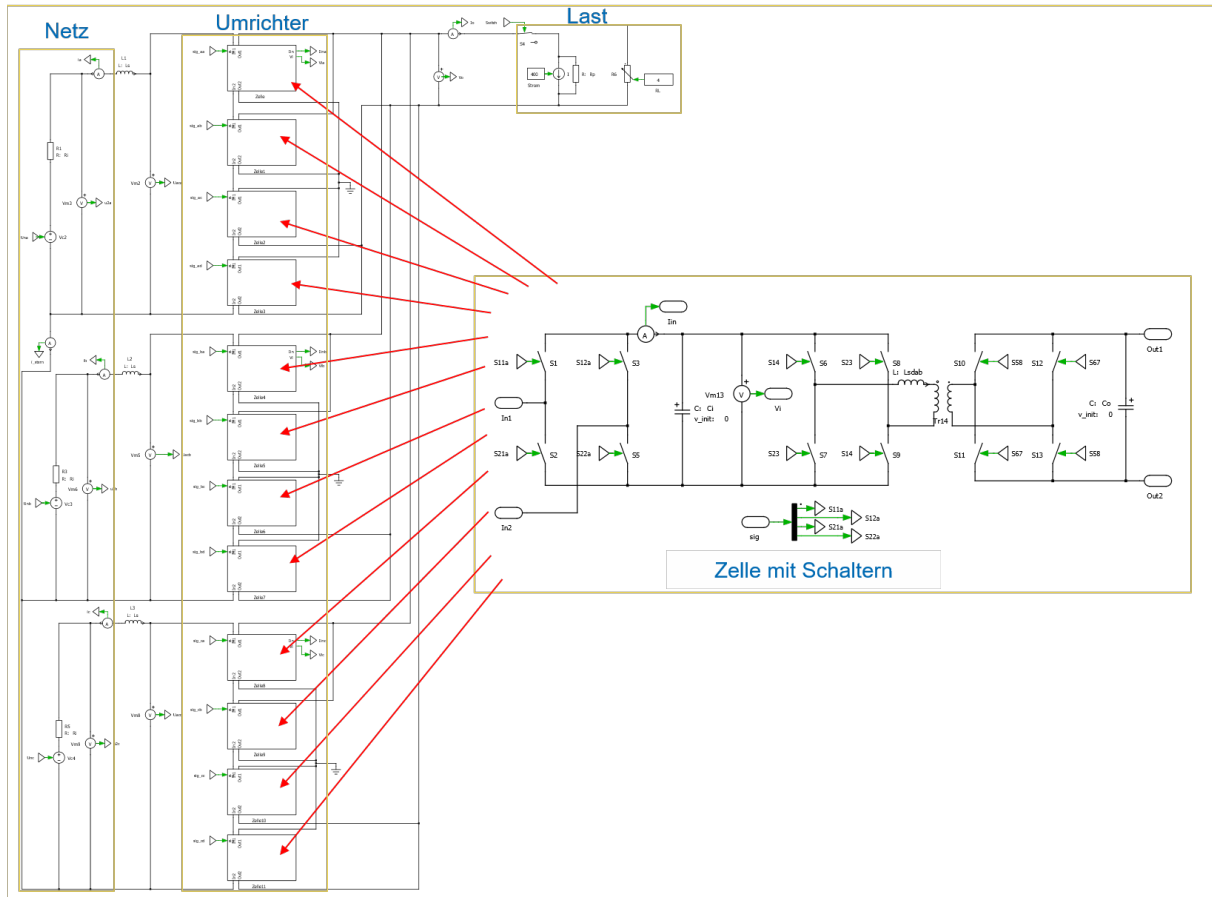


Abbildung 5.13 Modell mit Schaltern

Die Regelung des Modells mit Schaltern ist identisch zur Regelung des repräsentativen dreiphasigen Systems mit Transistoren.

Im gezeigten Modell wurde nun auch die bipolare Ausgangsspannung von ± 750 V realisiert. Dazu wird die Hälfte aller Zellen zueinander parallelgeschaltet, an denen 750 V anliegen. Die andere Hälfte der Zellen wird ebenfalls in sich parallel verschaltet, sodass an diesen auch 750 V anliegen. Diese zwei 750 V Spannungen werden nun in Serie zueinander verschaltet mit Erdung in der Mitte, sodass insgesamt 1500 V oder ± 750 V am DC-seitigen Ausgang anliegen. Die Schaltung zeigt, dass die Verschaltung in allen Phasen gleich aufgebaut wurde, womit sich die Auswirkungen von Unsymmetrien im Netz verringern lassen.

6. Modulare DC/DC-Wandler

Für den Anschluss von Anlagen im DC-Netz (z.B. Windkraftanlagen, PV-Anlagen, Elektrolyse) werden aus den Bausteinen aus Abschnitt 3 modulare Systeme aufgebaut, die das Regelverhalten der Bausteine abbilden. Als Beispiel dient ein mithilfe von Dual Active Bridges (DAB) aufgebauter leistungselektronischer Transformator (SST). Das System wandelt eine primärseitige Gleichspannung in eine sekundärseitige Gleichspannung um: z.B. ± 55 kV Spannung der DC-Strecke in ± 6 kV für Anlagen. Die galvanische Trennung im System erfolgt durch die Mittelfrequenztransformatoren der Bausteine (DAB).

Abbildung 6.1 zeigt das Funktionsprinzip: Die Transformation der Spannung kommt durch die Serienschaltung der Zellen am Eingang der DC/DC-Wandler zustande, die ausgangsseitig parallelgeschaltet sind. Je nach gewünschter Ausgangsspannung, werden die DABs ausgangsseitig zum Teil auch seriell verschaltet. Da die DC/DC-Wandler galvanisch trennen, ist eine solche Anordnung möglich. Zusätzlich zur Transformation $\bar{u}_{\text{Schaltung}} = 1/N$ können die einzelnen DC/DC-Wandler ebenfalls ein eigenes Übersetzungsverhältnis $\bar{u}_{\text{DAB}}$ besitzen. Das gesamte Übersetzungsverhältnis beträgt dann $\bar{u} = \bar{u}_{\text{Schaltung}} \bar{u}_{\text{DAB}}$.

Erfordern die Anlagen niedrigere Spannungen als ± 6 kV bzw. Gleichrichtung der von der Anlage generierten Spannung, so ist ein weiterer Umrichter zur Anlage hin notwendig. Wie auch beim netzseitigen Wandler sind sowohl Einspeisung als auch Entnahme von Wirkleistung aus dem Netz durch den anlagenseitigen Wandler möglich, sofern die nachgelagerte Anlage diese Leistungen bereitstellen kann. Ist beispielsweise ein Energiespeicher angeschlossen, so kann dieser Leistung aufnehmen und abgeben, während eine PV-Anlage in der Regel nur Leistung einspeisen kann.

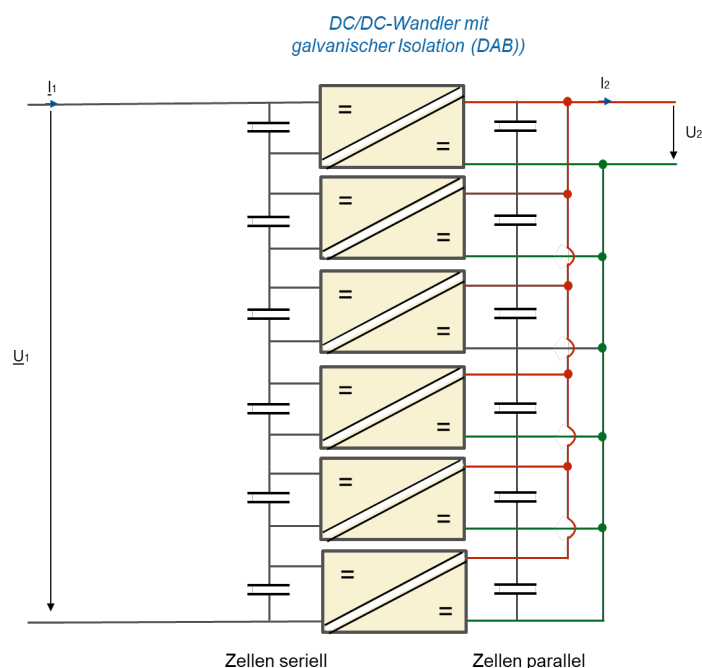


Abbildung 6.1 Leistungselektronischer DC/DC-Transformator

6.1. Stromquellenmodell

Der Wandler kann regelungstechnisch sowohl als Stromquelle als auch als Spannungsquelle betrachtet werden. Die folgende Abbildung zeigt ein Modell des Wandlers mit der Primärseite als Stromquelle am DC-Netz und der Sekundärseite als Spannungsquelle (= netzbildend).

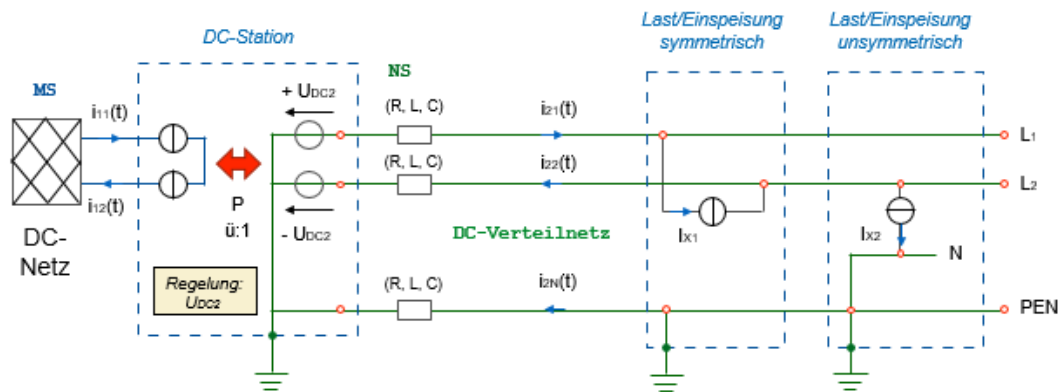


Abbildung 6.2 Stromquellenmodell des anlagenseitigen Wandlers

Das primärseitige DC-Netz wird durch konstante Spannungsquellen mit Innenwiderstand dargestellt. Der Wandler stellt die sekundärseitige DC-Spannung von ± 6 kV und entnimmt dem primärseitigen DC-Netz die benötigte Leistung (bzw. führt dem primärseitigen Netz die eingespeiste Leistung zu). Daher lässt sich der Wandler primärseitig als leistungsabhängige Stromquelle betrachten.

Die auf der Sekundärseite entnommene bzw. zugeführte Leistung hängt von der angeschlossenen Last ab und wird am Anschlusspunkt des Umrichters gemessen. Dieser Messwert dient als Vorgabe für die Leistung, die der Primärseite entnommen bzw. zugeführt werden muss. Aus der Leistungsvorgabe berechnet sich der Wirkstrom der Stromquelle, die den Umrichter abbildet, da die Spannung konstant ist.

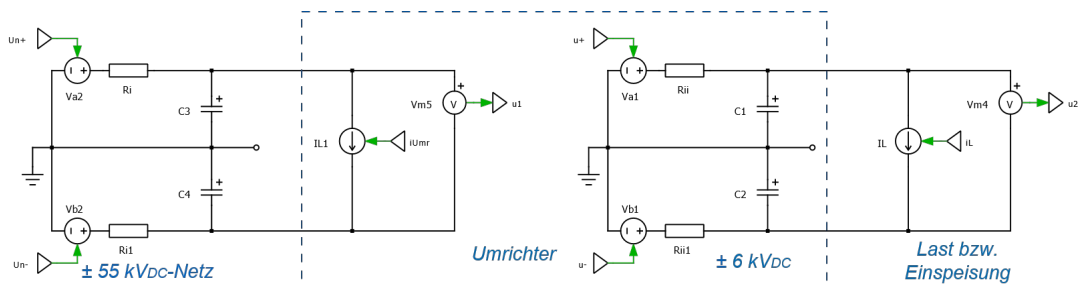


Abbildung 6.3 Simulation des Stromquellenmodells

6.2. Spannungsquellenmodell

Alternativ lässt sich der Umrichter auch als Stromquelle auf der Sekundärseite und Spannungsquelle primärseitig abbilden. Da der Umrichter im Normalfall auf der Sekundärseite netzbildend ist, muss diese Schaltung regelungstechnisch in den Fall „Sekundärseite als Spannungsquelle, Primärseite als Stromquelle“ oben überführt werden. Folgende Abbildung zeigt das Modell mit Spannungsquellen primärseitig und Stromquellen sekundärseitig.

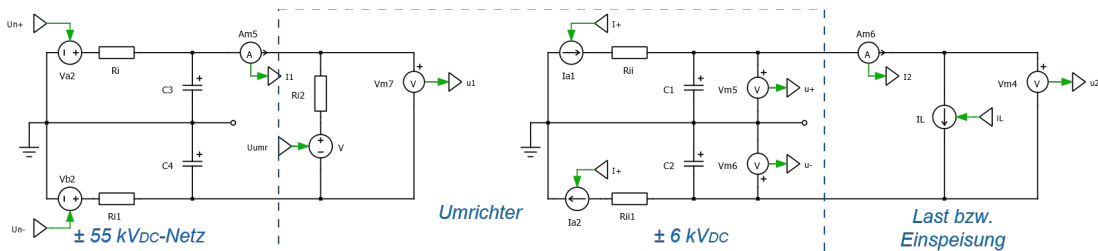


Abbildung 6.4 Simulation des Spannungsquellenmodells

Die Regelung der sekundärseitigen Stromquellen ist identisch mit der sekundärseitigen Regelung beim Spannungsquellenmodell des MMCs (siehe Kapitel 2.2). Die Regelung führt dazu, dass die

sekundärseitige Spannung konstant gehalten wird, indem der zufließende Strom I_+ so eingestellt wird, dass er mit dem durch die Last abfließenden Strom I_L übereinstimmt und sich daher die Zwischenkreiskapazitäten weder laden noch entladen.

Die Regelung der Spannungsquelle, die den Umrichter auf der Primärseite darstellt, erfolgt über die Wirkleistungskopplung. Die sekundärseitige Wirkleistung wird gemessen und durch den primärseitigen Strom geteilt, woraus sich der benötigte Wert der Umrichterspannung ergibt.

Sollte es in der AC-Versorgung des netzseitigen Wandlers einen Fehler geben, so muss der MMC auf der AC-Seite netzbildend sein. Damit verhält sich der MMC auf der DC-Seite wie eine Stromquelle. Daraus folgt, dass der anlagenseitige Wandler das DC-Netz bereitstellen muss. Somit muss dieser auf der Primärseite netzbildend sein. Diese Betriebsart stellt einen prinzipiell möglichen Sonderfall dar, der in diesem Papier nicht weiter untersucht wird.

6.3. Modell mit Mittelfrequenztransformator

Die DC-DC Station bietet folgende Eigenschaften:

- Wandlung einer primärseitigen Gleichspannung in eine sekundärseitige Gleichspannung
- Transformation der Spannung (Mittelspannung ± 55 kV nach ± 6 kV)
- Galvanische Trennung der Sekundärseite von der Primärseite durch einen Mittelfrequenz-Transformator

Die folgende Abbildung zeigt ein Mittelwertmodell einer Zelle, das eine Betrachtung der galvanischen Trennung mittels Transformatoren ermöglicht. Damit lassen sich die Eigenschaften der Mittelfrequenztransformatoren testen. Als Modulspannung werden 1,6 kV verwendet.

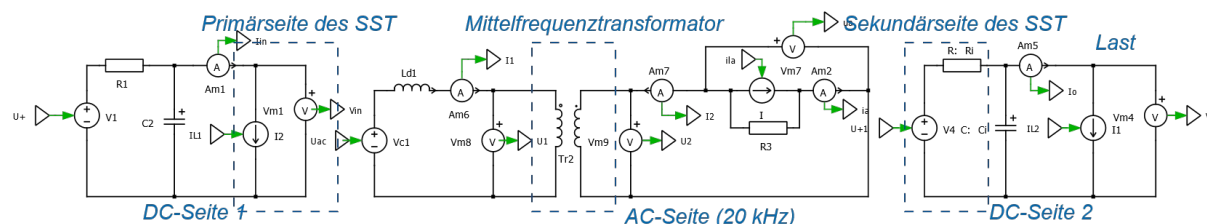


Abbildung 6.5 Aufbau des Quellenmodells mit Mittelfrequenztransformator

Der leistungselektronische Transformator ist eine Schnittstelle von der ± 55 kV DC-Strecke zum ± 6 kV DC-Verteilnetz. Er besteht aus zwei Wandlern und einem Mittelfrequenztransformator.

Primärseite als Stromquelle, Sekundärseite als Spannungsquelle

Der Wandler stellt die AC-Spannung und entnimmt der DC-Strecke die benötigte Leistung, bzw. führt der DC-Strecke die eingespeiste Leistung zu. Das AC-Netz wird als Spannungsquelle (mit 20 kHz Frequenz) mit induktiver Netzimpedanz nachgebildet. Folgende Abbildung zeigt den Aufbau des Modells.

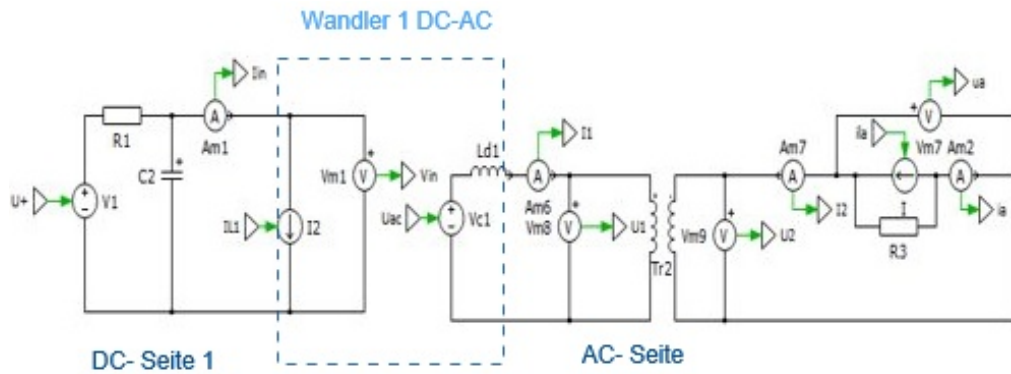


Abbildung 6.6 Wandler 1 (DC-AC)

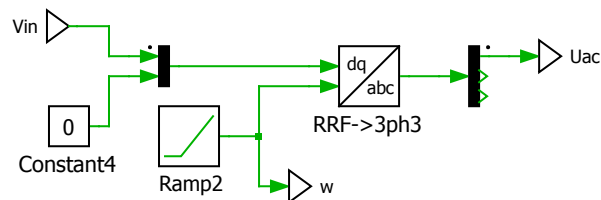


Abbildung 6.7 Berechnung der 20 kHz-AC-Spannung

Primärseite als Stromquelle, Sekundärseite als Spannungsquelle

Das primärseitige AC-Netz wird durch konstante Stromquellen mit Innenwiderstand dargestellt. Aus der Leistungsvorgabe berechnet sich der Wirkstrom der Stromquelle (siehe Abbildung 3.9). Der in Abbildung 3.8 ergänzte Parallelwiderstand zur Stromquelle stellt einen parasitären (d.h. großen) Widerstand dar, der in der Simulation erforderlich ist. Da die über einer Induktivität induzierte Spannung dem zeitlichen Differenzial des Stromes folgt und eine Stromquelle sprunghafte Änderungen des Stromes zulässt, ist die serielle Schaltung idealer Induktivitäten mit Stromquellen nicht möglich.

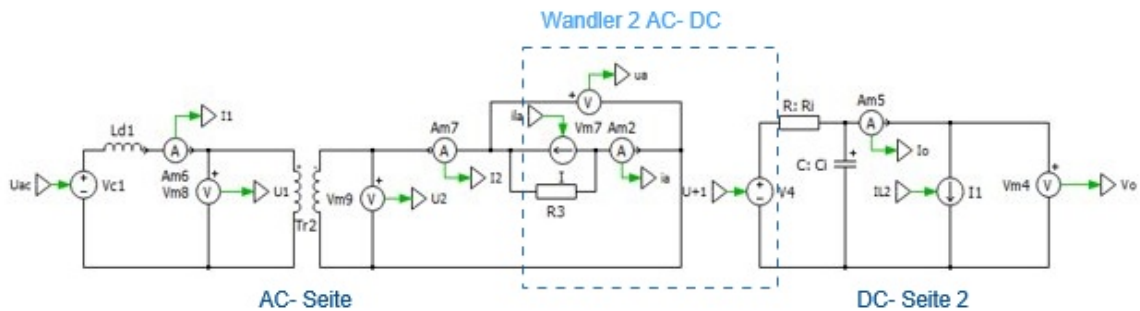


Abbildung 6.8 Wandler 2 (AC-DC)

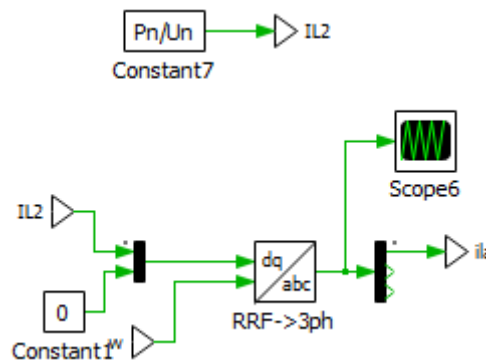


Abbildung 6.9 Berechnung des 20 kHz-AC-Stroms

6.4. Minimales Teilsystem mit Zellen

Für die galvanisch trennenden DC/DC-Wandler werden Dual Active Bridges (DAB) als leistungselektronische Bausteine eingesetzt. Wie der Name andeutet, bestehen sie aus zwei Brückenschaltungen, die die Gleichspannung am Eingang und Ausgang in eine Wechselspannung mit Schaltfrequenzen im kHz-Bereich (der sogenannten Mittelfrequenz) wandeln. Beide Brücken sind über einen Mittelfrequenztransformator miteinander verbunden.

Die Kopplung und galvanische Trennung erfolgen also wie bei einem konventionellen Transformator, jedoch mit deutlich höherer Frequenz als den 50 Hz in den AC-Netzen. Wegen der höheren Frequenz kann für den gleichen Effekt (= induzierte Spannung) eine geringere Induktivität verwendet werden. Hierdurch fällt der Transformator vergleichsweise klein aus. Dieser Effekt ist von Schaltnetzteilen und USB-Ladegeräten bei kleineren Leistungen bekannt.

Die Vollbrücken der Dual Active Bridges werden real mit Transistoren und Dioden aufgebaut. In der Simulation werden stattdessen ideale Schalter verwendet, da diese die Rechengeschwindigkeit erhöhen. Die Regelung von Schaltern im Modell ist identisch zur Regelung von Transistoren.

Folgende Abbildung zeigt den Aufbau einer Dual Active Bridge. Am Eingang ist eine Gleichspannungsquelle angeschlossen. Als Modulspannung wurden 1,6 kV gewählt. Die Bauelemente (Transistoren, Dioden) werden zur Sicherheit für 3,3 kV ausgelegt. Am Ausgang wurde in der Simulation eine Batterie angeschlossen.

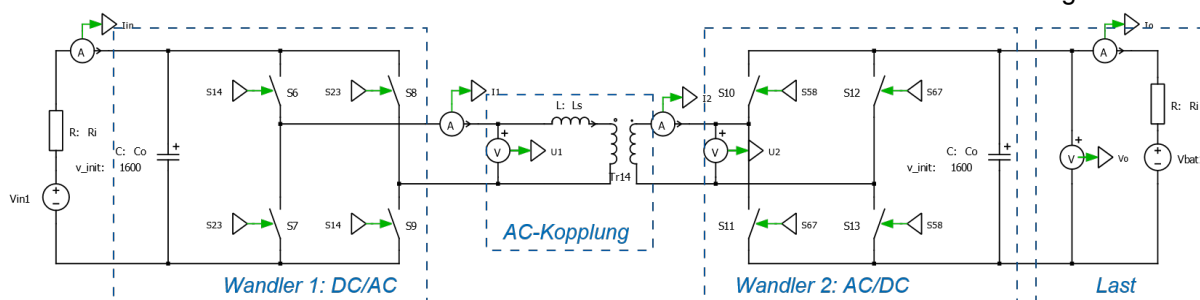


Abbildung 6.10 Aufbau des SST (Zelle)

Die Wechselspannung wird durch geeignete Ansteuerung der Vollbrücken in den eingangsseitigen und ausgangsseitigen Wandlern erzeugt. Um einen Lastfluss zu erzeugen, soll die Spannung der zweiten Brücke phasenversetzt zur Spannung der ersten Brücke sein. Dazu werden phasenversetzte Steuersignale erzeugt. Je nach Last muss der Modulationsfaktor, der die Phasenverschiebung erzeugt, über die Spannung oder den Strom geregelt werden.

Der Lastfluss ist bidirektional, also in beide Richtungen möglich. Der Leistungsbereich ist hierbei abhängig von der Wahl der Serieninduktivität zur Kopplung der Systeme, da diese den Strom begrenzt (Blindstrom mit Spannungsabfall über der Induktivität im AC-Kreis). Durch Wahl einer geringeren Induktivität lässt sich der Leistungsbereich erweitern. Weitere Details hierzu finden sich in Anhang B.

Folgende Abbildung zeigt, dass die phasenversetzte Ansteuerung zu rechteckförmigen Wechselspannungen im Takt der Schaltfrequenz führt. Durch die induktive Kopplung entsteht der Stromverlauf, wie rechts dargestellt. Ebenfalls rechts unten zu sehen ist die Differenz zwischen Primärspannung und Sekundärspannung.

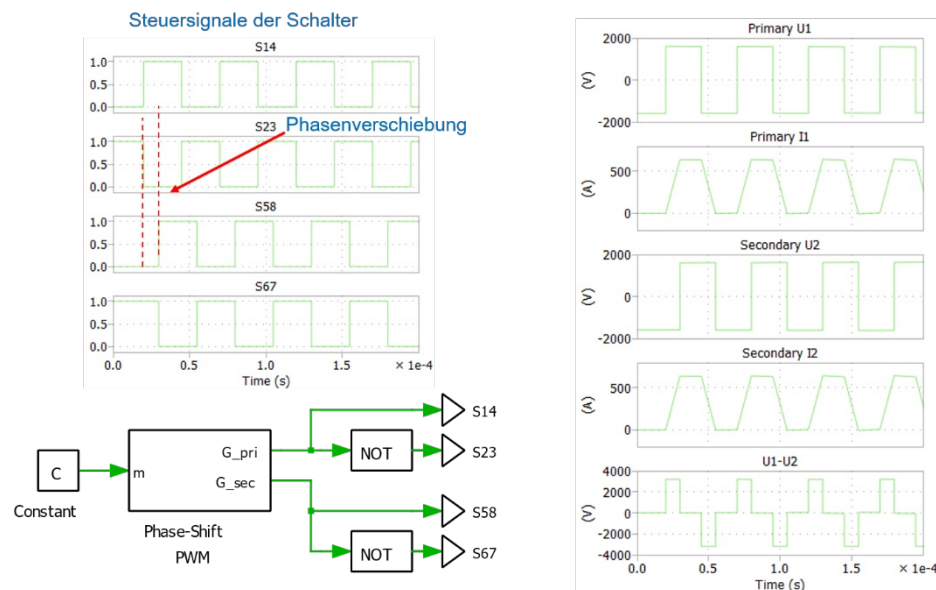


Abbildung 6.11 Phasenverschobene Ansteuerung

6.5. Repräsentatives Teilsystem mit 16 Zellen

Der anlagenseitige Wandler soll ± 55 kV Spannung in ± 6 kV transformieren. Dazu ist primärseitig eine serielle Schaltung von 70 (= $110 \text{ kV} / 1,6 \text{ kV}$) Dual Active Bridges nötig. Der Mittelpunkt nach 35 Zellen kann wahlweise geerdet werden. Sekundärseitig werden 8 (= $12 \text{ kV} / 1,6 \text{ kV}$) Zellen in Serie geschaltet. Die restlichen Zellen werden gleichmäßig auf die 8 Zellen aufgeteilt parallelgeschaltet, um die erforderliche Leistung übertragen zu können.

Die Simulation wurde mit 16 Zellen aufgebaut. Mit 8 Zellen lässt sich sekundärseitig die Erzeugung der ± 6 kV realisieren. Die zusätzlichen 8 Zellen veranschaulichen das Prinzip der Parallelschaltung der restlichen Zellen. Die Simulation mit weiteren Zellen erhöht lediglich die Rechenzeit. Um ± 6 kV zu erzeugen, werden die einzelnen Zellen mit 1,5 kV belastet. Bei insgesamt 16 Zellen ergibt sich primärseitig eine Spannung von ± 12 kV.

Die folgende Abbildung zeigt den Aufbau des Systems. Als Last/Einspeisung wird eine Stromquelle verwendet, da der Umrichter sekundärseitig das ± 6 kV Netz bereitstellt, d.h. als Spannungsquelle arbeitet. Primärseitig verhält sich der Umrichter in der Simulation als Stromquelle, da die Spannung durch die Spannungsquellen vorgegeben wird.

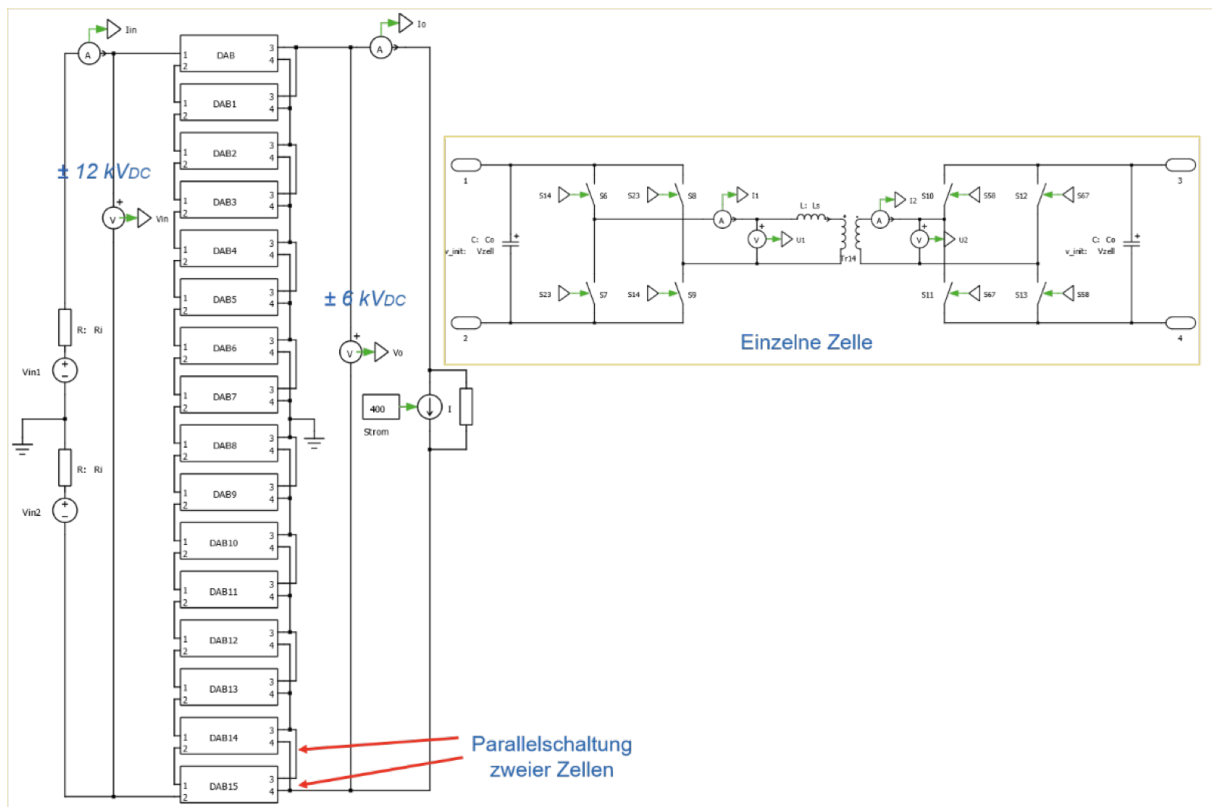


Abbildung 6.12 Aufbau mit 16 Zellen

6.6. Betrieb als Gleichspannungstransformator

Das Verhalten des Gleichspannungstransformators orientiert sich am Verhalten konventioneller Transformatoren und Regeltransformatoren. Die Beschaltung und Betriebsarten sollen nicht festgelegt sein, sondern sich eigenständig an die Gegebenheiten im Netz anpassen.

Der Transformator soll eigenständig und autonom arbeiten, d.h. nur auf lokale Messwerte innerhalb seiner Anschlussklemmen angewiesen sein und für den Betrieb keine Kommunikation nach außen benötigen. Die Betriebsweise soll entweder mit festem Übersetzungsverhältnis arbeiten, oder, in Art eines Regeltransformators, mit zeitlich variabler Anpassung des Übersetzungsverhältnisses.

