

# Leistungselektronik und Energie- speicher

## Teil 1

### Leistungselektronik

Ausgabe 0.8, 5.08.2019  
Autoren: Stephan Rupp

Kontakt: [stephan.rupp@srupp.de](mailto:stephan.rupp@srupp.de)  
Web: <http://www.srupp.de>

Veröffentlicht unter [CC-BY-SA](https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/)



# Inhaltsverzeichnis

1. Umrichtertechnologien.....	5
1.1. Schalter und Ventile.....	5
1.2. Schalter, Ventile und Energiespeicher.....	7
1.3. Wandler mit Stromzwischenkreis.....	9
1.4. Wandler mit Spannungszwischenkreis.....	11
1.5. Hochsetzsteller.....	12
1.6. Tiefsetzsteller.....	15
2. Signalverarbeitung und Pulsbreitenmodulation.....	17
2.1. Zwei-Level Konverter.....	17
2.2. Drei-Level Konverter.....	20
2.3. Konverter mit mehr als 3 Stufen.....	22
2.4. Gleichrichter und Wechselrichter.....	27
3. Umrichtertopologien.....	31
3.1. Zweistufige Umrichter mit H-Brücken.....	31
3.2. Dreistufige Umrichter.....	37
3.3. Konverter mit mehr als 3 Stufen.....	40
3.4. Kaskadierte H-Brücken.....	42
3.5. Multi-Level Umrichter mit Halbbrücken.....	46
3.6. Technische Bewertung.....	50
4. Betrachtungen zum Wirkungsgrad.....	53
4.1. Reale Schalter.....	53
4.2. Transistoren als Schalter.....	56
4.3. Verluste insgesamt.....	59
4.4. Wirkungsgrad.....	62
5. Signalgüte und Störeinflüsse.....	65
5.1. Klirrfaktor.....	65
5.2. Oberwellen.....	68
5.3. Impedanzen.....	71
5.4. Filter.....	74
6. Funktion auf Systemebene.....	77
6.1. Betriebsarten.....	77
6.2. Stromgeführter Betrieb.....	80
6.3. Spannungsgeführter Betrieb.....	83
6.4. Leistungsabhängige Funktionen.....	87
7. Systemverfügbarkeit.....	93
7.1. Ausfallraten und MTBF.....	93

7.2. Redundanz und Verfügbarkeit.....	94
7.3. System aus N gleichen Teilsystemen.....	95
7.4. K aus N Redundanz.....	96
<b>8. Anwendungsfälle.....</b>	<b>99</b>
8.1. Statcom.....	101
8.2. Reaktiver UPFC.....	103
8.3. HGÜ.....	107
8.4. Netzbildender Umrichter.....	112

# 1. Umrichtertechnologien

Unter einem Umrichter (engl. power converter) versteht man Wandler, die Gleichstrom in Wechselstrom umwandeln, bzw. umgekehrt Wechselstrom in Gleichstrom. Ebenso gehören Wandler für Gleichstrom in Gleichstrom (DC-Steller) und Wechselstrom in Wechselstrom (Frequenzumrichter) zu den Umrichtern.

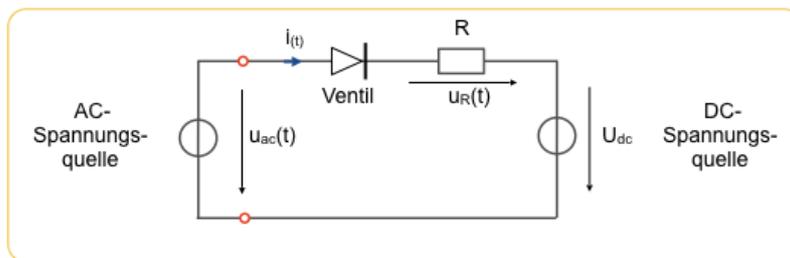
Einen Transformator würde man nicht zu den Umrichtern zählen, da man mit dem Wort Umrichter die Wandlung von Gleichstrom (eine Richtung, DC für engl. direct current) in Wechselstrom (wechselnde Richtung, AC für engl. alternate current) und umgekehrt assoziiert. Auch ein DC/DC-Wandler funktioniert mit geschalteten, wechselnden Strömen. Ein Frequenzumrichter funktioniert in aller Regel über einen DC-Zwischenkreis.

Gemeinsam ist allen Umrichtern die Kombination von Schaltern, Ventilen und Energiespeichern als leistungselektronische Komponenten.

## 1.1. Schalter und Ventile

Mit Schaltern und Ventilen lässt sich die grundsätzliche Funktion leistungselektronischer Schaltungen zeigen, z.B. Diodengleichrichter und Wechselrichter.

Frage 1.1.1: Folgende Abbildung zeigt eine Wechselspannungsquelle, die über eine Diode (Ventil) einen Lastwiderstand R und eine Gleichspannungsquelle speist. Erläutern Sie die Funktionsweise der Schaltung.

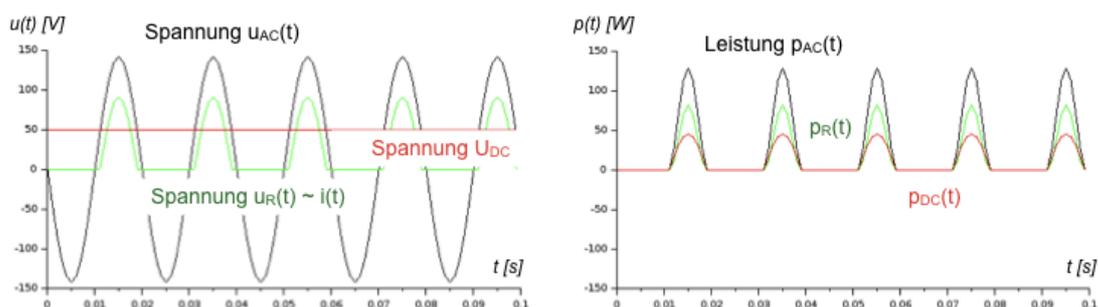


Frage 1.1.2: Skizzieren Sie die Spannungen über der Zeit unter der Annahme, dass der Scheitelwert der Wechselspannung größer als der Betrag der Gleichspannung ist. Wechselt der Strom die Richtung?

Lösung: siehe folgende Aufgabe.

Frage 1.1.3: Leistungsbilanz. Wo wird Leistung abgegeben, wo Leistung aufgenommen? Begründen sie Ihre Aussagen. Skizzieren Sie den zeitlichen Verlauf der Leistung passend zu den in der vorigen Aufgabe genannten Spannungen.

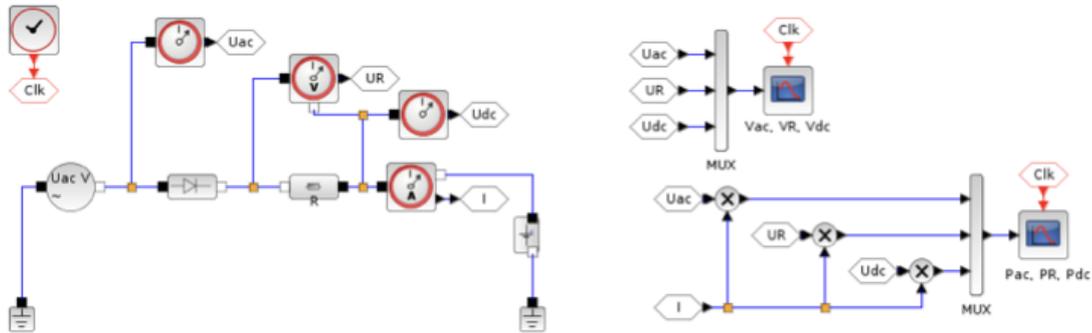
Lösung: siehe Abbildung.



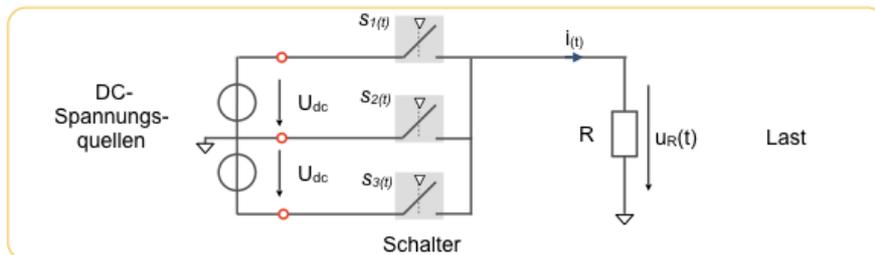
Im Erzeugerzählpeilsystem ist eine positive Leistung eine aufgenommene Leistung. Da in Richtung der Zählpeile Strom und Spannung an der AC-Quelle entgegengesetzt sind, wird dort Leistung abgegeben. Die Gleichspannungsquelle nimmt Leistung auf. Der Strom folgt der Spannung über dem Widerstand R; hier wird Leistung aufgenommen. Im Diagramm ist die insgesamt von der Schaltung aufgenommene Leistung dargestellt (entsprechend der von der AC-Quelle abgegebenen Leistung).

Frage 1.1.4: Simulieren Sie die Schaltung und überprüfen Sie Ihre Aussagen.

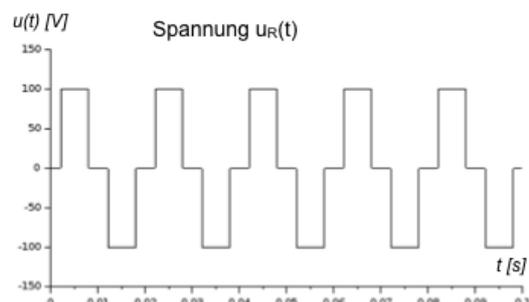
Lösung:



Frage 1.1.5: Wechselrichter. Folgende Schaltung zeigt einen Lastwiderstand, der zwischen drei Spannungsniveaus umgeschaltet werden soll, wobei das mittlere Niveau sich auf Nullpotenzial befinden soll. In welcher Sequenz sind die Schalter zu betätigen, um über den Lastwiderstand eine Wechselspannung zu erzeugen? Skizzieren Sie die Spannung über dem Lastwiderstand.

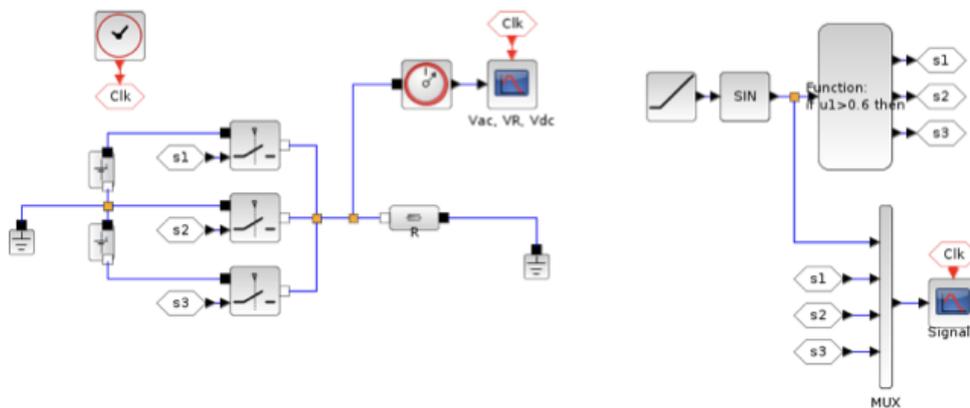


Lösung: siehe folgende Abbildung.



Frage 1.1.6: Simulation. Erstellen Sie eine Simulation zum Wechselrichter und erzeugen Sie die Schaltsignale auf geeignete Weise.

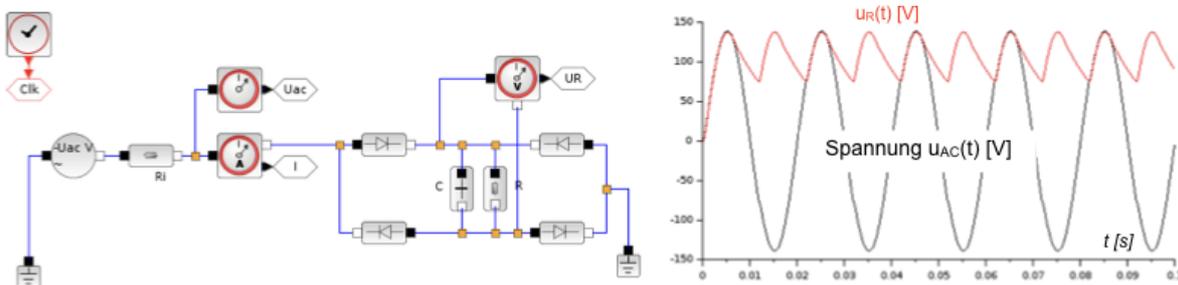
Lösung: siehe folgende Abbildung. Die Steuersignale lassen sich mit Hilfe einer Referenzsignals erzeugen, hier eine sinusförmige Signalförmung.



## 1.2. Schalter, Ventile und Energiespeicher

Kapazitäten und Induktivitäten speichern in ihren Feldern elektrische Energie. In leistungselektronischen Schaltungen kann durch Schaltvorgänge für die Umwandlung Energie zwischengespeichert werden. Ohne Energiespeicher sind die Anwendungsmöglichkeiten für leistungselektronische Umrichter (sogenannte Direktumrichter) sehr begrenzt.

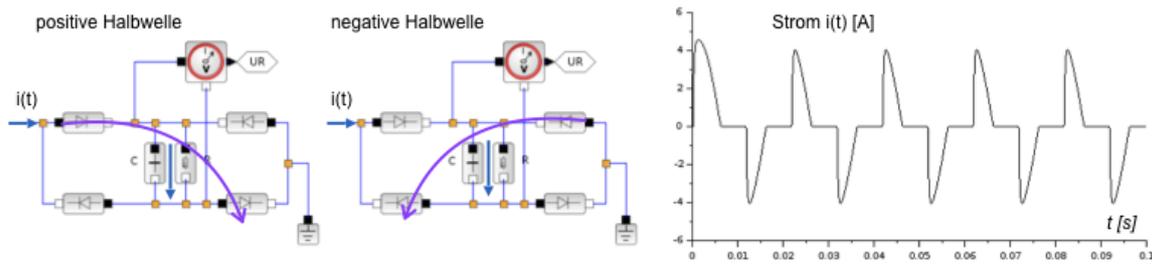
Frage 1.2.1: Brückengleichrichter. Erläutern Sie die Funktionsweise eines Brückengleichrichters (siehe folgende Abbildung). Welche Rolle spielt die Kapazität im Lastzweig? Welcher Zusammenhang besteht zwischen der Kapazität, der gleichgerichteten Spannung und dem Ladestrom? Wie wäre die Zwischenkreiskapazität auszulegen?



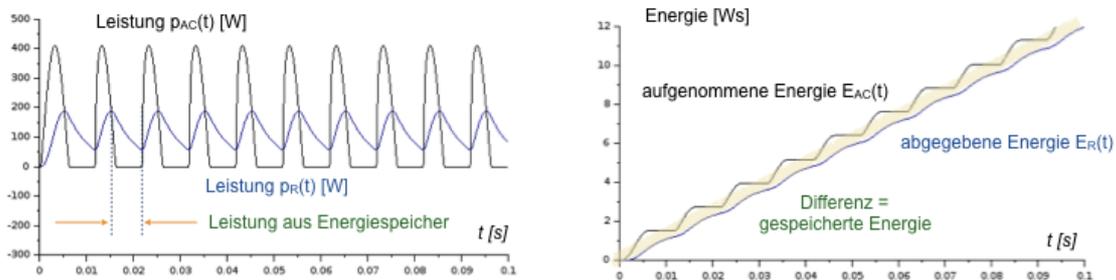
Lösung: Funktionsweise: Im Unterschied zur Schaltung aus Abschnitt 1.1.1 werden beide Halbwellen der Spannung gleichgerichtet. Die Kapazität sorgt als Energiespeicher für eine Glättung der gleichgerichteten Spannung. Sie wird stoßweise von der AC-Seite aus geladen, und entlädt sich kontinuierlich über dem Lastwiderstand. Die in der Kapazität gespeicherte Energiemenge berechnet sich zu  $E_C = \frac{1}{2} C U^2$ . Soll für ca. eine Halbwelle bei gegebener Spannung Energie gespeichert werden, ist die Kapazität entsprechend der geforderten Leistung am Lastwiderstand auszulegen ( $E_C = P \Delta T$ ).

Frage 1.2.2: Ströme beim Brückengleichrichter. Skizzieren Sie den Strom in der Schaltung pro Halbwelle, sowie den zeitlichen Verlauf des Stromes. Wann wird geladen? Wie hängt der Ladestrom von der Auslegung der Kapazität ab? Wie verlaufen Leistung und Energie?

Lösungsbeispiel: siehe folgende Abbildung. Die Stromrichtung im Lastkreis bleibt in beiden Halbwellen der Spannung gleich. Geladen wird nur, wenn der Betrag der AC-Spannung die Amplitude der Gleichspannung im Lastkreis übersteigt. Hierdurch ergibt sich ein pulsierender Gleichstrom zur Ladung der Kapazität im Lastkreis. Die Leistung pulsiert mit dem Produkt aus Strom und Spannung.

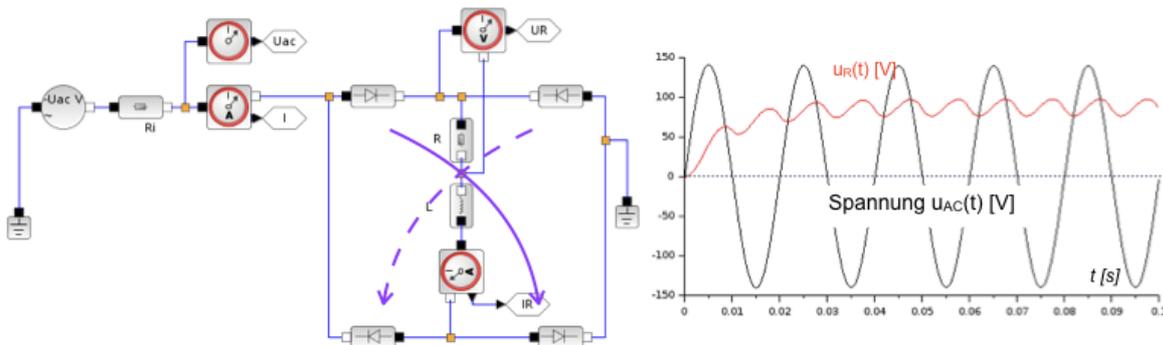


Frage 1.2.3: Leistung und Energie beim Brückengleichrichter. Für die von der AC-Quelle abgegebene Leistung und die im Lastwiderstand aufgenommene Leistung ergeben sich die in folgender Abbildung gezeigten Verläufe. Erläutern Sie den Zusammenhang. Wie erklärt sich der Verlauf der Energie als Leistungsintegral? Welche Rolle spielt der Energiespeicher?



Lösung: Da ein Ladestrom nur fließen kann, wenn der Betrag der AC-Spannung die Spannung im Lastkreis übersteigt, pulsiert die insgesamt aufgenommene Leistung (=abgegebene Leistung der AC-Quelle) mit dem Ladestrom. Diese Leistung dient einerseits dem Aufladen der Kapazität, andererseits wird auch beim Laden Leistung im Lastwiderstand umgesetzt. Nach Aussetzen der Leistung der AC-Quelle übernimmt die Kapazität als Energiespeicher die im Lastwiderstand umgesetzte Leistung. In dieser Zeit gibt der Energiespeicher Leistung ab.

Frage 1.2.4: Induktivität im Lastzweig. Erläutern Sie die Funktion eines Brückengleichrichters mit einer Induktivität im Lastzweig (anstelle der Kapazität parallel zum Lastwiderstand). Wird sich über dem Lastwiderstand eine Gleichspannung einstellen? Begründen Sie Ihre Aussagen. Wie wäre die Induktivität auszulegen?



Lösung: Nach Laden der Induktivität in der positiven Halbwellen kann der Strom über die weiterhin durchgängigen Ventile (Dioden) weiter fließen, bis die Induktivität entladen ist. Für die negative Halbwellen gelten diese Aussagen sinngemäß. Es stellt sich ein pulsierender Gleichstrom ein. Über dem Lastwiderstand bildet sich folglich eine pulsierende Gleichspannung. Die Induktivität speichert Energie

gemäß  $E_L = \frac{1}{2} L I^2$ . Soll für ca. eine Halbwelle bei gegebenem Strom Energie gespeichert werden, ist die Kapazität entsprechend der geforderten Leistung am Lastwiderstand auszulegen ( $E_L = P \Delta T$ ).

Frage 1.2.5: Ladestrom. Skizzieren Sie den Ladestrom an der Spannungsversorgung (AC-Quelle). Wie teilt sich dieser Strom innerhalb der Spannungshalbwellen auf?

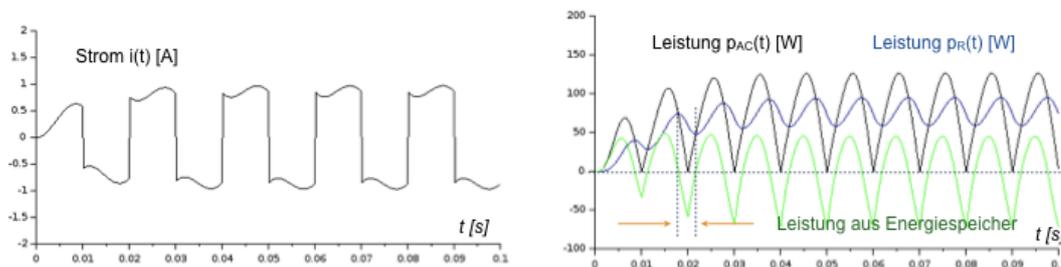
Lösung: siehe auch folgende Abbildung. Der Strom in Lastzweig folgt der Spannung über dem Lastwiderstand und ist ein pulsierender Gleichstrom (siehe  $u_R(t)$  in der Abbildung oben). Der Ladestrom entspricht dem Strom im Lastzweig; Der Stromkreis schließt sich über die Spannungsversorgung (AC-Quelle).

Mit der Polarität der Spannungsquelle öffnen bzw. schließen sich die Ventile im Lastzweig. Der Strom kommutiert (wechselt) mit Umkehr der Polarität der Spannungsquelle jeweils in den anderen Zweig. Hierbei ändert er seine Richtung aus Sicht der Induktivität (Stromspeicher) nicht. Aus Sicht der Messung an den Klemmen der AC-Versorgung eine Umkehr der Polarität des Stromes.

Wie ein kapazitiven Energiespeicher versorgt der Ladestrom auch während der Ladung der Induktivität die Last.

Frage 1.2.6: Leistung. Untersuchen Sie die insgesamt von der Schaltung aufgenommene Leistung (= abgegebene Leistung der AC-Quelle) und die im Lastwiderstand umgesetzte Leistung. Welche Leistungsbilanz ergibt sich? Welche Rolle spielt der Energiespeicher?

Lösung: siehe folgende Abbildung.



Die Schaltung nimmt insgesamt eine pulsierende Leistung auf, die einerseits zum Laden des Energiespeichers verwendet wird, andererseits zur direkten Versorgung der Last. Wenn die von der AC-Quelle aufgenommene Leistung den Wert der an der Last umgesetzten Leistung unterschreitet, wird die Differenz aus dem Energiespeicher entnommen. Die Last erhält so einen Wirkleistungsanteil (= Mittelwert der an der Last umgesetzten Leistung) und einen pulsierenden Anteil (mit Mittelwert 0 mit der doppelten Frequenz der AC-Quelle).

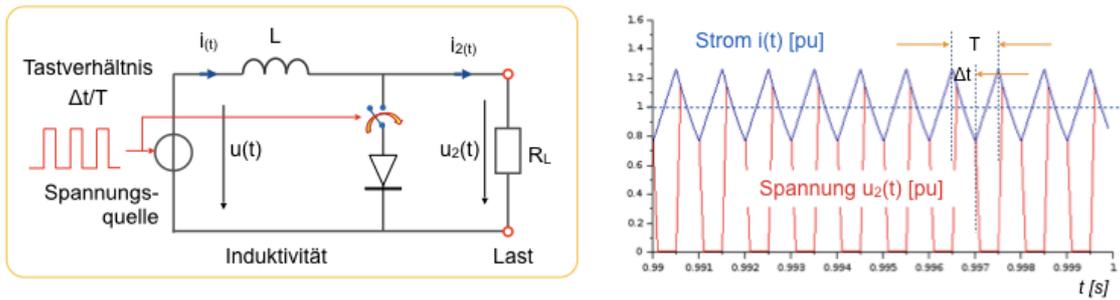
### 1.3. Wandler mit Stromzwischenkreis

Werden Induktivitäten als Energiespeicher verwendet, so erhält man Wandler mit Stromzwischenkreis (engl. current source converters). An einer Induktivität gilt  $u(t) = L di(t)/dt$  und folglich

$$i(t) = \frac{1}{L} \int_0^t u(\tau) d\tau \quad (1.3.1)$$

Somit lässt sich eine Induktivität als Stromquelle betreiben, wenn man eine Spannungsquelle anschaltet bzw. abschaltet.

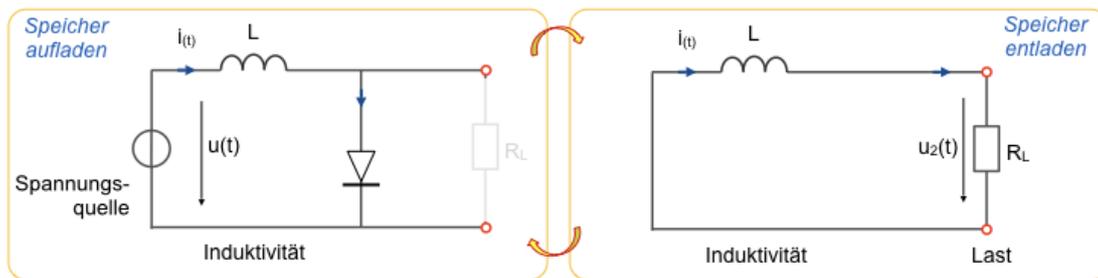
Frage 1.3.1: Erläutern Sie das Funktionsprinzip der in folgender Abbildung gezeigten Schaltung. Welche Energiemenge wird gespeichert?



Lösung: Bei Einschalten der konstanten Spannung wächst der Strom durch die Induktivität linear gemäß Gleichung (2.1.2). Bei Abschalten der Spannungsquelle ( $u = 0$ ) wird der Eingang der Induktivität auf Nullpotenzial gezogen, der Strom fließt weiter und kommutiert auf die Last.

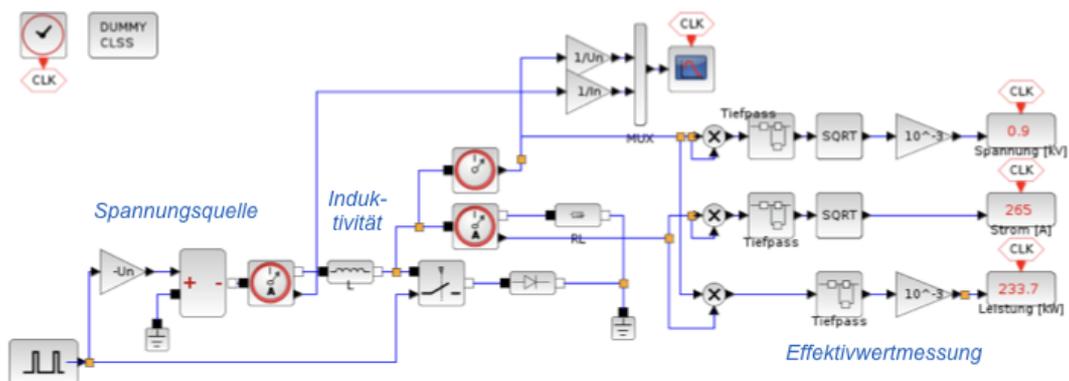
Die Induktivität lässt sich mit der gegebenen Schaltung somit zyklisch laden und entladen. Hierzu wird beim Abschalten der Spannung ein Lastzweig in den Strompfad geschaltet: die Induktivität arbeitet als Stromquelle. Der Strom lässt sich durch das Tastverhältnis einstellen. Die gespeicherte Energie beträgt  $E = \frac{1}{2} L I^2$ .

Folgende Abbildung illustriert die Aufladephase und Entladephase.



Frage 1.3.2: Überprüfen Sie die Funktion der Schaltung in der Simulation. Erstellen Sie hierzu Vorgaben für den Spannungsbereich der Quelle und die in der Last umgesetzte Leistung. Legen Sie den Energiespeicher entsprechend aus. Überprüfen Sie die Schaltung durch Messung der Effektivwerte.

Lösungsbeispiel: Strom und Spannungsverläufe siehe oben.



Frage 1.3.3: Stromquellen aus Spannungsquellen. Bei der gezeigten Schaltung wird die Induktivität an einer Spannung betrieben, stellt aber im getakteten Betrieb insgesamt eine Stromquelle dar. Wie lässt sich die Stromstärke vorgeben? Welches Spannungsniveau erreicht die Stromquelle?

Lösung: (1) Durch das Taktverhältnis (= Verhältnis der Ladezeit zur Entladezeit), (2) Durch die Lastimpedanz (nach dem Ohmschen Gesetz, wobei der Strom die vorgegebene Größe ist).

Frage 1.3.4: Höhere Spannungsniveaus durch Strompumpen. Wäre es möglich, mit Hilfe der Stromquelle eine höhere Ausgangsspannung zu erzielen als die Spannung der treibenden Spannungsquelle? Könnte man diese Spannung einstellbar machen?

Lösung: Die Spannungsniveaus funktionieren wie Hochbehälter im Wassernetz. Mit Hilfe von Pumpen (hier Strompumpen) lässt sich der Füllstand eines Behälters auch über das Niveau des speisenden Behälters bringen. Die Ausgangsspannung ist hierbei abhängig vom Lastwiderstand bzw. von der Impedanz des gespeisten Netzes. Einstellung: über den Strom und somit über das Tastverhältnis.

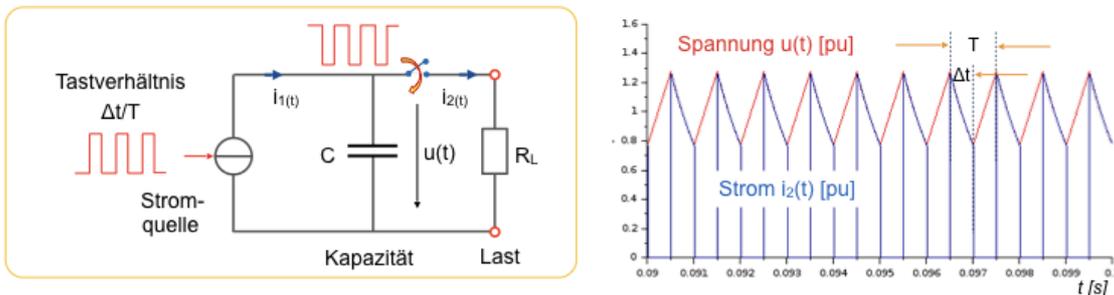
## 1.4. Wandler mit Spannungszwischenkreis

Werden Kapazitäten als Energiespeicher verwendet, so erhält man Wandler mit Spannungszwischenkreis (engl. voltage source converters). An einer Kapazität gilt  $i(t) = C \, du(t)/dt$  und folglich

$$u(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i(\tau) \, d\tau \quad (1.4.1)$$

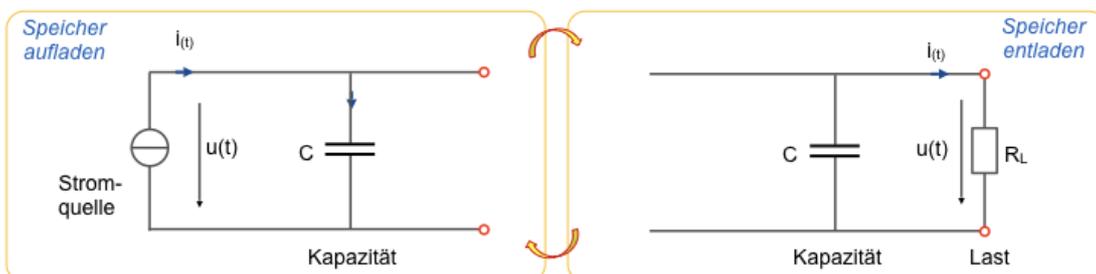
Somit lässt sich eine Kapazität als Spannungsquelle betreiben, wenn man einen Strom zuführt bzw. abführt.

Frage 1.4.1: Erläutern Sie das Funktionsprinzip der in folgender Abbildung gezeigten Schaltung. Welche Energiemenge wird gespeichert?



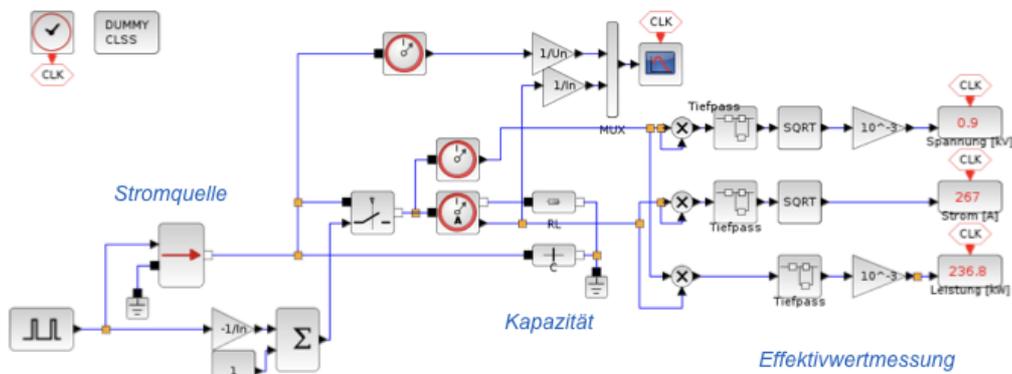
Lösung: Wenn man die Kapazität an einer periodisch gepulsten Stromstromquelle betreibt, steigt die Spannung während des Aufladens linear an. In den verbleibenden Intervallen wird ein Lastwiderstand angeschaltet. Die Höhe der Spannung hängt von der Ladezeit und somit vom Tastverhältnis ab. Die gespeicherte Energie wächst linear mit der Kapazität und quadratisch mit der Spannung über der Kapazität:  $E = \frac{1}{2} C U^2$ .

Folgende Abbildung illustriert die Aufladephase und Entladephase.



Frage 1.4.2: Überprüfen Sie die Funktion der Schaltung in der Simulation. Erstellen Sie hierzu Vorgaben für den Strombereich der Quelle und die in der Last umgesetzte Leistung. Legen Sie den Energiespeicher entsprechend aus. Überprüfen Sie die Schaltung durch Messung der Effektivwerte.

Lösungsbeispiel:

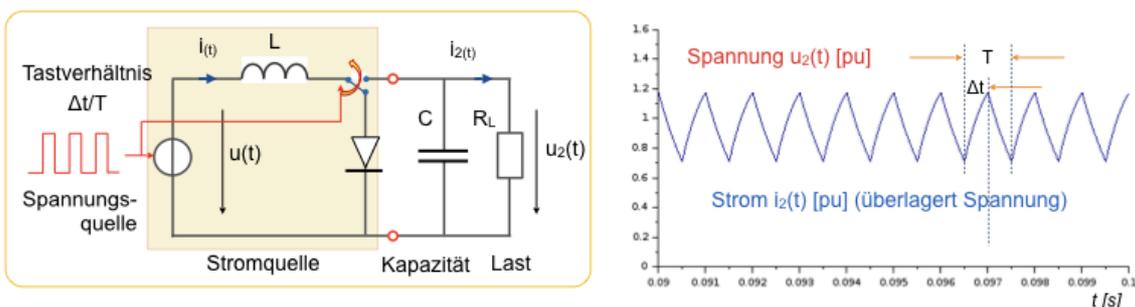


Frage 1.4.3: Spannungsquellen aus Stromquellen. Zum Treiben der gegebenen Schaltung wurde eine Stromquelle verwendet. Die Schaltung insgesamt stellt im getakteten Betrieb insgesamt eine Spannungsquelle dar. Wir kann man die Höhe der Spannung variieren? Welche Ströme kann die Spannungsquelle liefern?

Lösung: Die Ausgangsspannung folgt der Ladespannung des Kondensators. (1) Variation der Ausgangsspannung: Über das Tastverhältnis (= Verhältnis von Ladezeit und Entladezeit). (2) Ströme: begrenzt auf den Strom der treibenden Stromquelle.

Frage 1.4.4: Stromquellen aus Spannungsquellen. Wie lässt sich die in der Schaltung eingangsseitig verwendete Stromquelle realisieren, wenn nur eine Spannungsquelle zur Verfügung steht? Hinweis: siehe 1.3.

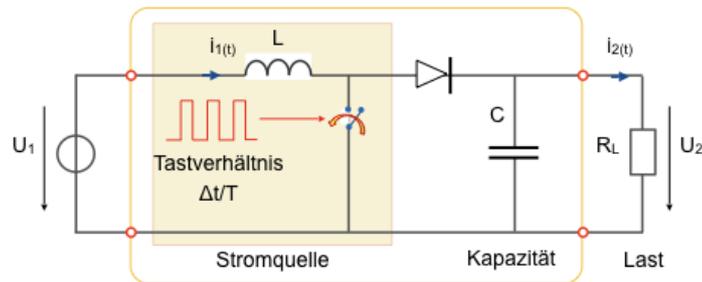
Lösung: Mit Hilfe der Ladung und Entladung der Induktivität erhält man eine gepulste Stromquelle.



Hinweis: In der gezeigten Schaltung liegen Zwischenkreiskapazität und Lastwiderstand parallel (ohne einen Schalter dazwischen). Daher überlagern sich hier Strom und Spannung an der Last.

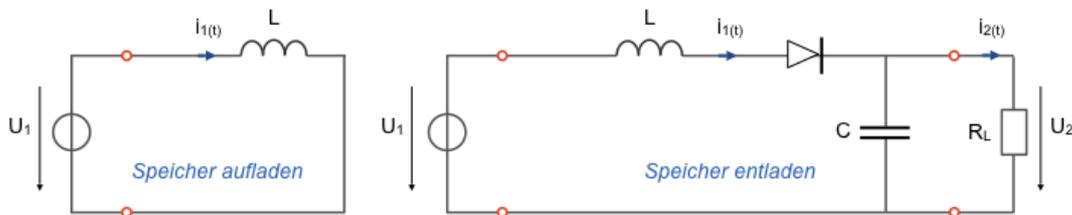
## 1.5. Hochsetzsteller

Folgende Schaltung zeigt einen Hochsetzsteller für Gleichspannung (eng. DC-Booster). Die Schaltung wird zwischen einer Gleichspannungsquelle einem Lastwiderstand betrieben.



Frage 1.5.1: Erläutern Sie das Funktionsprinzip der Schaltung. Wann wird der Energiespeicher (Induktivität) aufgeladen, wann wird entladen? Wie kann die Ausgangsspannung die Eingangsspannung übersteigen?

Lösung: Ein getakteter Energiespeicher (Induktivität) übernimmt die Wandlung der Gleichspannung am Eingang in einen gepulsten Strom. Die Schaltung arbeitet in zwei Phasen (1) Aufladen des Energiespeichers an der Quelle, (2) Entladen des Energiespeichers über der Last. Der Strom folgt hierbei Gleichung 1.3.1.



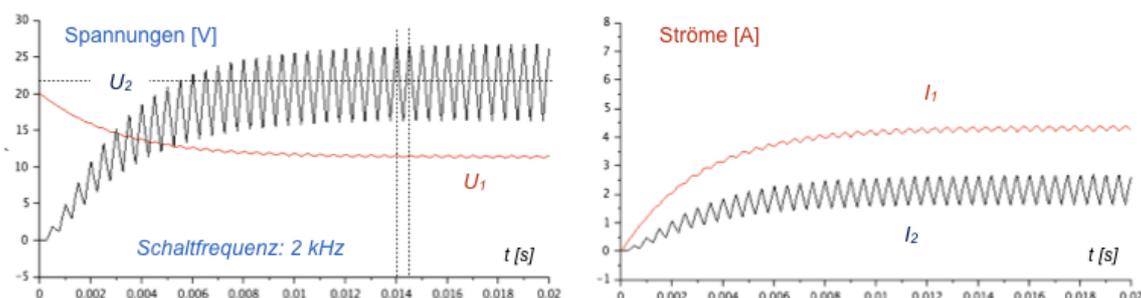
Da der getaktete Energiespeicher am Eingang als Stromquelle arbeitet, kann die Ausgangsspannung auch auf ein höheres Niveau als die Eingangsspannung gebracht werden. Hierzu wird der Energiespeicher im Ausgangskreis (Kapazität) mit dem Strom der Stromquelle aufgeladen (siehe Gleichung 1.4.1). Die Diode als Ventil verhindert den Rückfluss aus dem Spannungszwischenkreis.