Verhalten konventioneller Transformatoren

Wie in Abschnitt 1.2 beschrieben, sind konventionelle Transformatoren durch folgende Eigenschaften beschrieben:

- Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$: Für die Spannung $U_1 = \ddot{u} U_2$ (siehe 1.2.1)
- Leistungsinvarianz: $P_1 = P_2$ (siehe 1.2.2)

Diese Eigenschaften werden für Gleichspannungstransformatoren übernommen.

Durch diese beiden Eigenschaften ist das Übersetzungsverhältnis für den Strom festgelegt: $i_2 = \ddot{u} i_1$. Der Transformator ist hierdurch nicht auf den Betrieb an einer Spannungsquelle oder an einer Stromquelle festgelegt, noch wird der Transformator regelungstechnisch als Spannungsquelle oder Stromquelle definiert.

Das Übersetzungsverhältnis lässt sich in beiden Betriebsarten durch Messung der primären und sekundären Ströme oder Spannungen bestimmen.

Beschaltung und Betriebsarten

Der Wandler soll als Gleichspannungstransformator universell einsetzbar sein, unabhängig von der Betriebsart der primärseitig und sekundärseitig angeschlossenen Anlagen. Folgende Abbildung zeigt die mögliche Beschaltung des Gleichspannungstransformators. Primärseite und Sekundärseite können hierbei spiegelbildlich betrieben werden und unterscheiden sich in Spannung bzw. Strom nur durch das vorgegebene Übersetzungsverhältnis gemäß Gleichung (1.2.1). Der Gleichspannungstransformator besteht aus der leistungselektronischen Schaltung (DC/DC-Wandler) und dem Regler.

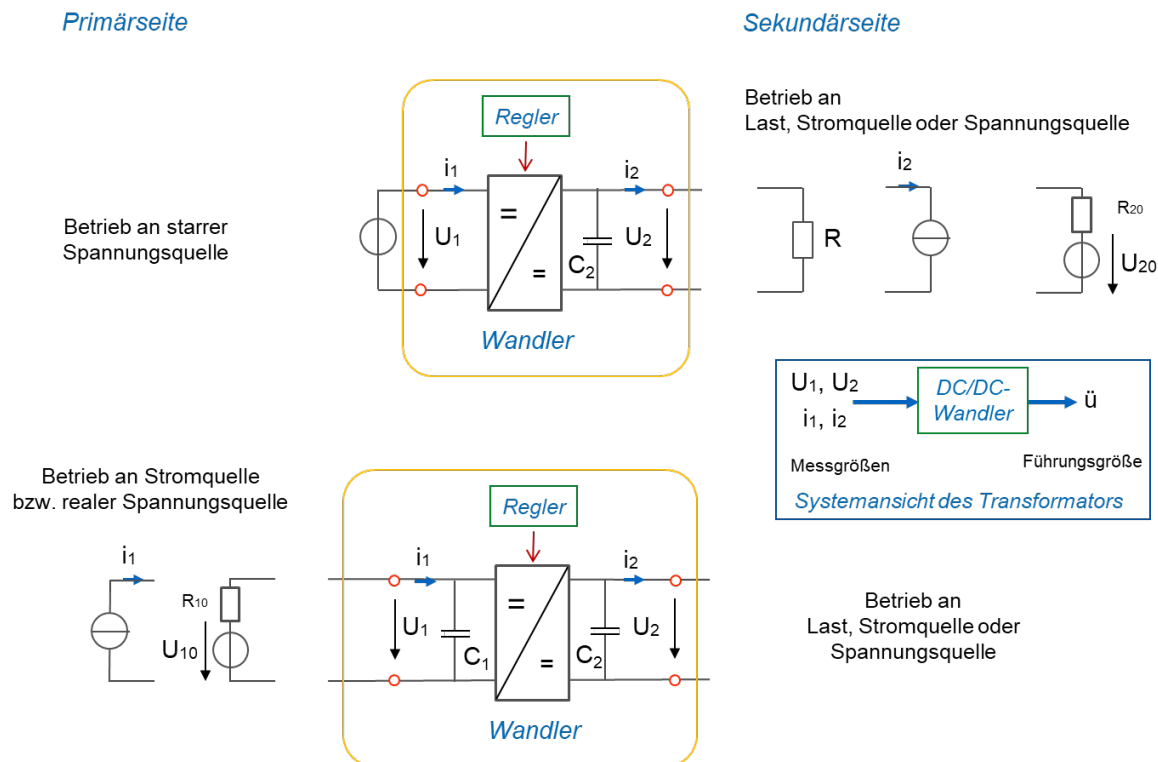


Abbildung 6.13 Aufbau des DC/DC-Wandlers als Gleichspannungstransformator

Im oberen Teil der Abbildung ist der Betrieb an einer starren Spannungsquelle dargestellt. Im unteren Teil der Abbildung der Betrieb an einer realen Spannungsquelle, bzw. an einer Stromquelle. Der eingerahmte Block in der Abbildung stellt die regelungstechnische Sicht des Systems dar: Ströme und Spannungen sind gemäß den Gleichungen (1.2.1) und (1.2.2) gekoppelt, Führungsgröße ist das Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$.

Betrieb primärseitig an einer starren Spannungsquelle U_1 :

- An einer starren (= idealen) Spannungsquelle U_1 ist durch das Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$ auch die Ausgangsspannung U_2 in Abhängigkeit der Primärspannung U_1 festgelegt. Die Ausgangsspannung folgt somit der Primärspannung innerhalb der Bemessungsgrenzen des Wandlers.
- Der Lastwiderstand R sekundärseitig deckt auch den Betrieb im Leerlauf und im Kurzschlussfall ab. Die Ausgangsspannung kann über das Übersetzungsverhältnis bei variablem Lastwiderstand innerhalb der Bemessungsgrenzen für den Strom gehalten werden.
- Bei Betrieb an einer Stromquelle i_2 stellt sich der Eingangsstrom i_1 entsprechend dem Übersetzungsverhältnis ein. Das gilt unabhängig von der Lastflussrichtung (= Vorzeichen des Sekundärstroms). Die Sekundärspannung U_2 folgt der Primärspannung U_1 im Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$.
- Bei Betrieb an einer realen Spannungsquelle mit Leerlaufspannung U_{20} und Innenwiderstand R_{20} folgt die Sekundärspannung U_2 der Primärspannung U_1 im Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$. Es

stellt sich ein Lastfluss ein, der abhängig ist von den Spannungsamplituden U_2 und U_{20} . Für $U_2 > U_{20}$ stellt sich ein Lastfluss in die sekundäre Spannungsquelle ein; für $U_2 < U_{20}$ ergibt sich ein Lastfluss zur Primärseite des Wandlers. Der Ausgleich der beiden Spannungen findet in der sekundärseitigen Masche über dem Innenwiderstand der Spannungsquelle statt. In der Praxis begrenzt der Bemessungsstrom des Wandlers den nutzbaren Spannungsbereich.

Betrieb primärseitig an einer Stromquelle bzw. realen Spannungsquelle:

- Primärseitig sind alle Beschaltungen der Sekundärseite zulässig. Der Fall eines Lastwiderstandes ist in der Darstellung in der realen Spannungsquelle enthalten, wenn man die Leerlaufspannung U_{10} und den Innenwiderstand R_{10} geeignet wählt ($U_{10} = 0$, $R_{10} = R$).
- Bei Betrieb an einer Stromquelle i_1 stellt sich die Eingangsspannung U_1 abhängig von der sekundärseitigen Beschaltung ein. Die Eingangskapazität C_1 des Wandlers integriert den Strom in die Kapazität hierbei zur Klemmenspannung U_1 auf. Abhängig von der sekundärseitigen Beschaltung erhält man:
 - Leerlauf: Diese Betriebsart ist an einer Stromquelle nicht möglich, da die Eingangsspannung und folglich die Ausgangsspannung den Grenzbereich mit der Zeit überschreitet, je nach Polarität des Stroms mit positivem oder negativem Vorzeichen.
 - Kurzschluss: Es stellt sich ein Sekundärstrom i_2 gemäß dem Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$ ein.
 - Lastwiderstand: Ein variabler Lastwiderstand deckt o.g. Fälle (Leerlauf und Kurzschluss ab). An einer starren Stromquelle folgt der Sekundärstrom i_2 dem Primärstrom i_1 gemäß dem Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$. Die Spannung U_2 folgt dem Sekundärstrom i_2 nach dem ohmschen Gesetz am Lastwiderstand. Die Primärspannung U_1 ergibt sich wiederum aus dem Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$ aus der Sekundärspannung U_2 . Der nutzbare Bereich für Lastwiderstände ergibt sich aus den Bemessungsgrenzen für Spannungen und Ströme.
 - Stromquelle: Kein praxistauglicher Anwendungsfall, da in der Regel primärseitig oder sekundärseitig ein Netz bzw. eine Spannungsquelle angeschlossen wird. Der Betrieb an einer weiteren Stromquelle i_2 auf der Sekundärseite wäre möglich, wenn die Transformationsbedingung $i_2 = \ddot{u} i_1$ eingehalten werden kann. Das Spannungsverhältnis U_1/U_2 wäre dann ebenfalls durch das Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$ festgelegt, unabhängig vom absoluten Wert der Spannung.
 - Reale Spannungsquelle mit Leerlaufspannung U_{20} und Innenwiderstand R_{20} : An einer starren Stromquelle folgt der Sekundärstrom i_2 dem Primärstrom i_1 gemäß dem Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$. Je nach Polarität des Primärstroms wird hierbei entweder Leistung auf die Sekundärseite übertragen ($i_1 > 0$), oder der Sekundärseite Leistung entnommen ($i_1 < 0$). Sekundärseitig stellt sich die Spannung $U_2 = U_{20} + R_{20} i_2$ ein. Die Primärspannung U_1 folgt der Sekundärspannung U_2 im Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$.

Betrieb an einer realen Spannungsquelle mit Leerlaufspannung U_{10} und Innenwiderstand R_{10} :

- Leerlauf: Es stellt sich primärseitig die Leerlaufspannung $U_1 = U_{10}$ ein, die Sekundärspannung U_2 folgt im Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$.
- Kurzschluss: Wie bei einem konventionellen Transformator überträgt sich der Kurzschluss $U_2 = 0$ auf die Primärseite: $U_1 = \ddot{u} U_2 = 0$. Somit wird der Primärstrom i_1 nur durch den Innenwiderstand R_{10} der Spannungsquelle begrenzt. Der Sekundärstrom i_2 folgt dem Primärstrom i_1 im Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$.
- Lastwiderstand: Ein variabler Lastwiderstand deckt o.g. Fälle (Leerlauf und Kurzschluss ab). An einer realen Spannungsquelle ist die Klemmenspannung U_1 unter Last kleiner als die Leerlaufspannung U_{10} , da der Strom i_1 mit einem Spannungsabfall über dem Innenwiderstand R_{10} der Spannungsquelle verbunden ist. Der Strom i_1 auf der Primärseite ergibt sich aus dem transformierten Lastwiderstand $R' = \ddot{u}^2 R$ in Reihe mit dem Innenwiderstand R_{10} der Span-

nungsquelle. Hieraus folgt die Primärspannung U_1 . Die Sekundärspannung U_2 folgt der Primärspannung U_1 über das Übersetzungsverhältnis. Somit ist auch die Sekundärspannung U_2 kleiner als die mit $\bar{u}$ übersetzte primärseitige Leerlaufspannung. Dieser Effekt verursacht in einem elektrischen Energieversorgungsnetz den Spannungsabfall bei Last, der durch Regeltransformatoren ausgeglichen wird

- **Stromquelle:** Bei Betrieb an einer Stromquelle i_2 stellt sich der Eingangsstrom i_1 entsprechend dem Übersetzungsverhältnis ein. Das gilt unabhängig von der Lastflussrichtung (= Vorzeichen des Sekundärstroms). Die Sekundärspannung U_2 folgt der Primärspannung U_1 im Übersetzungsverhältnis $\bar{u}$. Bei einer realen Spannungsquelle weicht die Klemmenspannung U_1 von der Leerlaufspannung U_{10} je nach Lastflussrichtung nach unten oder nach oben ab, da der Strom i_1 mit einem Spannungsabfall über dem Innenwiderstand R_{10} der Spannungsquelle verbunden ist. Da die Sekundärspannung U_2 über das Übersetzungsverhältnis mit der Primärspannung U_1 verbunden ist, weicht auch die Sekundärspannung U_2 von der mit $\bar{u}$ übersetzten Leerlaufspannung ab. Dieser Effekt verursacht in einem elektrischen Energieversorgungsnetz den Spannungsabfall bei Last, der durch Regeltransformatoren ausgeglichen wird.
- **Reale Spannungsquelle mit Leerlaufspannung U_{20} und Innenwiderstand R_{20} :** Der Betrieb zwischen zwei Spannungsquellen entspricht in der Praxis dem Betrieb zwischen zwei Netzen bzw. Netzabschnitten. Übersetzt man die Leerlaufspannung U_{20} und den Innenwiderstand R_{20} mit Hilfe des Übersetzungsverhältnisses auf die Primärseite, ergibt sich der Primärstrom i_1 aus der Parallelschaltung beider Spannungsquellen. Je nach Größe der Leerlaufspannungen U_{10} und U'_{20} ist der Strom positiv oder negativ, der Lastfluss also entweder von der Primärseite zur Sekundärseite, oder von der Sekundärseite zur Primärseite. Aus dem Primärstrom folgt die Primärspannung U_1 . Spannung U_2 und Strom i_2 auf der Sekundärseite folgt aus der Transformation mit dem Übersetzungsverhältnis $\bar{u}$. Zu den gleichen Ergebnissen kommt man, wenn man zur Berechnung auf die Primärseite transformiert.

Wenn man auf den Betrieb an zwei Stromquellen mangels Praxisrelevanz verzichtet, und das Übersetzungsverhältnis $\bar{u}$ im Bereich kleiner gleich 1 und größer 1 definiert, lassen sich die möglichen Betriebsfälle auf den Betrieb an einer primärseitigen realen Spannungsquelle mit den Varianten der sekundärseitigen Beschaltung reduzieren.

Eigenschaften des Wandlers

Die physikalischen Voraussetzungen für den Transformatorbetrieb erfüllen alle gängigen Wandler, hierunter Hochsetzsteller, Tiefsetzsteller, sowie Wandler mit Mittelfrequenztransformatoren, die zusätzlich eine galvanische Trennung zwischen der Primärseite und Sekundärseite bereitstellen. Modulare Systeme aus solchen Wandlerbausteinen erfüllen die Voraussetzungen ebenfalls und stellen einen breiten Bereich an Spannungen und Strömen primärseitig und sekundärseitig bereit.

Voraussetzung für den Betrieb als Gleichspannungstransformator ist die Verfügbarkeit einer Schnittstelle als Stellglied für den Regler, beispielsweise in Form eines Modulationsfaktors m . Tiefsetzsteller bzw. Hochsetzsteller werden pulsweitenmoduliert (PWM), wobei sich über den Modulationsgrad m das Tastverhältnis einstellen lässt. Schaltungen mit Mittelfrequenztransformatoren, wie z.B. Dual Active Bridges, modulieren den Spannungswinkel im Mittelfrequenzkreis (= AC-Kreis).

Eigenschaften des Reglers

Dem Regler stehen als Messwerte nur die Klemmenspannungen U_1 und U_2 , sowie die Klemenströme i_1 und i_2 zur Verfügung. Führungsgröße des Reglers ist das Übersetzungsverhältnis $\bar{u}$. Den Istwert des Übersetzungsverhältnisses berechnet der Regler entweder aus dem Spannungsverhältnis U_1/U_2 bzw. aus dem Stromverhältnis i_2/i_1 .

Je nach Beschaltung und Regelaufgabe können die Messwerte für eine Vorsteuerung verwendet werden. Die Vorsteuerung dient dazu, den Regler rasch in die Nähe des gewünschten Arbeitspunktes zu bringen. Die Vorsteuerung kann hierzu Eigenschaften der für den leistungselektronischen Wandler gewählten Schaltung berücksichtigen.

Als Stellgröße des Reglers dient der Modulationsgröße m der Strecke. Bei einem Tiefsetzsteller bzw. Hochsetzsteller wird über die Modulation m das Tastverhältnis einer Pulsbreitenmodulation eingestellt. Bei einem Wandler mit Mittelfrequenztransformator wird mit der Modulation m beispielsweise die Phasenverschiebung zwischen den Spannungen im AC-Kreis eingestellt. Bei einem modularen System stellt die Modulation m das Systemverhalten insgesamt. Der Regler ist nicht auf eine bestimmte Schaltung festgelegt.

In Anlehnung an den Betrieb konventioneller Transformatoren im AC-Netz gibt es den Regler in folgenden Ausprägungen:

- **Festes Übersetzungsverhältnis:** Der Regler führt das Übersetzungsverhältnis $\bar{u}$ auf einen festen vorgegebenen Wert. Ziel der Regelung ist es, dass die Schaltung sich hierdurch wie ein Transformator in einem Gleichspannungsnetz verhält, unabhängig von der Betriebsart der Beschaltung, und somit unabhängig von Betriebsart der angeschlossenen Systeme.
- **Zeitlich variables Übersetzungsverhältnis:** Der Regler passt das Übersetzungsverhältnis $\bar{u}$ so an, dass eine der Messgrößen hierdurch optimiert wird. Diese Betriebsart entspricht der eines Regeltransformators in einem Energieversorgungsnetz, der auf diese Weise die Sekundärspannung U_2 anpasst. Die Schaltung verhält sich insgesamt wie ein Regeltransformator in einem Gleichspannungsnetz, unabhängig von der Beschaltung. Das Übersetzungsverhältnis kann zur individuellen Optimierung jeder der Messgrößen angepasst werden.

Die Struktur des Reglers in beiden Fällen ist in den folgenden Abbildungen dargestellt.

Festes Übersetzungsverhältnis

Folgende Abbildung zeigt die Struktur des Reglers. Führungsgröße ist das Übersetzungsverhältnis $\bar{u}$. Der Istwert des Übersetzungsverhältnisses wird aus den Messgrößen ermittelt, entweder aus dem Spannungsverhältnis oder aus dem Stromverhältnis.

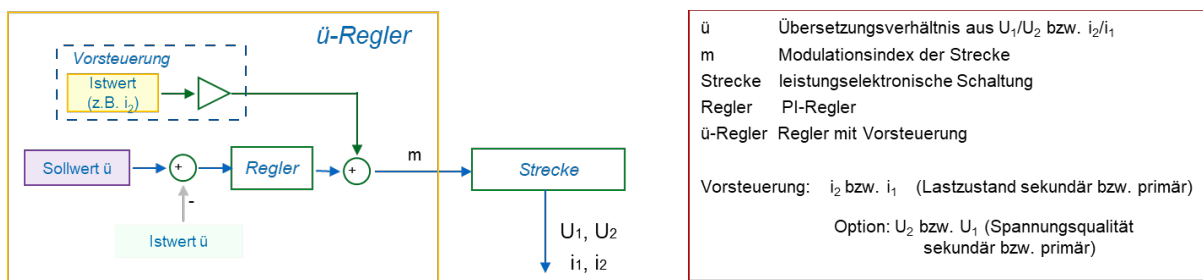


Abbildung 6.14 Aufbau des Reglers mit festem Übersetzungsverhältnis

Stellgröße des Reglers ist die Modulation m der Strecke, d.h. des leistungselektronischen Wandlers mit seiner Beschaltung im Netz. Der Regler für das feste Übersetzungsverhältnis ($\bar{u}$ -Regler) besteht aus folgenden Komponenten:

- **Vorsteuerung:** Steuerung der Strecke in einen passenden Arbeitspunkt, abhängig vom Zustand der Schaltung, z.B. abhängig vom Lastzustand und somit vom Laststrom. Für die Vorsteuerung werden die gleichen lokalen Messwerte verwendet wie für den Regler. Außerdem kann in die Vorsteuerung Wissen um die Beschaltung eingebracht werden (z.B. Innenwiderstände, Lastwiderstände), sowie Wissen über die Eigenschaften des verwendeten Wandlers (z.B. Kennlinien und Begrenzungen der leistungselektronischen Beschaltung). Die Vorsteuerung ist optional und dient der Verbesserung der Regeldynamik.
- **Regler:** Ein konventioneller PI-Regler für die Abweichung des Sollwertes der Führungsgröße $\bar{u}$ vom Istwert der Führungsgröße $\bar{u}$.

Im Unterschied zum Stand der Technik ist der beschriebene Regler nicht auf eine vorgegebene Betriebsart festgelegt, z.B. als Stromquelle oder Spannungsquelle. Der Regler führt das Übersetzungsverhältnis und unterscheidet daher nicht zwischen Strom und Spannung. Innerhalb der Bemes-

sungsgrenzen ist das System daher nicht auf eine Betriebsart festgelegt und arbeitet als Gleichspannungstransformator.

Außerdem stellt sich das System selbsttätig auf die äußere Beschaltung ein, auch bei einem Wechsel der Betriebsarten der angeschlossenen Systeme (z.B. einem Wechsel der Charakteristik von Stromquelle und Spannungsquelle für den Einspeisebetrieb oder netzbildenden Betrieb).

Zeitlich variables Übersetzungsverhältnis

In einem realen Netz kann unter Last bereits die Primärspannung der Schaltung zu niedrig ausfallen. In diesem Fall bleibt bei festen Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$ auch die Sekundärspannung zu niedrig. Bei Regeltransformatoren in konventionellen AC-Netzen wird in diesem Fall durch Anpassung des Übersetzungsverhältnisses die Ausgangsspannung angehoben. Da das Übersetzungsverhältnis mit einer Impedanztransformation verknüpft ist, wird hierdurch auch der Lastfluss im Netz optimiert.

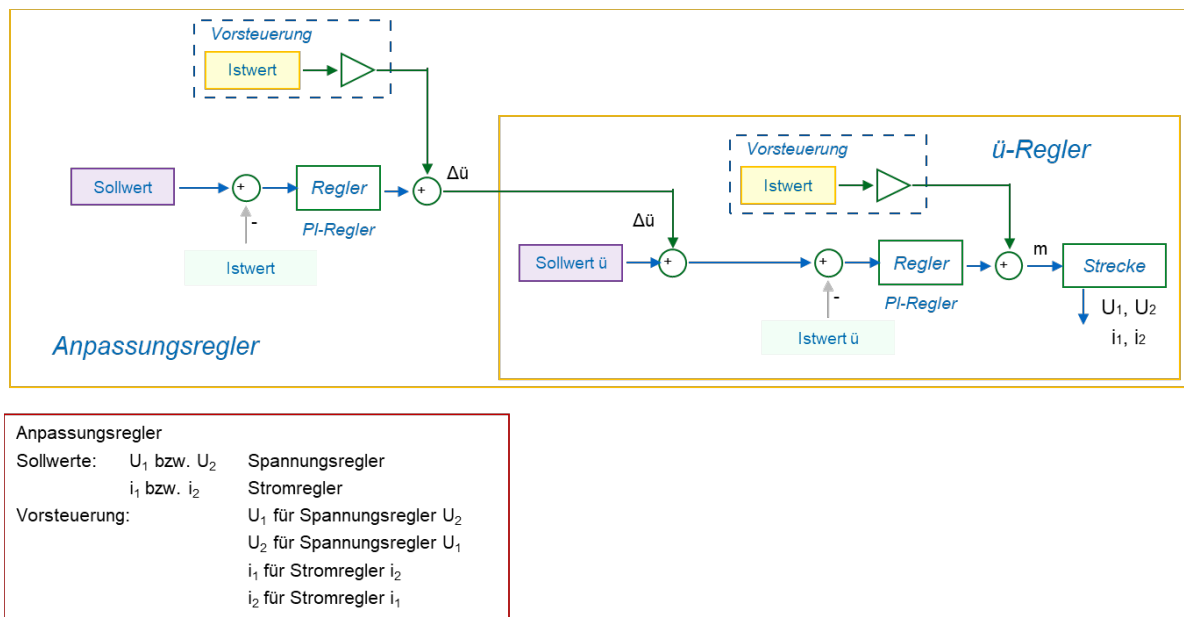


Abbildung 6.15 Aufbau des Reglers mit variabel angepasstem Übersetzungsverhältnis

Dieses Verhalten bildet der Regler für ein zeitlich variables Übersetzungsverhältnis (bzw. angepasstes Übersetzungsverhältnis) nach: Das System verhält sich wie ein Regeltransformator für DC-Netze. Die Anpassung des Übersetzungsverhältnisses beschränkt sich hierbei nicht auf die Sekundärspannung, sondern kann für alle Messgrößen des Systems erfolgen. Abbildung 6.15 zeigt die Struktur des Reglers.

Der Regler ist als Kaskadenregler aufgebaut und verwendet in der inneren Regelschleife den oben beschriebenen Regler für das Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$. Der innere Regler bleibt hierbei unverändert. Der Regler insgesamt hat folgende Komponenten:

- Innere Regelschleife: Regler für festes Übersetzungsverhältnis.
- Äußere Regelschleife: Anpassung des Sollwertes des inneren Reglers auf $\ddot{u}_{ges} = \ddot{u} + \Delta\ddot{u}$.
- Aufbau der äußeren Regelschleife:
 - Stellgröße ist die Anpassung des Übersetzungsverhältnisses $\Delta\ddot{u}$
 - Führungsgröße ist einer der Messwerte. Bei Wahl der Sekundärspannung U_2 als Führungsgröße entspricht das Regelverhalten insgesamt dem eines Regeltransformators. Als Alternative kann die Primärspannung U_1 , der Sekundärstrom i_2 , bzw. der Primärstrom i_1 optimiert werden.

- Regler: Als Regler dient ein konventioneller PI-Regler, der auf der Regelabweichung der äußeren Führungsgröße arbeitet.
- Vorsteuerung: Führt den Regler in die Nähe des gewünschten Arbeitspunktes, indem die Messgrößen verwendet werden, die den Zustand in Abhängigkeit der äußeren Beschaltung wiedergeben, sowie Wissen um Eigenschaften der äußeren Beschaltung. Die Vorsteuerung ist optional und dient der Verbesserung der Regeldynamik. Für die Regelung der Sekundärspannung beispielsweise kann in der Vorsteuerung die Primärspannung verwendet werden, die unter Last ebenfalls nachgibt und somit einen Indikator für den Zustand der Sekundärspannung und eine Vorgabe für die Anpassung Δu des Übersetzungsverhältnisses liefert.

Insgesamt ergibt das System hiermit einen Transformator bzw. Regeltransformator für Gleichstromnetze.

Erweiterung der Regelung

Die im vorausgegangenen Abschnitt beschriebenen Regelung wird so erweitert, dass der Sollwert des äußeren Reglers aus einer Kennlinie bezogen wird. Folgende Abbildung zeigt die Erweiterung gegenüber der in Abbildung 6.16 dargestellten Struktur.

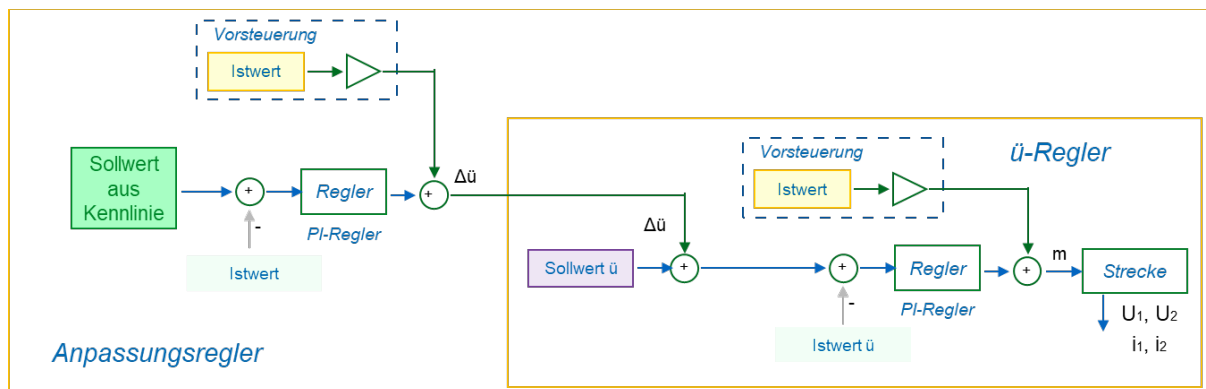


Abbildung 6.16 Bezug des Sollwerts des äußeren Reglers aus einer Kennlinie

Hierbei wird der Sollwert nicht mehr unmittelbar vorgegeben, sondern aus einer vorgegebenen Kennlinie abgeleitet. Die Kennlinie wird mit einem der vorhandenen Messwerte adressiert. Somit stellt die Erweiterung keinen zusätzlichen schaltungstechnischen Aufwand dar, sondern betrifft nur den Regler. Die Kennlinie gestattet die Parametrisierung von Bemessungsgrenzen, sowie die Definition einer für die Kooperation mit verbundenen Wandlern erwünschten Regelcharakteristik.

Als konkretes Beispiel sei die in folgender Abbildung dargestellte Voltage-Droop-Kennlinie genannt. Diese Kennlinie bildet das Verhalten einer realen Spannungsquelle nach und folgt innerhalb der Bemessungsgrenzen der Gleichung $U_2 = U_{ref} + R_{ref} \cdot i_2$. Hierbei stellt U_{ref} die Leerlaufspannung dar und kann beispielsweise als $U_{ref} = U_{20}$ gewählt werden. R_{ref} repräsentiert den virtuellen Innenwiderstand der Spannungsquelle und entspricht der Steigung der Kennlinie innerhalb der Bemessungsgrenzen: $R_{ref} = U_{ref} / I_{ref}$. Die Kennlinie begrenzt außerdem den sekundärseitigen Strom und die sekundärseitige Spannung auf die Bemessungsgrenzen.

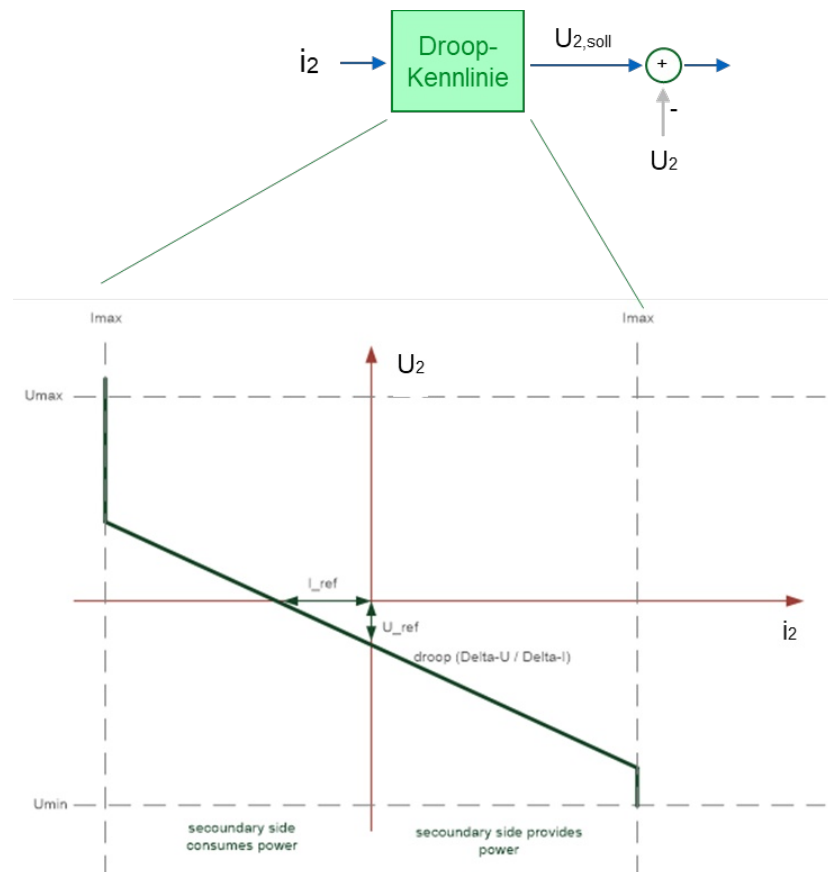


Abbildung 6.17 Voltage-Droop-Kennlinie für den äußeren Regler

Die Voltage-Droop-Kennlinie wird für den Parallelbetrieb von Wandlern mit spannungsgeführter Regelungscharakteristik. In der beschriebenen Konfiguration als DC/DC-Transformator wird Regelcharakteristik eingesetzt für folgende Erweiterungen:

- als integrierte Schutzfunktion für Wandler
- unabhängig von der Betriebsweise der Wandler (stromgeführt bzw. spannungsgeführt).

Dieser Einsatz ist möglich durch die Eigenschaften des Systems als Gleichspannungstransformator: Der Betrieb ist hier nicht festgelegt auf Stromführung oder Spannungsführung. Weiterhin ist die Schaltung in dieser Betriebsweise kurzschlussfest und kann in Kombination mit der vorhandenen galvanischen Trennung daher als Schutzelement verwendet werden.

Schutz im stromgeführten oder spannungsgeführten Betrieb

Die Schutzfunktion durch die oben beschriebene Kombination der Schaltung mit der Verwendung der Kennlinie auch im Fehlerfall funktioniert auch im stromgeführten bzw. spannungsgeführten Betrieb der Wandler. In diesem Fall sind folgende Kennlinien zu verwenden:

- Bei primärseitiger Stromführung: $U_{2soll}(i_2)$, wie oben beschrieben.
- Bei primärseitiger Spannungsführung: $U_{1soll}(i_1)$.