Frage 1.5.2: Variation der Ausgangsspannung. Wie lässt sich die Höhe der Ausgangsspannung beeinflussen? Wird der Strom in der Spule hierbei unterbrochen?

Lösung: Über das Tastverhältnis, d.h. den Anteil der Ladezeit an der Periodendauer (Taktzeit). Der Strom wird hierbei nicht unterbrochen (was nach Gleichung 1.3.1 schwierig wäre), sondern kommutiert beim Umschalten zwischen Ladezweig und Lastzweig. Im eingeschwungenen Zustand schwankt der Strom um einen Mittelwert (Anstieg beim Laden, Abfall beim Entladen).

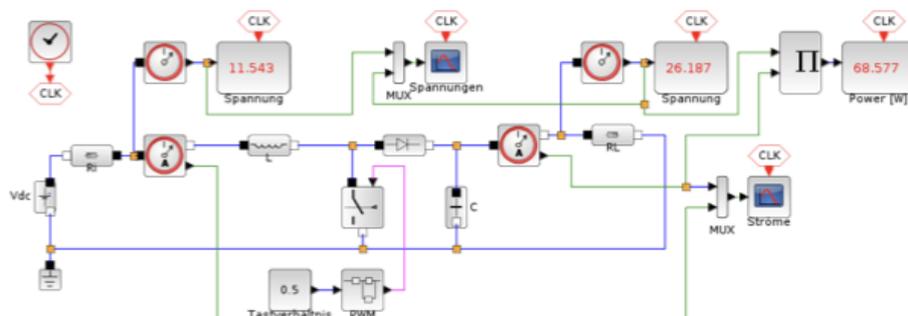
Frage 1.5.3: Simulation. Untersuchen Sie die Schaltung in der Simulation. Legen Sie die Schaltung auf passende Spannungsniveaus und auf eine sinnvolle Leistung aus. Untersuchen Sie die Spannungen und Ströme an Eingang und Ausgang.

Lösungsbeispiel: Ströme und Spannungen



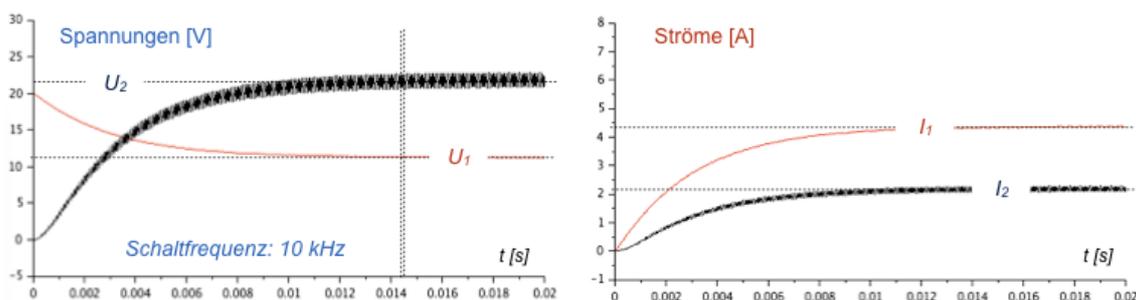
Die Ausgangsspannung liegt im eingeschwungenen Zustand mit Mittel auf doppeltem Niveau wie die Eingangsspannung. Bei den Strömen sind die Verhältnisse umgekehrt. Hinweis: Im oben gezeigten Diagramm hierzu bitte die Lage der Null-Linie beachten.

Schaltung:



Frage 1.5.4: Einfluss der Schaltfrequenz. Welchen Einfluss hat die Schaltfrequenz auf die Spannungen und Ströme? Erklären Sie den Effekt.

Lösung: Siehe Diagramme unten, wobei die Schaltfrequenz um einen Faktor 5 erhöht wurde.



Die Schwankungen um den Mittelwert werden nun geringer, da der Anstieg bzw. Abstieg des Stromes in der Induktivität über einen viel kürzeren Zeitpunkt stattfinden. Ebenso verhält sich der Anstieg der Spannung beim Laden bzw. Entladen des Kondensators.

Frage 1.5.5: Die Simulation zeigt, dass bei Erhöhung der Ausgangsspannung über das Tastverhältnis bei konstanter Eingangsspannung der Ausgangsstrom kleiner wird. Gibt es eine Erklärung für diesen Effekt? Welche Leistungsbilanz ergibt sich bei einem annähernd idealen Wandler?

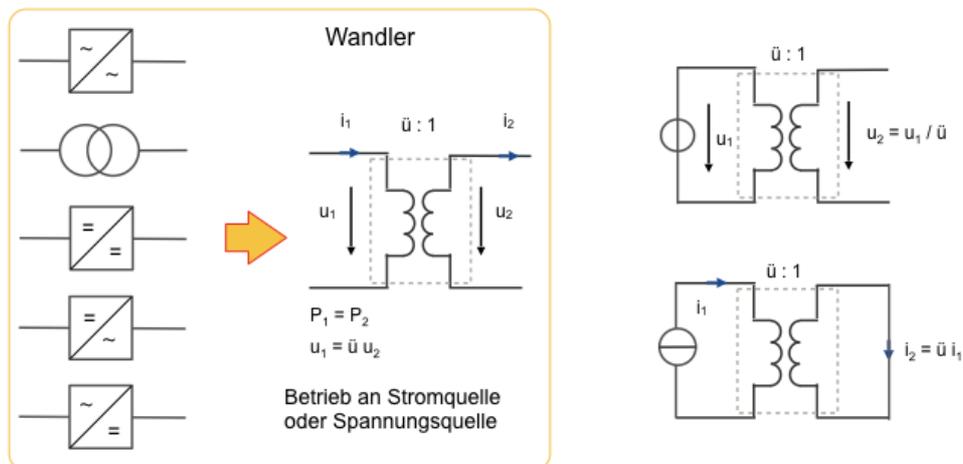
Lösung: Für den Wandler gilt das Prinzip der Energiehaltung, d.h. die zugeführte Leistung entspricht im Mittel der abgegebenen Leistung. Die Energiespeicher im System dienen ja nur der temporären Aufnahme und Abgabe von Energie, haben also im zeitlichen Mittel keinen Effekt. Wegen der Beziehung  $P = U \cdot I$  lässt sich die Spannung nur auf Kosten des Stromes erhöhen.

Frage 1.5.6: Wandler als Transformator. Ein Wandler (bzw. Umrichter), der die Höhe der Ausgangsspannung im Verhältnis zur Eingangsspannung variiert, verhält sich wie ein Transformator. Insofern ist ein DC-Hochsetzsteller ein DC-Transformator. Hierbei gilt bei einem annähernd idealen Wandler für die aufgenommene bzw. abgegebene Leistung:

$$P_1 = U_1 \cdot I_1 = U_2 \cdot I_2 = P_2 \quad (1.5.1)$$

Dieses Verhalten gilt für alle transformierenden Wandler, auch für den konventionellen Transformator. Es sei das Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}$  definiert als  $U_1 = \ddot{u} \cdot U_2$ . Welche Beziehung ergibt sich hierfür die Ströme am Eingang und Ausgang der Schaltung? Welche Beziehung ergibt sich

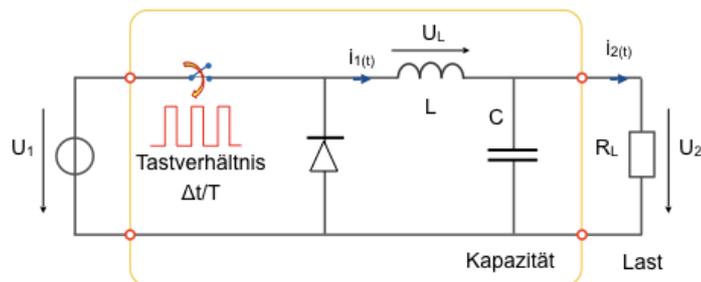
für die am Eingang (an der Primärseite) gemessene Impedanz, wenn am Ausgang (Sekundärseite) eine Impedanz  $R_2$  angeschlossen wird?



Lösung: (1) Wegen (1.5.1) folgt aus  $U_1 = \ddot{u} U_2$  für die Ströme  $\ddot{u} I_1 = I_2$ . (2) Für die auf den Eingang transformierte Lastimpedanz  $R_1$  folgt aus  $R_1 = U_1/I_1 = \ddot{u}^2 U_2/I_2$  somit  $R_1 = \ddot{u}^2 R_2$ . Ein transformierender Wandler ist somit immer auch ein Impedanzwandler: Ein niederohmiger Ausgang (kleine Spannung, große Ströme) wird auf der Eingangsseite in einen hochohmigen Eingang (große Spannung, kleine Ströme) transformiert, bzw. umgekehrt.

## 1.6. Tiefsetzsteller

Um eine Eingangsspannung abwärts zu wandeln, lässt sich die in folgender Abbildung gezeigte Schaltung verwenden: ein Abwärtswandler bzw. DC-Tiefsetzsteller (engl. step-down converter oder buck converter).



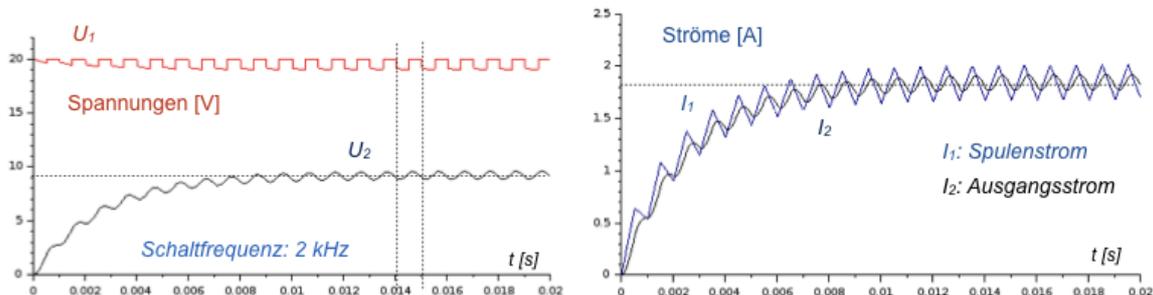
Frage 1.6.1: Erläutern Sie das Funktionsprinzip der Schaltung.

Lösung: (1) Bei geschlossenem Schalter befindet sich die Spule in Serie zum Lastwiderstand (und zur Zwischenkreiskapazität); der Strom steigt allmählich. (2) Bei geöffnetem Schalter (Eingangsspannung ist abgetrennt) kommutiert der Strom der Spule durch die Diode. Last und Zwischenkreiskapazität befinden sich stets im Strompfad. Daher ist die Ausgangsspannung geringer als die Eingangsspannung.

Eine weitere Erläuterung wäre der Betrieb bei Schaltfrequenz als LC-Filter. Diese Metapher ist nicht ganz korrekt, da die Polarität der Eingangsspannung nicht auf Null (bzw. umgekehrtes Vorzeichen) wechselt. Es bleibt jedoch das Prinzip des Spannungsteilers  $L$  in Serie zu  $R/C$ .

Frage 1.6.2: Untersuchen Sie die Schaltung in der Simulation.

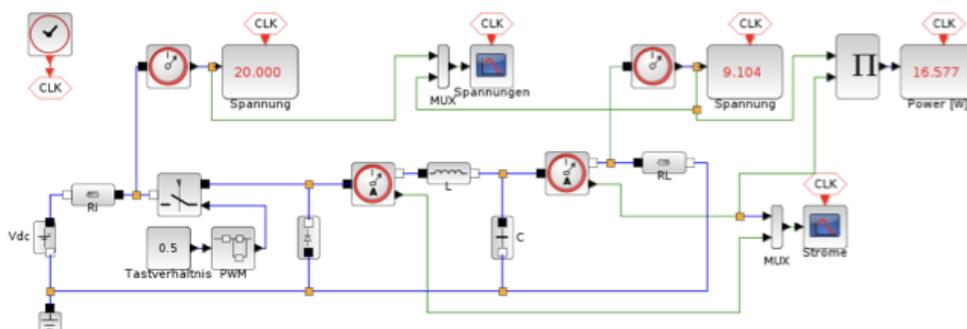
Lösung: Spannungen und Ströme



Die an den Eingangsklemmen gemessene Spannung wechselt zwischen der Spannungsquelle (Gleichspannung, geschlossener Schalter) und dem Potenzial über der Spule (geöffneter Schalter). Die Ausgangsspannung ergibt sich durch den Ladezustand des Kondensators, wobei die Last stets angeschlossen bleibt.

Die Ladespannung des Kondensators folgt gemäß Gleichung 1.4.1 dem Integral des Spulenstroms. Auf der rechten Seite der Abbildung oben ist dies deutlich zu erkennen ( $i_1(t)$  = Spulenstrom,  $i_2(t)$  = Laststrom, proportional zur Ladespannung des Kondensators).

Schaltung:



Frage 1.6.3: Einfluss von Tastverhältnis und Schaltfrequenz. Welchen Einfluss haben Tastverhältnis und Schaltfrequenz auf die Ausgangsspannung? Begründen Sie Ihre Aussagen.

Lösung: (1) Tastverhältnis: Beeinflusst die Höhe der Ausgangsspannung. Je länger im Verhältnis zur Periodendauer die Schaltung an der Spannungsquelle angeschlossen ist, desto höher fällt die Ausgangsspannung aus. (2) Schaltfrequenz: Bei höherer Schaltfrequenz fällt der Spulenstrom und somit die Ausgangsspannung glatter aus, da die Zeiten zum Anstieg und zum Abfallen des Stromes geringer sind.

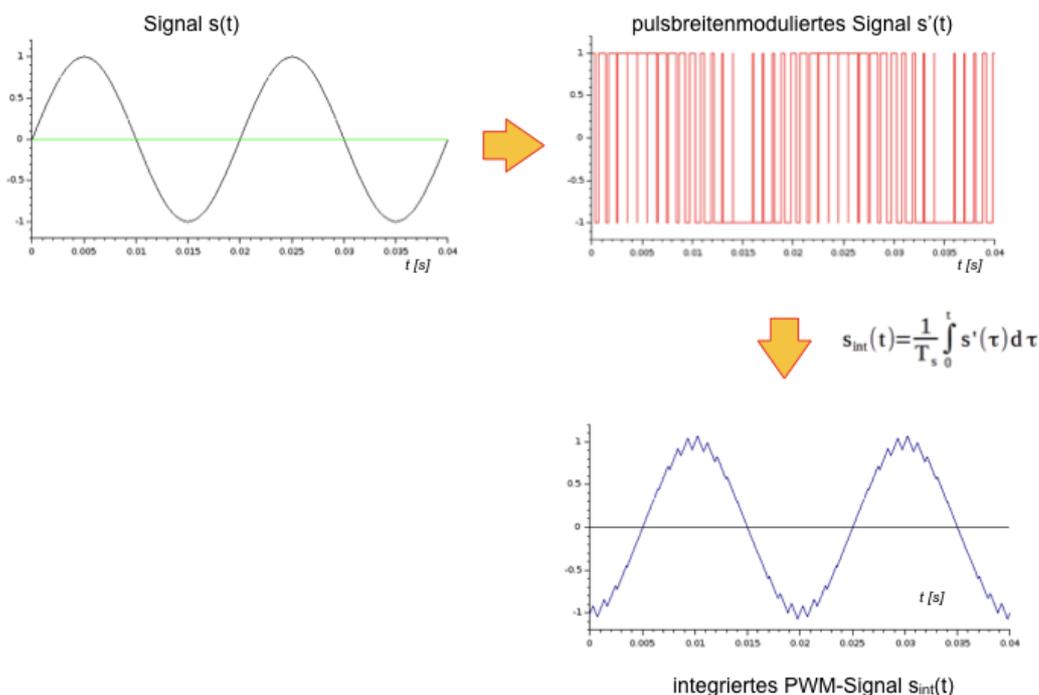
Frage 1.6.4: Impedanzwandler. Funktioniert diese Schaltung ebenfalls als Impedanzwandler? Falls ja, welchen Wert erwarten Sie an der Eingangsklemme bei Einschuss eines Lastwiderstandes  $R$ ?

Lösung: (1) Ja. Wegen der Energieerhaltung gilt auch hier  $P_1 = U_1 \cdot I_1 = U_2 \cdot I_2 = P_2$  (siehe Gleichung 1.5.1). Wenn die Ausgangsspannung im Vergleich zur Eingangsspannung also kleiner wird, wird der Ausgangsstrom im Vergleich zum Eingangsstrom größer. (2) Eine am Ausgang angeschlossene Impedanz  $R$  vergrößert sich aus Sicht der Eingangsklemme gemäß  $R' = \ddot{u}^2 R$  (unter der Annahme  $U_1 = \ddot{u} U_2$  mit  $\ddot{u} > 1$ ). Ausgang: kleine Spannung, großer Strom = niederohmig; Eingang: große Spannung, kleiner Strom = hochohmig.

## 2. Signalverarbeitung und Pulsbreitenmodulation

Bei der Wandlung von DC nach AC stehen auf der DC-Seite nur wenige, diskrete Spannungsniveaus zur Verfügung. Im einfachsten Fall nur ein Spannungsniveau. Mehrere Spannungsniveaus lassen sich durch die Reihenschaltung von Kondensatoren gewinnen. Somit besitzt die durch das Schalten der Gleichspannung erzeugte Wechselspannung diskrete Stufen.

Um den hieraus resultierenden Strom näher an einen harmonischen Spannungsverlauf anzunähern, werden die diskreten Spannungsstufen pulsbreitenmoduliert (engl. pulse width modulation, PWM). Folgende Abbildung zeigt die Signalkette.



Aus dem harmonischen Signal wird ein pulsbreitenmoduliertes Signal gewonnen. In der Abbildung besitzt dieses PWM-Signal nur zwei Amplitudenstufen. Integriert man diesen Signalverlauf über die Zeit, entsteht hieraus wieder eine annähernd harmonische Signalform. Die Phasenverschiebung gegenüber dem ursprünglichen Signal ist bedingt durch die Integration (siehe Formelsammlung).

In einem DC/AC-Wandler entspricht das PWM-Signal der aus einer Gleichspannungsquelle erzeugten Wechselspannung. Versorgt diese Wechselspannung einen Stromkreis mit einer Induktivität, so folgt der Strom dem integrierten Verlauf der Spannung (siehe Gleichung 1.3.1).

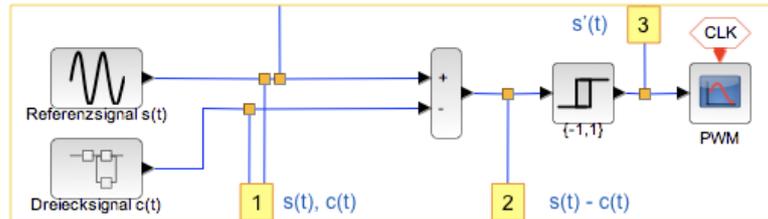
### 2.1. Zwei-Level Konverter

Unter einem Zwei-Level Konverter versteht man einen Wandler mit zwei Amplitudenstufen für die Spannung. Die Wechselspannung wird somit durch Schalten der Last zwischen den beiden Polen der Spannungsquelle erzeugt. Es wird ein DC/AC-Wandler betrachtet. Zur Erzeugung der Wechselspannung ist ein geeignetes pulsbreitenmoduliertes Signal erforderlich, aus dem sich die Schaltsignale für die leistungselektronischen Schalter ableiten lassen.

Frage 2.1.1: Zur Erzeugung des PWM-Signals werden folgende Signale vorgegeben:

- Referenzsignal:  $s(t) = \sin(2\pi f t)$  mit Netzfrequenz  $f$ , z.B.  $f = 50$  Hz
- Dreiecksignal:  $c(t) = \text{Dreieck}(2\pi f_s t)$  mit Schaltfrequenz  $f_s$ , z.B.  $f_s = 2$  kHz

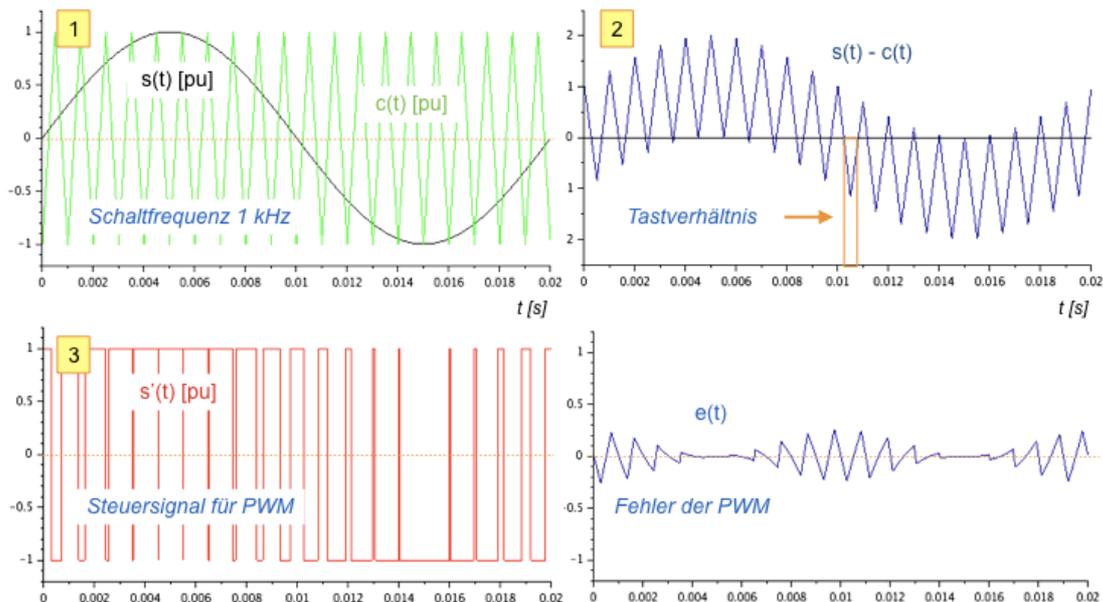
Mit Hilfe eines Komparators und Triggers wird aus der Differenz  $s(t) - c(t)$  ein Tastverhältnis gebildet, wie in folgender Abbildung gezeigt:



$$s'(t) = \text{limit}[s(t) - c(t)] \quad (2.1.1)$$

Erstellen Sie den Signalpfad in der Simulation und analysieren Sie die Signalverläufe.

Lösung: Für die Signale erhält man beispielsweise:



Die Differenz zwischen Referenzsignal (hier: Sinus) und dem Dreiecksignal (Trägersignal) zeigt an der Nulllinie das gesuchte Tastverhältnis für die Pulsbreitenmodulation. Dieser Zusammenhang lässt sich an einem konstanten Referenzsignal oder ein einem ansteigenden Signal (Rampe) leicht zeigen. Der Komparator spreizt den Bereich um den Nullpegel auf die Signalpegel  $\{+1, -1\}$ .

Frage 2.1.2: Der Fehler des getasteten Signal berechnet sich nach der integralen Abweichung

$$e(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^t (s(\tau) - s'(\tau)) d\tau \quad \text{mit } T_s = 1/f_s \quad (2.1.2)$$

Ergänzen Sie die Simulation um die Berechnung des Fehlers der Approximation.

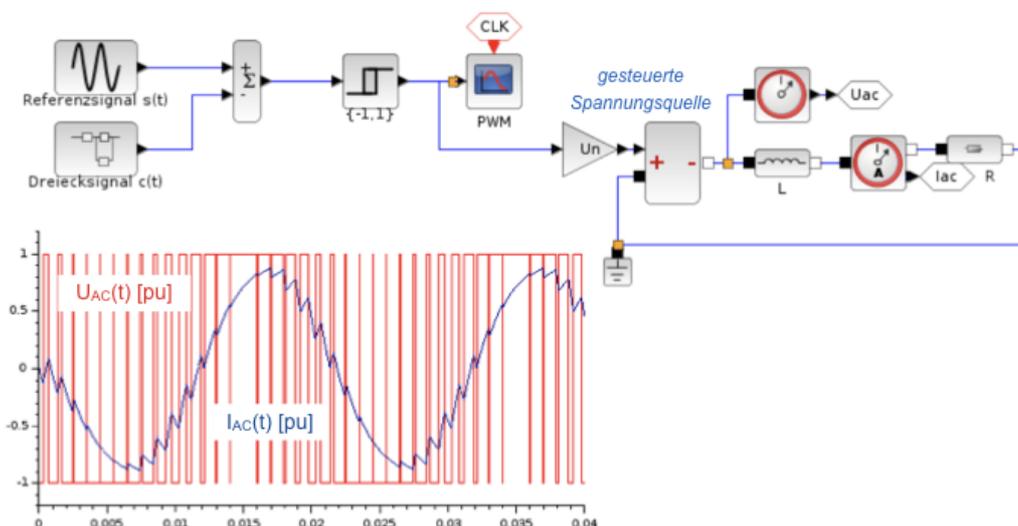
Lösung: Siehe Abbildung zu Frage 2.1.1 rechts unten.

Frage 2.1.3: Nullpotenzial. Welche Amplitudenstufen hat das PWM-Signal? Wie wird bei dem betrachteten Verfahren der Signalpegel Null erzeugt? Wo ist der Fehler der Approximation am größten? Erklären Sie die Zusammenhänge. Wo wäre bei einer aus einer zweipoligen DC-Quelle erzeugten AC-Spannung das Nullpotenzial?

Lösung: (1) Amplitudenstufen: 2 Stufen  $\{-1, 1\}$ , daher die Bezeichnung 2-Level Konverter. (2) Der Wert 0 existiert als Amplitudenstufe nicht. Dieser Wert wird durch ein Tastverhältnis von 50% erzeugt, d.h. der Pegel 1 ist genauso lang wie der Pegel -1, so dass sich ein Mittelwert von 0 ergibt. (3) Somit ist auch der Fehler der Approximation beim Nullpegel am größten. (4) Eine DC-Quelle stellt die Pegel  $\{U_{DC}, 0\}$  zur Verfügung, wenn man das untere Spannungsniveau als Bezugspunkt wählt. Wenn man die Last zwischen diesen beiden Pegeln umschaltet, schwankt die Wechselspannung zwischen den Pegeln  $\{+U_{DC}, -U_{DC}\}$ .

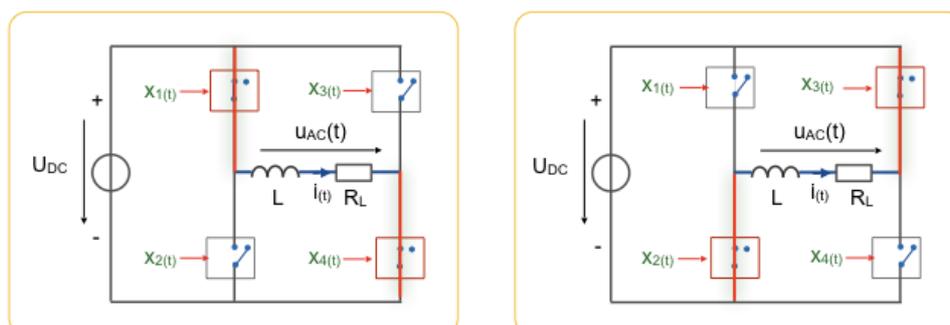
Frage 2.1.4: Erzeugung der Wechselspannung. Überprüfen Sie den Zusammenhang zwischen pulsweitenmodulierter Spannung und dem Strom mit einer Induktivität im Stromkreis in der Simulation. Welchen Verlauf hat die Spannung über dem Lastzweig? Welchen Verlauf hat der Strom im Lastzweig? Welcher Spannungsverlauf ergibt sich über dem Lastwiderstand? Hinweis: Verwenden Sie eine gesteuerte Spannungsquelle.

Lösungsbeispiel: siehe folgende Abbildung.



Die Spannung im Stromkreis pendelt weiterhin zwischen den beiden Niveaus  $\{+U_{DC}, -U_{DC}\}$ . An einer ohmschen Last würde der Strom dieser Spannung folgen. Wegen der Induktivität im Stromkreis wird der Strom geglättet und ist annähernd harmonisch und wechselt seine Polarität nur mit der Frequenz des Referenzsignals. Die Spannung über dem Lastwiderstand folgt dem Stromverlauf nach dem ohmschen Gesetz, ist also ebenfalls annähernd harmonisch.

Frage 2.1.5: Schaltsignale für eine H-Brücke. In der Praxis würde man eine Gleichspannungsquelle verwenden und die Last mit Hilfe leistungselektronischer Schalter zwischen den Polen der Gleichspannungsquelle umschalten. Folgende Abbildung zeigt hierzu die Anordnung einer H-Brücke mit den beiden Schaltzuständen. Welche Schaltkombinationen werden zum Umschalten benötigt? Wie lassen sich die benötigten Steuersignale für die Schalter aus dem PWM-Signal ableiten?

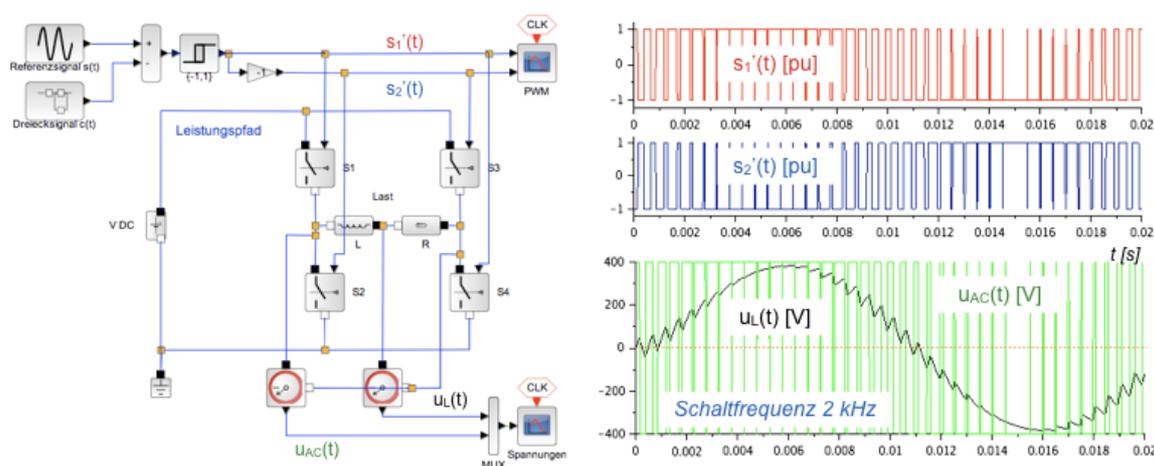


Lösung: (1) Schaltkombinationen: Die Schalterpaare  $\{S_1, S_4\}$  und  $\{S_2, S_3\}$  sind abwechselnd gleichzeitig zu betätigen. (2) Es kann unmittelbar das PWM-Signal verwendet werden, wobei für das zweite Schalterpaar das Signal zu negieren ist.

Frage 2.1.6: Zwei-Level Wechselrichter mit H-Brücke. Bauen Sie die Schaltung in der Simulation auf und überprüfen Sie Ihr Konzept.

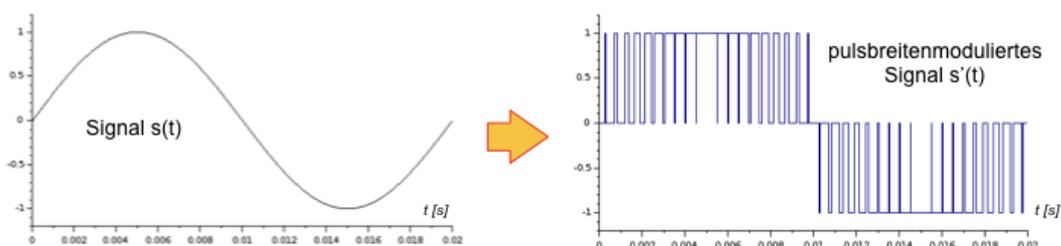
Lösung: Aus dem getasteten Signal  $s'(t)$  leiten sich unmittelbar die Steuersignale für die Brücke des Umrichters ab: Damit der Lastzweig mit dem getasteten Signal zwischen den beiden Polen der DC-Spannung umgeschaltet wird, müssen die beiden Schalterpaare  $S_1/S_3$  und  $S_2/S_4$  wechselseitig betätigt werden. Als Steuersignale werden das geastete Signal und für das zweite Schalterpaar das inverse getastete Signal verwendet.

Hierdurch ergibt sich eine zwischen der Polarität der DC-Quelle wechselnde AC-Spannung mit den beiden Stufen  $+u_{DC}$  und  $-u_{DC}$ . Folgende Abbildung zeigt den kompletten Aufbau mit Leistungspfad, Steuersignalen für die Schalterpaare und Spannung über dem Lastzweig. Hierbei folgt die Spannung über dem Lastwiderstand R dem Strom im Lastzweig.

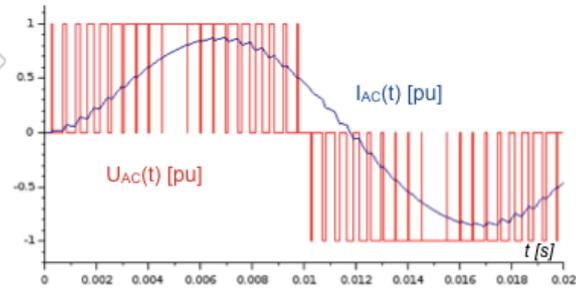
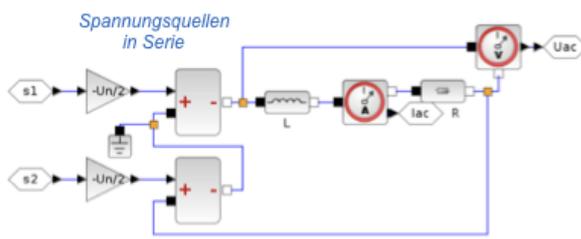


## 2.2. Drei-Level Konverter

Ein Wandler mit 3 Stufen schaltet die Wechselspannung im Wertebereich  $\{+U_{DC}, 0, -U_{DC}\}$ . Folgende Abbildung zeigt das Referenzsignal mit der Approximation durch ein pulsbreitenmoduliertes Signal in diesem Wertebereich.



Frage 2.2.1: Die Schaltung soll durch zwei in Serie geschaltete, gesteuerte Spannungsquellen realisiert werden. Hierdurch lassen sich die 3 gewünschten Spannungspegel erzeugen. Hierfür sind zwei Steuersignale gesucht, die die Eigenschaft haben, dass die Summe der beiden Steuersignale (bzw. Spannungen) das gewünschte pulsbreitenmodulierte Signal ergibt. Folgende Abbildung illustriert das Prinzip der gewünschten Schaltung.



Hierzu wird folgender Lösungsansatz gewählt:

- Referenzsignal:  $s(t) = \sin(2\pi f t)$  mit Netzfrequenz  $f$ , z.B.  $f = 50$  Hz
- Dreiecksignal:  $c_1(t) = \text{Dreieck}(2\pi f_s t)$  mit Schaltfrequenz  $f_s$ , z.B.  $f_s = 2$  kHz
- sowie ein inverses, und somit um  $\pi$  phasenversetztes Dreiecksignal  $c_2(t) = -c_1(t)$ .

Vor dem Komparator werden hieraus durch Subtraktion eines der Dreieckssignale vom Referenzsignal zwei Basissignale  $s_{1b}(t)$  und  $s_{2b}(t)$  für die Ansteuerung gewonnen. Besitzen diese Signale die gewünschte Eigenschaft? Gilt dies auch für die durch den Komparator erzeugten Steuersignale  $s_1(t)$  und  $s_2(t)$ ?

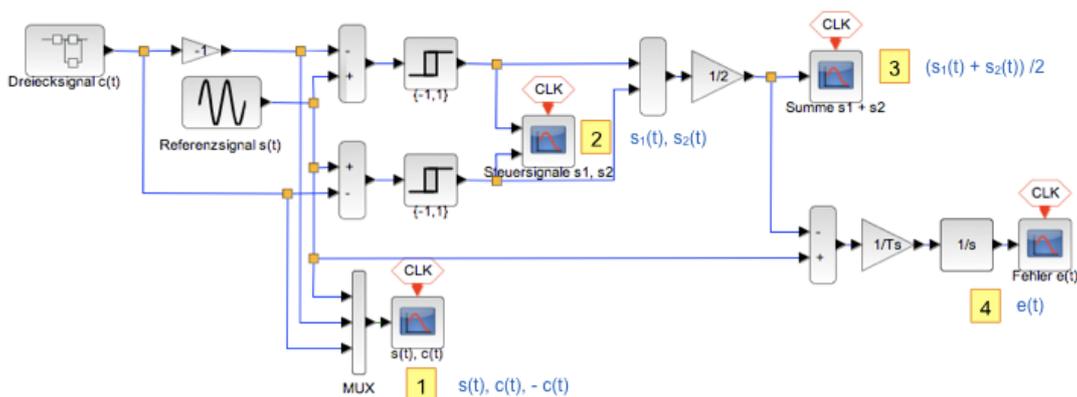
Lösung: Vor dem Komparator ergeben sich:

- (1)  $s_{1b}(t) = s(t) - c_1(t)$
- (2)  $s_{2b}(t) = s(t) - c_2(t) = s(t) + c_1(t)$

Somit gilt  $s_{1b}(t) + s_{2b}(t) = 2s(t)$ . Die mit Hilfe der phasenversetzten Dreieckssignale erzeugten Signale besitzen somit die gewünschte Eigenschaft. Diese Eigenschaft bleibt nach dem Komparator erhalten: Das approximierte, pulsbreitenmodulierte Signal ergibt sich aus der Addition der Steuersignale  $s_1(t)$  und  $s_2(t)$ .

Frage 2.2.2: Erstellen Sie die Signalkette für den Konverter. Erweitern Sie hierzu die Signalkette aus Abschnitt 2.1 um die oben beschriebenen Funktionen. Welche Berechnungsformel besitzt das approximierte, pulsbreitenmodulierte Signal  $s'(t)$ ? Wie berechnet sich der Fehler der Approximation.

Lösung: Signalkette siehe folgende Abbildung.



Mit Hilfe eines Komparators und Triggers werden zwei Tastverhältnisse gebildet. Aus der Überlagerung der beiden Tastverhältnisse  $s_1(t)$  und  $s_2(t)$  ergibt sich der approximierte Signalverlauf für ein gestastetes Signal  $s'(t)$  mit den 3 Stufen  $\{1, 0, -1\}$ :

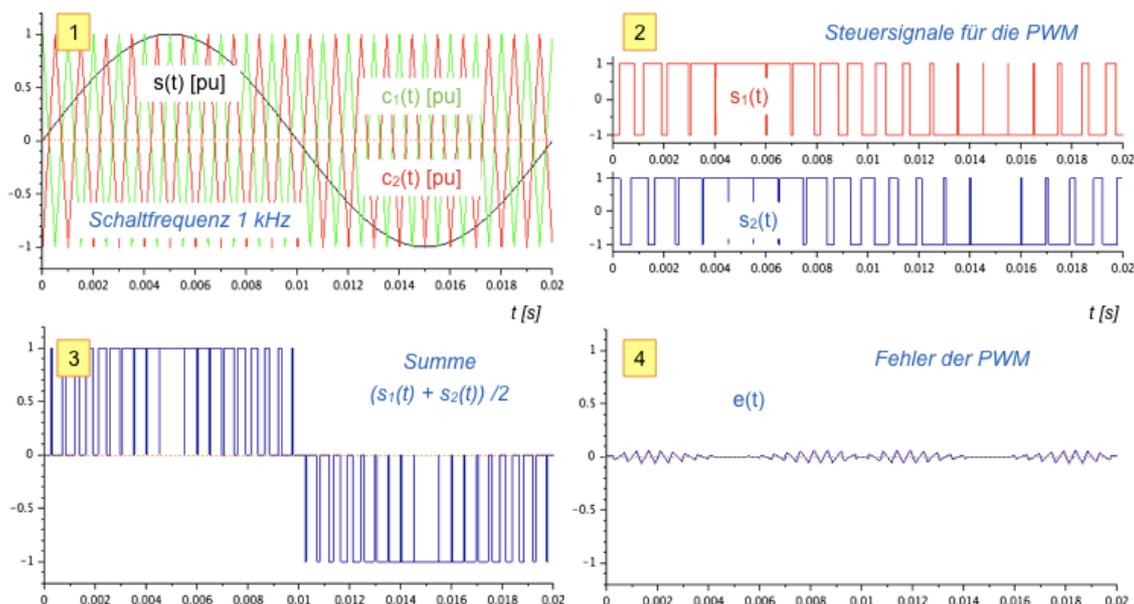
$$s'(t) = \frac{1}{2}(s_1(t) + s_2(t)) \quad (2.2.1)$$

Der Fehler berechnet sich wieder gemäß:

$$e(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^t (s(\tau) - s'(\tau)) d\tau \quad \text{mit } T_s = 1/f_s \quad (2.2.1)$$

Frage 2.2.3: Testen Sie die Signalerzeugung in der Simulation. Vergleichen Sie die Ergebnisse mit dem 2-Level Konverter.