Die Funktionsweise ergibt sich aus den Eigenschaften der stromgeführten bzw. spannungsgeführten Regelung. Ebenfalls möglich ist das Umschalten der Regelcharakteristik im Fehlerfall, z.B. von stromgeführten Betrieb in den spannungsgeführten Betrieb bei Spannungseinbrüchen. Hierbei wird die jeweils oben beschriebene Kennlinie verwendet. Die Kennlinie erlaubt die Begrenzung der Ströme und Spannungen auf den Bemessungsbereich.

7. Anwendungen im Energieversorgungsnetz

7.1. STATCOM

Bei Statcom-Anlagen handelt es sich um Systeme zur Blindleistungskompensation, die somit der Spannungsstabilisierung dienen. Sie können sowohl induktive als auch kapazitive Blindleistung bereitstellen. Da auf der Sekundärseite des Systems nur Kapazitäten als Energiespeicher zur Verfügung stehen, ist eine Wirkleistungsaufnahme bzw. -abgabe nur sehr begrenzt möglich.

Modellierung als Stromquelle

Der Aufbau eines Statcom-Systems lässt sich mittels kaskadierter H-Brückenschaltung realisieren, wie bereits in Abbildung 4.6 betrachtet wurde. Die H-Brücken fungieren dabei als stromgesteuerte Spannungsquellen. Sie lassen sich vereinfacht als Stromquellen betrachten, wie in Abbildung 6.1 gezeigt wird.

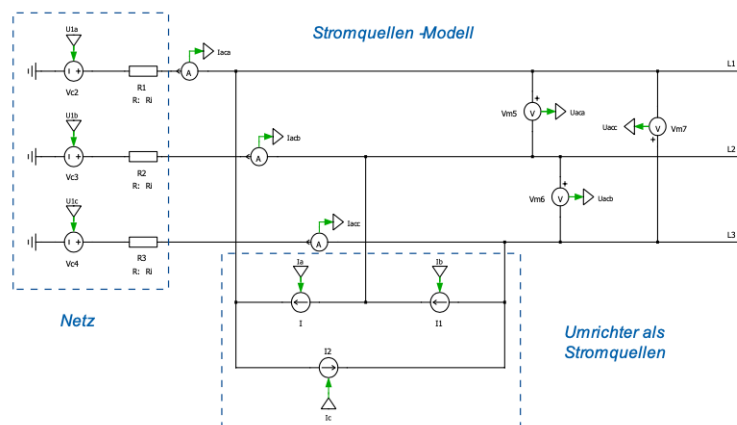


Abbildung 7.1.1 Stromquellen-Modell des Umrichters

In Abbildung 6.1 ist das Statcom-System in Dreieck geschaltet. Auf Mittelspannungsebene ist die Dreieckschaltung vorteilhaft, da sich damit Unsymmetrien im Netz besser regeln lassen.

In dieser Schaltung ohne Last werden als Strom-Sollwerte Leiterströme im Netz vorgegeben. Diese werden in die benötigten Strangwerte der Umrichter-Stromquellen umgerechnet, wie in Abbildung 6.2 ersichtlich.

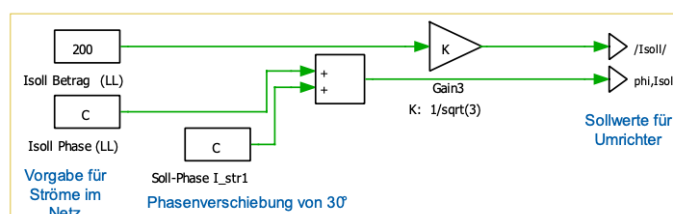


Abbildung 7.1.2 Einstellung der Stromquellen

Bei der Modellierung mit Stromquellen ist prinzipiell auch die Einspeisung eines Wirkstroms möglich. Für die Modellierung mit H-Brücken muss beachtet werden, dass nur Blindströme eingespeist werden können, da sich andernfalls die Kapazitäten entladen.

Stromquellenmodell mit Last

Folgende Abbildung zeigt das Stromquellen-Modell mit ohmsch-induktiver Last. Es stellt sich ein Strom mit Wirk- und Blindanteil am Ausgang ein. Ohne Umrichter kommt dieser Strom direkt aus dem Netz und verursacht dort Blind- und Wirkleistung.

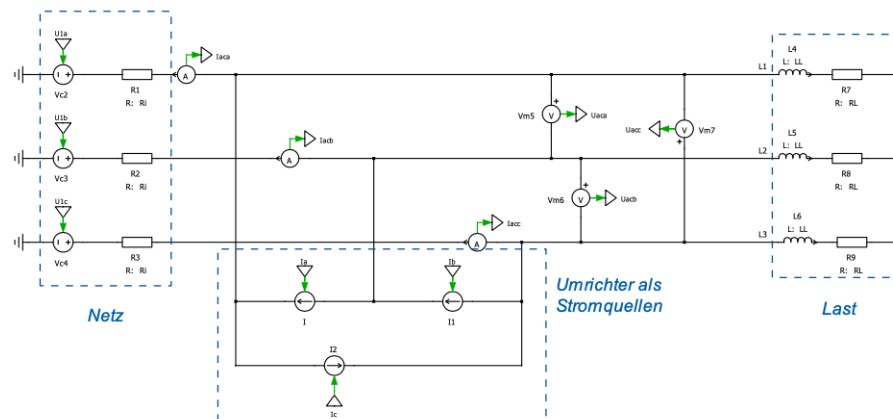


Abbildung 7.1.3 Stromquellen-Modell mit Last

Eine Steuerung dient nun dazu, den Blindstrom durch die Statcom-Anlage zu kompensieren. Dafür wird aus den gemessenen Außenleiterspannungen und dem komplexen Lastwiderstand der Strom in der Last berechnet. Der Wirkanteil des Laststroms wird vom Netz geliefert, da die Statcom-Anlage keine Wirkleistung bereitstellen kann. Der Blindanteil soll von der Statcom-Anlage übernommen werden, damit im Netz kein Blindstrom fließt. Dazu wird der gemessene Blindanteil in einen Strangwert umgewandelt und als Sollwert der Stromquellen verwendet.

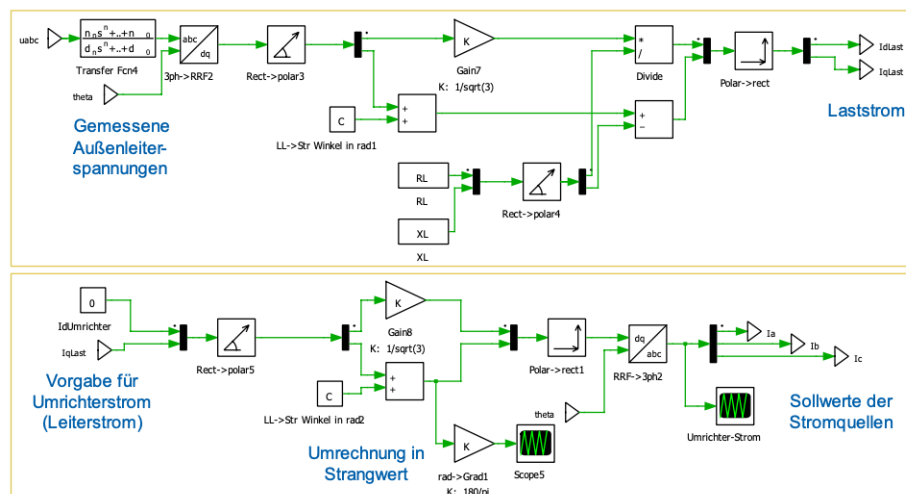


Abbildung 7.1.4 Berechnung der Sollwerte der Umrichter-Stromquellen

Umrechnungen von Leitergrößen in Stranggrößen

Gemessen werden Leiter-Leiter-Spannungen sowie Leiterströme. An Netz und Last fallen jedoch Strangspannungen ab. Auch die Stromquellen des Umrichters benötigen Strangwerte als Vorgabe. Folgende Zeigerdiagramme zeigen den Zusammenhang zwischen Größen.

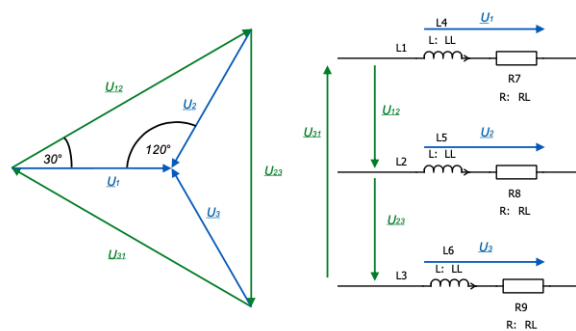


Abbildung 7.1.5 Zeigerdiagramm Spannungen

Die Leiter-Leiter-Spannung $\underline{U}_{12}$ eilt der Strangspannung $\underline{U}_1$ um 30° voraus. Allgemein muss bei der Umrechnung von Leiter- zu Stranggrößen ein Winkel von -30° berücksichtigt werden. Die Strangspannungen am Netz entsprechen den Strangspannungen an der Last, da das System symmetrisch belastet ist und somit kein Strom über den Sternpunkt fließt.

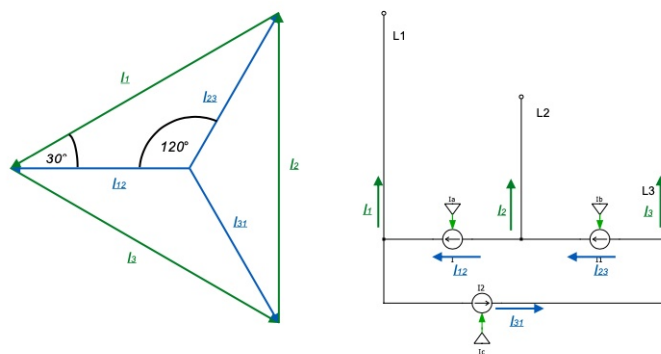


Abbildung 7.1.6 Zeigerdiagramm Ströme

Der Leiterstrom $\underline{I}_1$ eilt dem Strangwert $\underline{I}_{12}$ um 30° nach. Bei der Umrechnung von Leiter- zu Stranggrößen muss ein Winkel von $+30^\circ$ berücksichtigt werden. Der Unterschied im Vorzeichen (verglichen mit den Spannungen) resultiert aus der Strompfeilrichtung. Der Umrichter wird im Erzeuger-zählpeilsystem betrachtet, d.h. der Strom fließt aus dem Umrichter heraus. Dadurch entspricht der Blindstrom in der Last vorzeichenrichtig dem Blindstrom, den der Umrichter bereitstellen muss.

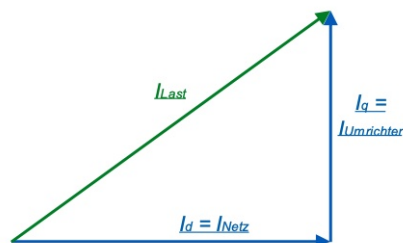


Abbildung 7.1.7 Zeigerdiagramm Laststrom

Der Laststrom teilt sich auf in einen realen und einen imaginären Stromanteil. Der Realteil entspricht dem Netzstrom, der Imaginärteil wird vom Umrichter geliefert.

Modellierung mit Spannungsquellen

Die kaskadierten H-Brücken des Statcom-Systems werden im Folgenden vereinfacht als (strom-gesteuerte) Spannungsquellen dargestellt. Über die Induktivität lässt sich der Strom mithilfe einer Regelung einstellen.

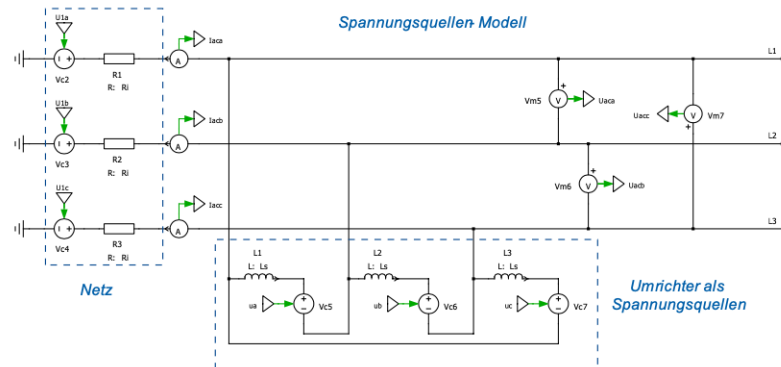


Abbildung 7.1.8 Spannungsquellen-Modell

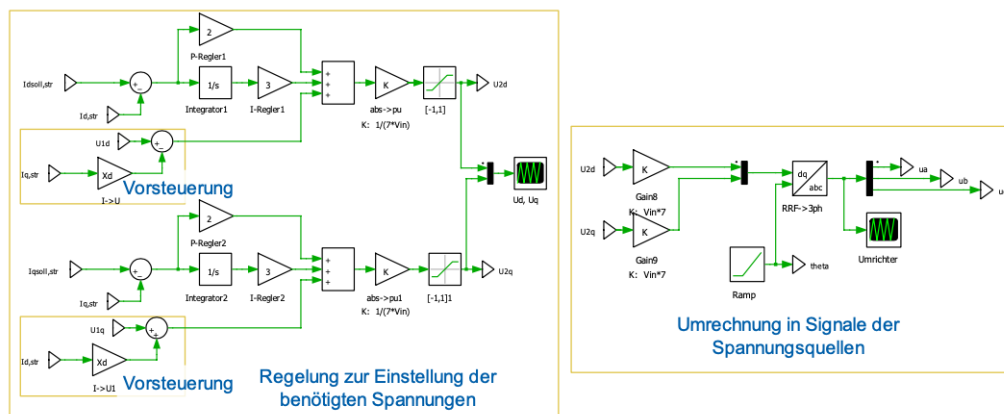


Abbildung 7.1.9 Regelung der Spannungsquellen

Zur Berechnung der Werte der Spannungsquellen wird ein Strom-Sollwert vorgegeben und in einen Strangwert des Umrichters umgerechnet. Die Differenz aus Sollwert und Istwert des Strangstroms wird zur Regelung der Spannungsquellen verwendet. Als Vorsteuerung wird die Ankopplung über eine Serienreaktanz berücksichtigt. Die genaue Berechnung findet sich in Anhang B.

Spannungsquellenmodell mit Last

Das Modell wird nun mit einer ohmsch-induktiven Last belastet, wodurch sich ein Strom mit Wirk- und Blindanteilen einstellt. Wie auch beim Stromquellenmodell wird der Laststrom berechnet und daraus der vom Umrichter einzustellende Blindstrom abgeleitet. Die Regelung (siehe Abbildung 6.9) wandelt den benötigten Strom in die dafür erforderliche Spannung um.

Ein Simulationslauf ergibt folgende Verläufe.

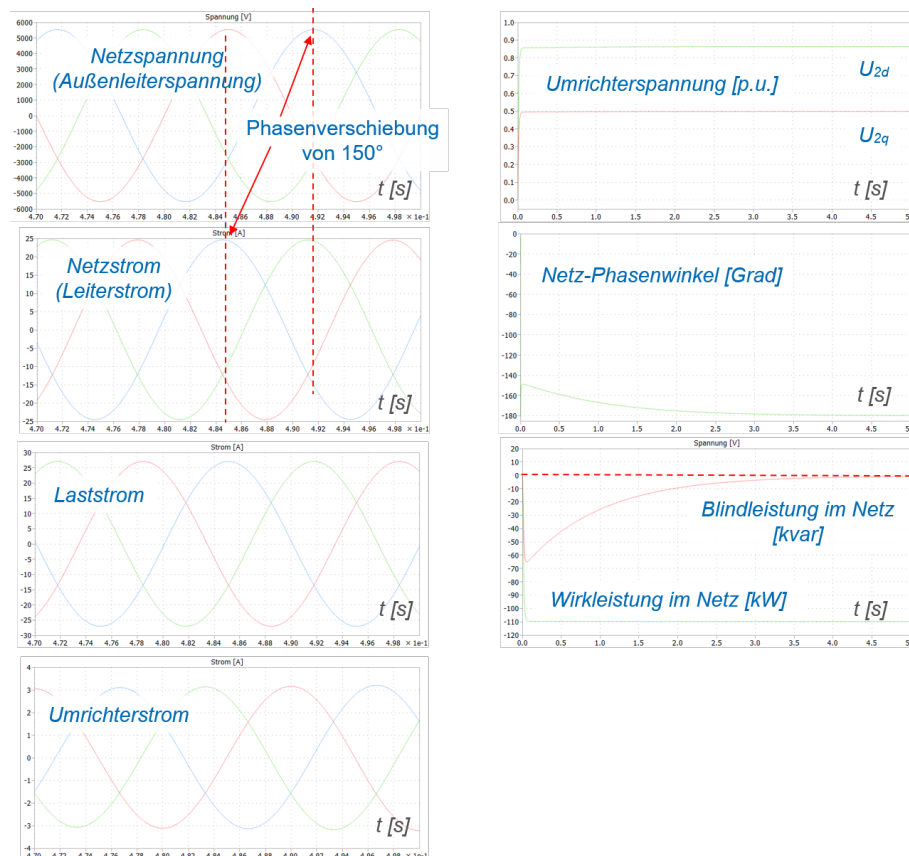


Abbildung 7.1.10 Ergebnisse der Simulation

Die Blindleistungskompensation ist nicht direkt aus den Spannungen bzw. Strömen ersichtlich. Der Netzstrom ist zur Netzspannung um 150° phasenverschoben, da die Leiterspannung gemessen wird. Zur Strang-Netzspannung liegt somit eine Phasenverschiebung von 180° vor, wie der gezeigte Phasenwinkel verdeutlicht. Die Blindleistung im Netz geht im eingeschwungenen Zustand gegen Null, während die Wirkleistung konstant bleibt. In diesem Fall gibt das Netz Wirkleistung ab, da diese negativ ist.

7.2. Oberwellenfilter

Oberwellen, die durch nichtlineare Verbraucher oder Quellen entstehen, belasten elektrische Betriebsmittel und Netze. Sie führen zur Verzerrung der Netz-Nennspannung. Zur Erhöhung der Spannungsqualität im Netz und zur Einhaltung normativer Grenzwerte müssen Oberwellen mittels Aktivfilter geglättet werden. Das System zur Oberwellenkompensation entspricht dabei einer Stromquelle, die die Differenz aus Soll- und Istwert des Netzstroms einspeist.

Modellierung als Sternschaltung

Folgende Abbildung zeigt das Netz mit Brückengleichrichter als nicht-lineare Last und Stromquellen-Modell zur Oberwellenkompensation.

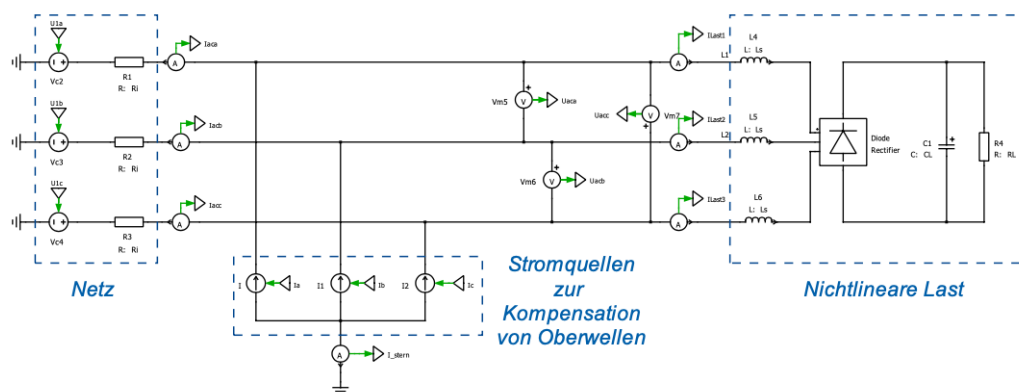


Abbildung 7.2.1 Sternschaltung zur Oberwellenkompensation

Durch den Brückengleichrichter am Ausgang entsteht ein nicht-sinusförmiger Strom, der ohne Kompensation auch im Netz fließt. Abbildung 6.5 zeigt, wie sich die zur Oberwellenkompensation benötigten Werte der Stromquellen aus der Addition des gemessenen Laststroms und des vorgegebenen Sollwerts des Netzstroms berechnen lassen (es handelt sich um eine Addition, da der Sollwert des Netzstroms in Richtung des Netzes gewählt wurde, während der Laststrom Richtung Last fließt, vergleiche Strommessungen in Abbildung 6.4).

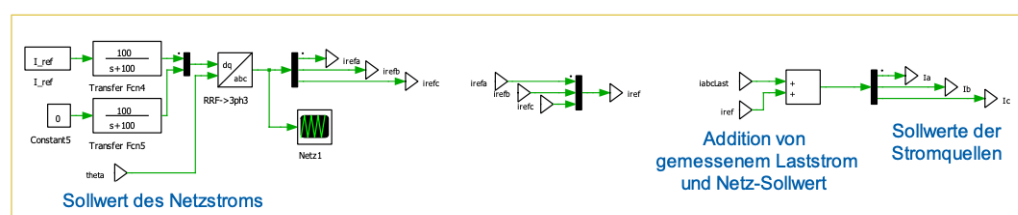


Abbildung 7.2.2 Strom-Sollwertberechnung

In der gezeigten Schaltung mit Stromquellen lässt sich jeder Netzstrom einstellen. Für die Modellierung mit H-Brücken gilt analog der Blindleistungskompensation, dass keine Wirkströme eingespeist werden können, da sich andernfalls die Kapazitäten entladen. Um Oberwellen zu kompensieren, sind nur (Verzerrungs-) Blindströme nötig, da Oberschwingungen nur Verzerrungsblindleistung (sog. Oberwellenblindleistung) und keine Wirkleistung erzeugen. Um Wirkleistung zu erzeugen, müssen Strom und Spannung zueinander proportional sein. Da die rein sinusförmige Spannung keine Oberschwingungsanteile hat, kann keine Oberschwingungswirkleistung auftreten.

Die Sternschaltung der Stromquellen ist geerdet, da aufgrund von Messungenauigkeiten minimale Ströme ($\sim 10^{-14}$ A), die über den Sternpunkt fließen, auftreten.

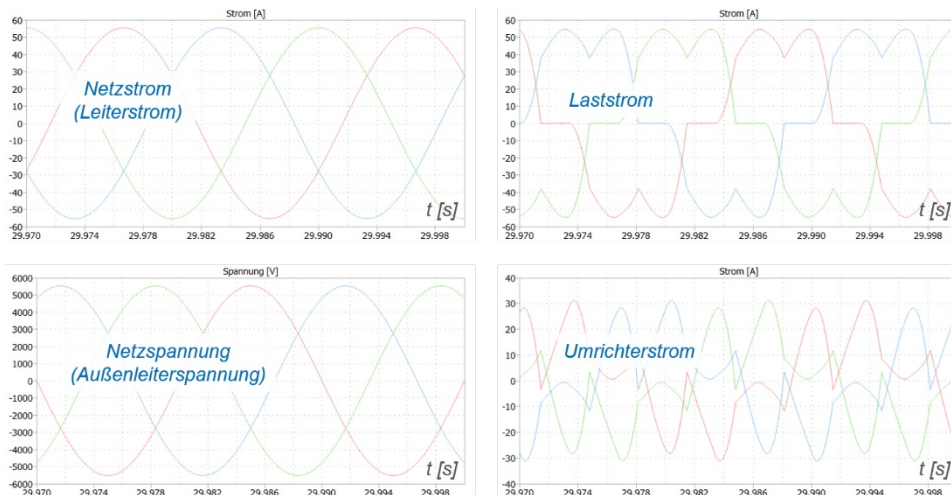


Abbildung 7.2.3 gemessene Ströme und Spannungen

Abbildung 6.6 zeigt die gemessenen Ströme und Spannungen. Netzspannung und -strom sind im Verbraucherzählpeilsystem, d.h. das Netz gibt Wirkleistung ab. Der Netzstrom ergibt sich aus Umrichterstrom – Laststrom.

Modellierung als Dreieckschaltung

Die Stromquellen lassen sich ebenso in Dreieck schalten (siehe Abbildung 6.7). Bei der Sollwertberechnung der Stromquellen muss nun die Umrechnung von Leiterstrom zu Strangstrom beachtet werden. Dies geschieht nicht mehr über komplexe Zeiger, da der eingespeiste Strom Anteile verschiedener Frequenzen beinhaltet. Stattdessen ist es erforderlich, den benötigten Strom mittels Fouri-ertransformation in die Anteile verschiedener Frequenzen zu zerlegen und diese einzeln in Strangwerte umzurechnen. Diese Transformation ist nicht Teil dieses Dokuments.

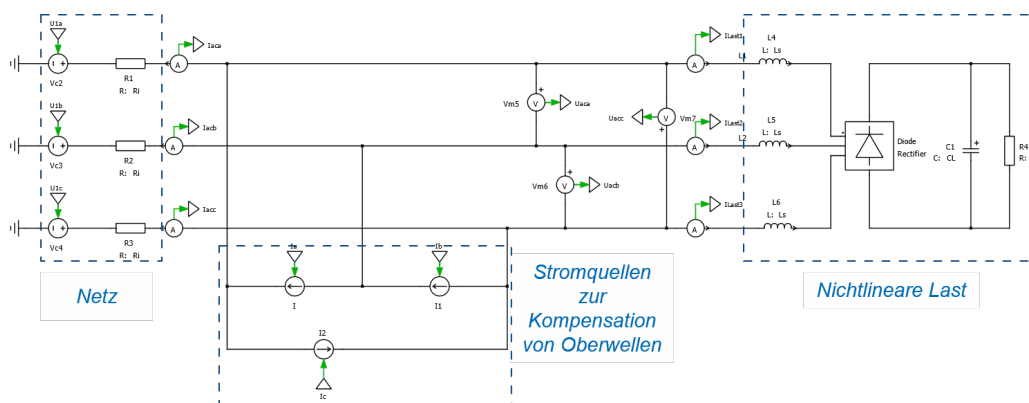


Abbildung 7.2.4 Dreieckschaltung zur Oberwellenkomensation

7.3. DC-Station am Netz

Bezugsanlagen – unidirektionaler Lastfluss

Die Technische Anschlussregel (TAR) für die Mittelspannung (VDE-AR-N 4110) gilt für Betreiber von Anlagen am Netz mit Mittelspannungsanschluss. Diese Anforderungen sind nach dem hier beschriebenen Konzept von der AC-Station bzw. DC-Station und den nachgelagerten Systemen zu erfüllen. Eine detaillierte Übersicht über die Anschlussrichtlinie VDE-AR-N 4110 findet sich in Anhang E.

Bei einer DC-Station mit unidirektionalem Lastfluss handelt es sich um eine Bezugsanlage, die ausschließlich elektrische Energie aus dem Netz des Netzbetreibers bezieht. Die Anforderungen an

eine Bezugsanlage sind wesentlich geringer als die Anforderungen an eine Erzeugungs- oder Mischanlage.

Eine Bezugsanlage muss in der Lage sein, Blindleistung abhängig vom Verschiebungsfaktor $\cos\varphi$ zu kompensieren. Da bei der DC-Station der Blindstrom frei einstellbar ist, ist dies problemlos möglich. Außerdem ist die Einhaltung der maximal erlaubten Oberschwingungsströme erforderlich. Da der SST-Transformator Oberschwingungen kompensieren kann, ist auch diese Anforderung erfüllt.

Erzeugungsanlagen und Anlagen mit bidirektionalem Lastfluss

Bei einer DC-Station mit bidirektionalem Lastfluss handelt es sich um eine Mischanlage, die eine Kombination aus Bezugs- und Erzeugungsanlage darstellt. Je nach angeschlossener Quelle oder Senke auf der DC-Seite des SST-Transformators, kann Energie ins Netz gespeist oder aus dem Netz bezogen werden. Für Mischanlagen gelten die gleichen Anforderungen wie für Erzeugungsanlagen.

Auch bei Mischanlagen wird Blindleistungskompensation sowie die Einhaltung der maximal erlaubten Oberschwingungsströme gefordert. Zudem geben sich weitere Bedingungen, die in Anhang E genauer erläutert werden. Allgemein müssen Erzeugungsanlagen (und damit auch Mischanlagen) in der Lage sein, sich an der Spannungshaltung zu beteiligen. Dabei wird zwischen statischer Spannungshaltung und dynamischer Netzstützung unterschieden.

Zur statischen Spannungshaltung kann vom Netzbetreiber im stationären Betrieb die Bereitstellung von Blindleistung durch eine Erzeugungsanlage im Verteilnetz gefordert werden. Dabei ist sowohl die Forderung der Blindleistungsbereitstellung in Abhängigkeit der aktuellen Netzspannung $Q(U)$ als auch in Abhängigkeit der aktuellen Wirkleistungsabgabe $Q(P)$ möglich. Beide Forderungen können vom SST-Transformator erfüllt werden, da dessen Blindstrom und damit auch dessen Blindleistung frei einstellbar ist.

Zur dynamischen Netzstützung wird für Anlagen vom Typ 2 (i. d. R. Anlagen, die über einen Umrichter in das Netz einspeisen) ein netzdienliches Verhalten im Fehlerfall gefordert. Hierunter versteht man das unterbrechungsfreie Durchfahren von Netzfehlern (engl.: Fault Ride Through, FRT).

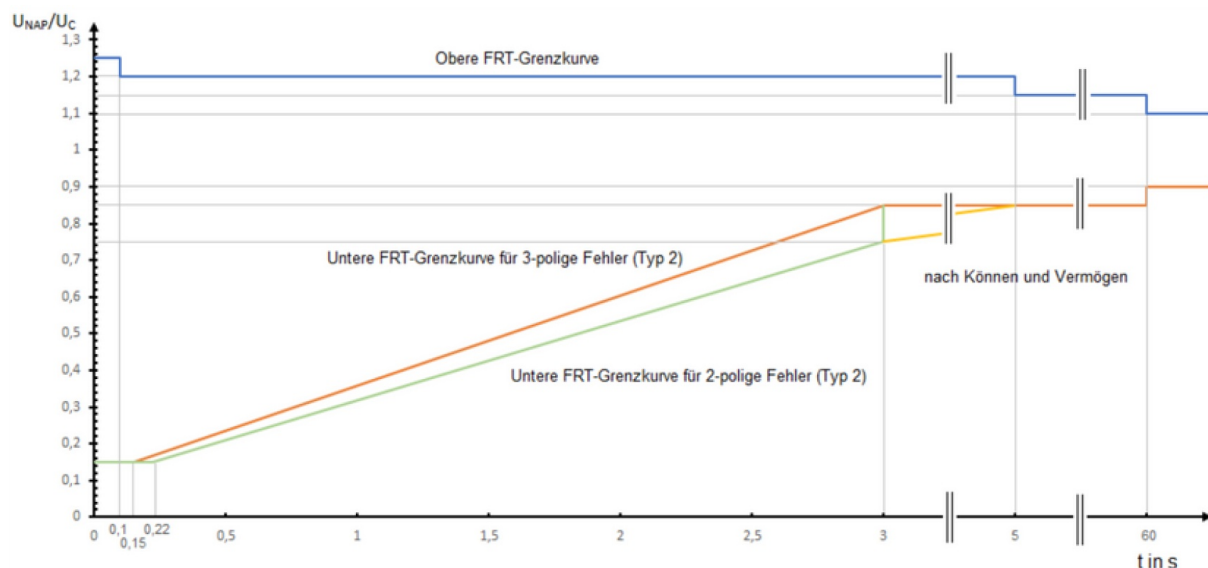


Abbildung 7.5.1 Verhalten im Fehlerfall (Fault Ride Through, Quelle: [5])

Ziel dieses Verfahren ist es, eine ungewollte Abschaltung von Erzeugungsleistung bei kurzzeitigen Spannungsänderungen und somit eine Gefährdung der Netzstabilität zu verhindern. Im Allgemeinen führen Netzfehler (z. B. Kurzschlüsse) zu Spannungseinbrüchen, bzw. kann die Spannung im Fehlerfall erhöht sein.

Das Spannungs-Zeit-Diagramm in der obigen Abbildung zeigt die Grenzkurven für verschiedene Netzfehler. Es darf nicht zu einer Trennung der Anlage vom Netz kommen, solange alle Leiter-Leiter-

Spannungen am Netzanschlusspunkt innerhalb der gezeigten Grenzkurven liegen. Verbunden mit den Anforderungen zum unterbrechungsfreien Durchfahren von Netzfehlern ist eine dynamische Einspeisung von Blindstrom zur Spannungsstützung während des Netzfehlers gefordert. Hierbei ist der maximal geforderte Blindstrom bei einer Anlage vom Typ 2 gleich dem Bemessungsstrom.