Lösung: Für die Signale erhält man die in folgender Abbildung gezeigten Verläufe.



Die bezifferten Markierungen beziehen sich auf die Signalkette aus der Abbildung in 2.2.2, beispielsweise Ziffer 2 für die beiden Steuersignale  $s_1(t)$  und  $s_2(t)$  nach dem Komparator. Die Summe dieser beiden Signale ergibt die in Ziffer 3 dargestellte, gewünschte Signalform  $s'(t)$ .

Bei Verwendung dreier Pegel fällt der Fehler der Approximation deutlich geringer aus.

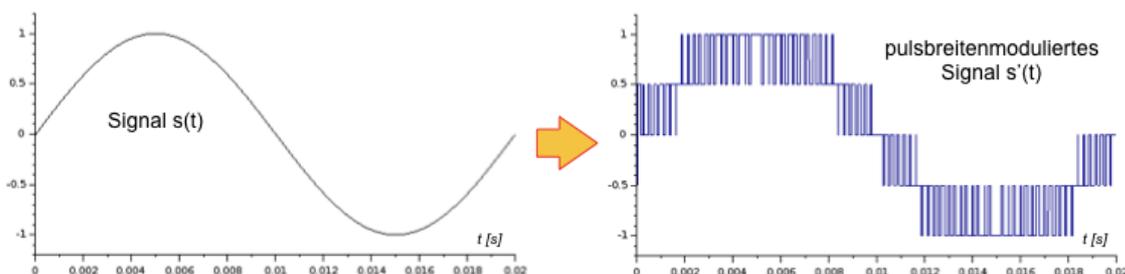
Frage 2.2.4: Wie würde man den Strompfad des Konverters grundsätzlich aufbauen?

Lösung: Die benötigten Spannungspegel lassen sich aus einer DC-Quelle der Spannung  $U_{DC}$  mit Hilfe zweier in Serie geschalteter Kapazitäten realisieren. Hierbei wird die Mitte als Bezugspunkt mit Massepotenzial interpretiert. Es stehen somit die Pegel  $\{+U_{DC}/2, 0, -U_{DC}/2\}$  zur Verfügung.

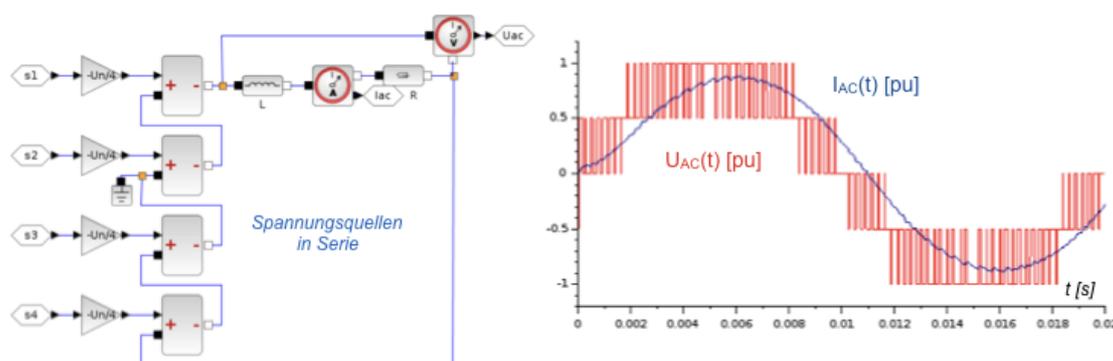
## 2.3. Konverter mit mehr als 3 Stufen

Ein Konverter mit N Stufen lässt sich nach der bisher betrachteten Methode mit Hilfe von (N-1) in Serie geschalteten Spannungsquellen aufbauen. Die Summe der Spannungen bildet eine pulsbreitenmodulierte Spannung mit N Stufen, wobei eine der Stufen den Bezugspunkt (Nullpotenzial) darstellt. Für die (N-1) Spannungsquellen sind Steuersignale gesucht, deren Summe die gewünschte, pulsbreitenmodulierte Signal  $s'(t)$  darstellt.

Folgende Abbildung zeigt als Beispiel ein pulsbreitenmoduliertes Signal mit 5 Stufen. Das Signal besitzt einen Wertebereich von  $\{+1, +\frac{1}{2}, 0, -\frac{1}{2}, -1\}$ . Ein aus 4 seriellen Spannungsquellen der Höhe  $U_{DC}/4$  aufgebauter Wandler schaltet somit in den Stufen  $\{+U_{DC}, +U_{DC}/2, 0, -U_{DC}/2, -U_{DC}\}$ .



Frage 2.3.1: 5-stufiger Umrichter. Die Schaltung soll durch 4 in Serie geschaltete, gesteuerte Spannungsquellen realisiert werden. Hierdurch lassen sich die 5 gewünschten Spannungspegel erzeugen. Hierfür sind vier Steuersignale gesucht, die die Eigenschaft haben, dass die Summe der Steuersignale (bzw. Spannungen) das gewünschte pulsbreitenmodulierte Signal ergibt. Folgende Abbildung illustriert das Prinzip der gewünschten Schaltung.



Hierzu wird folgender Lösungsansatz gewählt:

- Referenzsignal:  $s(t) = \sin(2\pi f t)$  mit Netzfrequenz  $f$ , z.B.  $f = 50 \text{ Hz}$
- Dreiecksignal 1:  $c_1(t) = \text{Dreieck}(2\pi f_s t)$  mit Schaltfrequenz  $f_s$ , z.B.  $f_s = 2 \text{ kHz}$
- Dreiecksignal 2:  $c_2(t) = \text{Dreieck}(2\pi f_s t + \pi/4)$
- Dreiecksignal 3:  $c_3(t) = \text{Dreieck}(2\pi f_s t + \pi/2)$
- Dreiecksignal 4:  $c_4(t) = \text{Dreieck}(2\pi f_s t + 3\pi/4)$ .

Die zeitversetzten Dreieckssignale teilen sich somit die Periodendauer  $2\pi$  anteilmäßig auf. Vor dem Komparator werden hieraus durch Subtraktion der Dreieckssignale vom Referenzsignal 4 Basis-signale  $s_{1b}(t)$ ,  $s_{2b}(t)$ ,  $s_{3b}(t)$  und  $s_{4b}(t)$  für die Ansteuerung gewonnen. Besitzen diese Signale die gewünschte Eigenschaft? Gilt dies auch für die durch den Komparator erzeugten Steuersignale  $s_1(t)$ ,  $s_2(t)$ ,  $s_3(t)$ ,  $s_4(t)$ ?

Lösung: Jeweils zwei der 4 Signale sind um  $\pi$  zueinander phasenverschoben, es gelten also

- $c_3(t) = \text{Dreieck}(2\pi f_s t + \pi/2) = -c_1(t)$  und
- $c_4(t) = \text{Dreieck}(2\pi f_s t + 3\pi/4) = -c_2(t)$ .

Für die Summe der Basissignale gilt somit:

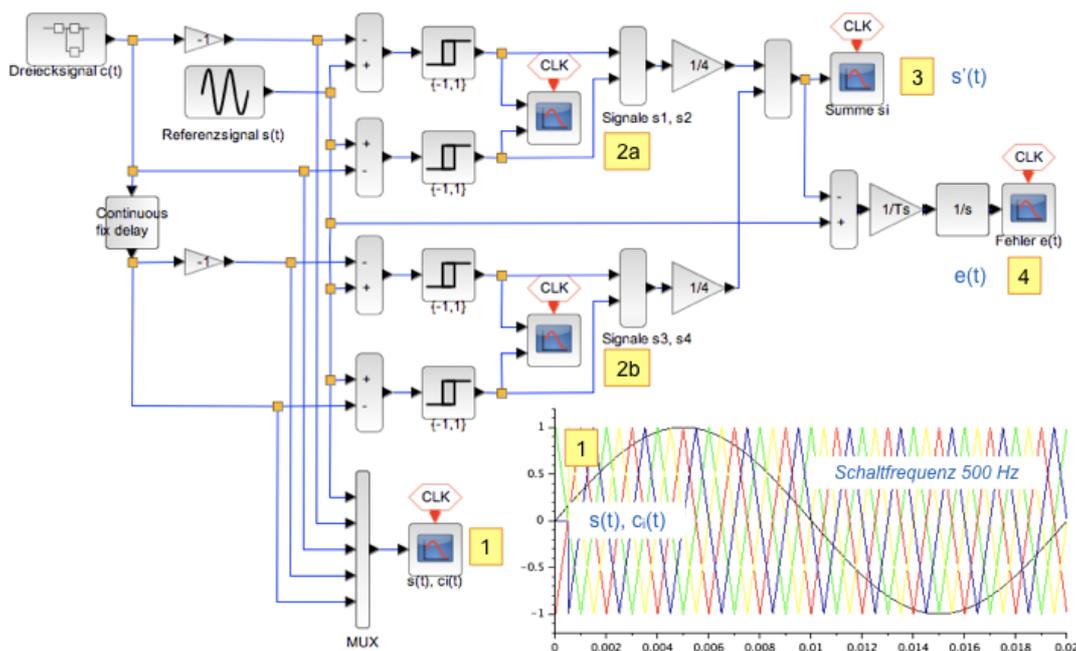
- $s_{1b}(t) + s_{2b}(t) + s_{3b}(t) + s_{4b}(t) = 4 s(t)$ .

Diese Eigenschaft bleibt für die Signale hinter dem Komparator erhalten. Die Summe der Steuersignale ergibt die gewünschte pulsbreitenmodulierte Approximation  $s'(t)$ :

- $s_1(t) + s_2(t) + s_3(t) + s_4(t) = 4 s'(t)$ .

Frage 2.3.2: Signalkette. Erstellen Sie die Signalkette für den 5-Level Konverter. Erweitern Sie hierzu die Signalkette aus Abschnitt 2.2 um die oben beschriebenen Funktionen. Welche Berechnungsformel besitzt das approximierte, pulsbreitenmodulierte Signal  $s'(t)$ ? Wie berechnet sich der Fehler der Approximation.

Lösung: Ein Signal mit 5 Stufen der Höhe  $\{1, \frac{1}{2}, 0, -\frac{1}{2}, -1\}$  lässt sich aus 4 Schaltsignalen durch Überlagerung erzeugen. Hierzu wird das Referenzsignal mit Hilfe von 4 Dreiecksignalen, die jeweils im eine Viertelperiode phasenversetzt sind, verarbeitet. Hierzu wird ein Dreiecksignal um eine Viertelperiode verzögert. Die Verschiebung um eine halbe Periode erhält man durch Invertieren des Ausgangssignals. Die Verschiebung um eine  $\frac{3}{4}$ -Periode erhält man aus dem invertierten Signal der  $\frac{1}{4}$ -Periode.



Mit Hilfe eines Komparators und Triggers wird 4 Steuersignale gebildet. Aus der Überlagerung der Steuersignale  $s_1(t)$ ,  $s_2(t)$ ,  $s_3(t)$  und  $s_4(t)$  ergibt (in normierter Form) sich der approximierte Signalverlauf für das getastete Signal  $s'(t)$  mit den 5 Stufen  $\{1, \frac{1}{2}, 0, -\frac{1}{2}, -1\}$ :

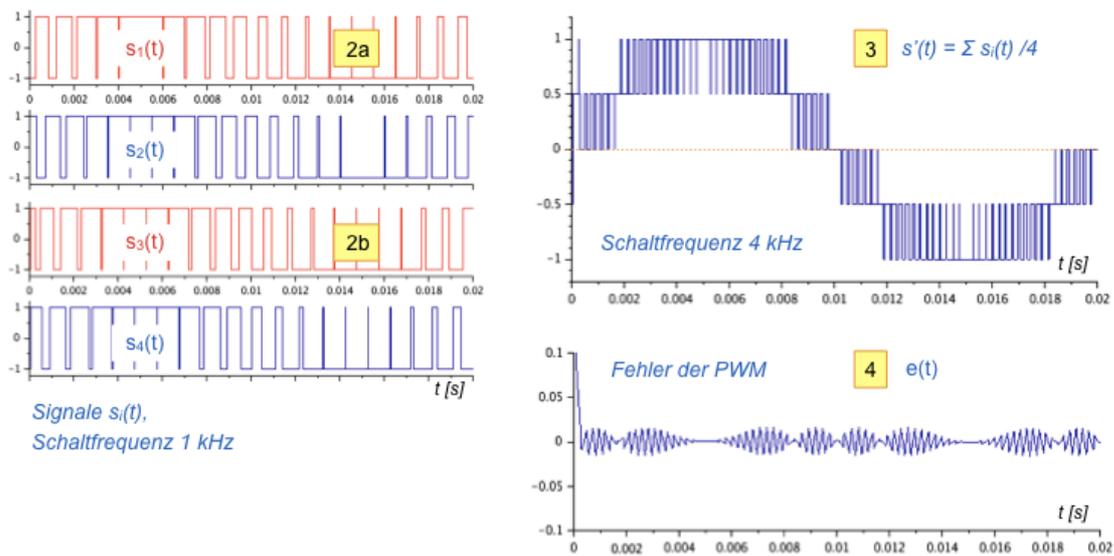
$$s'(t) = \frac{1}{4}(s_1(t) + s_2(t) + s_3(t) + s_4(t)) \quad (2.3.1)$$

Der Fehler berechnet sich wieder gemäß:

$$e(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^t (s(\tau) - s'(\tau)) d\tau \quad \text{mit } T_s = 1/f_s.$$

Frage 2.3.3: Simulation. Testen Sie die Signalerzeugung für den 5-Level Umrichter in der Simulation. Vergleichen Sie die Ergebnisse mit dem 3-Level Konverter.

Lösung: siehe folgende Abbildung.



Das Ergebnis ergibt sich aus der Überlagerung der 4 Steuersignale und lässt sich, wie eingangs beschrieben, als System mit 4 seriell geschalteten Spannungsstufen interpretieren. Zusammen mit dem Nullpotenzial (Stufe 0) ergeben sich insgesamt 5 Amplitudenstufen. Der Fehler der Approximation berechnet sich nach der bei den vorausgegangenen Systemen beschriebenen Methode und fällt sehr viel geringer aus als bei einem 3-Level Konverter.

Frage 2.3.4: Schaltfrequenz. Im welchem Verhältnis zur Schaltfrequenz insgesamt steht Schaltfrequenz der Steuersignale?

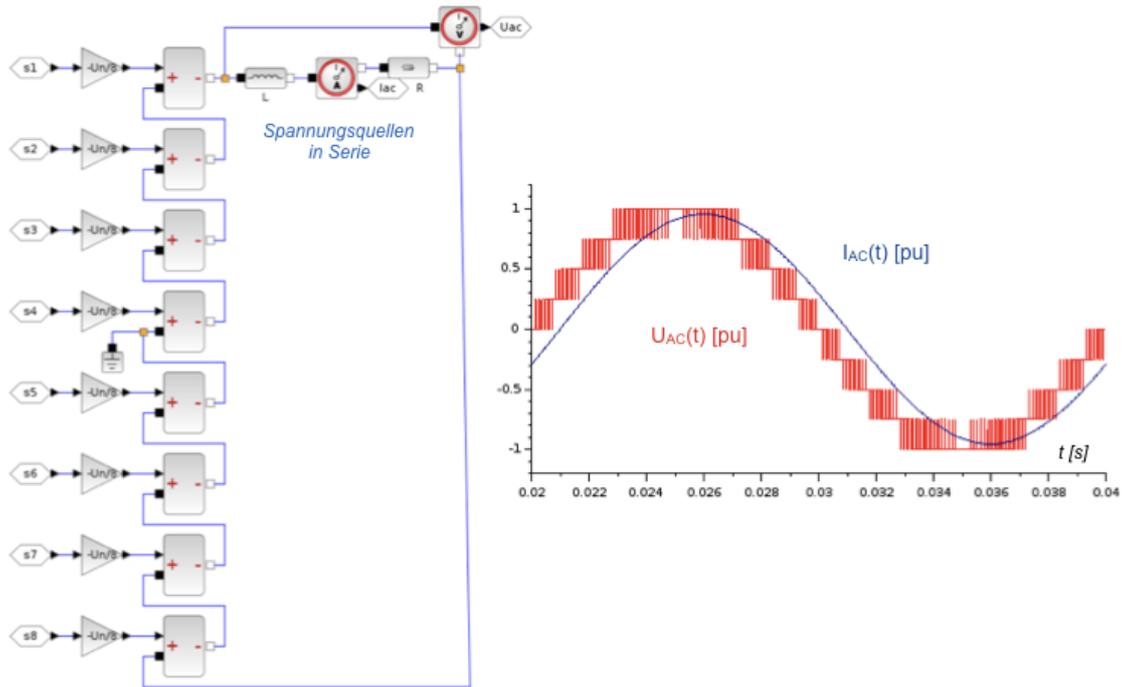
Lösung: Da die Steuersignale phasenversetzt zueinander sind, ist die resultierende Schaltfrequenz der überlagerten Signale das Vielfache der Frequenz der Steuersignale, bzw. gemessen in der Anzahl  $N$  der Stufen des Konverters  $(N-1)$  fache der Frequenz der einzelnen Steuersignale.

Frage 2.3.5: Wie wäre ein 9-Level Konverter aufgebaut? Skizzieren Sie den Aufbau mit Hilfe seriell geschalteter Spannungsquellen. Wie ließen sich die benötigten Steuersignale gewinnen?

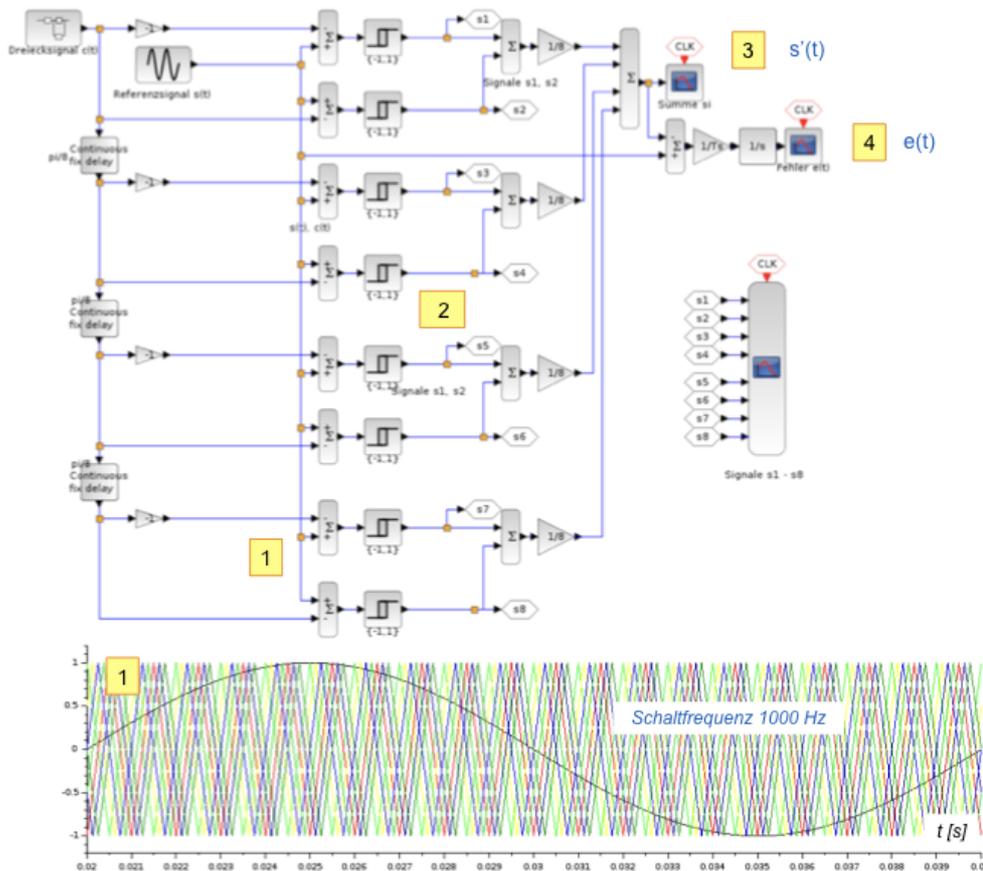
Lösung: Aufbau des Umrichters: Für  $N = 9$  Stufen werden 8 seriell geschaltete Spannungsquellen benötigt, siehe folgende Abbildung. Für ein auf  $U_{DC}$  skaliertes System beträgt die Höhe der einzelnen Spannungsquellen  $U_{DC}/8$ . Die Mitte wird als Bezugspunkt gewählt und stellt als 9. Stufe das Nullpotenzial 0.

Die Gewinnung der Steuersignale folgt der in den vorausgehenden Beispielen beschriebenen Methode. Es werden 8 phasenversetzte Signale zur Gewinnung der Steuersignale erzeugt. Da sich jeweils dieser Signale um eine Phasendifferenz von  $\pi$  unterscheiden, und somit umgekehrtes Vorzeichen besitzen, addieren sich jeweils 2 Signale bei der Summierung zu Null. Aus der Überlagerung der Steuersignale ergibt sich somit das approximierte Signal  $s'(t)$ .

In den folgenden Abbildungen sind nochmals die Signale wie folgt beziffert: (1) Referenzsignale und phasenverschobene Dreieckssignale, (2) Steuersignale  $s_i(t)$  nach dem Komparator, (3) Summensignal  $s'(t)$ , sowie (4) der Fehler der Approximation. Gegenüber den Umrichtern mit weniger Stufen fällt der Fehler wiederum sehr viel kleiner aus.

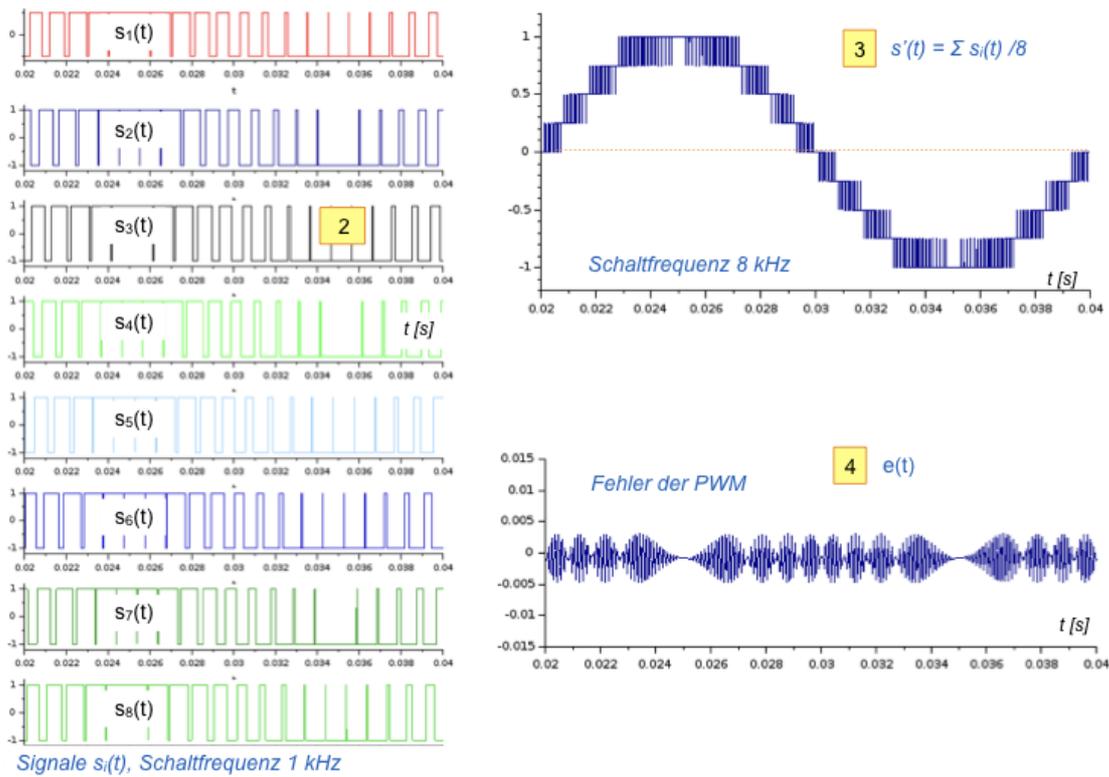


Gewinnung der Steuersignale: aus phasenversetzten Dreiecksignalen, siehe folgende Abbildung.



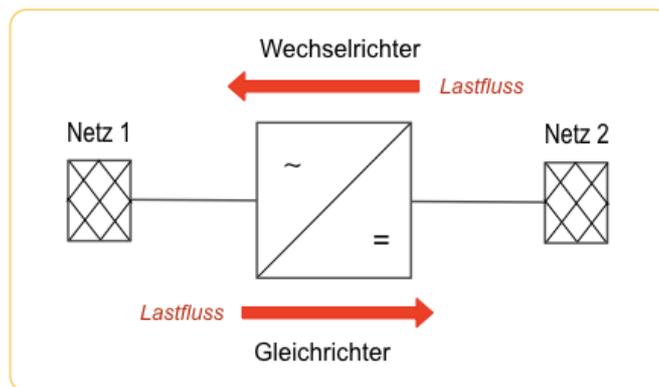
Frage 2.3.6: Überprüfen Sie Ihren Entwurf für den Konverter aus Frage 2.3.5 in der Simulation.

Lösung: siehe folgende Abbildungen. Erläuterungen siehe auch Frage 2.3.5.

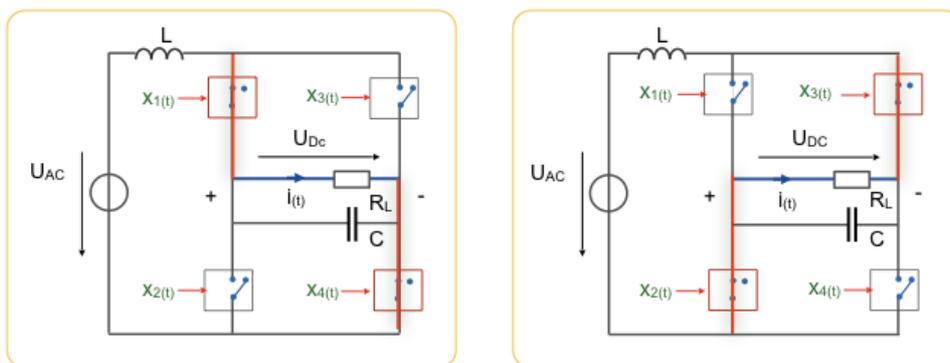


## 2.4. Gleichrichter und Wechselrichter

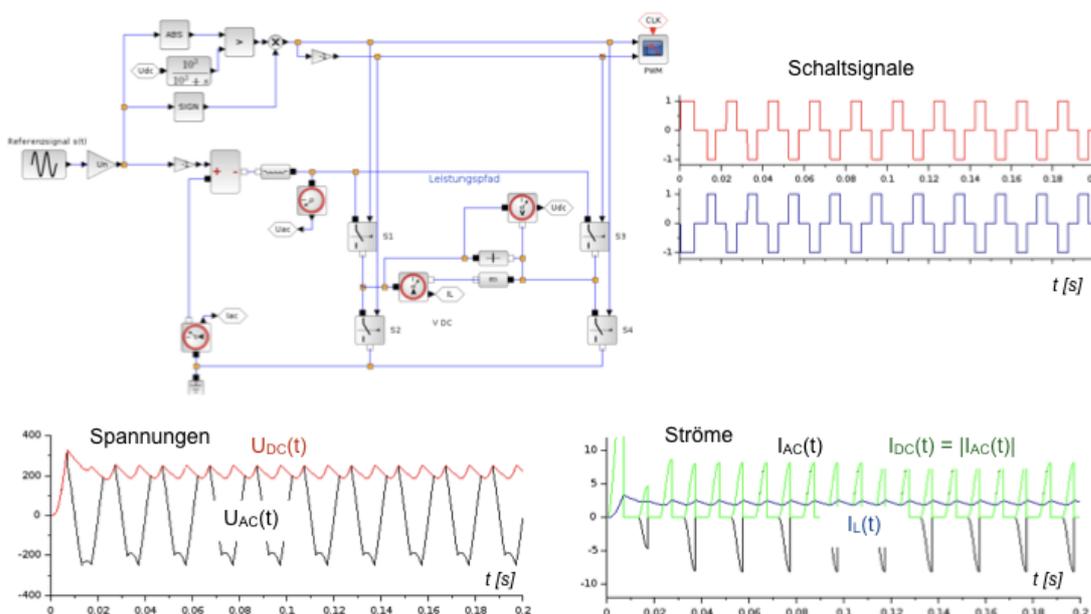
Ob ein Umrichter als Wechselrichter (AC nach DC) oder Gleichrichter (DC nach AC) arbeitet, ist eine Frage des Lastflusses und somit der Betriebsweise, und keine Frage der Technologie. Die beiden Betriebsweisen sind in folgender Abbildung illustriert.



Frage 2.4.1: H-Brücke als Brückengleichrichter. Eine H-Brücke wird an einer Wechselspannungsquelle betrieben. Der Lastzweig enthält einen Kondensator zur Glättung der Gleichspannung. Mit den Schaltern soll nun das Verhalten der Diodenbrücke emuliert werden. Erläutern Sie das Funktionsprinzip. Wann sind die Schalter zu betätigen? Überprüfen Sie die Funktion in der Simulation.



Lösung: Der Lastzweig wird so in den AC-Kreis geschaltet, das sich die Polarität mit der Polarität der AC-Spannung jeweils umkehrt, somit die Polarität im Lastkreis gleich bleibt. Hierbei ist der Füllstand des DC-Kreises zu beachten: Geschaltet wird nur dann, wenn der Betrag der Wechselspannung den Betrag der Gleichspannung übersteigt, wobei die Polarität der Wechselspannung zu berücksichtigen ist. Der Lastfluss verläuft somit von AC nach DC. Folgende Abbildung zeigt ein Beispiel. Die Schaltung verhält sich wie ein Brückengleichrichter mit Dioden.



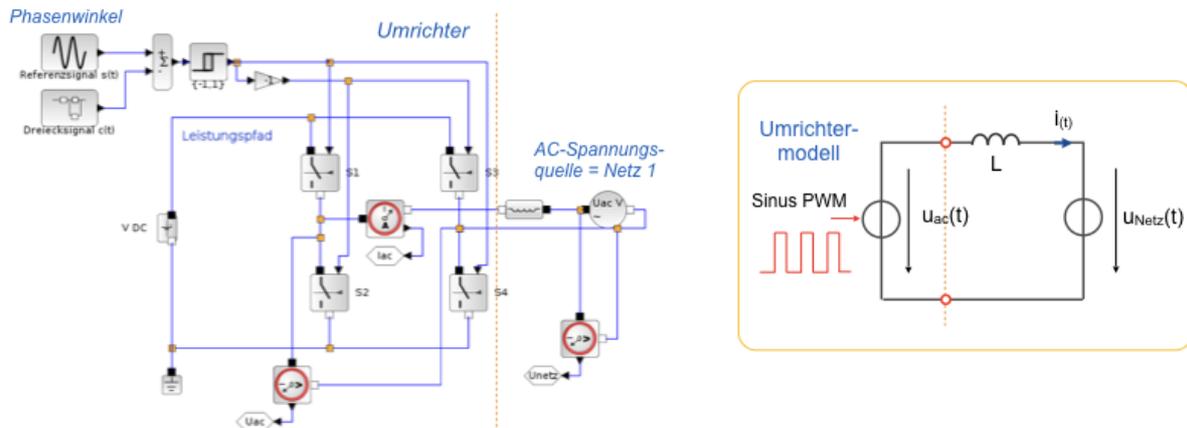
Der Strom durch den Lastwiderstand ist ein Gleichstrom, der Strom im DC-Zweig insgesamt der gleichgerichtete Strom im AC-Zweig. Der Stromkreis im Lastwiderstand schließt sich innerhalb des DC-Zweiges über den Kondensator (siehe Abschnitt 1.2). Es zeigt sich der gleiche stoßweise Lade-strom wie bei der Diodenbrücke.

Frage 2.4.2: H-Brücke als Umrichter mit wechselndem Lastfluss. Die in der vorausgegangene Aufgabe gezeigte Diodenemulation ist in der Praxis nicht erforderlich. In der Betriebsart mit pulsweitenmodulierter Sinus-Spannung sind beide Lastflussrichtungen möglich. Erläutern Sie die Funktion der Schaltung und die Ersatzschaltung. Wovon ist der Lastfluss abhängig? Wie lässt er sich einstellen?

Lösung: Ersetzt man den Lastwiderstand durch das angeschlossene Netz, so erhält man die in folgender Abbildung gezeigte Schaltung. Das Netz wird hierbei durch eine Spannungsquelle nachgebildet.

Lastfluss: Ein Strom in Richtung der Netzspannung stellt einen Lastfluss ins Netz dar, d.h. das Netz nimmt Leistung vom Umrichter auf. Diese Betriebsart entspricht dem Wechselrichter. Fließt umgekehrt Strom vom Netz in den Umrichter, arbeitet dieser als Gleichrichter.

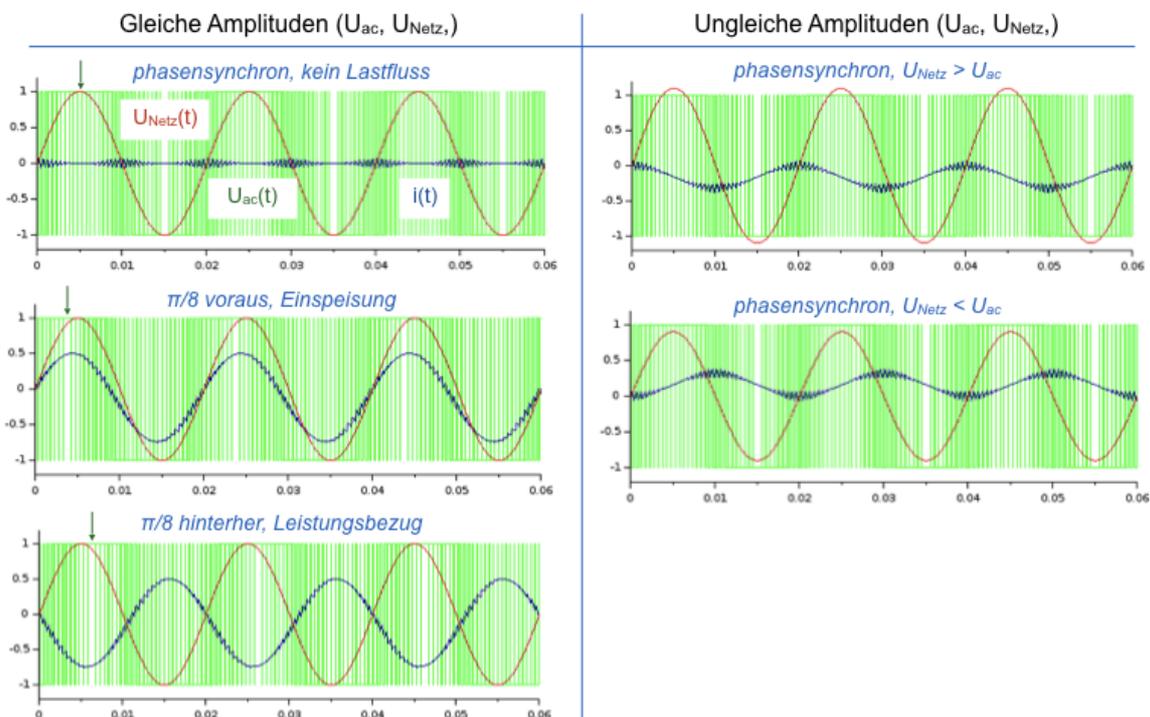
Ersatzschaltung: In der Ersatzschaltung stellt der Umrichter eine pulsbreitenmodulierte Spannungsquelle dar (gesteuerte Spannungsquelle).



Sind Umrichterspannung und Netzspannung synchron und gleicher Amplitude, so findet kein Lastfluss statt. Lässt man die Amplituden gleich und verschiebt die Phase der Umrichterspannung so, dass diese der Netzspannung vorseilt, ergibt sich ein temporäres Spannungsgefälle ins Netz: Das Netz nimmt Leistung auf; der Umrichter speist ein.

Frage 2.4.3: Simulation. Überprüfen Sie Ihre Aussagen in der Simulation. Hinweis: Variieren Sie den Phasenwinkel der pulsbreitenmodulierten Umrichterspannung gegenüber der Netzspannung, sowie die Amplitude der Netzspannung. Erläutern Sie das Betriebsverhalten.

Lösung: siehe folgende Abbildung.



Im phasensynchronen Betrieb mit gleicher Amplitude findet kein Lastfluss statt (siehe Ersatzschaltung mit zwei synchronen Spannungsquellen auf gleichem Spannungsniveau). Eilt die Spannung des Umrichters der Netzspannung voraus, ergibt sich zu jedem Zeitpunkt ein Gefälle in Richtung des Netzes:

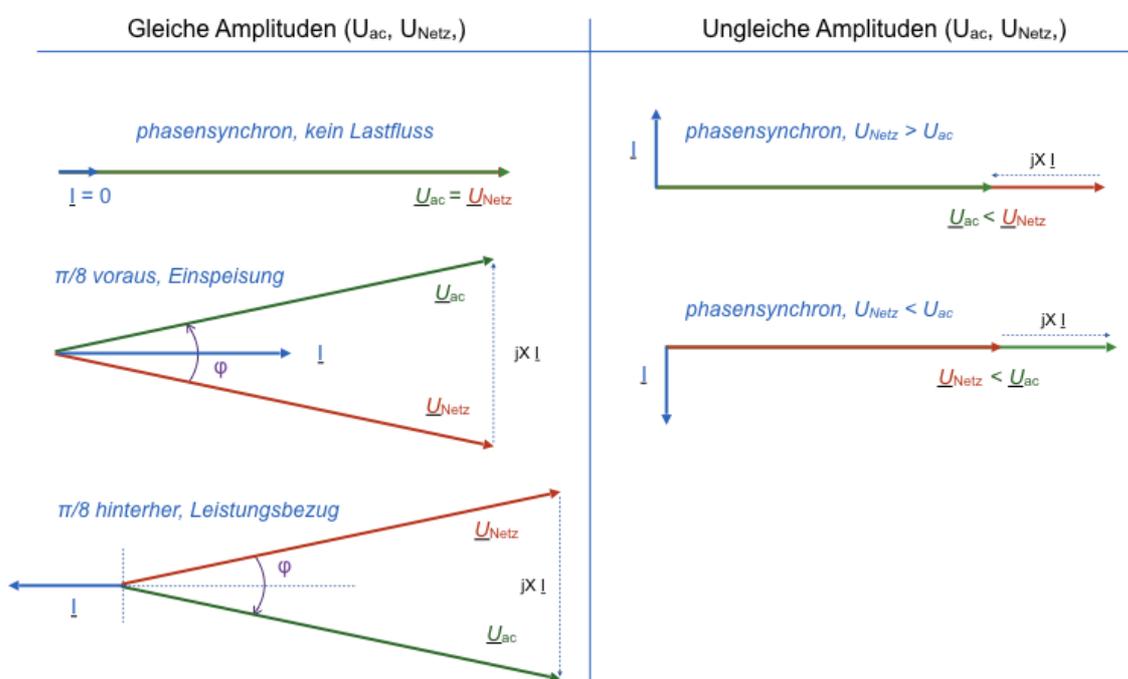
Es wird eingespeist. Umgekehrt, bei nacheilender Umrichterspannung, verläuft das Gefälle in Richtung des Umrichters: es wird Leistung aus dem Netz bezogen.