Um das Verhalten des Solid State Transformers im Fehlerfall zu testen, wurden die verschiedenen FRT-Grenzkurven simuliert. Zur Prüfung des Verhaltens des SST genügt es, das Stromquellenmodell (vergleiche Kapitel 1.2) zu betrachten. Als mögliche Lastfälle wurden der Leerlauf, eine Solaranlage (=Stromquelle) und eine Batterie (=Spannungsquelle) betrachtet. Die obere FRT-Grenzkurve ist unkritisch. Ist die Netzspannung höher als im Normalfall, ist ein geringerer Strom nötig, um die gleiche Leistung zu transportieren. Bei der Auslegung der Transistoren sind jedoch mögliche Überspannungen zu berücksichtigen. Ist hingegen die Netzspannung niedriger, so wird ein höherer Strom gefordert. Folgende Abbildung zeigt einen Simulationslauf, bei dem nach 5 Sekunden ein 3-poliger Fehler (untere FRT-Grenzkurve) auftritt.

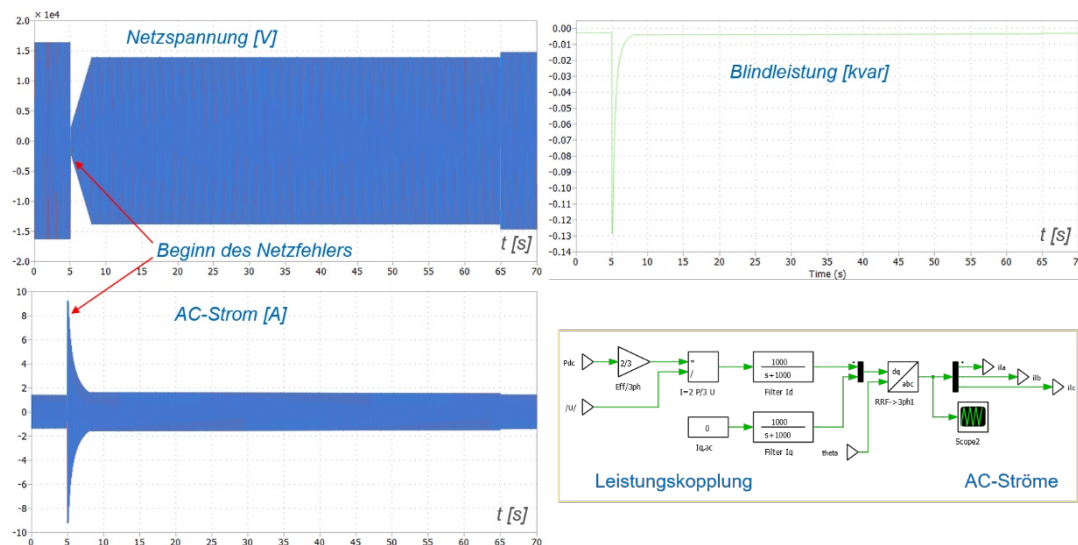


Abbildung 7.5.2 Verhalten des SST im Fehlerfall

Die Abbildung zeigt, dass zum Fehlerbeginn der Strom erheblich ansteigt. Grund hierfür ist die Leistungskopplung, die fordert, dass die DC-seitig benötigte Leistung von der AC-Seite zur Verfügung gestellt wird. Da der SST auf Nennstrom ausgelegt wird, stellen hohe Kurzschlussströme ein Problem dar. Somit ist eine Regelung erforderlich. Denkbar wäre das Abregeln der DC-Last, damit dem AC-Netz weniger Leistung eingespeist bzw. entnommen wird und somit geringere Ströme erforderlich sind. Ist das Abregeln nicht in der erforderlichen Zeit möglich, wie beispielsweise bei einem Windrad aufgrund dessen Rotationsenergie, so muss der Strom entweder einem Energiespeicher zugeführt oder durch einen Bremswiderstand in thermische Energie umwandelt werden.

Im Folgenden wird das Prinzip der sekundärseitigen Leistungsreduzierung mithilfe einer Regelung betrachtet, die die DC-Wirkleistung in Abhängigkeit des AC-Stroms abregelt. Aufgrund der Leistungskopplung wird somit auch die AC-Wirkleistung verringert. Als Last wird eine Stromquelle mit einstellbarem Strom verwendet, deren Strom abhängig von der Differenz des AC-seitig gemessenen Stroms vom Sollwert (normiert) geregelt wird. Die Vorsteuerung gibt dabei den Arbeitsbereich vor. Folgende Abbildung zeigt die entsprechende Regelung der sekundärseitigen Stromquelle.

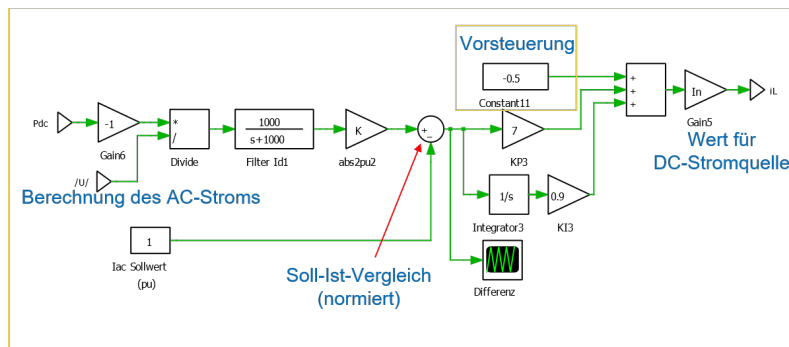


Abbildung 7.5.3 Abregelung der sekundärseitigen Last

Ein Simulationslauf ergibt folgende Verläufe. Die Netzspannung bleibt von der Regelung unbeeinflusst. Die Wirkleistung, die durch die DC-Stromquelle ins Netz eingespeist wird, wird zum Zeitpunkt des Netzfehlers reduziert und bleibt anschließend auf einem geringeren Niveau. Dadurch bleiben die AC-Ströme relativ konstant. Zum Fehlerzeitpunkt ist eine leichte Erhöhung der Ströme zu erkennen. Zum Vergleich sind die Verläufe von Leistung und AC-Strömen ohne Regelung bei konstanter Stromquelle dargestellt. Dabei ist ein wesentlich höherer Strom zu erkennen, der für den SST problematisch ist.

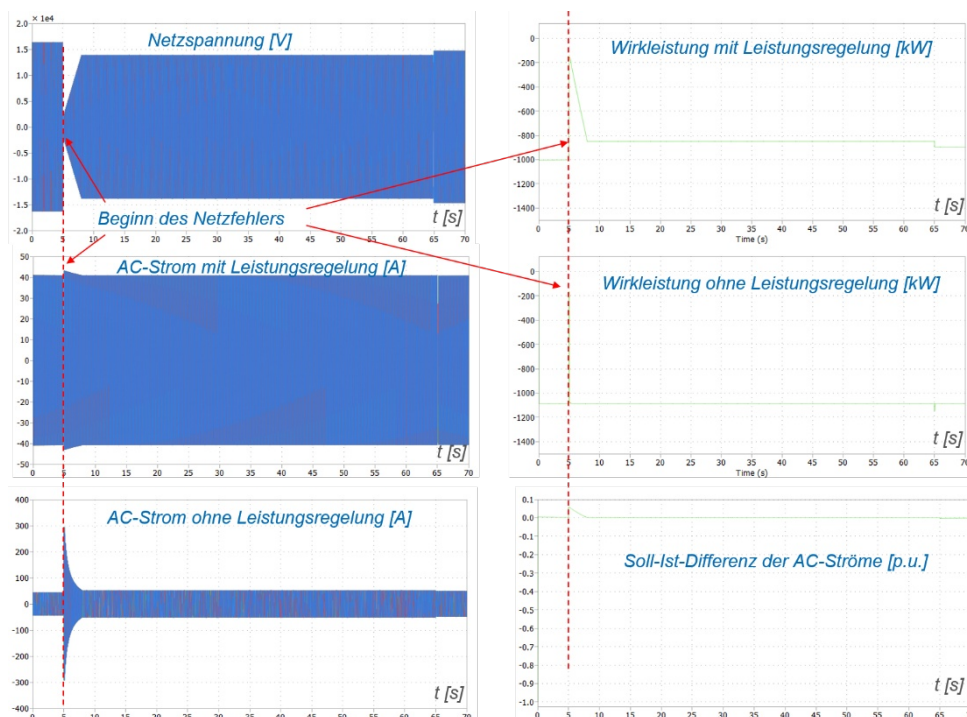


Abbildung 7.5.4 Simulationsergebnisse mit und ohne sekundärseitiger Last-Abregelung

Ebenfalls denkbar wäre eine Regelung, die die Wirkleistung in Abhängigkeit der Zwischenkreisspannung abregelt. Dieses Prinzip gleicht der in der Anschlussrichtlinie TAR4110 geforderten frequenzabhängigen Wirkleistungsabgabe $P(f)$. Eine frequenzabhängige Regelung ist im Gleichspannungsnetz nicht möglich, weswegen die Spannung als Indikator verwendet wird.

Zur Netzstützung wird außerdem gefordert, dass die Wirkleistungsabgabe bei Über- oder Unterfrequenz angepasst wird, also $P(f)$. Ist die Netzfrequenz größer als 50,2 Hz, so muss weniger Wirkleistung ins Netz eingespeist werden. Umgekehrt muss mehr Wirkleistung ins Netz eingespeist werden, wenn die Netzfrequenz kleiner als 49,8 Hz ist. Die Statik s der frequenzabhängigen Wirkleistungseinspeisung berechnet sich zu

$$s = (\Delta f / f_N) / (\Delta P / P_{\text{ref}})$$

und muss von 2% bis 12% einstellbar sein. P_{ref} entspricht hierbei der Bemessungsleistung der Anlage vom Typ 2. Macht der Netzbetreiber keine Vorgaben zu s , so gilt $s = 5\%$.

Zur Simulation wurde wieder das Stromquellenmodell verwendet. Die relevanten Berechnungen sind in der folgenden Abbildung dargestellt. Netzfrequenzschwankungen lassen sich mithilfe eines White-Noise-Signals darstellen, indem das Rauschen des Signals zum Winkel der Netzspannung addiert wird. Dadurch, dass der Winkel nicht linear zunimmt, sondern Schwankungen aufweist, hat auch die Frequenz entsprechende Schwankungen.

Durch Ableiten des Winkels θ (in der Simulation mithilfe eines reinen D-Glieds) erhält man die Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$. Die Differenz der Kreisfrequenz vom Sollwert ergibt sich durch einen Soll-Ist-Vergleich. Ist diese Differenz größer als $\frac{\pm 200 \text{ mHz}}{50 \text{ Hz}} = \pm 0,004$, so muss die Wirkleistung reduziert bzw. erhöht werden. Im Toleranzbereich von $\pm 200 \text{ mHz}$ erfolgt keine Wirkleistungsanpassung. In der Simulation wird dies durch einen C-Script-Block realisiert, der die Differenz für Werte kleiner 10,0041 zu Null setzt.

Zur benötigten Leistungsreduzierung, falls $\Delta f > \pm 200 \text{ mHz}$, wird die obige Gleichung für s nach ΔP umgestellt. Es ergibt sich $\Delta P = (\Delta f/f_N) * (P_{ref}/s)$. Für s wurde der Wert 0,05 angenommen. Anstelle der Bemessungsleistung P_{ref} kann auch der Nennstrom I_N verwendet werden, da diese bei konstanter DC-Spannung proportional zueinander sind.

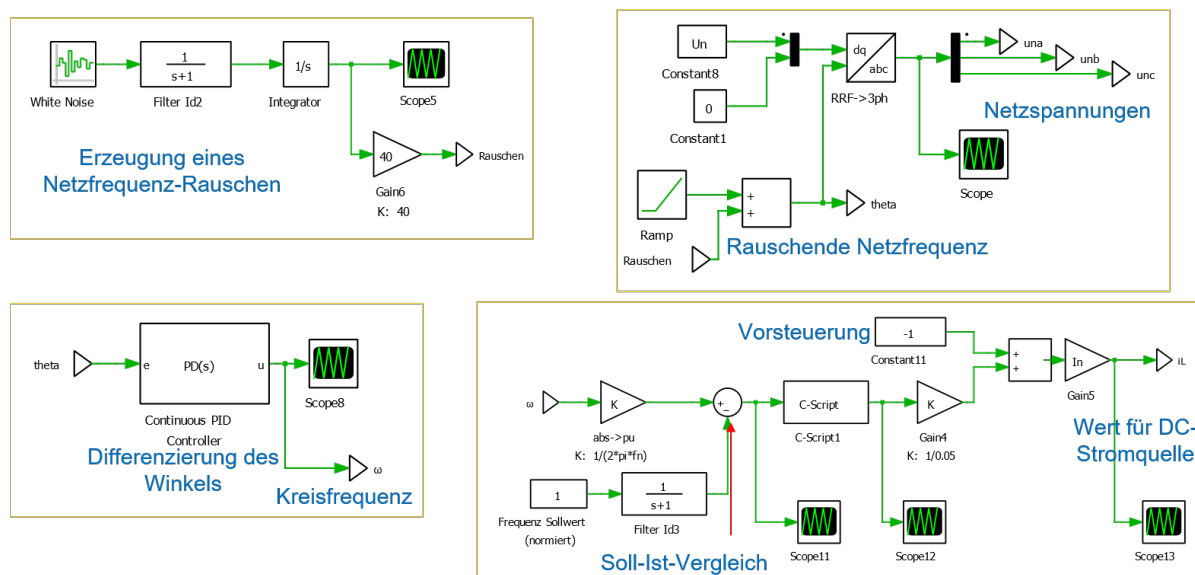


Abbildung 7.5.5 Berechnungen und Regelung der Wirkleistungsabgabe

Ein Simulationslauf ergibt die folgenden Verläufe. Der Stromverlauf der DC-Stromquelle sowie der Wirkleistungsverlauf sind proportional zu den Frequenzabweichungen $> \pm 200 \text{ mHz}$. Ist die Abweichung positiv, die Netzfrequenz folglich größer als der Sollwert, so wird weniger Leistung eingespeist. Daher verringert sich der Wert der AC-Ströme. Umgekehrt erhöht sich der Wert der AC-Ströme, wenn die Netzfrequenz zu niedrig ist. Die Problematik zu großer Ströme besteht hierbei nicht, da sich Erzeugungsanlagen bei Netzfrequenzen größer 51,5 Hz bzw. kleiner 47,5 Hz vom Netz trennen dürfen. Die maximal geforderte Wirkleistung tritt bei 47,5 Hz auf. Sie beträgt $2 \cdot P_{ref}$, was dem doppelten Nennstrom (AC- und DC-seitig) entspricht.

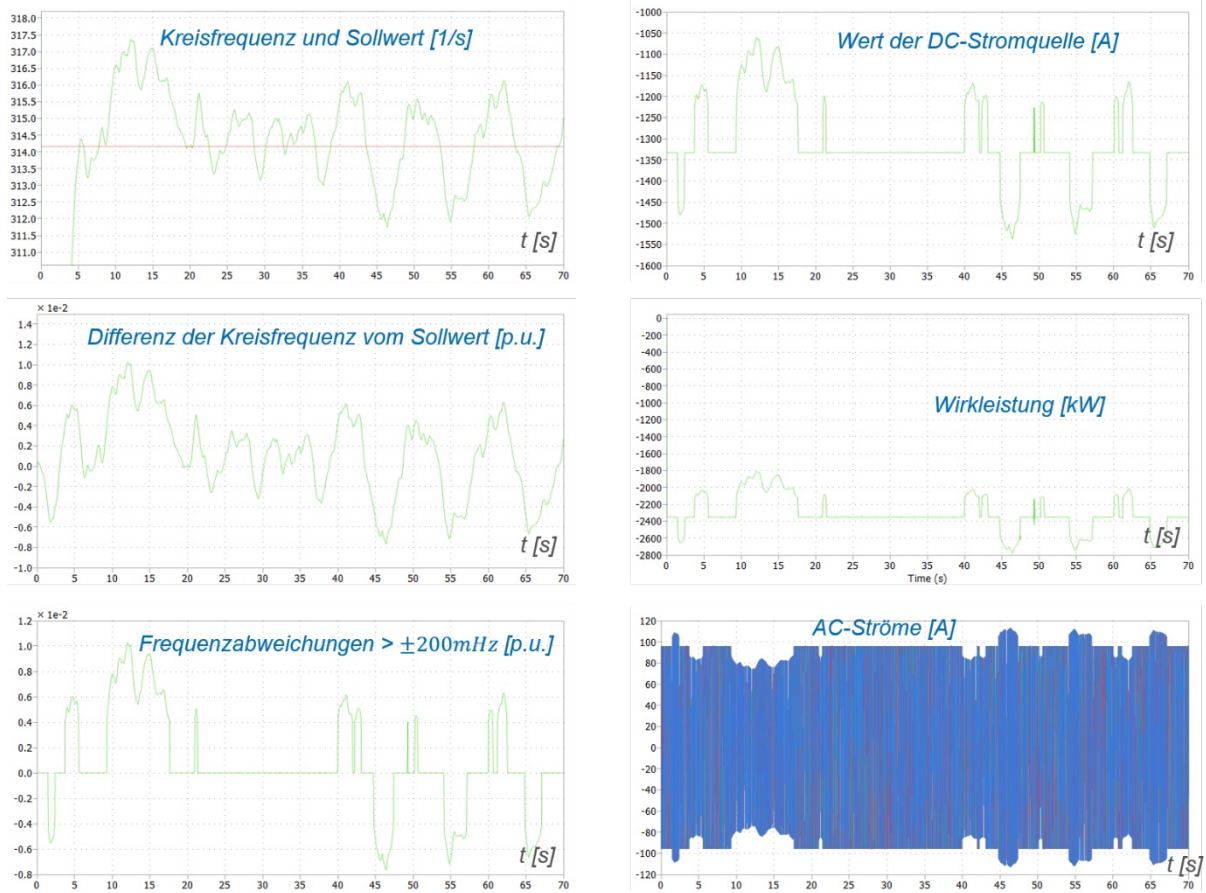


Abbildung 7.5.6 Simulationsergebnisse der frequenzabhängigen Wirkleistungsregelung

7.4. Gleichspannungstransformator

Zur Überprüfung der Regelung an einem modularen System wurden 16 Zellen eingangsseitig in Reihe geschaltet, ausgangsseitig parallel. Die Zellen haben jeweils 800V Eingangsspannung und 750 Volt Ausgangsspannung. Man erhält einen DC-Transformator mit $U_1 = 12,8 \text{ kV}$ und $U_2 = 750 \text{ V}$.

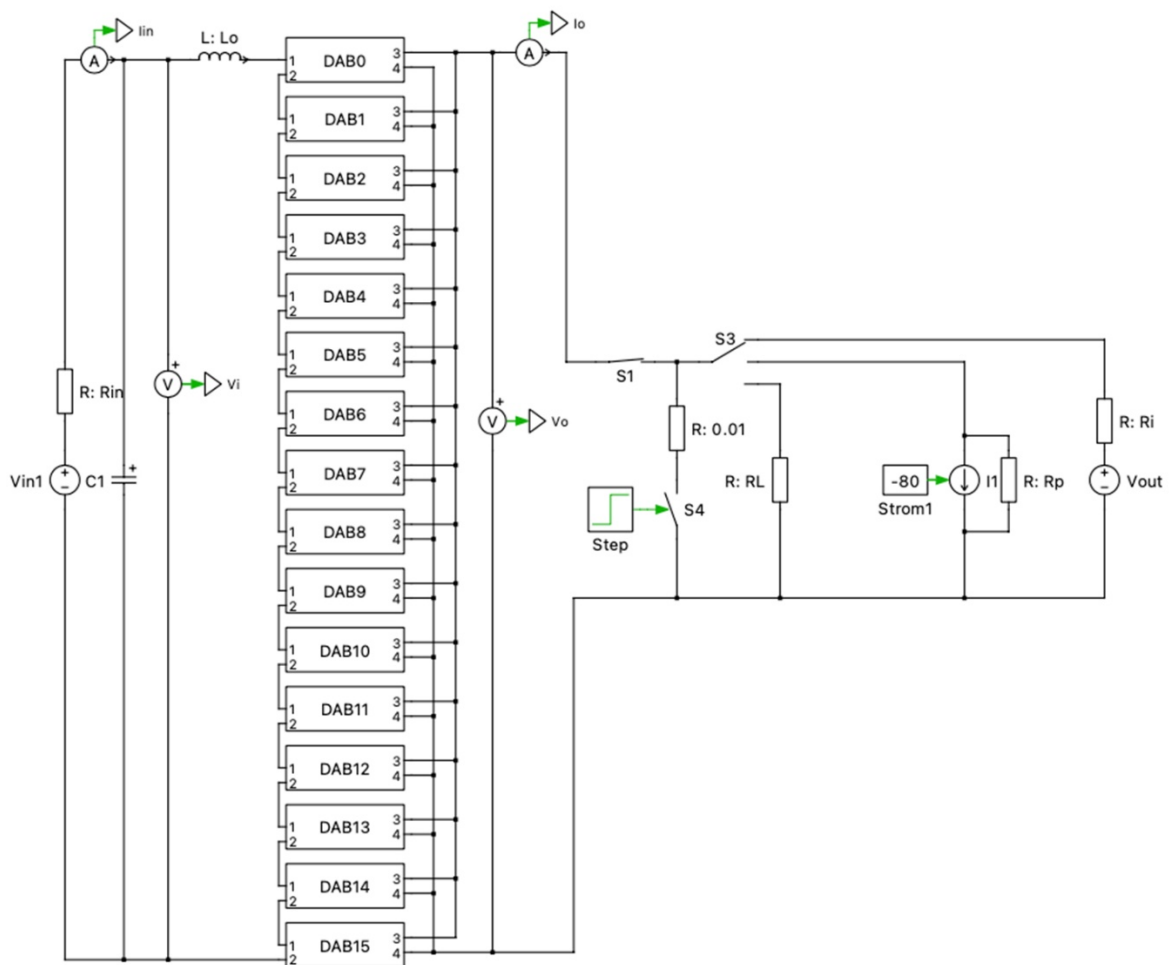


Abbildung 7.4.1 Aufbau des modularen Systems

Der Eingangsstrom des Systems beträgt 60 A, die Leistung somit 768 kW. Der Transformator wird an einer 12,8 kV Spannungsquelle mit Innenwiderstand $R_{10} = 20 \text{ Ohm}$, so dass die Eingangsspannung bei Belastung etwas nachgibt. Die MF-Transformatoren der Zellen haben eine Kurzschlussspannung von ca. 28%, so dass der Regler im Fehlerfall den Strom begrenzen muss.

Betrieb mit festem Übersetzungsverhältnis

Der Regler ist identisch mit der in den vorausgegangenen Kapiteln beschriebenen Struktur, wurde jedoch auf die Zellen angepasst, so dass der Strom durch den Stellbereich der Modulation sinnvoll begrenzt wird. Folgende Abbildung zeigt den Aufbau des Reglers für das Übersetzungsverhältnis, der die innere Regelschleife des Reglers insgesamt bildet.

Zur Vorsteuerung wurde der Ausgangsstrom verwendet. Wegen der Parallelschaltung der Zellen ist der Ausgangsstrom zur Abwärtstransformation erheblich (Nennstrom 960 A). Für den in folgender Abbildung dargestellten Simulationslauf wurde die Schaltung zwischen zwei realen Spannungsquellen betrieben.

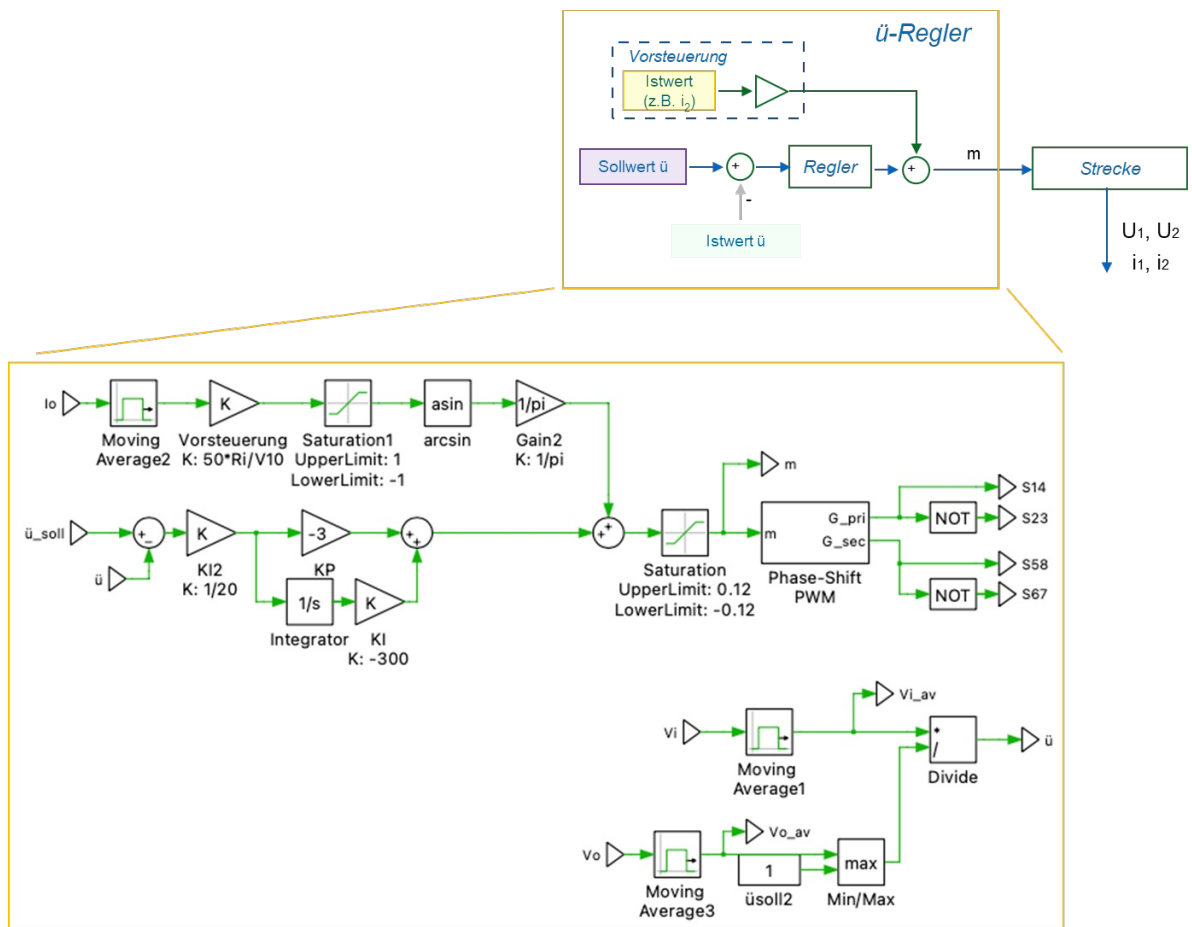


Abbildung 7.4.2 Aufbau des Reglers für das Übersetzungsverhältnis

Im Simulationslauf wurde die Spannung der sekundärseitigen Spannungsquelle um 10% unter den Nennwert abgesenkt. Der Regler stellt das Übertragungsverhältnis $\bar{u}$ auf 1 pu ein (absolut = $U_1/U_2 \approx 17$). Diese Einstellung ist mit einem Lastfluss zur Sekundärseite verbunden.

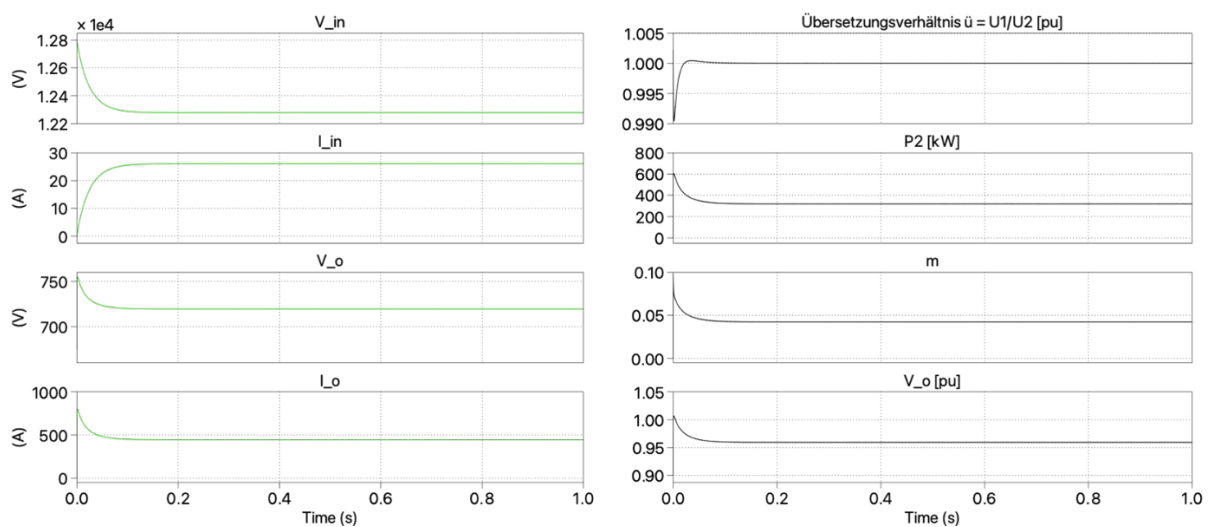


Abbildung 7.4.3 Simulationslauf mit festem Übersetzungsverhältnis

Wegen der Impedanz des Netzes auf der Primärseite, bleiben auch bei geregelter Übersetzungsverhältnis beide Spannungen unter dem Nennwert. Dieses Verhalten (Voltage Droop) kann im Verbund mehrerer Spannungsquellen erwünscht sein.

Betrieb mit geregelter Spannung

Muss die sekundärseitige Spannung eingehalten werden, lässt sich der Regler im angepassten Modus betreiben, hier als Spannungsregler der Primärseite. Die in folgender Abbildung gezeigte Regler ist identisch mit der in den vorausgegangenen Kapiteln beschriebenen Struktur.

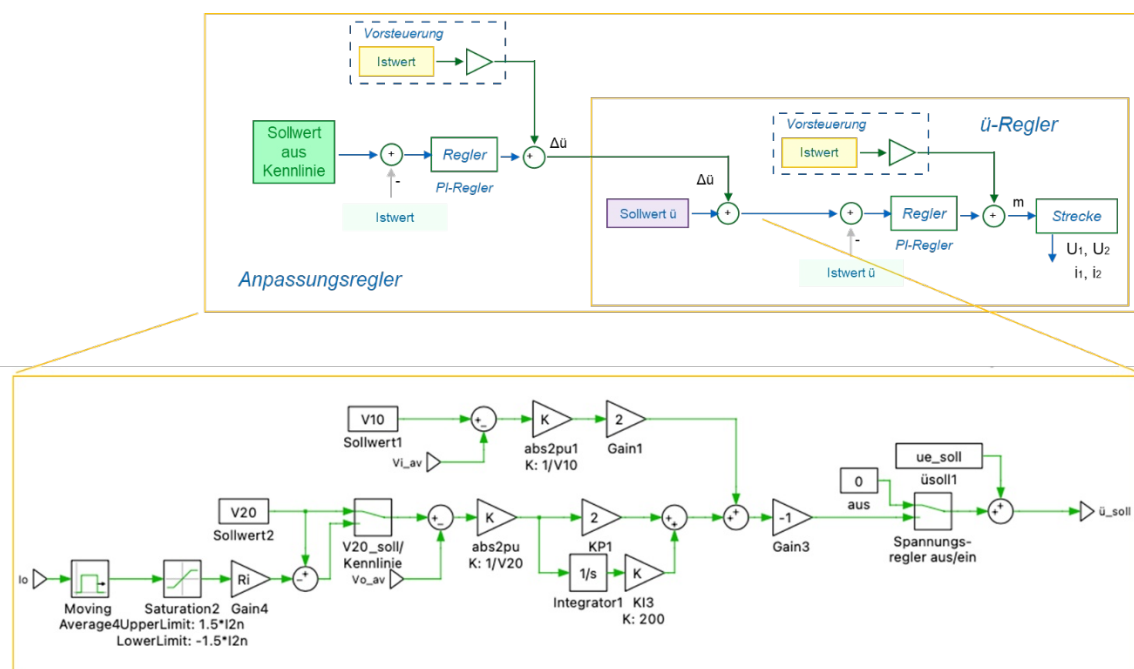


Abbildung 7.4.4 Aufbau des Anpassungsreglers einschließlich Kennlinie

Der Sollwert kann wahlweise fest vorgegeben werden (hier: Sollwert der Sekundärspannung), oder einer Kennlinie folgen (hier ausgehend von Sekundärstrom einschließlich einer Strombegrenzung).

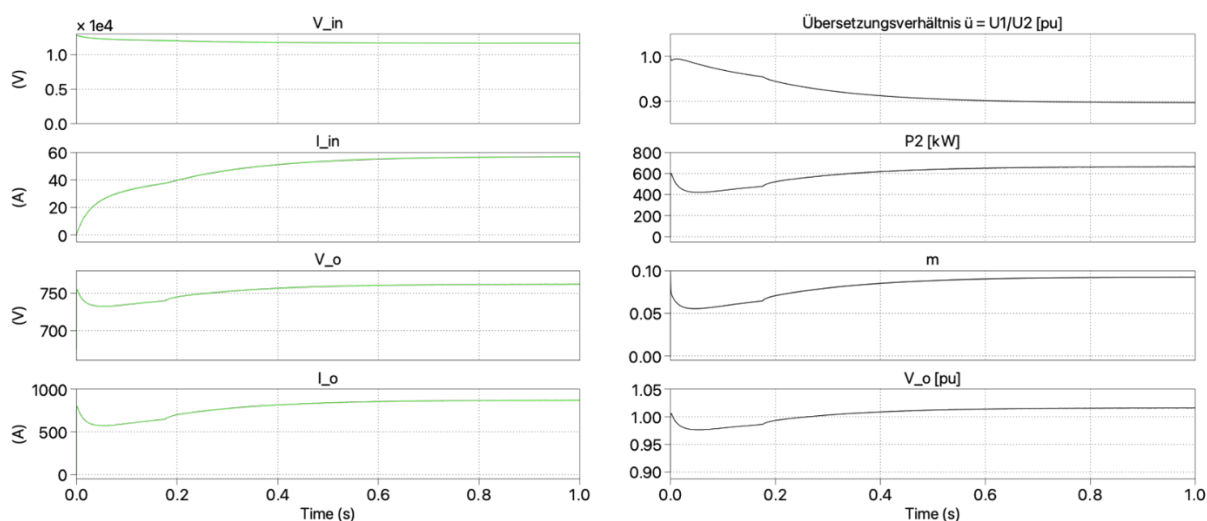


Abbildung 7.4.5 Simulationslauf mit variablem Übersetzungsverhältnis

Der Simulationslauf zeigt, dass nun die Ausgangsspannung stabilisiert wird, wodurch sich der Lastfluss in den Bereich der maximalen Leistung erhöht. Dieser Effekt ist charakteristisch für die Spannungsregelung mit dem Übersetzungsverhältnis, die immer mit einer Anpassung des Lastflusses Verbunden ist. Dieses Verhalten optimiert in einem Verbundnetz den Lastfluss, indem es die Leistung an die Stellen mit Leistungsbedarf leitet.

Betrieb mit Kennlinie und integrierter Schutzfunktion

In folgendem Simulationslauf wurde der Regler mit Kennlinie betrieben. Zum Zeitpunkt $t = 0,5$ ereignet sich sekundärseitig ein Kurzschluss.

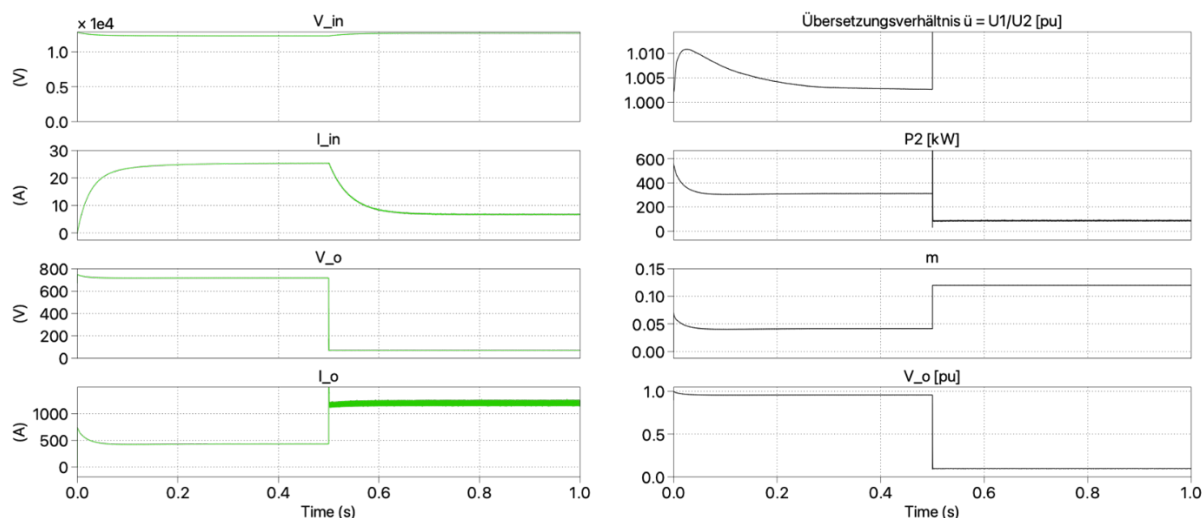


Abbildung 7.4.6 Verhalten bei sekundärseitigem Kurzschluss

Man erkennt, dass der Transformator im Netz bleibt und den Kurzschlussstrom auf den maximalen Strom begrenzt (hier der 1,3-fache Bemessungsstrom). Dieser Parameter ist eine Reglereinstellung. Mit dem Kurzschluss geht die Sekundärspannung annähernd gegen Null, wodurch sich die Leistung erheblich reduziert.

In einem Gleichstromsystem werden Kurzschlussströme nicht durch Reaktanzen begrenzt, es verbleibt eine Wirkleistung an den Widerständen auf dem kurzgeschlossenen Strompfad. Insgesamt geht die Leistung erheblich zurück. Dieser Betriebszustand ist für den Gleichstromtransformator nicht weiter kritisch. Bei Begrenzung des Kurzschlussstromes auf den Bemessungsstrom kann dieser Zustand dauerhaft bestehen bleiben. Der Transformator besitzt durch die Reglereinstellung Begrenzungen für den Strom und für die Leistung und lässt sich auf diese Weise nicht überlasten.

8. Übungen

8.1. Mittelwertmodell

Beim Mittelwertmodell werden die kaskadierten H-Brücken durch gesteuerte Spannungsquellen mit dem Wertebereich $\{-1; 0; 1\}$ (in normierter Schreibweise) ersetzt, die auf der AC-Seite in Serie geschaltet sind. Die Signale der Spannungsquellen werden mittels Pulsweitenmodulation berechnet (siehe Kapitel 4.2). Die Dual Active Bridges werden durch Stromquellen ersetzt, die auf der DC-Seite parallelgeschaltet sind.

Die folgende Abbildung zeigt den Aufbau der gesamten Schaltung mit vier Zellen pro Phase und den Aufbau einer einzelnen Zelle. Für die Verwendung des Transformators auf Mittelspannungsebene sind mindestens $(20\text{kV} \cdot \sqrt{2})/800\text{V} = 36$ Zellen pro Phase nötig.

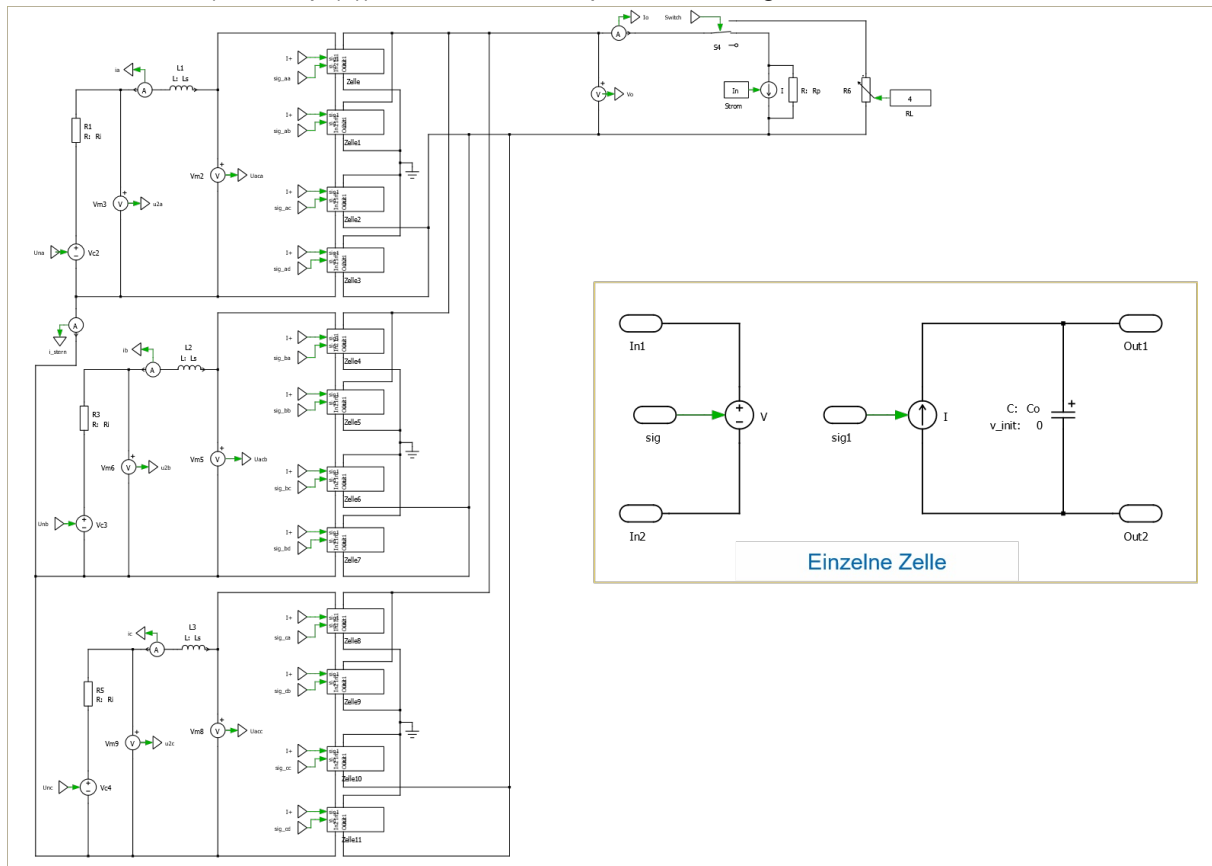


Abbildung 8.1.1 Aufbau des Mittelwertmodells

Zur Vorsteuerung der Stromquellen wird der Ausgangsstrom verwendet. Die Regelung verwendet Abweichungen der DC-Ausgangsspannung von ihrem Sollwert und ist somit spannungsstabilisierend. Aus der benötigten Leistung auf der DC-Seite, welche der erforderlichen Wirkleistung der AC-Seite entspricht, berechnet sich der erforderliche Wirkstrom auf der AC-Seite. Dieser wird durch den Stromregler in Spannungssignale umgewandelt, welche mittels PWM auf die einzelnen Spannungsquellen, die jeweils H-Brücken repräsentieren, aufgeteilt werden. Der Blindstrom und damit die Blindleistung bleibt frei einstellbar. Folgende Abbildung zeigt die Berechnungen.

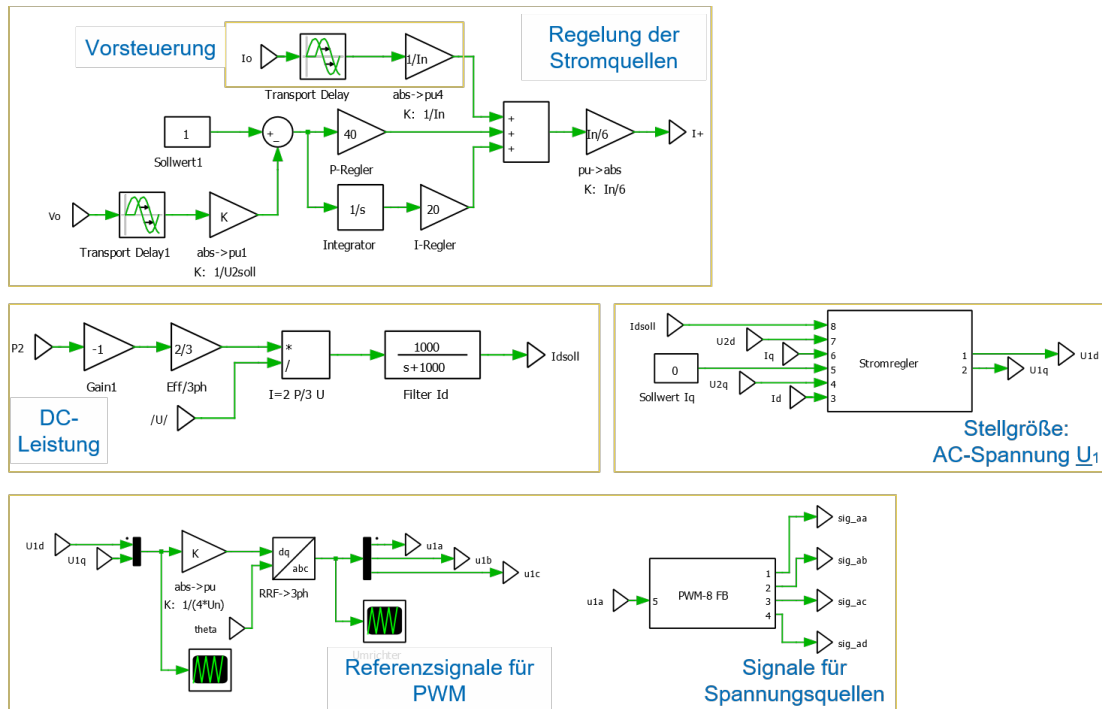


Abbildung 8.1.2 Regelung des Mittelwertmodells

...

Frage 8.1.1: ...

Lösung: ...

Frage 8.1.2: ...

Lösung: ...

Frage 8.1.3: ...

Lösung: ...

8.2. Mittelwertmodell einer physikalischen Zelle

Die folgende Abbildung zeigt das Mittelwertmodell mit einer physikalischen Zelle. Jeweils die erste Zelle jeder Phase ist als H-Brücke sowie Dual Active Bridge aufgebaut, die weiteren Zellen sind Quellenmodelle. Dies bietet den Vorteil, dass sich aufgrund der realen Zelle das Systemverhalten realistisch abbilden lässt, die Mittelwertmodelle der restlichen Zellen sorgen für die Optimierung der Rechenzeit. Mithilfe der Schaltung ließen sich weitere Tests wie beispielsweise die Aufschaltung einer unsymmetrischen Last realisieren.

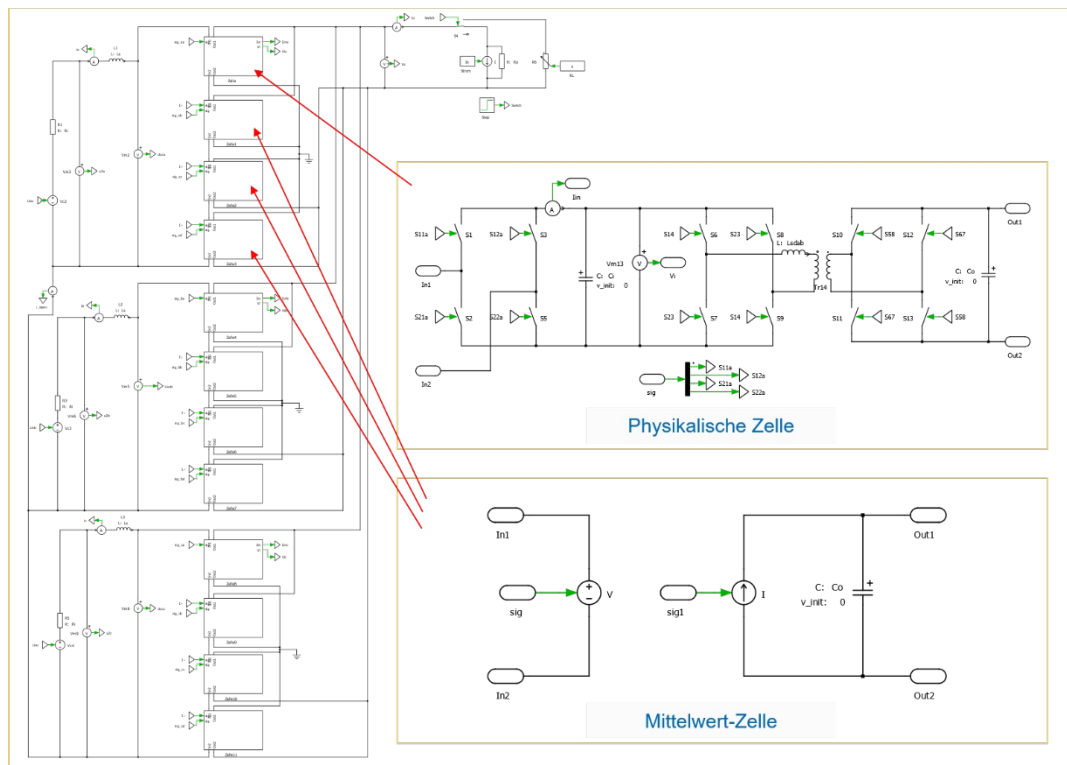


Abbildung 8.2.1 Aufbau des Mittelwertmodells mit realer Zelle

Wie beim reinen Mittelwertmodell wird aus der entnommenen/eingespeisten Leistung auf der DC-Seite, die der erforderlichen Wirkleistung auf der AC-Seite entspricht, der benötigte Wirkstrom für die AC-Seite berechnet. Dieser wird dann mithilfe des Stromreglers in ein Spannungssignal für den Umrichter umgewandelt. Die Pulsweitenmodulation erzeugt für die Mittelwertzellen Spannungssignale und für die realen Zellen Schaltsignale der Transistoren/Schalter, welche zu dem benötigten Spannungsverlauf führen.

Bezüglich der Regelung des Stroms auf der Sekundärseite unterscheidet sich die Regelung der realen Zelle von den Mittelwertzellen. Bei den Mittelwertzellen muss der Wert der Stromquellen direkt eingestellt werden, während bei den realen Zellen der Modulationsfaktor m den Strom regelt. Wichtig ist hierbei, dass sich physikalische und Mittelwertzelle gleich verhalten, da die Ströme auf der Primärseite gekoppelt sind. Dafür müssen zum einen die Reglerparameter gleich eingestellt werden. Zum anderen ist wichtig, dass der Startwert des Stromreglers nicht zu hoch eingestellt wird, da die Schaltung sonst nicht einschwingt. Folgende Abbildung zeigt die Regelung der Stromquellen bzw. des Modulationsfaktors.

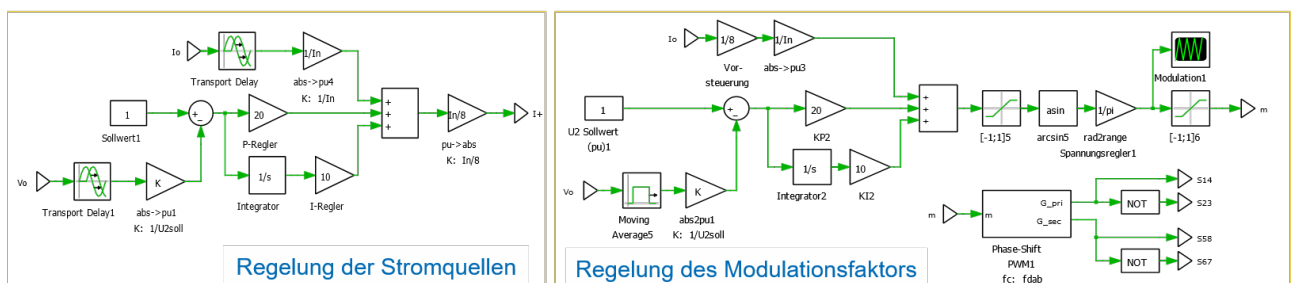


Abbildung 8.2.2 Regelung des Mittelwertmodells mit realer Zelle

Folgende Abbildung zeigt die Simulationsergebnisse. Der Wert der Leistung auf der AC-Seite (grün) nähert sich nach dem Einschwingen der entnommenen Leistung auf der DC-Seite (rot) an. Ausgangsspannung, Ausgangsstrom und Modulationsindex sind stabil.

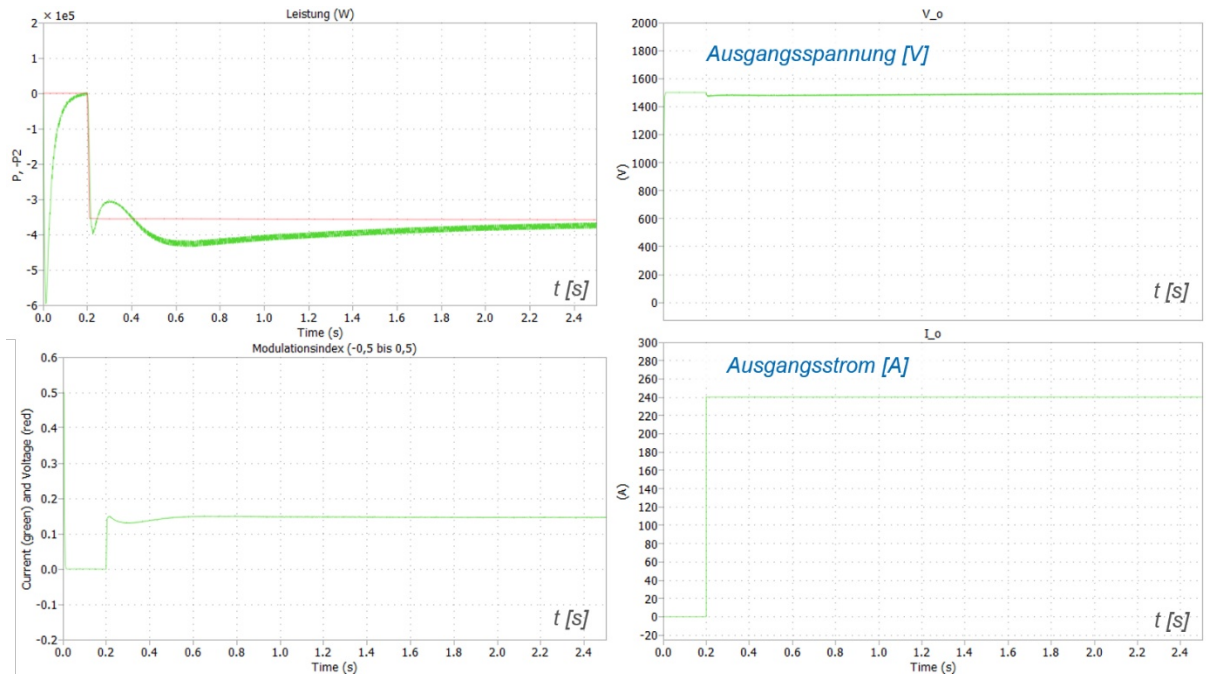


Abbildung 6.25 Simulationsergebnisse

...

...

Frage 8.1.1: ...

Lösung: ...

Frage 8.1.2: ...

Lösung: ...

Frage 8.1.3: ...

Lösung: ...

...

8.3. Mittelwertmodell mit zwei Zwischenkreisen

...

...

8.4. Redundanz und Verfügbarkeit

... Schaltungsvarianten modulare Laderegler AC und DC aus DAB => HPC Dokumentation

...

Englisch - Deutsch

Active power	Wirkleistung
Apparent power	Scheinleistung
Capacitor	Kapazität
Circuit breaker	Leistungsschalter
Line voltage	Leiter-zu-Leiter Spannung (Effektivwert)
Inductor	Induktivität
Nominal power	Nennleistung
Nominal voltage	Nennspannung
Peak value	Spitzenwert
Phase voltage	Leiter-zu-Nullleiter Spannung (Effektivwert)
Reactive power	Blindleistung
Resistor	Widerstand
Transformer	Transformator
Transmission	Übertragung
Voltage source	Spannungsquelle
Winding	Wicklung
...	
...	

Abkürzungen

Grundlagen

A	Ampere
AC	Alternating Current, Wechselstrom
DC	Direct Current, Gleichstrom
$T = 1/f$	Schwingungsdauer, Periodendauer [s]
$f = 1/T$	Frequenz, Anzahl der Schwingungen pro Zeiteinheit [1/s]
$\omega = 2\pi f = 2\pi/T$	Kreisfrequenz, Winkelgeschwindigkeit der Kreisbewegung [1/s]
E	Energie [Joule, J, Nm, Ws, $\text{kg m}^2/\text{s}^2$] potentielle Energie $E_p = 1/2 k y^2$, kinetische Energie, Translation $E_k = 1/2 m v^2$, kinetische Energie, Rotation $E_r = 1/2 J \omega^2$, Energie elektrisches Feld $E_C = 1/2 C U^2$, Energie magnetisches Feld $E_L = 1/2 L I^2$
RMS	Root mean square (Effektivwert)
Z	komplexer Widerstand (Impedanz, impedance)
R	Wirkwiderstand (resistance)
X	Blindwiderstand (Reaktanz, reactance)
Y	komplexer Leitwert (Admittanz, admittance)
G	Wirkleitwert (conductance)
B	Blindleitwert (susceptance)
S	Scheinleistung (apparent power, in VA = Volt Ampere)
P	Wirkleistung (power, in Watt)
Q	Blindleistung (reactive power, in Var = Volt ampere reactive)
kV	Kilo Volt (1000V)
kVA	Kilo Volt Ampere (Scheinleistung S, zur Unterscheidung von kW = Wirkleistung))
kVar	Kilo Volt Ampere reactive (Blindleistung, Q)
p.u.	per unit (auf Nennwert und physikalische Einheit normierte Größe)
W	Watt (Wirkleistung, P)

Energieversorgungsnetze

HGÜ	Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung (engl. HVDC – High Voltage DC)
MMK	Modularer Multilevel-Konverter (engl. MMC)
MS	Mittelspannung
NS	Niederspannung
ONT	Ortsnetztransformator
PV	Photovoltaik

Literatur

- (1) Werkzeuge zur Schaltungssimulation, (1) PLECS/PLEXIM siehe <https://www.plexim.com/de/products/plecs>, als Alternativen lassen sich (2) Matlab mit den Erweiterungen Simulink (Signalfluss) und Simscape (Basispaket Elektrische Schaltungselemente) verwenden, siehe <https://de.mathworks.com/products/matlab.html>, sowie (3) das Open-Source Werkzeug Scilab/Xcos, siehe <https://www.scilab.org>
- (2) Adolf J. Schwab, Elektroenergiesysteme: Smarte Stromversorgung im Zeitalter der Energiewende, Springer Vieweg; 6. Auflage, 2020, ISBN: 978-3662603734
- (3) Klaus Heuck, Klaus-Dieter Dettmann, Detlef Schulz: Elektrische Energieversorgung: Erzeugung, Übertragung und Verteilung elektrischer Energie für Studium und Praxis, Vieweg+Teubner Verlag, 8. Auflage, 2010, ISBN 978-3834807366
- (4) S. Rupp, E. Schmid, Technische Dokumentation zum Förderprojekt AC2DC, BMWi, Förderkennzeichen 03EI6027A, sowie Förderprojekt ENSURE, BMBF, Förderkennzeichen 03SFK1S0
- (5) VDE, Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e.V, Technische Regeln für den Anschluss von Kundenanlagen an das Mittelspannungsnetz und deren Betrieb (TAR Mittelspannung), 17.05.2018.
- (6) ...

Die Leistungsmessung erfolgt einerseits physikalisch aus dem Mittelwert der Teilleistungen in den drei Strängen des Drehstromsystems (oberer Teil der Abbildung). In einem symmetrischen System addieren sich die 100-Hz Wechsellleistungen $p_a(t)$, $p_b(t)$ und $p_c(t)$ zu einer konstanten Leistung, die der mittleren elektrischen Leistungen über die 3 Stränge entspricht (und somit der Wirkleistung).

Scheinleistung und Blindleistung sind mathematische Hilfskonstruktionen, die sich aus dem Spannungszeiger und dem Stromzeiger berechnen lassen, wie im unteren Teil der Abbildung gezeigt. Hierzu werden die dreiphasigen Messwerte in die Zeigerdarstellung transformiert („abc2dq“). Den Betrag der Scheinleistung erhält man aus dem Produkt der Beträge von Strom und Spannung. Die Wirkleistung aus dem Betrag der Scheinleistung und dem $\cos(\phi)$, die Blindleistung aus dem Betrag der Scheinleistung und dem $\sin(\phi)$, wobei $\phi = \phi_u - \phi_i$ den Winkel vom Stromzeiger zum Spannungszeiger darstellt.

Hierbei repräsentieren Stromzeiger und Spannungszeiger die Scheitelwerte pro Leiter (Leiterstrom und Spannung vom Leiter zum Sternpunkt). Für die gesamte Leistung ist der Betrag aus dem Produkt um einen Faktor 3 zu korrigieren. Da die Werte aus der Transformation Scheitelwerte darstellen, ist der Betrag außerdem auf den Effektivwert zu korrigieren, d.h. mit einem Faktor $1/2$ zu multiplizieren. Hierdurch ergibt sich der Korrekturfaktor $3/2$. Die Berechnung lässt sich durch Vergleich mit der physikalisch gemessenen Wirkleistung überprüfen.

Die Abweichungen im Phasenwinkel von der Vorgabe 45 Grad und in der Blindleistung in der Messung sind durch die kurze Simulationsdauer verursacht, die für einen eingeschwungenen Zustand nicht ganz ausreicht.

Leistungsgeregelte Last

Mit den Effektivwerten U für die Strangspannung (Leiter-zu-Sternpunkt bzw. Leiter zu Neutralleiter) und I für den Leiterstrom berechnet sich die komplexe Scheinleistung als:

$$\underline{S} = 3 U I \cos(\phi) + j 3 U I \sin(\phi) = 3 U I_d + j 3 U I_q = P + j Q \quad (\text{A1.1})$$

Der Faktor 3 stellt die Leistung über alle 3 Phasen her, da die Stromzeiger und Spannungszeiger jeweils eine Phase repräsentieren.

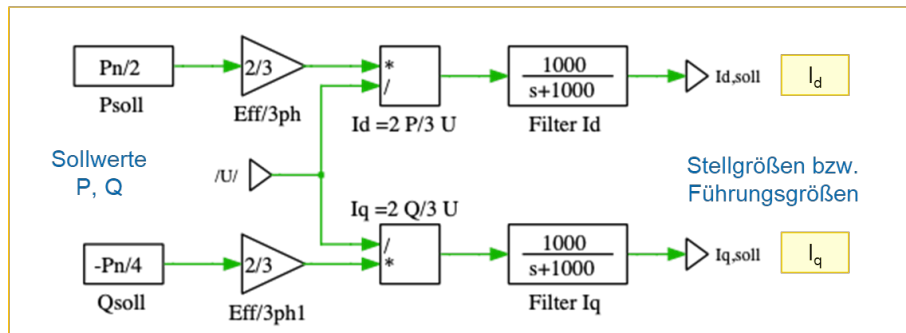


Abbildung A.3 Leistungsregelung

Somit erhält man für die Wirkleistung und die Blindleistung die Berechnungsvorschriften:

$$P = 3 U I_d \quad (\text{A1.2})$$

$$Q = 3 U I_q \quad (\text{A1.3})$$

Mit der gemessenen Spannung U lassen sich aus der Vorgabe von P und Q Wirkstrom I_d und Blindstrom I_q berechnen. Da die Simulation mit Scheitelwerten statt Effektivwerten arbeitet, ist das Produkt aus Strom und Spannung mit einem Faktor 2 zu multiplizieren. Um bei der Verwendung von Messwerten, die durch die Vorgabe verändert werden logische Zirkel zu vermeiden, muss zwischen Messwert und Vorgabe eine Zeitverzögerung vorgesehen werden, hier in Form eines 1 kHz-Filters.

Anhang B – Kopplung mit Serieninduktivität

Dual Active Bridges wandeln eine Gleichspannung in eine höherfrequente Wechselspannung. Die Kopplung zwischen Primärkreis und Sekundärkreis wird über einen Transformator hergestellt, den sogenannten Mittelfrequenztransformator. Auf der Sekundärseite wird die Wechselspannung wieder in eine Gleichspannung überführt. Bei phasenverschobener Ansteuerung der Wechselspannungen (Phase Shifted Bridge) entspricht das Funktionsprinzip zweier parallele Wechselspannungsquellen, die über eine Serieninduktivität gekoppelt sind. Nach dem gleichen Prinzip funktionieren Synchronmaschinen bzw. Umrichter als Anlagen am Netz.

Kopplung mit Serieninduktivität

Betreibt man die Mittelfrequenztransformatoren an einer weiteren Spannungsquelle, so erhält man über eine Serieninduktivität gekoppelte Systeme, wie in folgender Abbildung dargestellt.

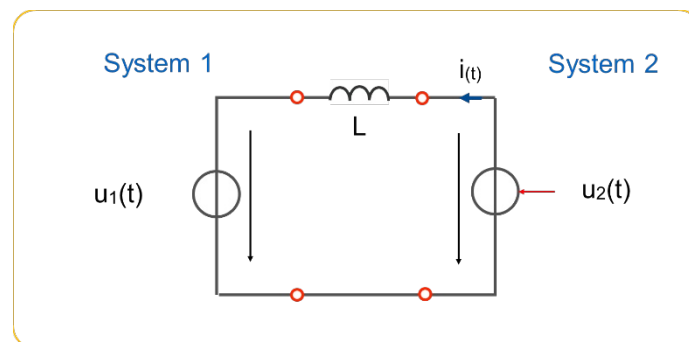


Abbildung B.1 Induktiv gekoppelte Systeme

Unterschiede zwischen den beiden Spannungsquellen führen einem Strom, der über die Serieninduktivität die Spannungsabweichungen ausgleicht. Unterschiede der Spannungen in Betrag und Phase haben hierbei unterschiedliche Auswirkungen. Folgende Abbildung illustriert das Funktionsprinzip mit Hilfe einiger Zeigerdiagramme.

Sind beide Spannungen phasensynchron und von gleicher Amplitude, so kann kein Lastfluss zwischen beiden Systemen stattfinden. Variiert man bei synchroner Phase die Amplitude der Spannungen, so stellt sich zum Ausgleich der Differenz über der Serieninduktivität ein Blindstrom ein. Diese Betriebsart ist aus dem Parallelbetrieb von Transformatoren aus der elektrischen Energieversorgung bekannt.