Die Richtung des Lastflusses ist auch aus dem Strom ablesbar: Sind Strom und Netzspannung annähernd synchron ( $-\pi/2 < \varphi < \pi/2$ ), nimmt das Netz Leistung auf (der Umrichter speist ein). Umgekehrt ( $\pi/2 < \varphi < 3\pi/2$ ) gibt das Netz Leistung ab.

Amplituden bei synchroner Netzspannung: Der Amplitudenunterschied der beiden Spannungsquellen wird an der Serieninduktivität ausgeglichen. Der sich ergebende Strom ist reaktiv, es findet kein Lastfluss statt. Im ersten Fall ( $U_{\text{Netz}} > U_{\text{ac}}$ ) eilt der Strom der Netzspannung hinterher: das Netz bezieht Blindleistung. Im zweiten Fall eilt der Strom der Netzspannung vor: das Netz gibt Blindleistung ab.

Frage 2.4.4: Zeigerdiagramme. Diskutieren sie das Verhalten bzgl. Lastfluss, Phasenlage und Amplituden mit Hilfe von Zeigerdiagrammen.

Lösung: siehe folgende Abbildung



Gemäß dem Ersatzschaltbild gilt jeweils die Maschenregel  $\underline{U}_{ac} = jX \underline{I} + \underline{U}_{\text{Netz}}$ . Der Stromfluss durch die Induktivität gleicht Phasenunterschiede bzw. Amplitudenunterschiede zwischen den Spannungspfeilen aus. Im Phasensynchronen Betrieb kann sich bei gleichen Amplituden kein Stromfluss einstellen.

Bei gleichen Amplituden treibt bei vorauseilender Spannung des Umrichters in Bezug zur Netzspannung dieser das Netz: es wird eingespeist. Umgekehrt folgt bei nacheilender Spannung des Umrichters in Bezug zur Netzspannung dem Netz: es wird Leistung aufgenommen. Bei den Zeigerdiagrammen folgen diese Zusammenhänge der Maschenregel.

Im Zeitbereich bedeutet eine vorauseilende Spannung gleicher Amplitude einfach einen positiven Spannungshub zu jedem Zeitpunkt, was den Lastfluss unmittelbar erklärt.

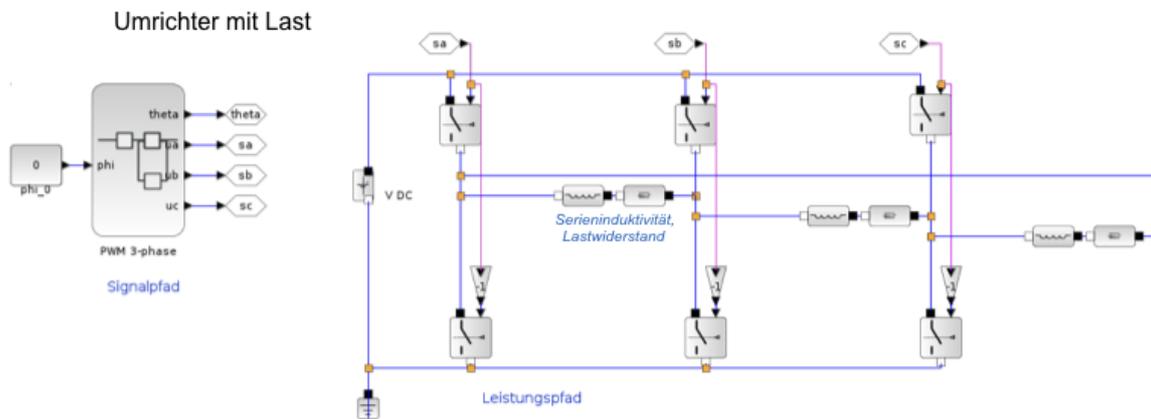
Vorteile bietet das Zeigerdiagramm bei phasensynchronen Spannungen unterschiedlicher Amplituden: Hier kann der Ausgleich gemäß Maschenregel nur durch Blindströme erfolgen.

### 3. Umrichtertopologien

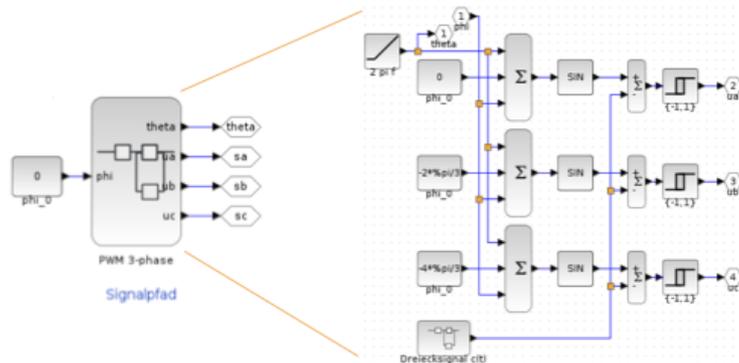
In diesem Abschnitt soll die Implementierung der Strompfade näher untersucht werden, also der Leistungsteil der Umrichter. Für die Signalverarbeitung in Abschnitt 2 stellte das abstrakte Modell des Strompfades eine Spannungsquelle dar. Diese Abstraktion gilt für die hier betrachteten Umrichter mit Spannungszwischenkreis (engl. Voltage Source Converter).

#### 3.1. Zweistufige Umrichter mit H-Brücken

Zweistufige Umrichter (2-Level Konverter) lassen sich mit Hilfe von H-Brücken realisieren. Folgende Abbildung zeigt eine 3-phasige Schaltung. Die AC-Last ist hierbei als Dreieckschaltung jeweils zwischen zwei Anschlüsse der Lastzweige geschaltet.



Die Ansteuerung der drei Umrichterzweige erfolgt mit Hilfe pulsweitenmodulierter Steuersignale, die die Spannungen in einem Drehstromsystem repräsentieren. Die Steuersignale werden nach dem in Abschnitt 2 beschriebenen Verfahren erzeugt. Folgende Abbildung zeigt den Signalpfad.



Die Referenzsignale repräsentieren ein Drehstromsystem:

$$s_a(t) = \sin(2\pi f t + \phi_0)$$

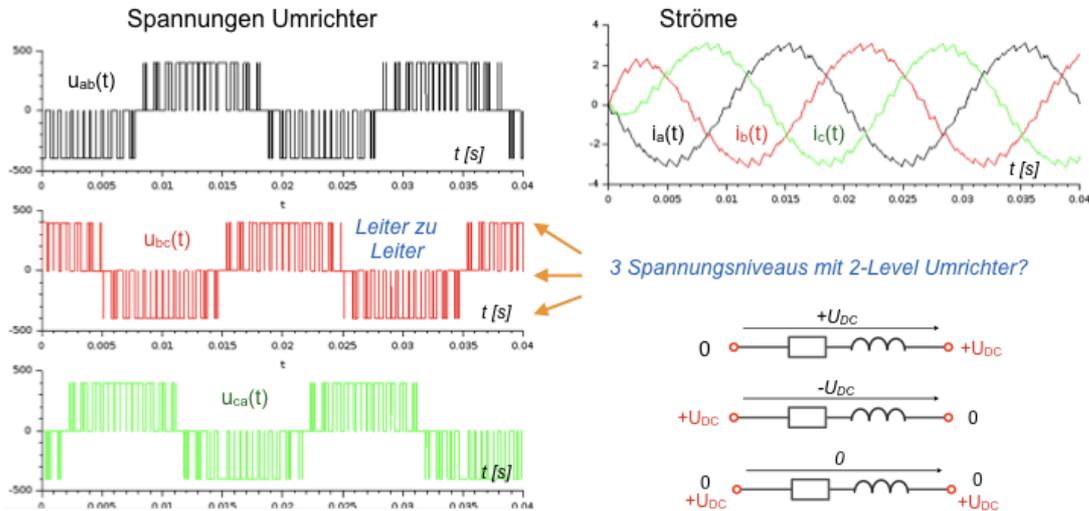
$$s_b(t) = \sin(2\pi f t - 2\pi/3 + \phi_0)$$

$$s_c(t) = \sin(2\pi f t - 4\pi/3 + \phi_0).$$

Der zeitlich variable Phasenwinkel  $\theta = \omega t = 2\pi f t$  ist hierbei als Bezugsgröße für Phasenmessungen und Zeigeroperationen am Drehstromsystem herausgeführt.

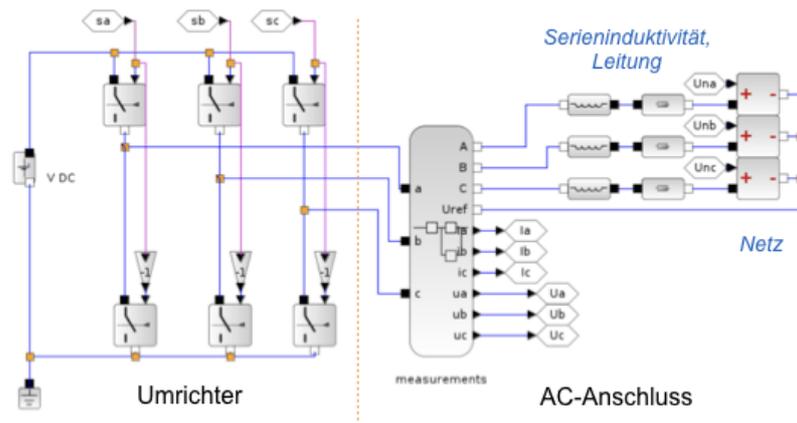
Frage 3.1.1: In der Simulation ergeben sich die in folgender Abbildung gezeigten Signale. Die Spannungen folgen einem pulsweitenmodulierten Drehstromsystem. Die Ströme werden durch den

Einfluss der Serieninduktivitäten geglättet. Auffällig sind jedoch die drei Spannungsniveaus an einem zweistufigen Umrichter. Wie kommen diese zustande?



Lösung: Gemessen werden die Spannungen jeweils zwischen zwei Leitern. Jeder Leiter kann entweder auf dem oberen Spannungspotenzial der Quelle liegen (hier  $+U_{DC}$ ), oder auf dem unteren Niveau der Gleichspannungsquelle (hier: 0, da dieser als Bezugspunkt des Potentials gewählt wurde). Wenn zwei Leiter auf gleichem Potenzial liegen, ergibt sich als Potentialdifferenz die Spannung 0 als dritter Wert. Als Spannung der Gleichstromquelle wurden 400 V gewählt.

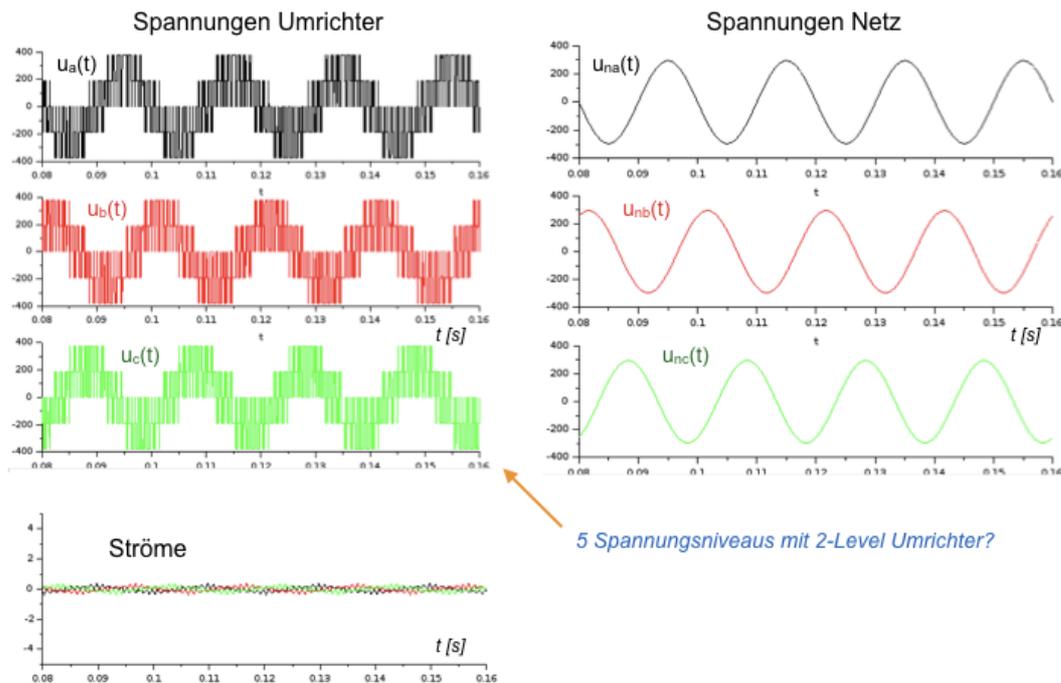
Frage 3.1.2: Sternschaltung. Folgende Abbildung zeigt eine Sternschaltung im Lastzweig der dreiphasigen H-Brücke. Im Lastzweig befinden sich eine Serieninduktivität, ein Widerstand (z.B. Leitungswiderstand), sowie eine AC-Spannungsquelle stell vertretend für den Anschluß des Umrichters an ein Wechselspannungsnetz. Erläutern Sie die Funktionsweise der Schaltung. Arbeit der Umrichter als Wechselrichter oder als Gleichrichter? Wohin geht vom Netz aufgenommene bzw. vom Netz abgegebene Leistung?



Lösung: Die Schaltung funktioniert ebenfalls wie eine dreiphasige AC-Spannungsquelle mit pulsbreitenmodulierten Spannungen in jeder Phase. Ob die Schaltung als Wechselrichter arbeitet, ist nur abhängig vom Lastfluss: Speist der Umrichter ins Netz ein, arbeitet er als Wechselrichter. Nimmt er Leistung aus dem Netz auf, arbeitet er als Gleichrichter. Quelle bzw. Senke für die Leistung sind die Spannungsquellen: Ein Strom in Spannungsrichtung bedeutet Leistungsaufnahme ( $P = U I > 0$ ). Ein Strom entgegengesetzt zur Leistungsaufnahme bedeutet Leistungsabgabe  $P = U I < 0$ .

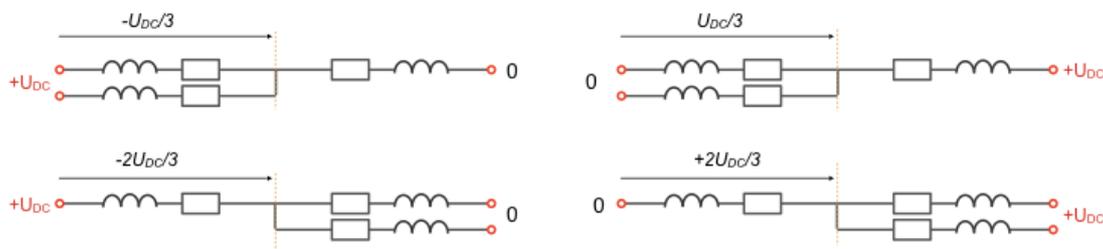
Hierbei werden die Konventionen im Verbraucherzählpfeilsystem vorausgesetzt. Die Leistung verschwindet bzw. entsteht in den Spannungsquellen; eine Festlegung über den physikalischen Verbleib der Energie gibt es hierbei nicht (Weitergabe, Speicherung, Umwandlung in Wärme etc).

Frage 3.1.3: Sternschaltung, Spannungen. Die Simulation zeigt bezogen auf den Sternpunkt im Lastzweig 5 Spannungsniveaus (siehe folgende Abbildung). Ein Einfluß der netzseitigen Spannungsquellen kann hierbei ausgeschlossen werden. Als Wert der Gleichspannungsquelle wurden hier  $\sqrt{2} \cdot 400 \text{ V}$  gewählt. Wie erklärt sich dieses Verhalten?



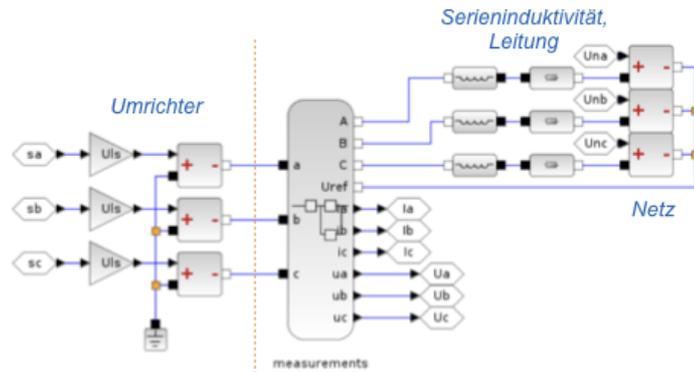
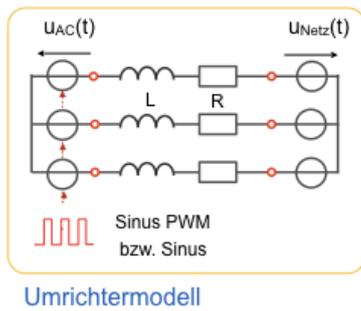
Lösung: Ursache ist die Schaltung der Impedanzen am Sternpunkt. Vorgegeben ist jeweils das Potenzial der drei Leiterzweige, die mit dem gewählten Bezugspotenzial durch die H-Brücken jeweils auf das Potenzial  $\{+U_{DC}, 0\}$  gezogen werden. Neben dem Fall, dass alle 3 Leiter gerade auf gleichem Potenzial liegen (ergibt Nullpotenzial), ergeben sich die in der folgenden Abbildung gezeigten Kombinationen, und folglich 4 Potenzialstufen bezogen auf den Sternpunkt.

5 Spannungsniveaus mit 2-Level Umrichter?



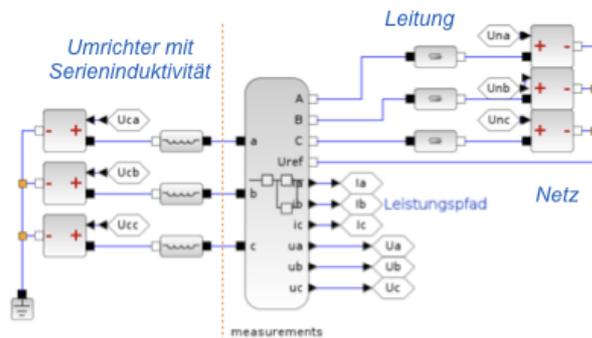
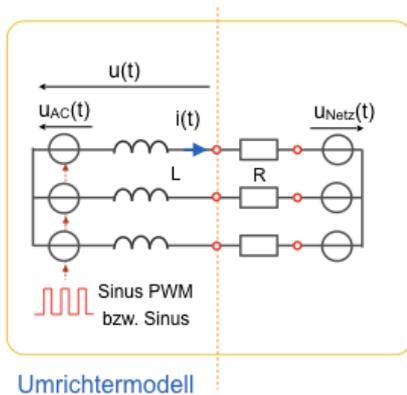
Frage 3.1.4: Ersatzschaltung für den Umrichter. Welche Ersatzschaltung lässt sich für den 3-phasigen Umrichter verwenden?

Lösung: 3-phasige Spannungsquelle. Die H-Brücken schalten die Gleichspannungsquelle pulsweitenmoduliert auf die Lastzweige. Somit wird die Gleichspannungsquelle zu einer sinusmodulierten Wechselspannungsquelle. Es ergibt sich das in folgender Abbildung gezeigte Drehstromsystem.



Zur Vereinfachung lässt sich auf den Effekt der Pulsbreitenmodulation verzichten und als Ersatzschaltung konventionelle Spannungsquellen im Drehstromsystem verwenden. Der Phasenwinkel der Spannungsquelle ist hierbei einstellbar, ebenso in Grenzen die Amplitude der Spannungsquelle.

Frage 3.1.5: Vereinfachtes Ersatzschaltung. In folgenden Ersatzschaltbild ist die Spannung hinter der Serieninduktivität als Klemmenspannung gewählt. Welchen Einfluss auf die Klemmenspannung hat die Ansteuerung der Spannungsquelle im Umrichtermodell mit einer Sinus-PWM im Vergleich zu einer sinusförmigen Spannung (ohne PWM)? Begründen Sie Ihre Aussagen.