Variiert man bei konstanter Amplitude den Phasenwinkel zwischen beiden Spannungen, so ist der Strom zum Ausgleich über der Serieninduktivität annähernd ein Wirkstrom ein. Es findet ein Transport von Wirkleistung zwischen den Systemen statt. Strom und Lastflussrichtung zeigen von dem System mit vorausseilender Spannung zu dem System mit nachteilender Spannung.

Diese Betriebsart ist von Generatoren bzw. Motoren am Energieversorgungsnetz bekannt. Die Netzspannung findet sich hier im Stator der Maschine. Vom Rotor wird im Stator eine zweite Spannung induziert. Beide Spannungsquellen sind über die Induktivität der Wicklungen gekoppelt. Der Spannungswinkel (Phasendifferenz zwischen Spannung 1 und Spannung 2) ist dort unter dem Begriff „Polradwinkel“ geläufig. Eine weitere Betriebsart wären umrichtergeführte Systeme am Stromnetz, z.B. Einspeisungen über Solarwechselrichter.

Die Zeigerdiagramme ergeben sich aus der Maschengleichung der Ersatzschaltung:

$$\underline{U}_2 = jX_L \underline{I} + \underline{U}_1 \quad (\text{B.1})$$

Hierbei sind $\underline{U}_2$, $\underline{I}$ und $\underline{U}_1$ die komplexen Zeiger (Phasoren) der Spannungen und des Stroms in der Ersatzschaltung. Mit Hilfe der komplexen Zeiger lässt sich das Funktionsprinzip der Schaltung rasch erfassen, wie in der Abbildung oben illustriert.

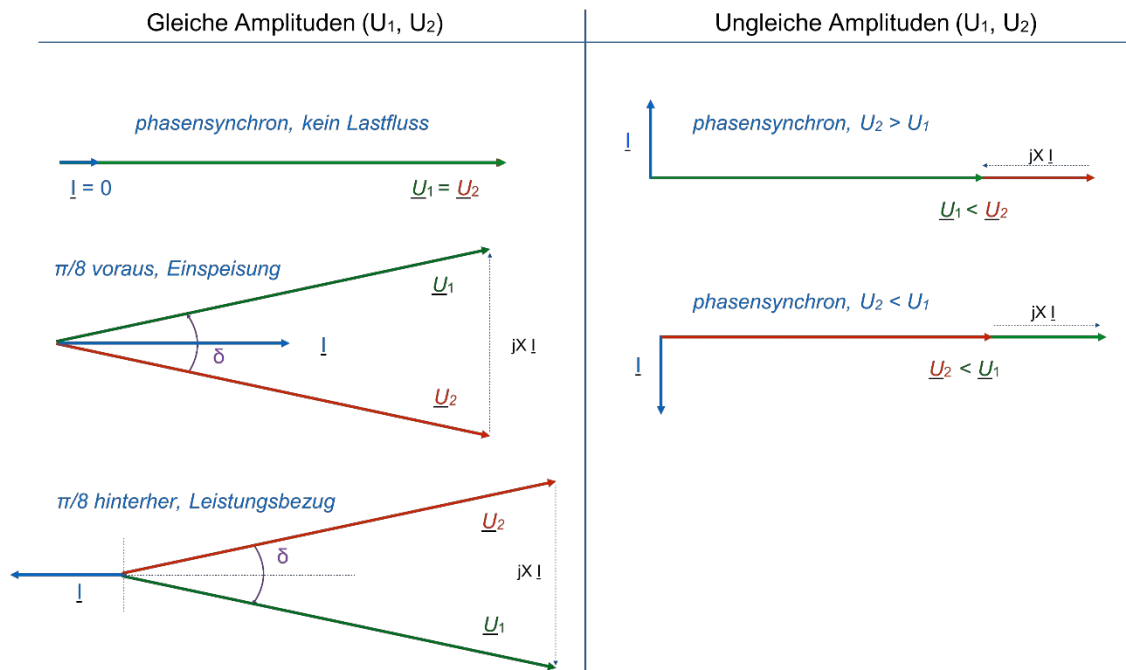


Abbildung B.2 Übertragung von Wirkleistung und Blindleistung

Die Winkel δ zwischen Primärspannung $\underline{U}_1$ und Sekundärspannung $\underline{U}_2$, sowie zwischen Strom $\underline{I}$ und Primärspannung ϕ_1 (bzw. Sekundärspannung ϕ_2) sind nicht unabhängig voneinander. Die Beziehungen gehen aus der Maschengleichung (4.3.4) hervor und lassen sich aus dem Zeigerdiagramm rekonstruieren. Folgende Abbildung zeigt den vereinfachten Fall für gleiche Amplituden für $\underline{U}_1$ und $\underline{U}_2$.

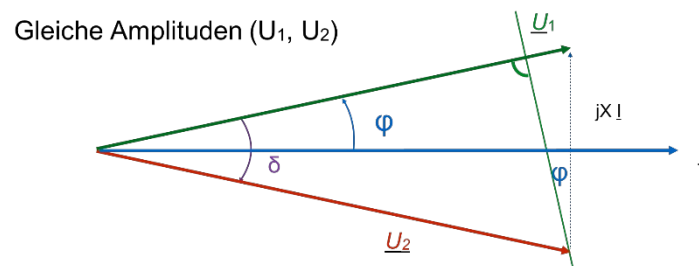


Abbildung B.3 Spannungswinkel und Stromwinkel bei gleichen Spannungsamplituden

Durch Vergleich der Projektionen auf den Stromzeiger im Diagramm erkennt man:

$$U_2 \sin(\delta) = X I \cos(\phi) = X I_d \quad (\text{B.2})$$

Somit lässt sich aus dem Spannungswinkel δ die Vorgabe für den Wirkstrom I_d errechnen. Für kleine Winkel sind Spannungswinkel und Wirkstrom direkt proportional zueinander. Diese Beziehung bleibt gültig für den allgemeinen Fall mit beliebigem Betrag und Phase für $\underline{U}_1$ und $\underline{U}_2$, wie in folgendem Diagramm dargestellt.

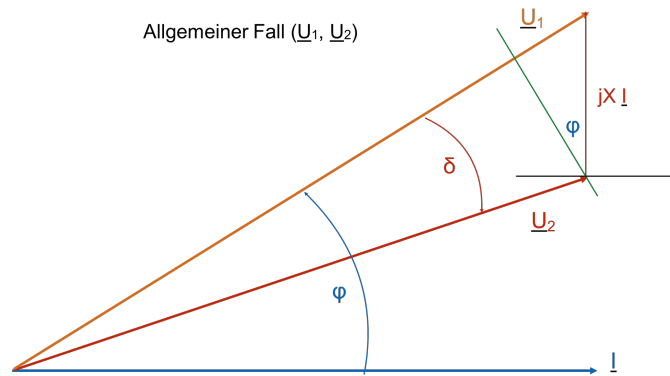


Abbildung B.3 Zeigerdiagramm für den allgemeinen Fall

Aus der Beziehung zwischen den Winkeln lässt sich auch der Lastfluss berechnen. Für die von System 2 aufgenommene bzw. abgegebene Leistung erhält man:

$$P_2 = U_2 I \cos(\phi) = \frac{U_2^2}{X} \sin(\delta) \quad (\text{B.3})$$

Man erkennt den Einfluss der Reaktanz X , sowie des Spannungswinkels δ . Die Richtung des Lastflusses ist abhängig vom Vorzeichen des Spannungswinkels. Für kleine Winkel ist der Lastfluss nahezu linear, bei $\delta = \pi/2$ ist keine Steigerung der übertragenen Leistung mehr möglich. Bei einem Generator oder Synchronmotor wären hier Kippunkte erreicht.

Spannungen im AC-Kreis

Als Beispiel wird die DAB zwischen zwei DC-Spannungsquellen betrieben (z.B. als Ladeumrichter). Unterschiede der DC-Spannungen übertragen sich auf die primärseitigen und sekundärseitigen AC-Spannungen. Der Lastfluss kommt wegen der Kopplung mit Hilfe der induktiven Serieninduktivität durch eine Phasenverschiebung δ zwischen den AC-Spannungen zustande.

Der Ausgleich der ungleichen AC-Spannungsamplituden U_{AC1} und U_{AC2} erfolgt als Spannungsabfall ΔU über der Serieninduktivität. Somit kann die Schaltung auch mit ungleichen Spannungen auf beiden Seiten arbeiten. Wegen des Ausgleichs über der Serieninduktivität führen Abweichungen zu Blindströmen und haben somit grundsätzlich keinen Einfluss auf die Wirkleistung und auf den Wirkungsgrad. Allerdings müssen die Blindströme beherrschbar bleiben.

Folgende Abbildung illustriert das Funktionsprinzip der Schaltung.

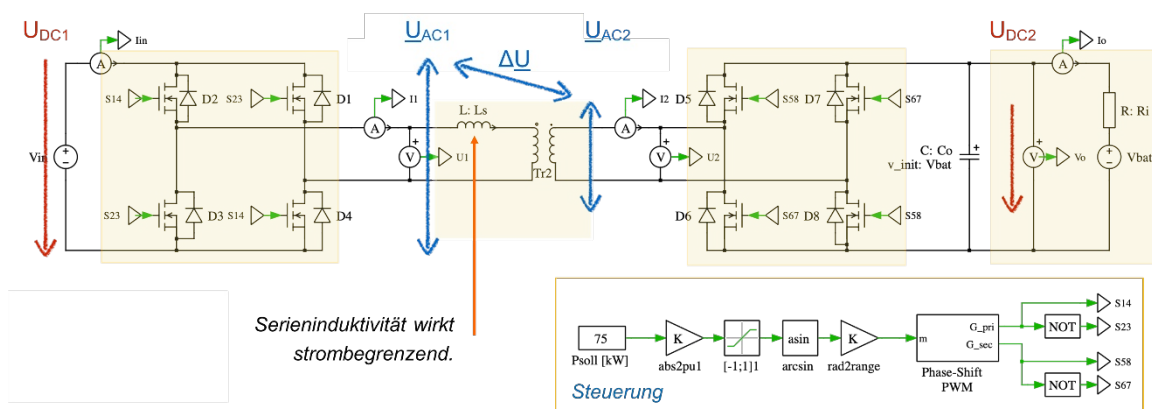


Abbildung B.4 Betrieb mit unterschiedlichen DC-Spannungen

Eine Begrenzung des Ladestroms erfolgt an der Serieninduktivität. Es gilt die Maschenregel nach der Beziehung (B.1):

$$\underline{U}_2 = jX \underline{I} + \underline{U}_1 \quad (\text{B.1})$$

Je größer die Serieninduktivität ausfällt, desto geringere Ströme sind für den Ausgleich der Spannung nötig. Dies gilt sowohl für Unterschiede der Phase als auch für Unterschiede der Spannungsbeträge.

Im Zeitverlauf des AC-Stroms (in der gezeigten Anordnung und Messrichtung der Ströme sind Primärstrom und Sekundärstrom gleich) lässt sich gegenüber dem Betrieb mit voller Batteriespannung in der vorausgegangenen Abbildung die größere Phasenverschiebung des Stroms gegenüber der Primärspannung U_{1AC} erkennen. Auch gegenüber der Sekundärspannung U_{2AC} erkennt man eine größere Verschiebung des Stroms, jedoch bleibt hier der Wirkanteil annähernd gleich.

Diese Verhältnisse lassen sich am Zeigerdiagramm rekonstruieren.

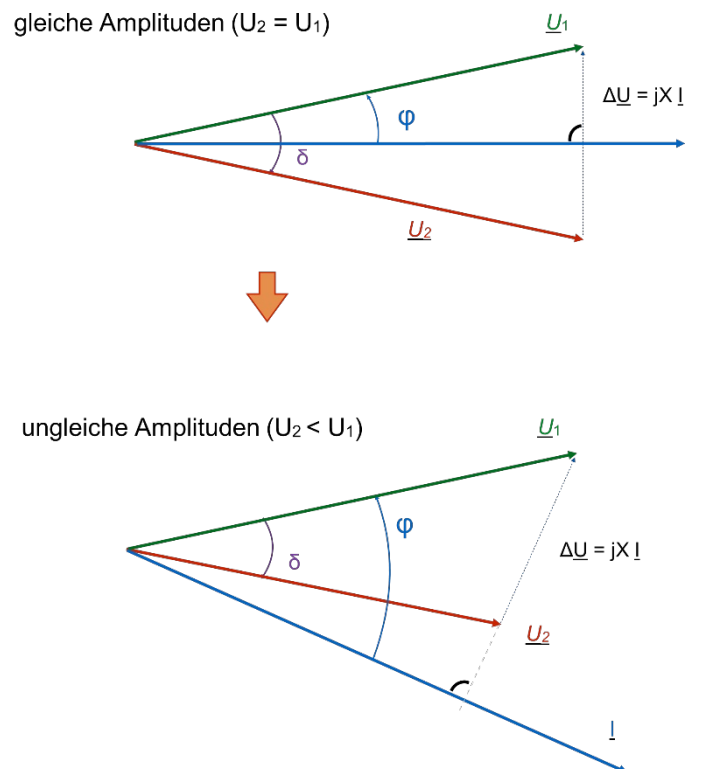


Abbildung B.5 Zeigerdiagramm für unterschiedliche Beträge der Spannungen bei gleicher Phasenverschiebung

Bei gleichen Amplituden sorgt der Ausgleich der Spannungen für einen Strom mit vorwiegendem Wirkanteil zur Primärspannung und zur Sekundärspannung. Da die Schaltung verlustfrei ist, sind beide Wirkanteile gleich (erkennbar an der Projektion der Spannungszeiger auf den Strom).

Verringert man die Amplitude der Ausgangsspannung bei unveränderter Phasenlage δ der Spannungen zueinander, so muss sich der Phasenwinkel ϕ des Stroms vergrößern, damit ein Ausgleich der Spannungen mit Hilfe der Serienreaktanz X erfolgen kann. Auch hier bleiben die Wirkanteile des Stromes im Primärkreis und Sekundärkreis gleich (siehe Projektion der Spannungen auf den Strom). Jedoch erhält man nun im Primärkreis einen größeren Blindstromanteil. Die Wirkanteile im Sekundärkreis bleibt in beiden Fällen annähernd gleich.

Anhang C - Signalverarbeitung für modulare Umrichter 1

Spannungen werden durch Spannungsquellen mit diskreten Spannungsniveaus nachgebildet. Als diskrete Spannungen kommen bei den gängigen Schaltungen zwei oder drei Niveaus in Frage: $\{0,1\}$ bzw. $\{-1, 1\}$ oder $\{-1,0,1\}$. Ein harmonischer Spannungsverlauf wird durch die serielle Verschaltung von N solcher Spannungsquellen approximiert.

Für die Schaltungen werden folgende Signale benötigt:

- PWM-Signale zur Approximation der Referenzspannung
- Schaltsignale für die leistungselektronischen Module zur Erzeugung der PWM-Signale.

Erzeugung pulsbreitenmodulierter Signale (PWM-Signale)

Als Referenzsignal wird eine Spannung aus einem Drehstromsystem verwendet, die auf den Wert 1 normiert ist, wie die folgende Abbildung links oben zeigt. Dieses Signal wird mit einem ebenfalls auf 1 normierten Abtastsignal der Schaltfrequenz f_s verglichen. Ist die Differenz größer Null, verwendet das PWM-Signal den Wert 1; ist die Differenz kleiner Null, verwendet das PWM-Signal den Wert -1. Somit erhält man ein zweiwertiges Signal.

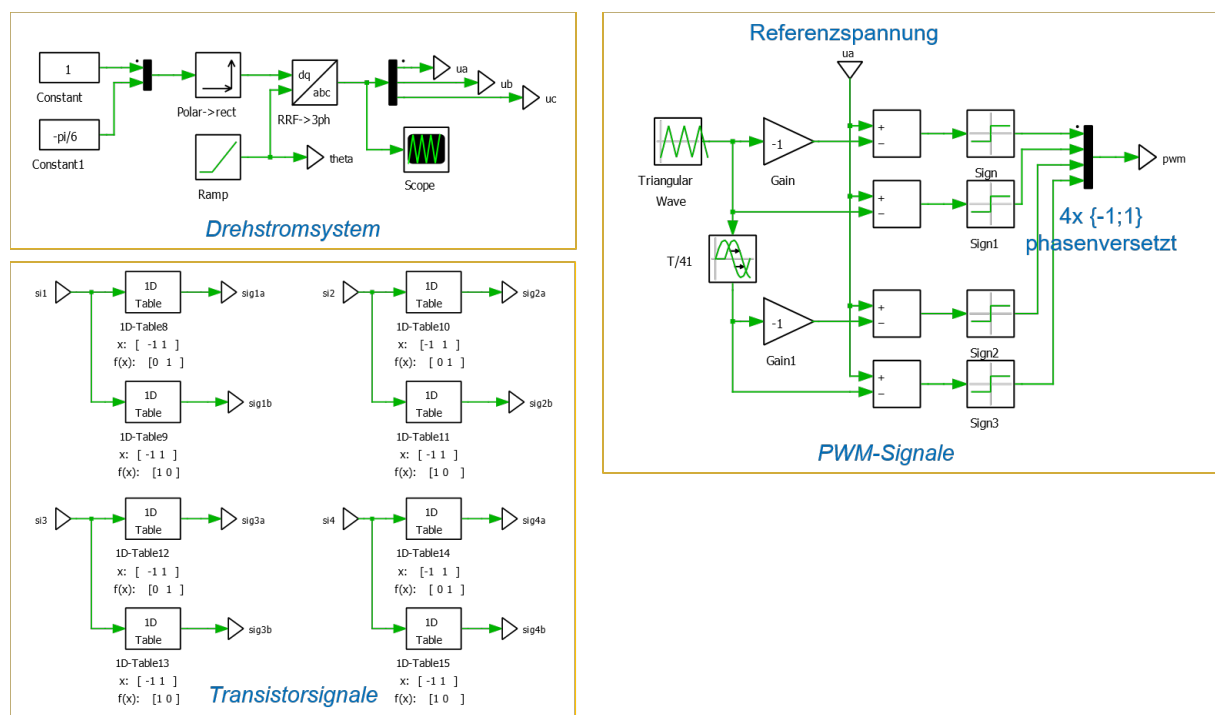


Abbildung C.1 Erzeugung der PWM-Signale

Um eine Approximation in mehreren Stufen zu erhalten, werden die Abtastsignale je nach gewünschter Anzahl Stufen phasenverschoben. Im Beispiel werden 4 Stufen verwendet. Jeweils eine inverse Phasenlage (180 Grad) erhält man durch Invertieren des Referenzsignals. Die übrigen Signale werden durch zeitliche Verschiebung um jeweils $1/4$ der Periode der Schaltfrequenz erzeugt.

Da die Halbbrücken bzw. Spannungsquellen nur die Werte $\{0, 1\}$ erzeugen können, werden die PWM-Signale mit Wertebereich $\{-1; 1\}$ nun aufgeteilt: Ist das Signal -1, so erhält eine der Spannungsquellen oberhalb des Abgreifpunkts der AC-Spannung den Wert 1 und eine Spannungsquelle unterhalb des Abgreifpunkts den Wert 0. Ist das Signal 1, so erhält eine der oberen Spannungsquellen den Wert 0 und eine der unteren Quellen den Wert 1. Durch diese Kopplung von jeweils zwei Spannungsquellen wird sichergestellt, dass immer die Hälfte der Spannungsquellen angeschaltet ist. Dies ist erforderlich, da dadurch die DC-Spannung auf den konstanten Wert von $N/2 \cdot \text{Modulspannung}$ eingestellt wird.

Verwendet man anstelle der Spannungsquellen die physikalischen Halbbrücken, so wird das PWM-Signal erneut aufgeteilt, um die benötigten Schaltsignale der Transistoren zu erzeugen: Ist das PWM-Signal „-1“, so muss einer der oberen Kondensatoren in Serie geschaltet werden (und gleichzeitig einer der unteren Kondensatoren weggeschaltet werden). Dazu schaltet der untere Transistor eines der Module oberhalb des Abgreifpunkts der AC-Spannung, erhält also das Signal „1“. Für den Wert „0“ schaltet der obere Transistor (siehe auch Abbildung C.1 links unten). Auch hier gilt wieder, dass sich die Steuersignale der Transistoren unterhalb des Abgreifpunkts der AC-Spannung genau umgekehrt zu den Signalen unterhalb des Abgreifpunkts verhalten, wodurch sichergestellt wird, dass die am DC-Anschluss anliegende Gleichspannung konstant bleibt.

Man erhält die in der folgenden Abbildung links gezeigten PWM-Signale, die jeweils einen Transistor mit Wertebereich $\{0, 1\}$ darstellen. Sig1a und sig1b bilden ein Modul, weswegen die beiden Signale sich genau umgekehrt zueinander verhalten. Eines der Module unterhalb des Abgreifpunkts der AC-Spannung erhält genau die umgekehrten Signale (der obere Transistor erhält sig1b und der untere Transistor sig1a), weswegen für 8 Module nur die Erzeugung von vier Signalköpfen erforderlich ist.

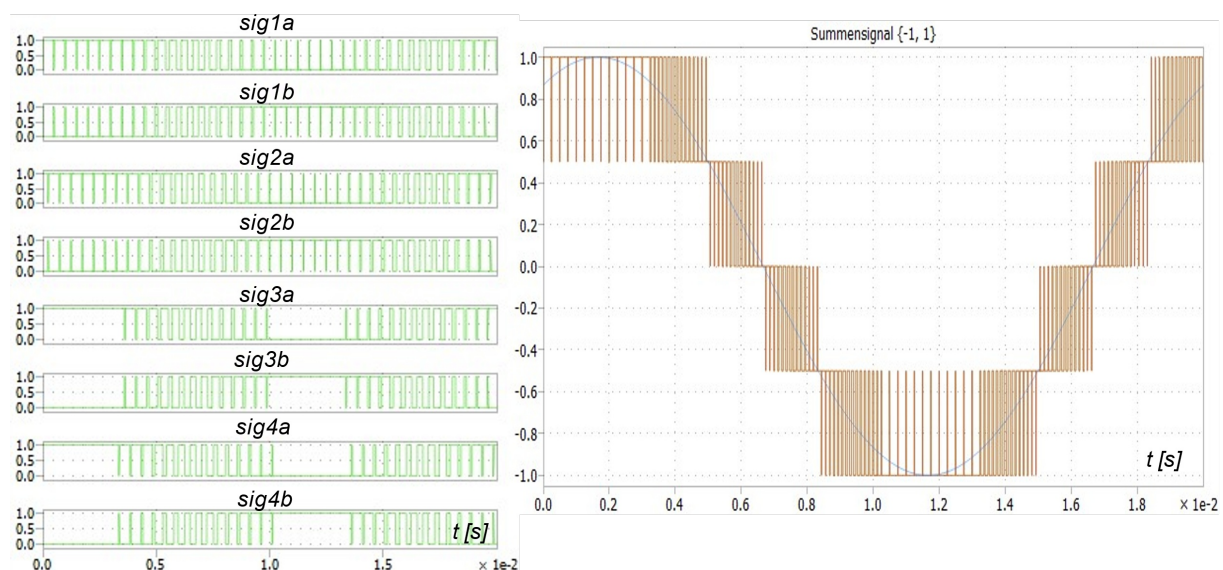


Abbildung C.2 Approximation des Referenzsignals

Im Beispiel wurde für das Abtastsignal eine Schaltfrequenz von 2 kHz verwendet. In einer Periode des Referenzsignals von 50 Hz finden sich somit 40 Perioden der Schaltfrequenz. Da die PWM-Signale phasenversetzt erzeugt wurden, erhält man für das Summensignal die N-fache Frequenz der PWM-Signale, im Beispiel somit 8 kHz.

In der Praxis bedeutet diese Eigenschaft, dass bei einem modularen Umrichter die Transistoren der Module sehr viel langsamer schalten können als die Schaltfrequenz des insgesamt approximateden Signals.

Leistungselektronische Schaltung: MMC-Schaltung

Als Beispiel wird ein Umrichter aus 8 kaskadierten Halbbrücken aufgebaut. Der Einfachheit halber soll die Erzeugung einer Wechselspannung mit Hilfe der vorgeladenen, hinreichend großen Kondensatoren der Halbbrücken geschehen.

Der Abgreifpunkt für die Wechselspannung liegt nach der Hälfte der Module. Die Module sind folgendermaßen verbunden: Oberhalb des ersten Moduls wird die positive DC-Spannung abgegriffen. Die Mitte der obersten Halbbrücke ist mit dem oberen Punkt der darunter folgenden Halbbrücke verbunden. Auf diese Art wird eine Kette bzw. Kaskade der Module verschaltet. Die negative DC-Spannung wird in der Mitte der untersten Halbbrücke abgegriffen.

Auf diese Weise lassen sich skalierbare Umrichter mit einer hinreichend großen Anzahl von Modulen realisieren. Für den gewählten Fall von 8 Modulen beträgt der Maximalwert (Scheitelwert) der

Wechselspannung das doppelte der Modulspannung. Als Modulspannung wurden 1600 V gewählt. Allgemein benötigt man 4 N Module (Halbbrücken) für $\pm N \cdot V_{in}$ Spannung.

Jedes Modul stellt eine Spannungsquelle mit dem normierten Wertebereich $\{0, 1\}$ dar, und somit einen 2-Level-Umrichter. Für jedes Modul X muss ein geeigneter Schaltvektor s_x bestehend aus den Schaltsignalen sig_{xa} und sig_{xb} für die Transistoren erzeugt werden. Da immer ein Transistor aus- und der andere angeschaltet sein muss, verhalten sich die beiden Schaltsignale genau umgekehrt zueinander.

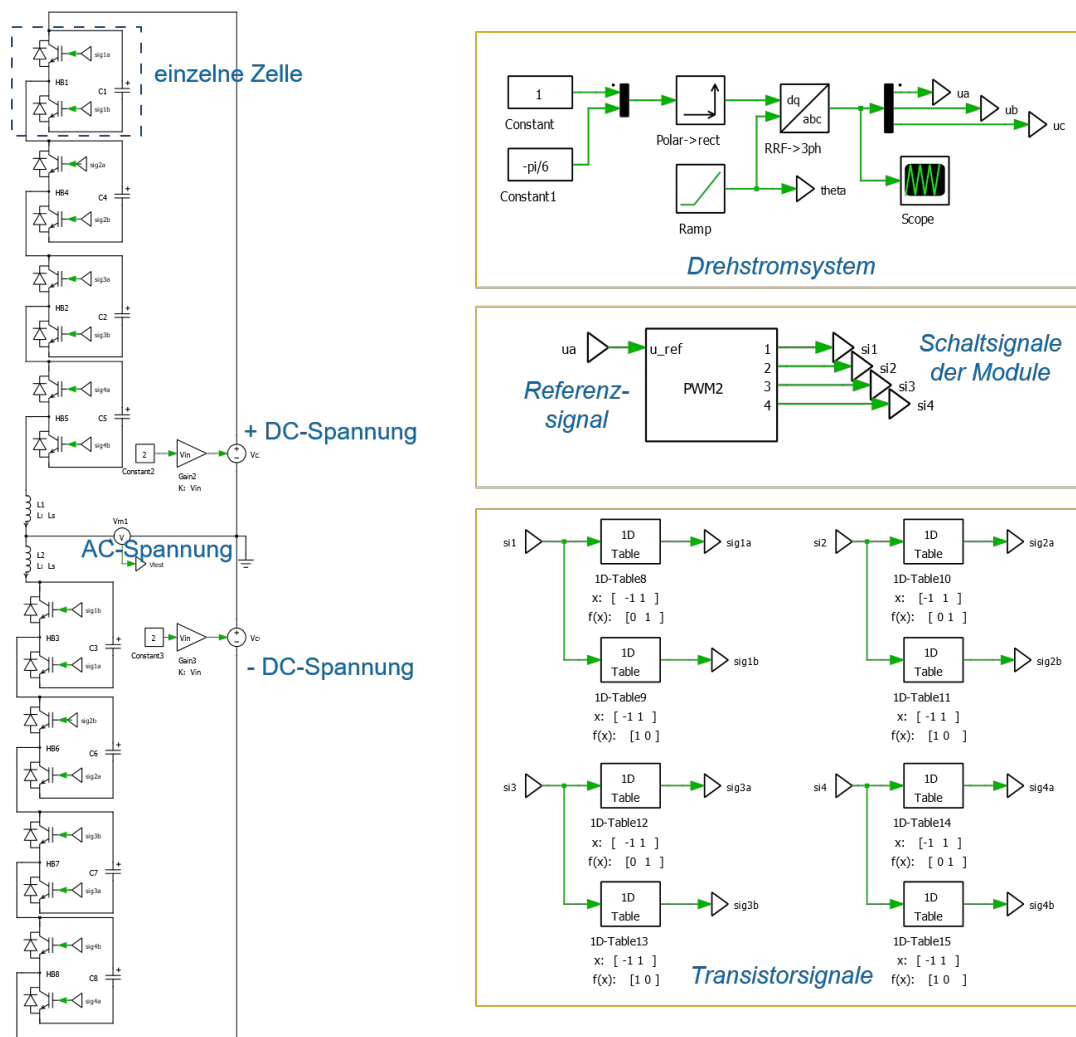


Abbildung C.4 Kaskadierte Halbbrücken mit 8 Modulen

Im Beispiel wurde die hierfür erforderliche Signalverarbeitung in einem Schaltungsblock zusammengefasst: Eingang ist das Referenzsignal u_a für die AC-Spannung; Ausgänge sind die Schaltsignale für die 8 Module des Umrichters. Da sich das erste Modul oberhalb des Abgreifpunkts der AC-Spannung und das erste Modul unterhalb des Abgreifpunkts genau umgekehrt zueinander verhalten, genügt es, $N/2$ Schaltsignale für die Module zu erzeugen und die inversen Signale für die unteren Module der Schaltung zu verwenden. Zur Erzeugung der Transistorsignale wird folgende Logik verwendet: Ist das PWM-Signal „-1“, so muss einer der oberen Kondensatoren in Serie geschaltet werden (und gleichzeitig einer der unteren Kondensatoren weggeschaltet werden). Dazu schaltet der untere Transistor eines der Module oberhalb des Abgreifpunkts der AC-Spannung, erhält also das Signal „1“. Für den Wert „0“ schaltet der obere Transistor. Das untere Modul erhält genau die umgekehrten Signale.

Jedes Modul arbeitet nun als Spannungsquelle mit den Niveaus $\{0, 1\}$. Durch die Verkettung ergibt sich eine Serienschaltung dieser Spannungsquellen. Da immer die Hälfte der Module angeschaltet ist (d.h. der Kondensator ist in Reihe geschaltet), ergibt sich die konstante Spannung von $N/2 \cdot V_{in}$.

dulspannung auf der DC-Seite. Auf der AC-Seite ergibt sich eine Wechselspannung mit Scheitelwert $U_{dc}/2 = N/4 \cdot \text{Modulspannung}$.

Folgende Abbildung zeigt die AC-Spannung, die die Module mittels PWM erzeugen sowie die zugrundeliegende Referenzspannung ua.

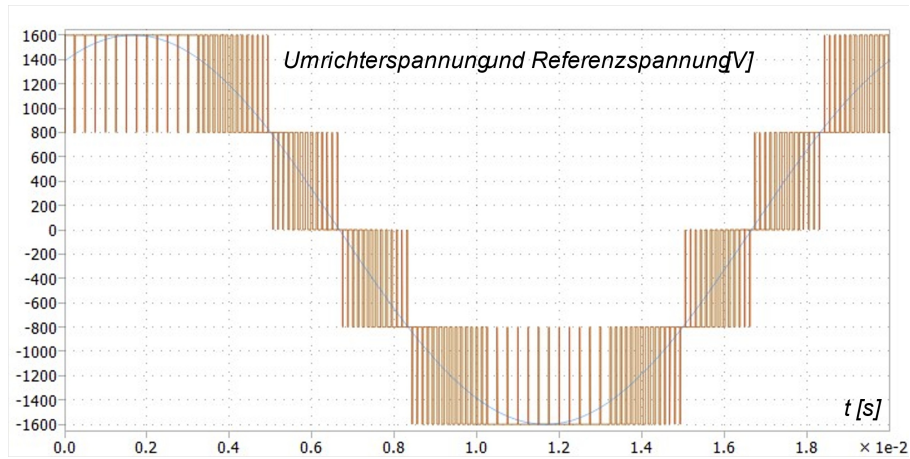


Abbildung C.5 Erzeugte Spannung des Umrichters und Referenzspannung

Anhang D - Dual Active Bridges

Charakterisierung als Regelstrecke

Im vorausgegangenen Abschnitt wurde der Ausgang der DAB an einer Batterie betrieben, d.h. am einer Spannungsquelle. In dieser Betriebsart prägt die mit Phasenverschiebung betriebene DAB bedingt durch ihren Aufbau (über eine Serieninduktivität gekoppelte Spannungsquellen) am Ausgang einen Strom ein. Als Regelstrecke wäre die DAB somit eine Stromquelle mit der Phasenverschiebung als Stellgröße (= Aussteuerung).

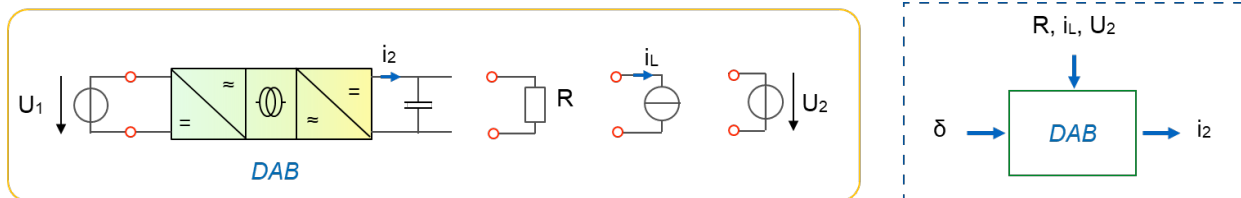


Abbildung B.1 DAB als Regelstrecke

Je nach Beschaltung am Ausgang verhält sich die Strecke unterschiedlich:

- Mit einem Lastwiderstand ist die Ausgangsspannung bei gegebenem Ausgangsstrom proportional zum Widerstand. Die Ausgangskapazität kann den Strom aufnehmen, wobei die Ausgangsspannung das Stromintegral bildet und so weit ansteigt, bis sich ein Leistungsgleichgewicht einstellt.
- An einer Stromquelle muss eine Beschaltung mit einer Ausgangskapazität erfolgen: Differenzen von Zufluss und Abfluss führen dann zu einem Anstieg bzw. zu einem Abfall der Spannung über der Ausgangskapazität.
- An einer Spannungsquelle lässt sich mit Hilfe des Ausgangsstroms Wirkleistung übertragen. Die Ausgangskapazität hat hier keinen Einfluss auf die Spannung, sondern dient nur als Energiespeicher für Wechselanteile im Strom.

Verhalten bei Kurzschluss und Leerlauf

Beim Kurzschluss wird die Ausgangsspannung annähernd auf Null erzwungen. Strombegrenzend wirkt nur die Serieninduktivität im AC-Kreis. Dieser Strom ist hier ein Blindstrom, was an der Phasenverschiebung von AC-Spannung und AC-Strom zu erkennen ist. Primärstrom und Sekundärstrom im AC-Kreis sind bei dem gewählten Übersetzungsverhältnis gleich.

Für ein geregeltes System würde ein Spannungswächter am Ausgang den Kurzschluss feststellen und die Phasenverschiebung reduzieren, bzw. die Taktung der DAB komplett aussetzen.

Bei Leerlauf am Ausgang nimmt die Ausgangskapazität den Strom auf. Hierdurch steigt die Ausgangsspannung an mit einer Rate, die vom eingestellten Ausgangsstrom und von der Größe der Ausgangskapazität abhängt:

$$u(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i(\tau) d\tau \quad (\text{B.1})$$

Bei einem geregelten System würde ein Spannungswächter bei Spannungen außerhalb des Bemessungsbereichs den Strom über die Phasensteuerung reduzieren, bzw. ein Stromwächter den Leerlauf feststellen und ebenfalls den Strom über die Phasensteuerung reduzieren. Der Leerlauf stellt einen erlaubten Betriebsfall dar für einen netzbildenden Umrichter. In diesem Fall wäre eine Regelung für die Ausgangsspannung zu implementieren.

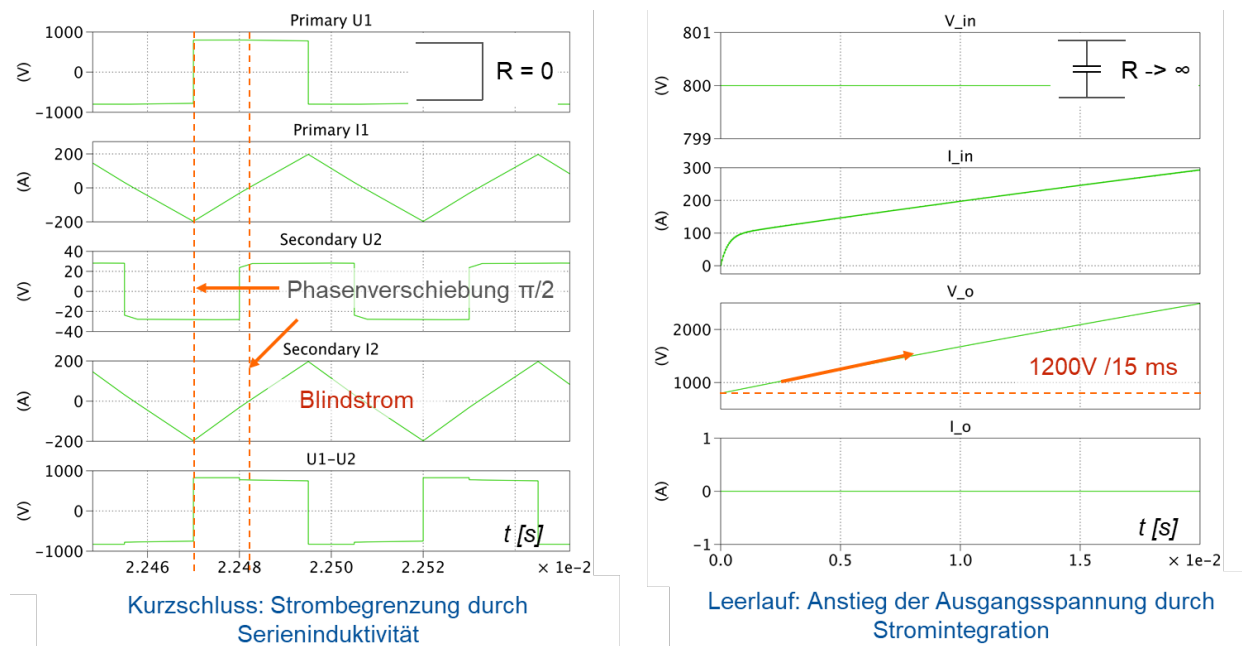


Abbildung B.2 Verhalten bei Kurzschluss und offenem Ausgang

In der Abbildung oben sind links für den Kurzschlussfall die Ströme und Spannungen im AC-Kreis gezeigt. Die Spannung wird Rechtecksignal getaktet, die Ströme bilden über der Serieninduktivität das Integral dieser Spannung. Die Strommaxima liegen in den Nulldurchgängen der Spannung.

$$i(t) = \frac{1}{L} \int_0^t u(\tau) d\tau \quad (B.2)$$

Im Leerlauffall sind in der Abbildung auf der linken Seite die DC-Spannungen und Ströme gezeigt. Der Sekundärstrom an der Anschlussklemme ist definitionsgemäß Null. Der Ausgangskondensator nimmt den Strom aus der DAB auf. Die Spannung bildet das Integral des Gleichstroms in die Kapazität und steigt je nach Phasensteuerung und Wahl der Kapazität rasch an.

Verhalten an ohmscher Last, Spannungsquelle und Stromquelle am Ausgang

An einer ohmschen Last parallel zur Ausgangskapazität stellt sich bei eingprägtem Strom durch die DAB ein Gleichgewicht ein: Die Spannung erreicht einen Wert, bei der der zufließende Strom über dem Lastwiderstand abfließen kann. Je nach Wahl des Lastwiderstandes kann die Ausgangsspannung den Wert der Eingangsspannung überschreiten (siehe Verhalten im Leerlauf).

Für eine Regelung wäre hier die passende Führungsgröße am Lastwiderstand auszuwählen: Regelung der Ausgangsspannung oder Regelung des Ausgangsstromes (bzw. der Ausgangsleistung). Bei einer Stromregelung wird die Ausgangsspannung schwanken.

Beim Betrieb an einer Spannungsquelle prägt diese die Ausgangsspannung ein. Die Spannungsquelle nimmt den eingprägten Strom der DAB auf. Abweichungen von der eingprägten Spannung kommen durch den Innenwiderstand der Spannungsquelle zustande. Es stellt sich ein Gleichgewichtszustand in unmittelbarer Nähe der Ausgangsspannung ein.

Für den Betrieb an einer Spannungsquelle kommt daher als Führungsgröße nur der Strom (bzw. die Ausgangsleistung) in Frage: Die Ausgangsspannung bestimmt die Spannungsquelle. Die Ausgangskapazität folgt der Spannungsquelle und behält die Funktion des Ausgleiches von Wechselanteilen im Strom.

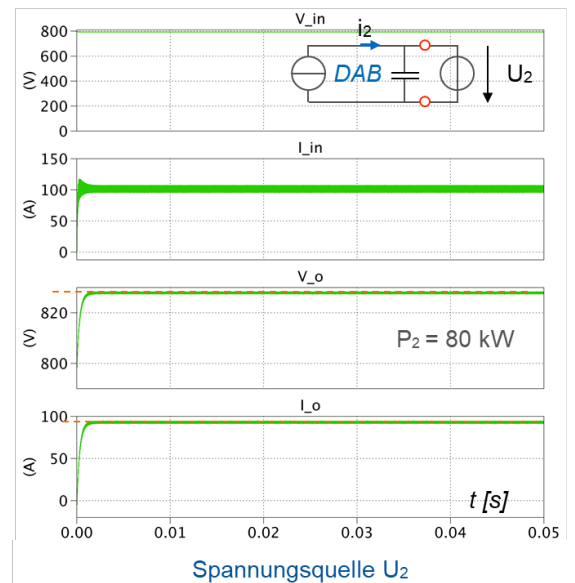
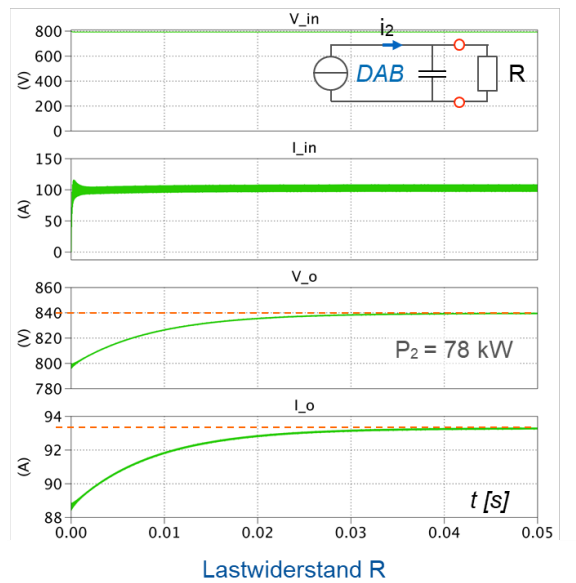


Abbildung B.3 Verhalten bei Lastwiderstand und Spannungsquelle am Ausgang

Beim Betrieb an einer Stromquelle am Ausgang führt die Differenz von Zufluss und Abfluss zu einem Anstieg bzw. zu einem Abfall der Spannung über der Ausgangskapazität. Es ergibt sich kein stabiler Arbeitspunkt. Ein stabiler Betrieb funktioniert nur mit einer Regelung der Ausgangsspannung.

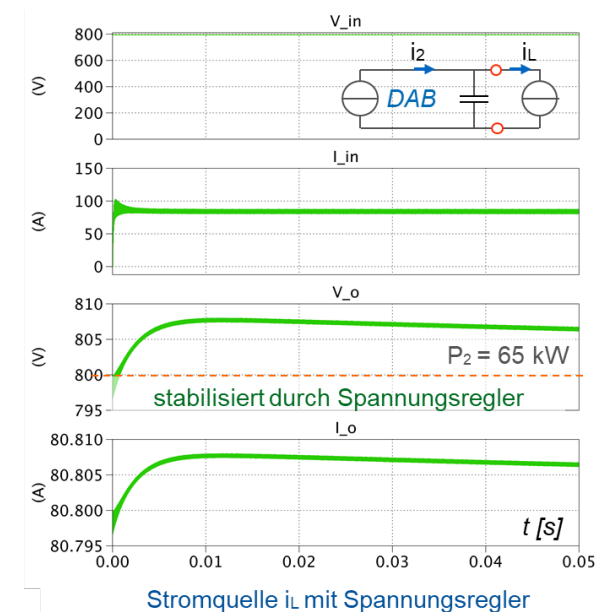
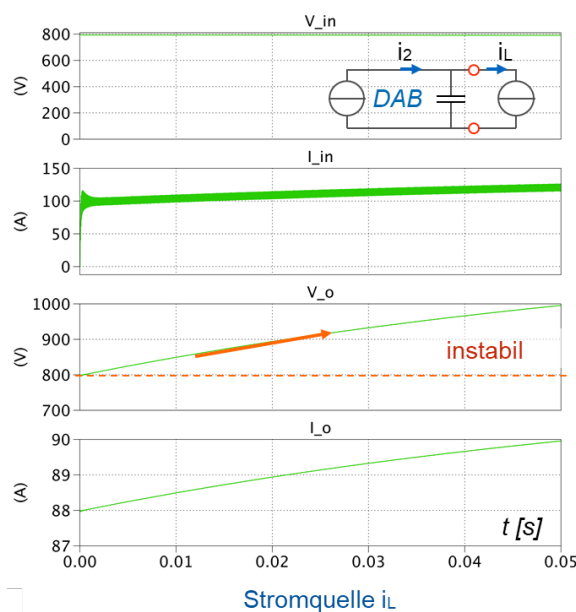


Abbildung B.4 Verhalten an einer Stromquelle am Ausgang

Ausgangsbeschaltung und Regelung

Je nach Ausgangsbeschaltung sind unterschiedliche Regler möglich bzw. erforderlich:

- An einer ohmschen Last sind sowohl Stromregler als auch Spannungsregler möglich. Es muss kein Regler implementiert werden. Im unregelmäßigen Betrieb funktioniert die DAB als Stromquelle.
- An einem Netz (= Spannungsquelle) arbeitet die DAB als Stromquelle, sowohl im unregelmäßigen Betrieb als auch mit einem Stromregler.

- An einer stromgeregelten Last oder Einspeisung (= Stromquelle) muss eine Spannungsregelung erfolgen.

Stromgeregelt als Last/Einspeisung am Netz oder am Lastwiderstand

Da die DAB als Regelstrecke bereits als Stromquelle funktioniert, genügt im Grunde genommen für diese Betriebsart eine Steuerung. Ggf. lässt sich hierzu eine Lastkennlinie aufzeichnen, die den Zusammenhang zwischen Aussteuerung (Phasenverschiebung) und Ausgangsstrom herstellt.

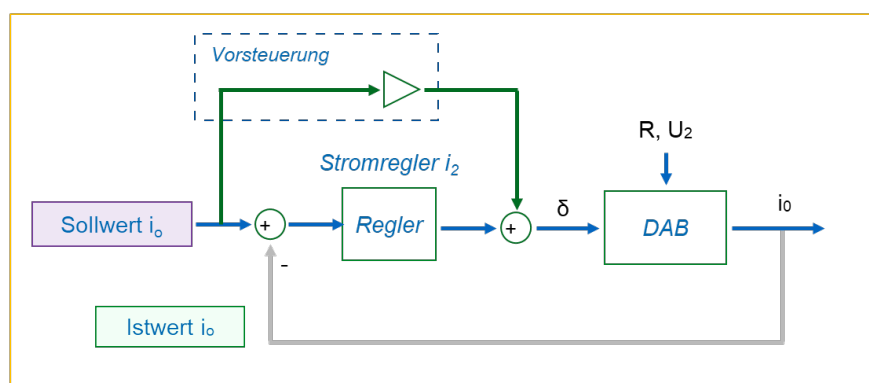


Abbildung B.5 Stromregler

Für den Betrieb mit einem Regler übernimmt die Steuerung als Vorsteuerung die Einstellung des Arbeitspunktes. Hierzu wird der Sollwert der Regelung verwendet. Der Regelkreis erfasst Abweichungen des Ausgangsstroms vom Sollwert und regelt diese aus. Der stromgeführte Betrieb ist an einem Lastwiderstand und an einem Netz (= Spannungsquelle) möglich.

Im Sinne der Regelung stellen der Lastwiderstand bzw. die Netzspannung stellen die Störgrößen dar. Im Fall einer Spannungsquelle ist die übertragene Leistung direkt proportional zum Strom ($P_2 = U_2 I_2$). Im Fall eines Lastwiderstandes steigt die Leistung quadratisch mit dem Strom ($P_2 = R I_2^2$). Die Steuerung bzw. Regelung des Stroms kann in diesen Fällen auch für den leistungsgeführten Betrieb verwendet werden.

Netzbildend an Stromquelle oder Lastwiderstand (Spannungsregelung)

Soll die DAB an einer stromgeregelten Last bzw. Einspeisung betrieben werden, so muss ein Spannungsregler implementiert werden. Die Regelung basiert in diesem Fall auf einer Füllstandsregelung über der Kapazität am Ausgang: der Zufluss wird so eingestellt, dass er bei der gewünschten Spannung dem Abfluss entspricht.

Der spannungsgeführte Betrieb ist auch an einem Lastwiderstand möglich. In beiden Fällen ist die Ausgangsspannung die Führungsgröße. Der Strom wird durch die Aussteuerung (Phasenverschiebung) so gestellt, dass sich bei der gewünschten Spannung ein Gleichgewicht der Ströme einstellt.

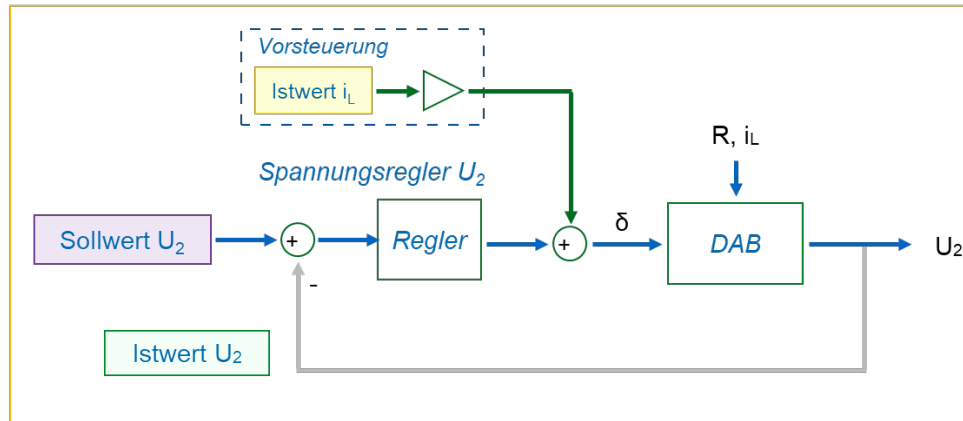


Abbildung B.6 Spannungsregler

Eine Messung des Stroms hinter der Ausgangskapazität (= Laststrom) liefert einen guten Startwert für die Vorsteuerung. Der Spannungsregler führt die Ausgangsspannung auf das gewünschte Niveau, indem der Ausgangsstrom der DAB passend eingestellt wird. Durch die Stabilisierung der Spannung bildet die DAB das Netz.

Anhang E - Signalverarbeitung für modulare Umrichter 2

Spannungen werden durch Spannungsquellen mit diskreten Spannungsniveaus nachgebildet. Als diskrete Spannungen kommen bei den gängigen Schaltungen zwei oder drei Niveaus in Frage: $\{0,1\}$ bzw. $\{-1, 1\}$ oder $\{-1,0,1\}$. Ein harmonischer Spannungsverlauf wird durch die serielle Verschaltung von N solcher Spannungsquellen approximiert.

Für die Schaltungen werden folgende Signale benötigt:

- PWM-Signale zur Approximation der Referenzspannung
- Schaltsignale für die leistungselektronischen Module zur Erzeugung der PWM-Signale.

Erzeugung pulsbreitenmodulierter Signale (PWM-Signale)

Als Referenzsignal wird eine Spannung aus einem Drehstromsystem verwendet, die auf den Wert 1 normiert ist. Dieses Signal wird mit einem ebenfalls auf 1 normierten Abtastsignal der Schaltfrequenz f_s verglichen. Ist die Differenz größer Null, verwendet das PWM-Signal den Wert 1; ist die Differenz kleiner Null, verwendet das PWM-Signal den Wert -1.

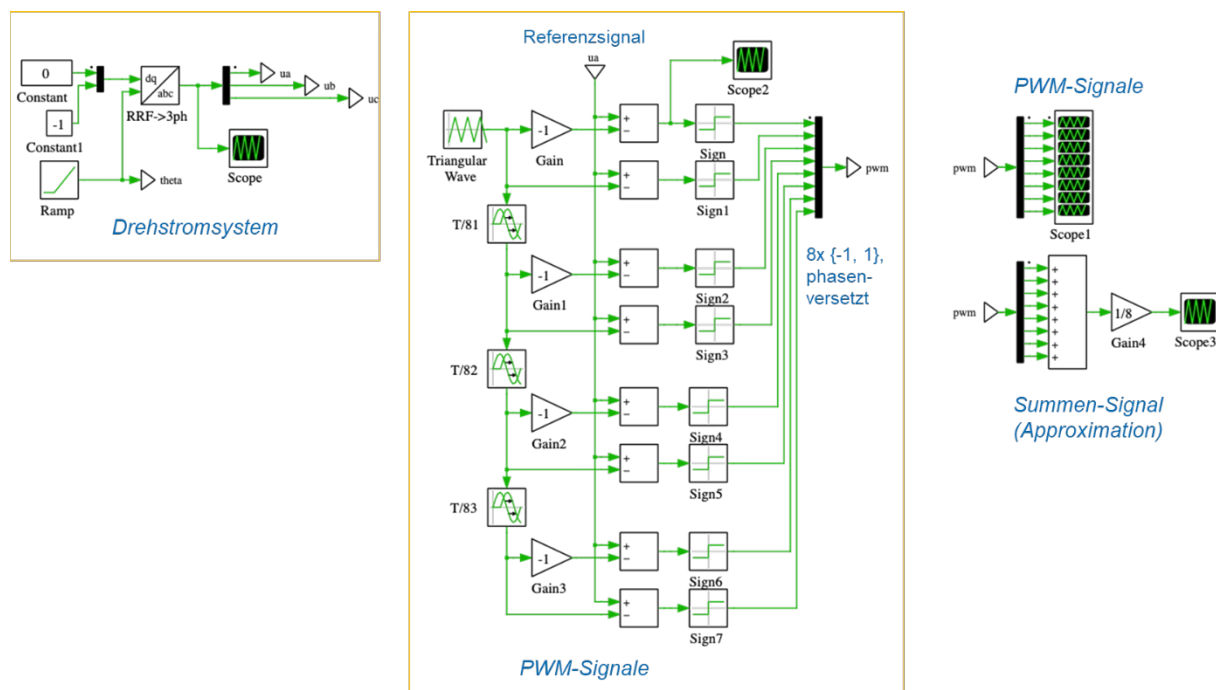


Abbildung E.1 Erzeugung der PWM-Signale

Um eine Approximation in mehreren Stufen zu erhalten, werden die Abtastsignale je nach gewünschter Anzahl Stufen phasenverschoben. Im Beispiel werden 8 Stufen verwendet. Jeweils eine inverse Phasenlage (180 Grad) erhält man durch Invertieren des Referenzsignals. Die übrigen Signale werden durch zeitliche Verschiebung um jeweils $1/8$ der Periode der Schaltfrequenz erzeugt.

Man erhält die in der Abbildung gezeigten PWM-Signale, die jeweils eine Spannungsquelle mit Wertebereich $\{-1, 1\}$ darstellen. Die Signale sind um Vielfache von $1/8$ der Abtastperiode verschoben. Eine Addition der Signale ergibt daher eine Approximation in $N/2 = 4$ Spannungsniveaus pro Halbwelle des Referenzsignals. Hinweis: Bei der Addition ergeben sich stets Vielfache von 2 oder der Wert 0.

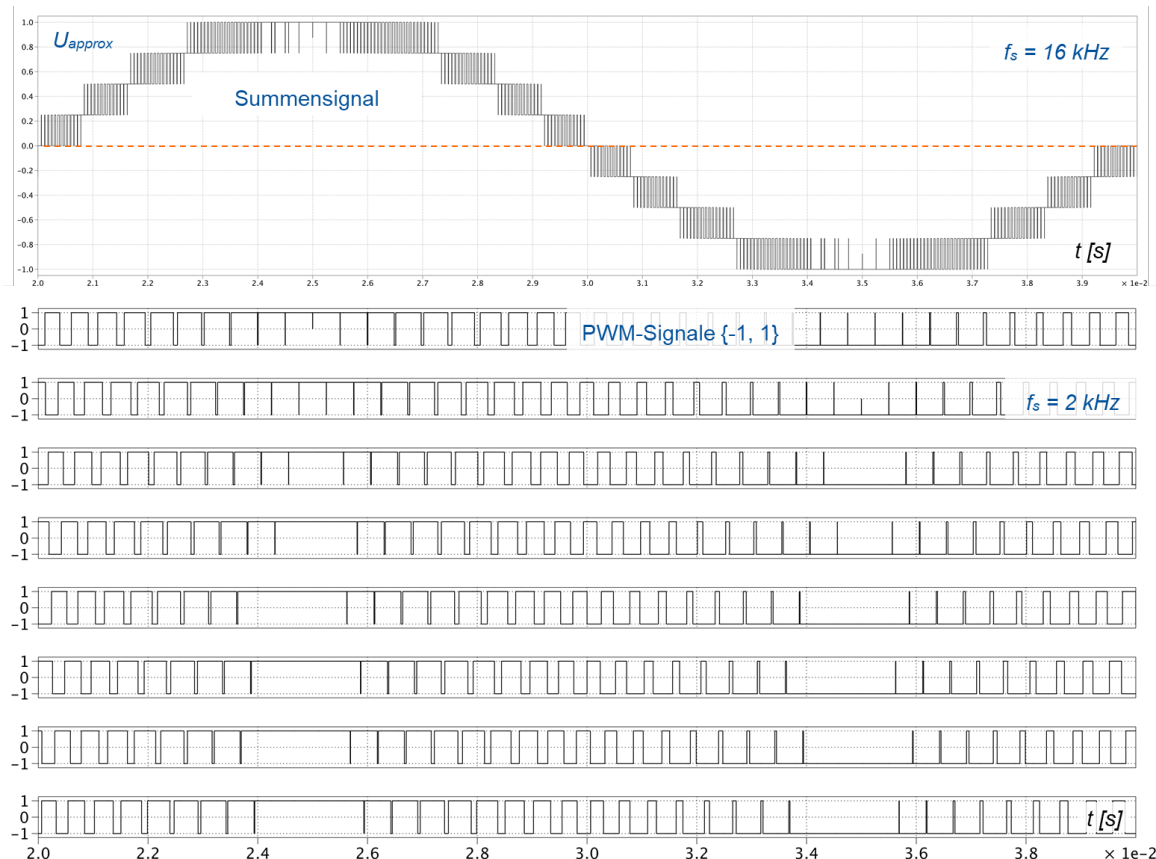


Abbildung E.2 Approximation des Referenzsignals

Im Beispiel wurde für das Abtastsignal eine Schaltfrequenz von 2 kHz verwendet. In einer Periode des Referenzsignals von 50 Hz finden sich somit 40 Perioden der Schaltfrequenz. Da die PWM-Signale phasenversetzt erzeugt wurden, erhält man für das Summensignal die N-fache Frequenz der PWM-Signale, im Beispiel somit 16 kHz.

In der Praxis bedeutet diese Eigenschaft, dass bei einem modularen Umrichter die Transistoren der Module sehr viel langsamer schalten können als die Schaltfrequenz des insgesamt approximierten Signals.

Erzeugung der Schaltsignale

Für die Module müssen aus den PWM-Signalen Schaltsignale für die Transistoren abgeleitet werden. Für eine Simulation durch Spannungsquellen mit Wertebereich $\{-1, 1\}$ wären die PWM-Signale unmittelbar geeignet. In der Praxis würde man Halbbrückenmodule mit Wertebereich $\{-1, 1\}$ oder Vollbrückenmodule mit Wertebereich $\{-1, 0, 1\}$ verwenden.

Beide Möglichkeiten lassen sich an einem einfachen Beispiel zeigen. Verwendet man ein Vollbrückenmodul (eine H-Brücke), so lässt sich durch Schalten der diagonalen Transistoren der Wertebereich $\{-U, U\}$ schalten. Aus dem PWM-Signal lässt sich mit Hilfe einer Wertetabelle das Signal S_1 für einen diagonalen Zweig ableiten; das Signal für den anderen diagonalen Zweig ist das invertierte Signal S_1 . Mit einer Serieninduktivität und einem Lastwiderstand erhält man Spannung und Strom eines Zwei-Level-Umrichters.

Die Vollbrücke ist allerdings auch in der Lage, einen Schaltzustand „Null“ herzustellen, indem man die Anschlusspunkte der Last auf ein gemeinsames Potenzial schaltet, z.B. mit Hilfe der Kombination S_{21} und S_{22} . In diesem Fall ist für jeden Transistor ein individuelles Schaltsignal erforderlich; für die Vollbrücke ergeben sich die Signale S_{11} , S_{12} , S_{21} und S_{22} . Ein PWM-Signal mit 3 Niveaus erhält man durch die Addition zweier PWM-Signale und folgender Skalierung um $\frac{1}{2}$. Mit Hilfe einer Werteta-

belle lassen sich aus dem 2-Level-Signal die Schaltsignale für die Transistoren ableiten. Folgende Abbildung illustriert das Vorgehen.

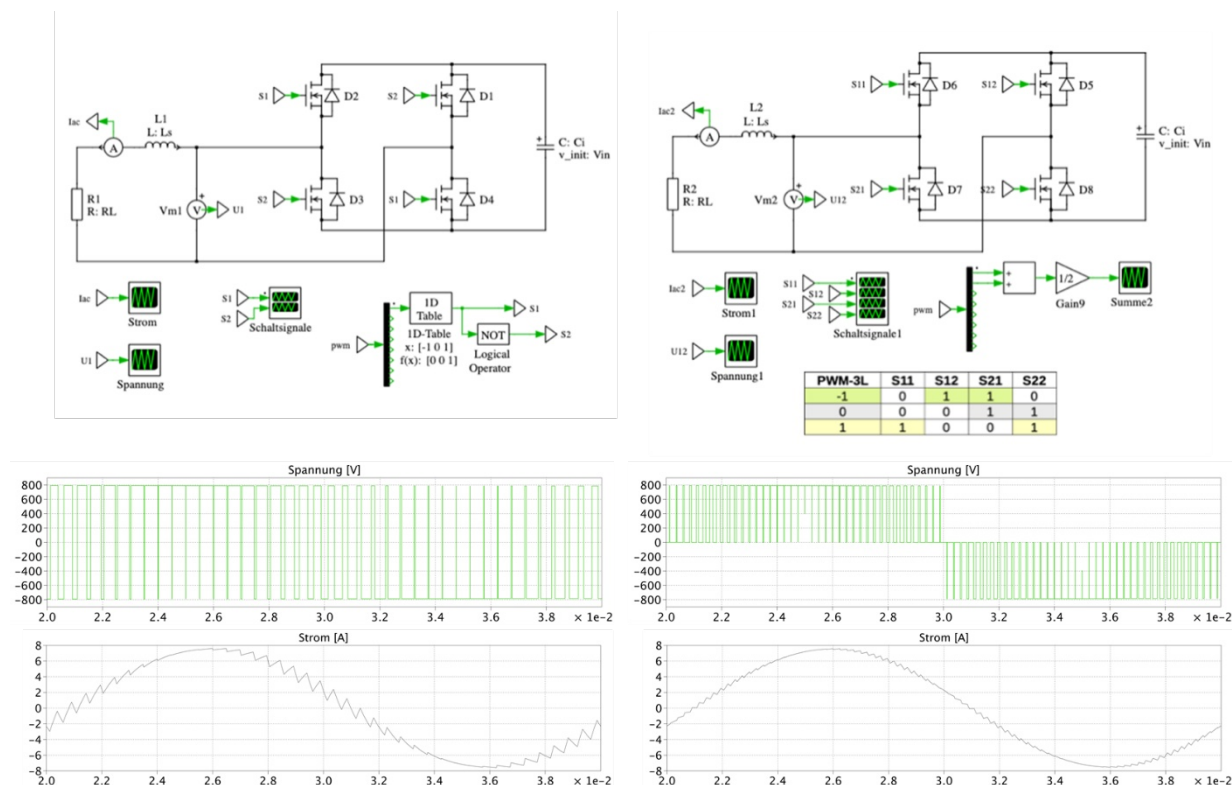


Abbildung E.3 Vollbrücke als 2-Level-Umrichter und 3-Level-Umrichter

Im dargestellten Fall wird eine Wechselspannung über einem Lastwiderstand aus einer Gleichspannung erzeugt. Quelle der Gleichspannung ist ein hinreichend großer Kondensator. Für den dauerhaften Betrieb wäre entweder auf der Gleichspannungsseite oder auf der Wechselspannungsseite ein Netz vorzusehen (bzw. auf beiden Seiten).

Leistungselektronische Schaltung: Kaskadierte H-Brücken

Als Beispiel wird ein Umrichter aus 4 kaskadierten Vollbrücken aufgebaut. Der Einfachheit halber soll die Erzeugung einer Wechselspannung an einem Lastwiderstand mit Hilfe der vorgeladenen, hinreichend großen Kondensatoren der Vollbrücken geschehen.

Der Eingang für die Wechselspannung ist mit dem ersten Zweig (Eingangszweig) der obersten Vollbrücke verbunden. Der Ausgangszweig der Vollbrücke schaltet zum Eingangszweig der folgenden Vollbrücke. Auf diese Art wird eine Kette bzw. Kaskade der Module verschaltet. Das Ende der Kette stellt die Verbindung für den Ausgang der Wechselspannung dar.

Auf diese Weise lassen sich skalierbare Umrichter mit einer hinreichend großen Anzahl von Modulen realisieren. Für den gewählten Fall von 4 Modulen beträgt der Maximalwert (Scheitelwert) der Wechselspannung das 4-fache der Modulspannung. Als Modulspannung wurden 800 V gewählt.

Jedes Modul stellt eine Spannungsquelle mit dem normierten Wertebereich $\{-1, 0, 1\}$ dar, und somit einen 3.Level-Umrichter. Für jedes Modul x muss ein geeigneter Schaltvektor s_x bestehend aus den Schaltsignalen S_{11x} , S_{12x} , S_{21x} und S_{22x} für die Transistoren erzeugt werden. Zur Erzeugung der Schaltvektoren werden jeweils 2 PWM-Signale addiert und mit einem Faktor $\frac{1}{2}$ normiert. Es ergeben sich 4 Signale mit jeweils 3 Spannungsniveaus. Jeder Schaltvektor lässt dann aus dem 3-Level-Signal mit Hilfe einer Wertetabelle erzeugen, wie im Beispiel oben gezeigt.

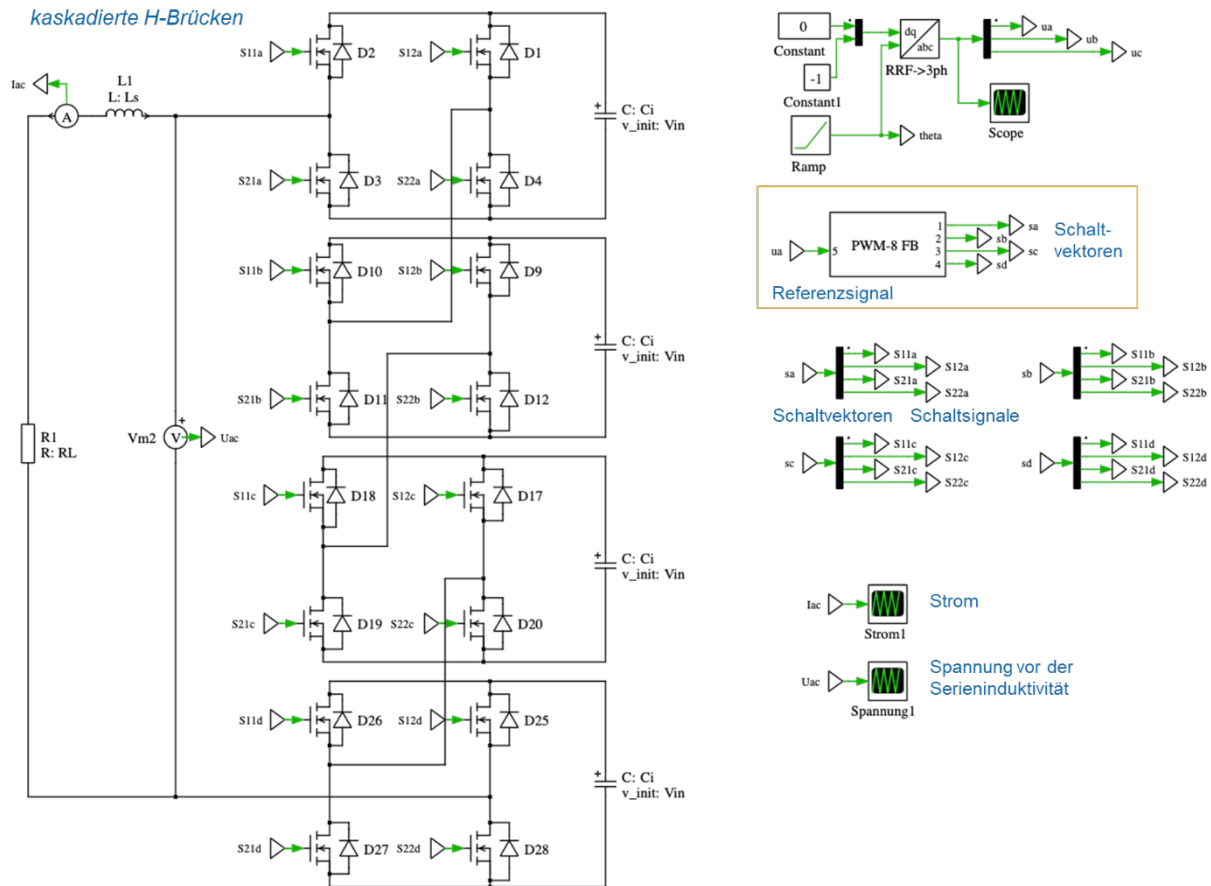


Abbildung E.4 Kaskadierte H-Brücken mit 4 Modulen

Im Beispiel wurde die hierfür erforderliche Signalverarbeitung in einem Schaltungsblock zusammengefasst: Eingang ist das Referenzsignal u_a für die AC-Spannung; Ausgänge sind die Schaltvektoren für die 4 Module des Umrichters. Demultiplexen der Schaltvektoren erzeugt die Schaltsignale für die Transistoren der Module.

Jedes Modul arbeitet nun als Spannungsquelle mit den Niveaus $\{-1, 0, 1\}$. Durch die Verkettung ergibt sich eine Serienschaltung dieser Spannungsquellen. Somit muss das Summensignal der 4 Module wiederum dem Summensignal der PWM-Signale entsprechen, aus denen die Ansteuerung der Module abgeleitet wurde.

Folgende Abbildung zeigt die Summenspannung der Module (umrichterseitig vor der Serieninduktivität), sowie den Strom im Lastzweig. Als Last dient ein Widerstand. Mit Hilfe der Serieninduktivität wird der Strom aus der treibenden Summenspannung integriert. Die Glättung ist abhängig von der Wahl der Induktivität.

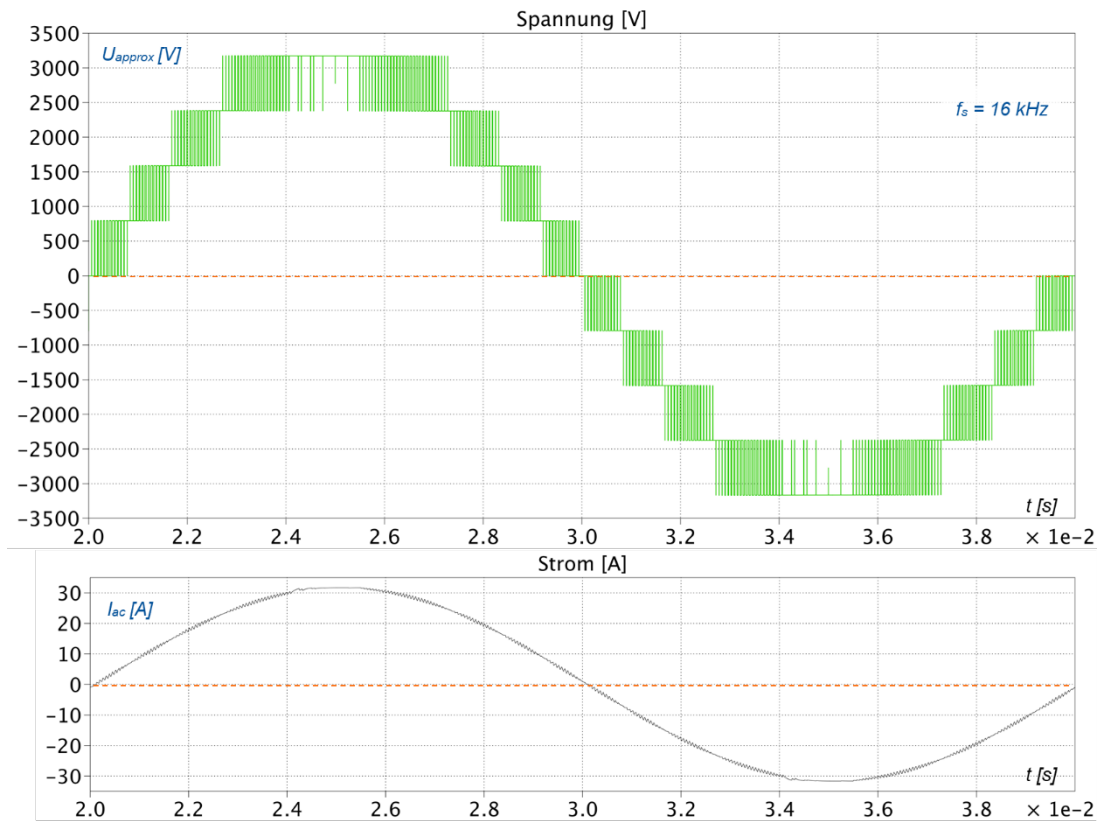


Abbildung E.5 Erzeugte Spannung und Strom im Lastzweig

Anhang F – Umrichter am AC-Netz (DC-Station)

Anschluss ans Netz

Das Wechselspannungsnetz wird als Drehstromsystem mit einer Spannungsquelle nachgebildet, mit induktiver Netzimpedanz. Die in der Abbildung ergänzten Parallelwiderstände stellen parasitäre (d.h. große) Widerstände dar, die in der Simulation zum Betrieb mit seriellen Stromquellen erforderlich sind. Da die über einer Induktivität induzierte Spannung dem zeitlichen Differential des Stromes folgt und eine Stromquelle sprungförmige Änderungen des Stromes zulässt, ist die serielle Schaltung idealer Induktivitäten mit Stromquellen nicht möglich.

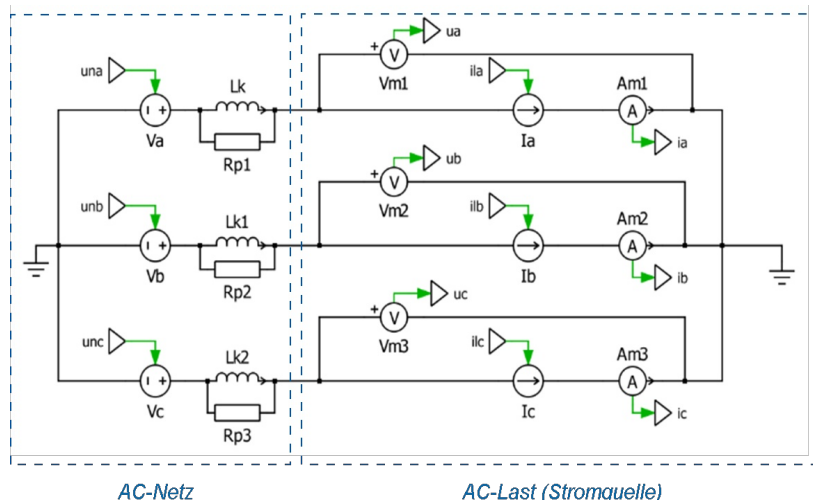


Abbildung F.1 Netz mit DC-Station, Verteilung und Lasten

Das Netz hat die Aufgabe, die Spannung zu halten, was mit Hilfe der Spannungsquelle und der Netzimpedanz gelingt. Die Netzimpedanz wird so bemessen, dass bei Nennstrom der Spannungsabfall über der Netzimpedanz ca. 5% beträgt. Dieser Wert entspricht einer Kurzschlussspannung für Transformatoren von 5%.

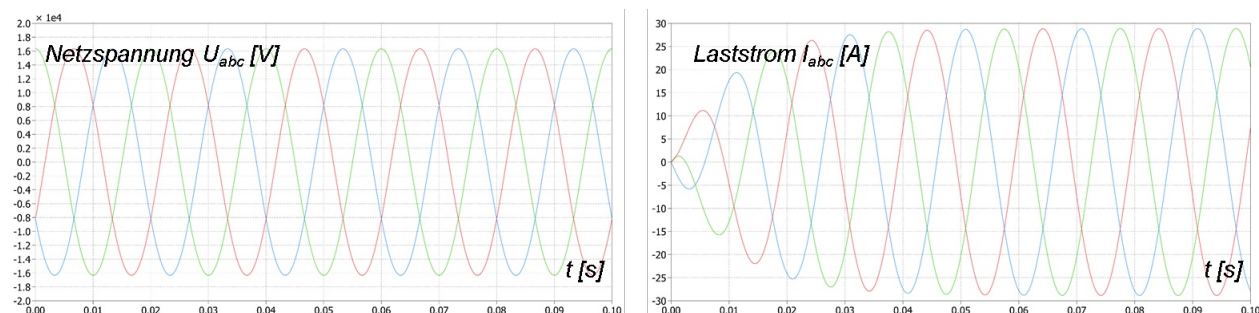


Abbildung F.2 Spannung und Strom im Netz

Als Last dient eine Drehstromquelle. Die Stromwerte lassen sich in Betrag und Phase (bzw. als Realteil und Imaginärteil) relativ zur Netzspannung vorgeben. Hierdurch sind Wirkleistung und Blindleistung einstellbar. Der Strom ist somit die Stellgröße der Last. Je nach Vorgabe des Stroms ergeben sich die in der Abbildung gezeigten Verläufe des Stroms relativ zur Spannung.

Regelstrecke

In der kausalen Kette ist die Last bzw. Einspeisung im DC-Netz die Ursache. Die Regelstrecke folgt dem ursächlichen Strom im DC-Netz durch die Haltung einer konstanten DC-Spannung. Folgende Abbildung zeigt die Strecke ohne Regler.

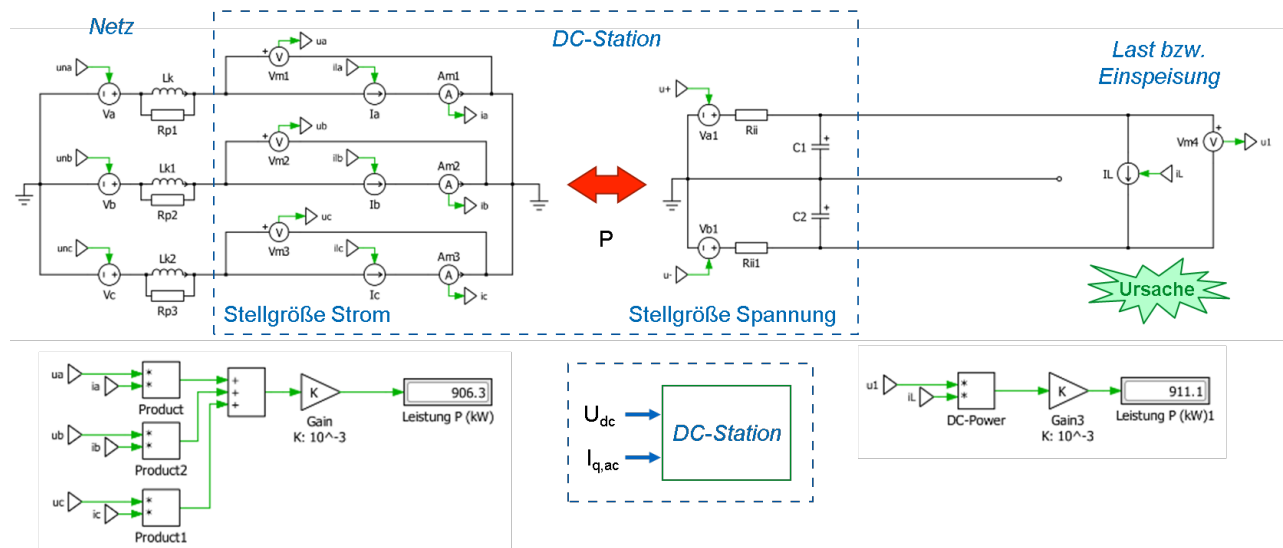


Abbildung F.3 DC-Station als Regelstrecke

Sekundärseite (Gleichspannung):

Die DC-Spannung wird hier nicht geregelt, sondern nur auf einen konstanten Wert gestellt. Mit dem gegebenen Laststrom wird dem DC-Netz eine Leistung P entnommen (bzw. bei umgekehrter Strom mit umgekehrtem Vorzeichen als eingespeiste Leistung). Diese Leistung stellt die Sekundärseite der DC-Station bereit. Die Leistung berechnet sich aus dem Produkt der Sekundärspannung und dem Strom.

Bemerkung: Ist die Sekundärseite der DC-Station als Stromquelle ausgeführt, so ist dieser Strom die Stellgröße, und die Spannung auf der Sekundärseite die Führungsgröße (= Regelgröße). In diesem Fall wird der Strom (= Stellgröße) so eingestellt, dass die Spannung im DC-Zwischenkreis den durch den Sollwert gegebenen Wert erreicht. Dieser Fall stellt eine Füllstandsregelung mit Hilfe des Stroms im Zwischenkreis-Kondensator an, wobei die Spannung dem Füllstand entspricht. Insgesamt verhält sich die Sekundärseite dann wie eine Spannungsquelle.

Primärseite (Wechselspannung):

Der Strom auf der Primärseite ist so einzustellen, dass die Leistungsbilanz aufgeht: Die von der Sekundärseite abgegebene Leistung wird auf der Primärseite dem AC-Netz entnommen. Somit folgt der Wirkanteil des Primärstroms der Leistung auf der Sekundärseite.

Der Blindanteil des Primärstroms lässt sich unabhängig vom Wirkanteil des Primärstroms einstellen. Somit kann auf der Wirkanteil der Leistung folgen, während die Blindleistung einstellbar bleibt. Als Regelstrecke hat die DC-Station somit die Stellgrößen $\{U_{dc}, I_d\}$, wie im unten in der Abbildung dargestellt. Der Wirkstrom I_d muss hierbei in einem Regler so nachgeführt werden, dass ein Gleichgewicht der Leistung hergestellt wird.

Bemerkung: Ist die Primärseite der DC-Station als Spannungsquelle ausgeführt, so ist diese Spannung die Stellgröße. In diesem Fall muss die Spannung durch eine Vorsteuerung und einen Regler so eingestellt werden, dass der Strom als Führungsgröße (= Regelgröße) im Wirkanteil der Leistung folgt und der Blindanteil dem vorgegebenen Sollwert. Hierbei wird die Anschaltung der Spannungsquelle an das AC-Netz mit Hilfe einer Serieninduktivität in der Vorsteuerung berücksichtigt.

Spannungsquelle“ in den Fall „Sekundärseite als Spannungsquelle, Primärseite als Stromquelle“ oben überführt.

Sekundärseite

Folgende Abbildung zeigt die Sekundärseite, die nun von einer Stromquelle I_+ gespeist wird. Der zufließende Strom I_+ führt zu einem Anstieg der Spannung über der Zwischenkreiskapazität. Der durch die Last abfließende Strom I_L (= Störgröße) führt zu einem Abfall der Spannung über der Zwischenkreiskapazität. Ein Gleichgewicht stellt sich ein, wenn beide Ströme übereinstimmen.

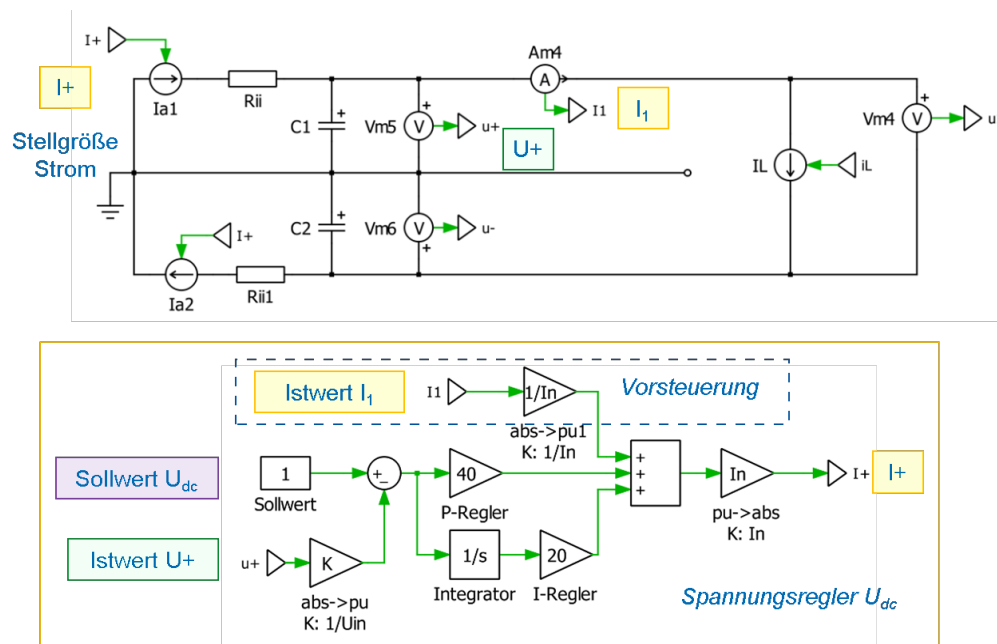


Abbildung G.2 Spannungsregelung mit Stromquelle sekundärseitig

Einen guten Startwert für die Regelung bietet somit der am Anschlusspunkt der DC-Station (hinter der Ausgangskapazität) gemessene Strom I_1 als Vorgabe für den Eingangsstrom I_+ (vor der Ausgangskapazität) in einer Vorsteuerung. Der Regler arbeitet um den durch die Vorsteuerung gegebenen Arbeitspunkt.

Sollwert des Reglers ist die DC-Spannung U_{dc} , die auf einen konstanten Wert geregelt werden soll. Zum Vergleich wird der Istwert der Spannung am Anschlusspunkt der DC-Station gemessen. Abweichungen vom Sollwert werden durch einen PI-Regler ausgeglichen. Führungsgröße ist somit die Spannung U_{dc} , Stellgröße der Strom I_+ der DC-Station.

Primärseite

Wird ein Umrichter mit Spannungswienkreis verwendet (Voltage Source Converter), ist die physikalische korrekte Abbildung die einer Spannungsquelle. Diese Spannungsquelle wird parallel zum Netz betrieben. Die Kopplung erfolgt mit Hilfe einer Serieninduktivität (Drossel am Eingang der DC-Station).

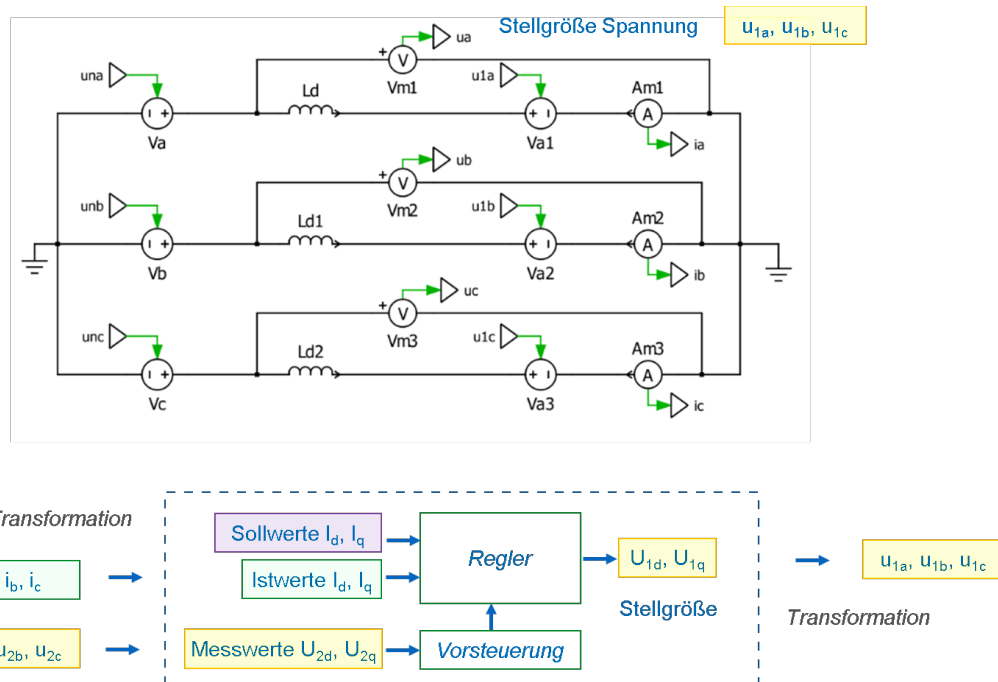


Abbildung G.3 Stromregelung mit Spannungsquelle primärseitig

Im stromgeführten Betrieb ist der Strom die Führungsgröße (bzw. Regelgröße). Die Spannung des Umrichters bleibt die Stellgröße. Der Arbeitspunkt der Regelung wird mit Hilfe einer Vorsteuerung definiert, die die Beschaltung mit der Serieninduktivität berücksichtigt. Hierdurch wird der Spannungsabfall an der Serieninduktivität als Arbeitspunkt für den Regler eingebracht. Hierfür wird ein Messwert der Netzspannung am Anschlusspunkt benötigt. Folgende Abbildung zeigt die einphasige Ersatzschaltung und den Regler.

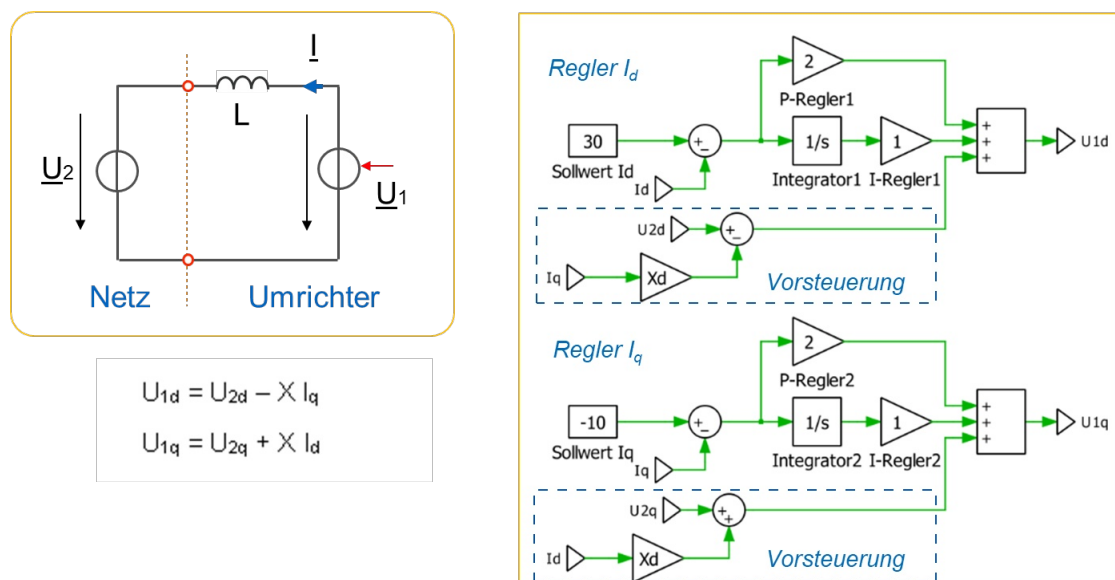


Abbildung G.4 Ersatzschaltung und Regler mit Vorsteuerung

Mit Hilfe der einphasigen Ersatzschaltung folgen aus der Maschengleichung die Gleichungen für die Vorsteuerung mit den Stellgrößen U_d und U_q . Maschengleichung:

$$\underline{U}_1 = jX \underline{I} + \underline{U}_2$$

$$\text{wobei } jX \underline{I} = jX \underline{I}_d + jX j \underline{I}_q = -X \underline{I}_q + jX \underline{I}_d \quad (\text{G.2})$$

Hieraus folgen:

$$U_{1d} = U_{2d} - X I_q \quad (G.3)$$

$$U_{1q} = U_{2q} + X I_d \quad (G.4)$$

Diese Struktur findet sich in der Vorsteuerung. Der Regler arbeitet in diesem Arbeitspunkt und regelt Abweichungen zwischen dem Sollwert und dem Istwert.

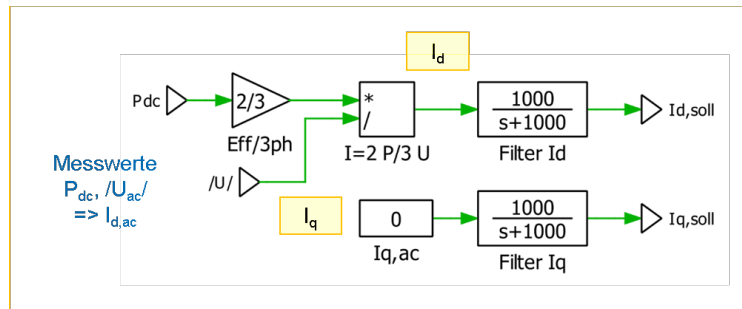


Abbildung G.5 Sollwert für den Wirkstrom aus der DC-Leistung

Der Sollwert I_d für den Wirkstrom errechnet sich aus der Leistung im AC-Kreis. Der Sollwert für den Blindstrom I_q kann frei gewählt werden.

Stellgrößen und Führungsgrößen

Folgende Abbildung zeigt die Regelstrecke mit Regler.

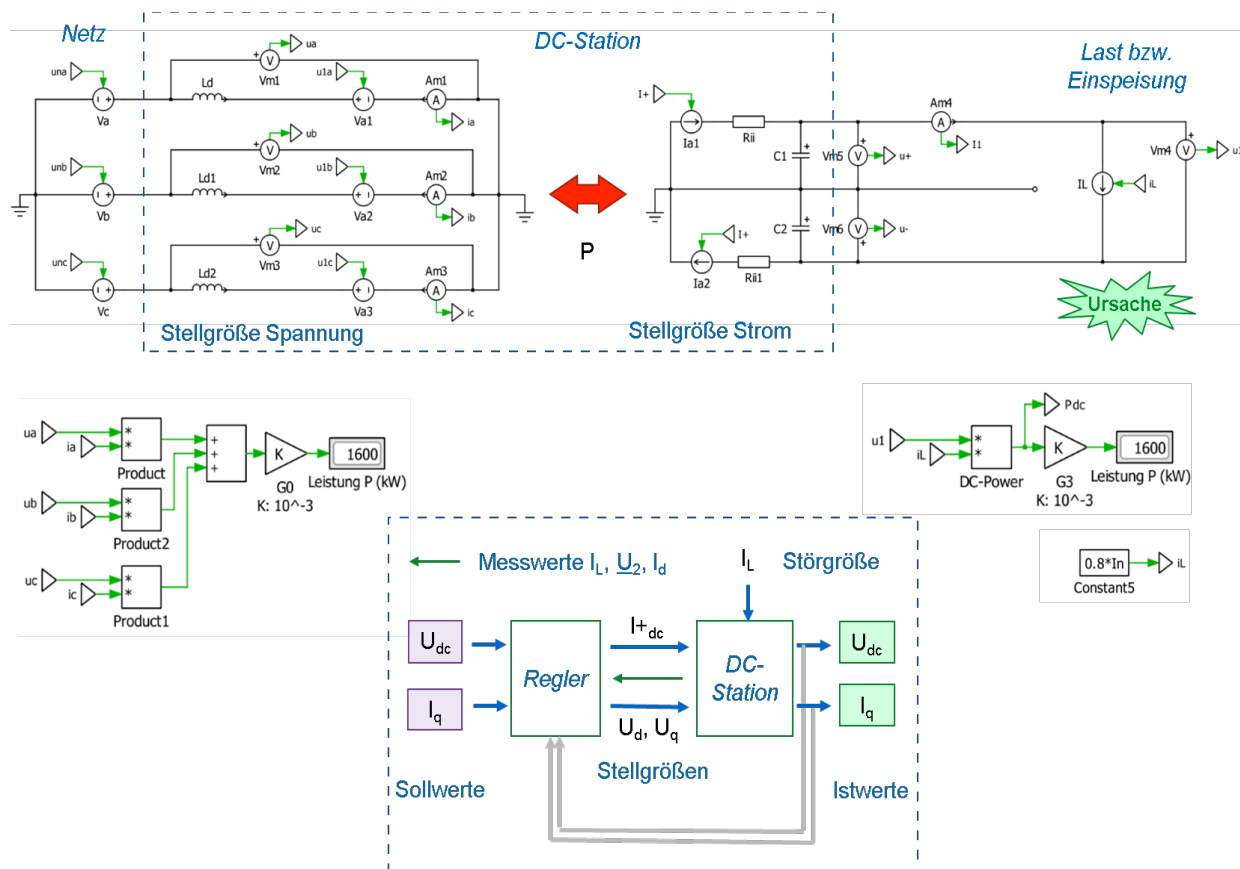


Abbildung G.6 Regelungstechnische Sicht der DC-Station

Führungsgrößen sind $\{U_{dc}, I_q\}$. Die DC-Station als Regelstrecke wird mit Hilfe der Stellgrößen $\{I_{+dc}, U_d, U_q\}$ geführt. Zum Regler zurückgeführt werden die Istwerte der Führungsgrößen $\{U_{dc}, I_q\}$, sowie die Messwerte $\{I_L, I_d, U_{2d}, U_{2q}\}$.