Lösung: Der Einfluss der Ansteuerung mit Sinus-PWM oder Sinus ist gering. Begründung: Es gilt

$$e(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^t (s(\tau) - s'(\tau)) d\tau \quad \text{mit } T_s = 1/f_s \quad (3.1.1)$$

wobei  $s'(t)$  das PWM-modulierte Signal darstellt,  $s(t)$  das sinusförmige Referenzsignal, und  $e(t)$  den Fehler der Approximation (siehe Abschnitt 2.1). Die pulsbreitenmodulierte Spannung lässt sich nach (3.1.1) als Überlagerung eines sinusförmigen Signals mit einem Fehleranteil interpretieren:

$$u_{AC}(t) = \hat{u} s'(t) = \hat{u} s(t) - \hat{u} \frac{d}{dt} e(t) \quad (3.1.2)$$

Für die Klemmenspannung gilt

$$u(t) = u_{AC}(t) - L \frac{d}{dt} i(t) \quad (3.1.3)$$

Bei der Berechnung des Stroms aus (3.1.3) durch Integration enthält der Strom somit bei Einsetzen von (3.1.2) einen Anteil proportional zum Fehler  $e(t)$ . Bis auf diesen Fehler stimmt der Strom mit dem rein sinusförmigen Fall überein. Der Fehler  $e(t)$  ist hierbei hochfrequent im Sinne einer Grundschwin-

ung mit der Schaltfrequenz der PWM (üblicherweise 10 kHz oder mehr im Vergleich zur Signalfrequenz von 50 Hz). Bis auf diesen Fehler im Strom stimmt das pulsbreitenmodulierte System mit einem rein sinusförmigen System überein.

Interpretiert man die Maschengleichung (3.1.3) im eingeschwungenen Zustand bei harmonischer Anregung, so ergibt sich mit Hilfe der komplexen Wechselstromrechnung:

$$\underline{U} = \underline{U}_{AC} - j\omega L I = \underline{U}_s - j\omega \underline{U}_e - j\omega L I \quad (3.1.4)$$

Hierbei wurde für die Anregung  $u_{AC}(t)$  bzw. die Transformierte  $\underline{U}_{AC}$  nach 3.1.2 ein Anteil  $\underline{U}_s$  für die Sinusform  $s(t)$  und  $\underline{U}_e$  für den Fehler  $e(t)$  angenommen. Der Fehleranteil  $j\omega \underline{U}_e$  findet sich im Spektrum um die Schaltfrequenz  $\omega_s$ . Die Spannung  $j\omega L I$  besitzt Anteile bei der Grundfrequenz  $\omega_1$  und der Schaltfrequenz  $\omega_s$ . In vereinfachter Form im Spektrum aufgeteilt erhält man also:

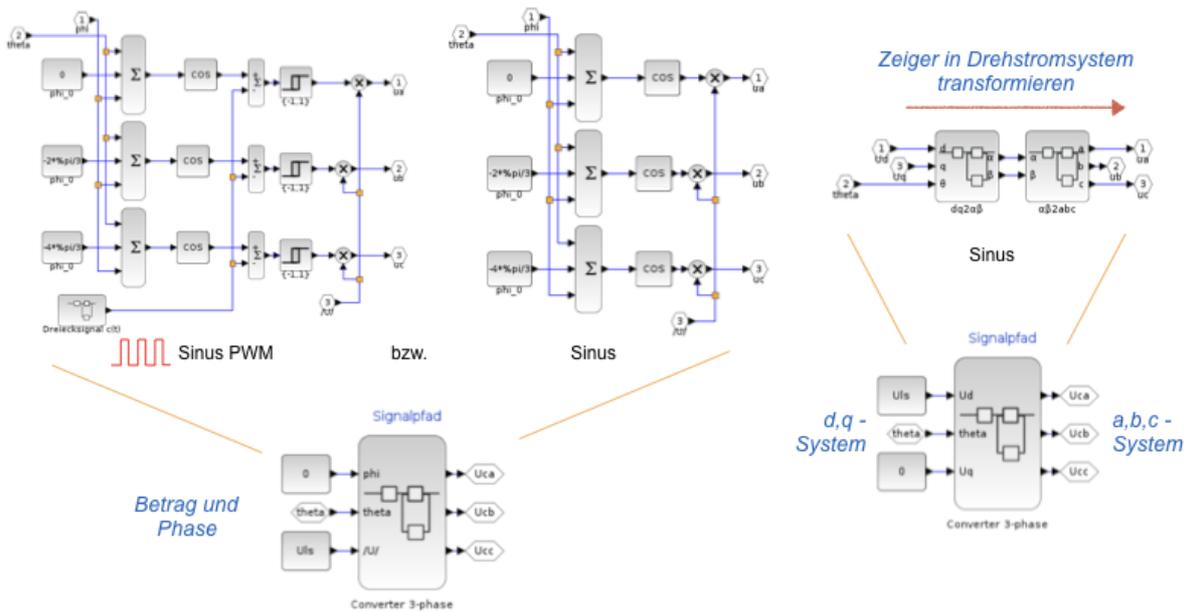
$$\underline{U} = \underline{U}_s - j\omega_1 L I \quad \text{bei Netzfrequenz } \omega_1 \quad (3.1.5a)$$

$$\underline{U} = -j\omega_s \underline{U}_e - j\omega_s L I \quad \text{bei Schaltfrequenz } \omega_s \quad (3.1.5b)$$

Bei Anschluss einer niederfrequenten Spannungsquelle an der Klemme ( $u(t) = u_{Netz}(t)$ ) wäre im Spektrum bei  $\omega_s$  (Gleichung 3.1.5b)  $\underline{U} = 0$ : Die Fehlerspannung  $\underline{U}_e$  regt den Strom bei Schaltfrequenz an.

Frage 3.1.6: Signalpfad. Wie lassen sich die Steuersignale für die Spannungsquellen des Drehstroms erzeugen? Beschreiben Sie die Erzeugung pulsbreitenmodulierter Signale und sinusförmiger Signale. Wie wird der Phasenbezug zum Netz hergestellt?

Lösung: siehe folgende Abbildung.



(1a) Pulsweitenmoduliertes Drehstromsystem: Drehstromsystem als Referenzsignale, pro Phase dann pulsbreitenmoduliert; (1b) Sinussystem: Drehstromsystem mit 3 phasenverschobenen Quellen, Vorgabe Betrag und Phase; (1c) Drehstromsystem mit Vorgabe Realteil und Imaginärteil im dq-System und Transformation in den Zeitbereich (abc-System).

(2) Phasenbezug der Frequenz zum Netz: Phasenwinkel  $\theta = \omega t + \varphi_0 = 2\pi t + \varphi_0$  aus der Signalquelle vom Netz verwenden. In der Praxis wäre hierzu eine Messung erforderlich (PLL). Der Phasenbezug ist auch bei der Zeigertransformation erforderlich.

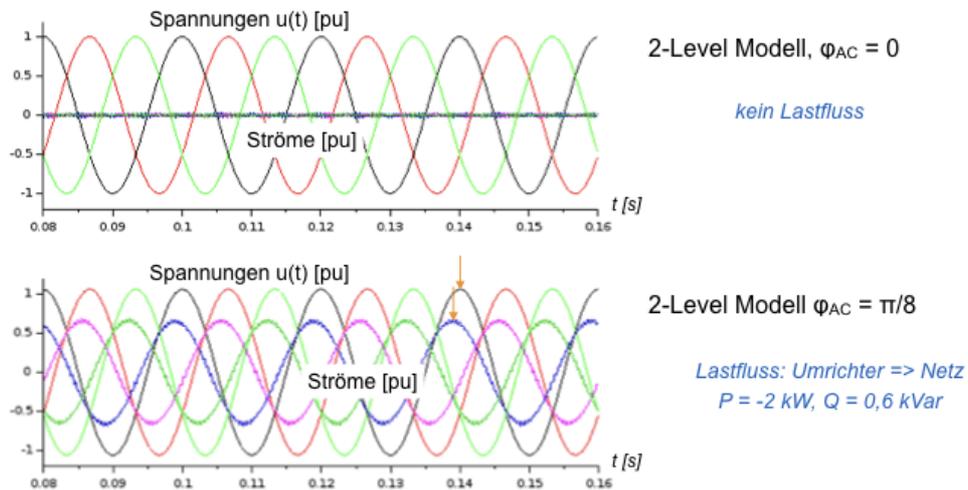
Frage 3.1.7: Lastfluss. Analysieren Sie das Umrichtermodell in der Simulation. Wie lässt sich ein Lastfluss zwischen Umrichter und Netz realisieren? Berechnen Sie Wirkleistung, Scheinleistung und Blindleistung (P, Q, S). Erläutern Sie Ihr Vorgehen.

Lösung: Simulation siehe folgende Abbildung.

Lastfluss: Wenn die Amplituden der Netzspannung und Umrichterspannung gleich sind und beide Systeme phasensynchron sind, findet kein Lastfluss statt. Ein Ungleichgewicht der Amplituden wäre bei überwiegender Reaktanz zwischen den Systemen mit Blindströmen verbunden und somit nutzlos.

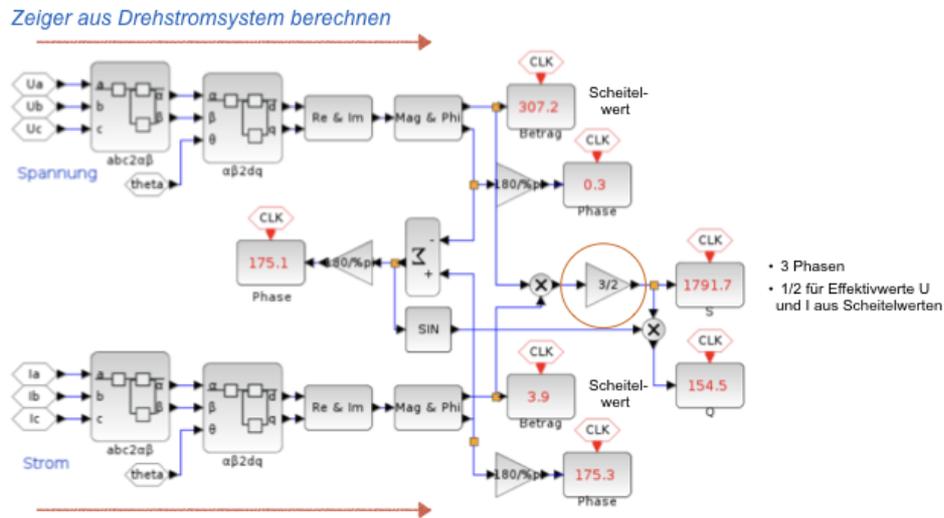
Ein Lastfluss lässt sich herstellen, indem das Umrichtersystem phasenversetzt zum Netz arbeiten. Eilt die Umrichterspannung der Netzspannung vor, ergibt sich ein Lastfluss ins Netz. Eilt die Umrichterspannung der Netzspannung nach, nimmt der Umrichter Leistung aus dem Netz auf.

Folgende Abbildung zeigt als Beispiel (1) ein synchrones System und (2) ein gegenüber dem Netz um einen Winkel von  $\pi/8$  voreilendes System. Erwartungsgemäß ergibt sich (1) beim synchronen System kein Lastfluss und (2) beim voreilenden System ein Lastfluss ins Netz.



Die Wirkleistung P lässt sich unmittelbar aus den 3 Phasen des Drehstromsystems berechnen:  $P = p_a(t) + p_b(t) + p_c(t) = u_a(t) i_a(t) + u_b(t) i_b(t) + u_c(t) i_c(t)$ . Bei einem symmetrischen System heben sich die höherfrequenten Anteile (mit doppelter Netzfrequenz) wegen der Phasenbeziehungen im Drehstromsystem hinweg.

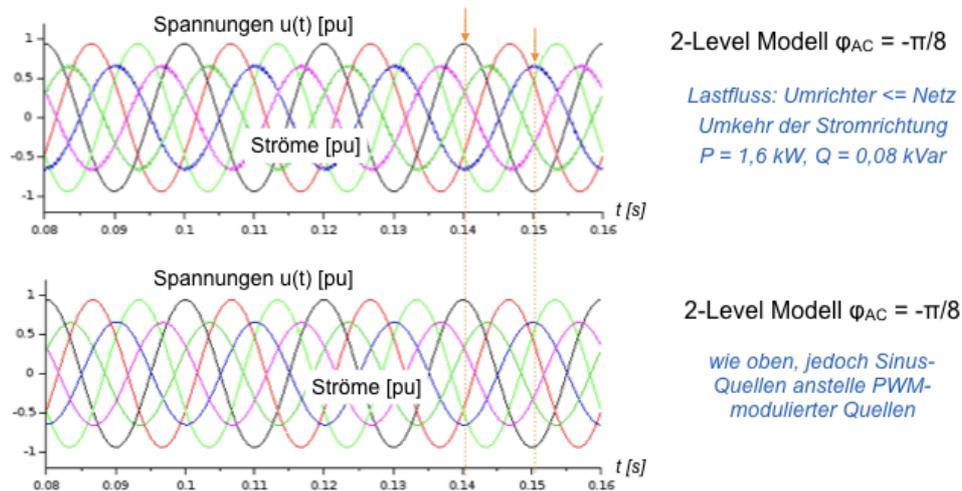
Die Berechnung der Scheinleistung S und Blindleistung Q erfolgt durch Zeigertransformation von Strom und Spannung. Die Scheinleistung ergibt sich aus dem Produkt von Spannung und Strom ( $\underline{S} = \underline{U} \underline{I}^*$ ), der Betrag  $S = U I$  aus dem Produkt der Effektivwerte. Die Blindleistung ergibt sich aus der Scheinleistung:  $Q = \text{Im} \{S\}$  bzw.  $Q = S \sin\varphi$ . Folgende Abbildung illustriert das Verfahren.



Frage 3.1.8: Vereinfachtes Modell. In einem vereinfachten Modell soll auf die PWM verzichtet werden, um unnötige Rechenzeit zu vermeiden. Stattdessen soll für den Umrichter ein normales Drehstromsystem mit sinusförmigen Signalen verwendet werden. Vergleichen Sie die Systeme in der Simulation.

Lösung: siehe folgende Abbildung.

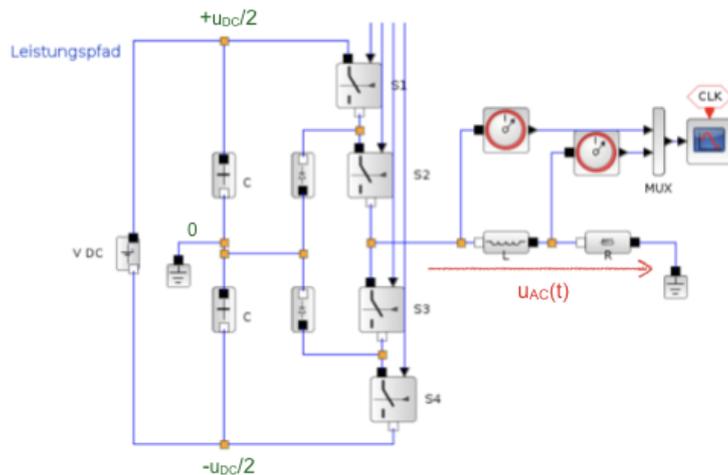
Als Arbeitspunkt wurde ein gegenüber dem Netz nacheilendes Drehstromsystem gewählt, (1) einerseits mit pulsbreitenmodulierten Signalen, (2) mit sinusförmigen Signalen ohne PWM.



Zwischen beiden Varianten ergeben sich an den Klemmen hinter der Serieninduktivität keine signifikanten Unterschiede. Wegen des nacheilenden Umrichtersystems verläuft der Lastfluss vom Netz in den Umrichter; es wird Leistung aufgenommen.

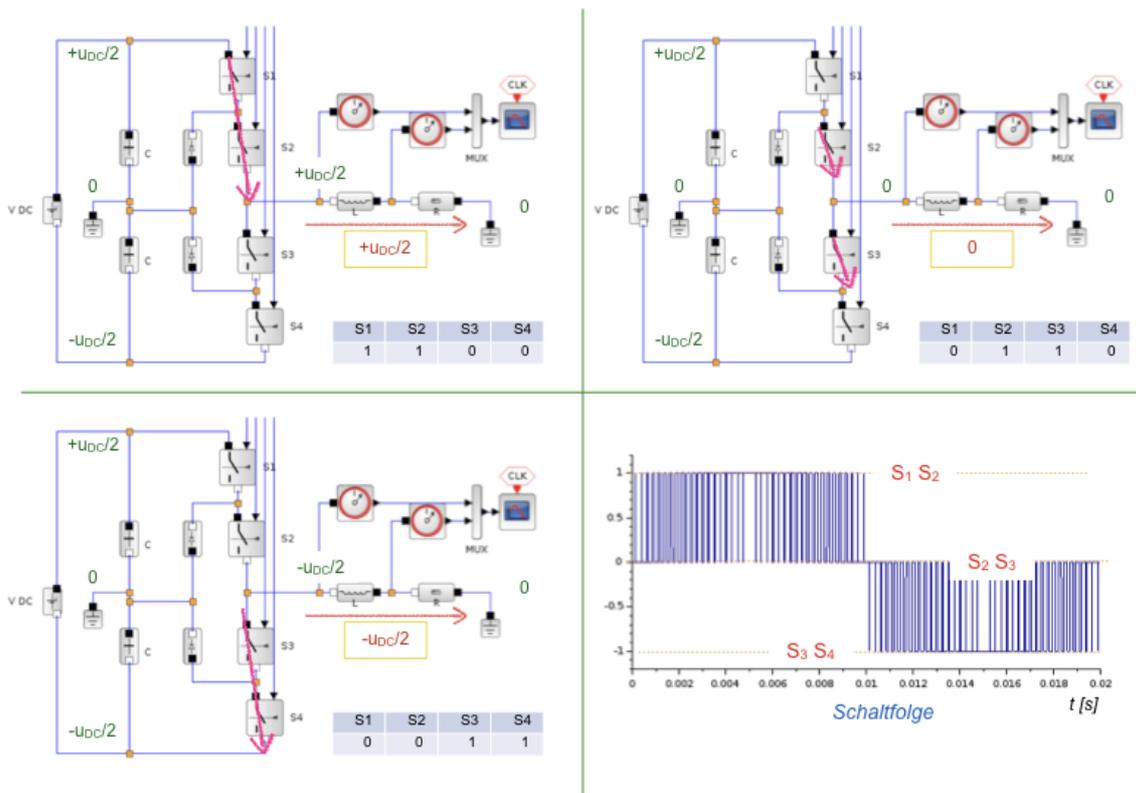
### 3.2. Dreistufige Umrichter

Ein dreistufiger Umrichter soll die Pegel  $\{+U_{DC}, 0, -U_{DC}\}$  schalten können. Im Unterschied zu einem zweistufigen Umrichter gibt es also ein Nullpotenzial. Folgende Abbildung zeigt den Aufbau des Leistungspfades für einen einzelnen Zweig.



Frage 3.2.1: Funktionsprinzip und Strompfade. Erläutern Sie das Funktionsprinzip. Wie werden die beiden Spannungsniveaus und das Nullpotenzial erzeugt? Welchen Zustand benötigen die Schalter zur Bereitstellung der Spannungsniveaus? Welchen Zweck haben die Dioden im Schaltkreis?

Lösung: siehe folgende Abbildung.



Die beiden Spannungsniveaus entstehen aus einer Gleichspannungsquelle mit Hilfe zweier in Serie geschalteter Kondensatoren. Die Mitte wird als Bezugspotenzial 0 gewählt.

Schalten das obere Schalterpaar  $S_1$  und  $S_2$ , so befindet sich der Lastzweig auf dem oberen Potenzial der Spannungsquelle  $U_{DC}/2$ . Schalten das untere Schalterpaar  $S_3$  und  $S_4$ , so befindet sich der Lastzweig auf dem unteren Potenzial der Spannungsquelle  $-U_{DC}/2$ . Diese Funktionsweise entspricht dem 2-Level Umrichter.

Den Unterschied bildet die Schaltung des Nullpotenzials. Hierzu bleiben die Verbindungen zur Gleichspannungsquelle offen ( $S_1$  und  $S_4$ ). Geschaltet wird das mittlere Schalterpaar  $S_2$  und  $S_3$ . Hierdurch befinden sich beide Enden des Lastzweigs auf Nullpotenzial. Der Strom im Lastzweig kann je nach Stromrichtung über eine der beiden Dioden kommutieren.

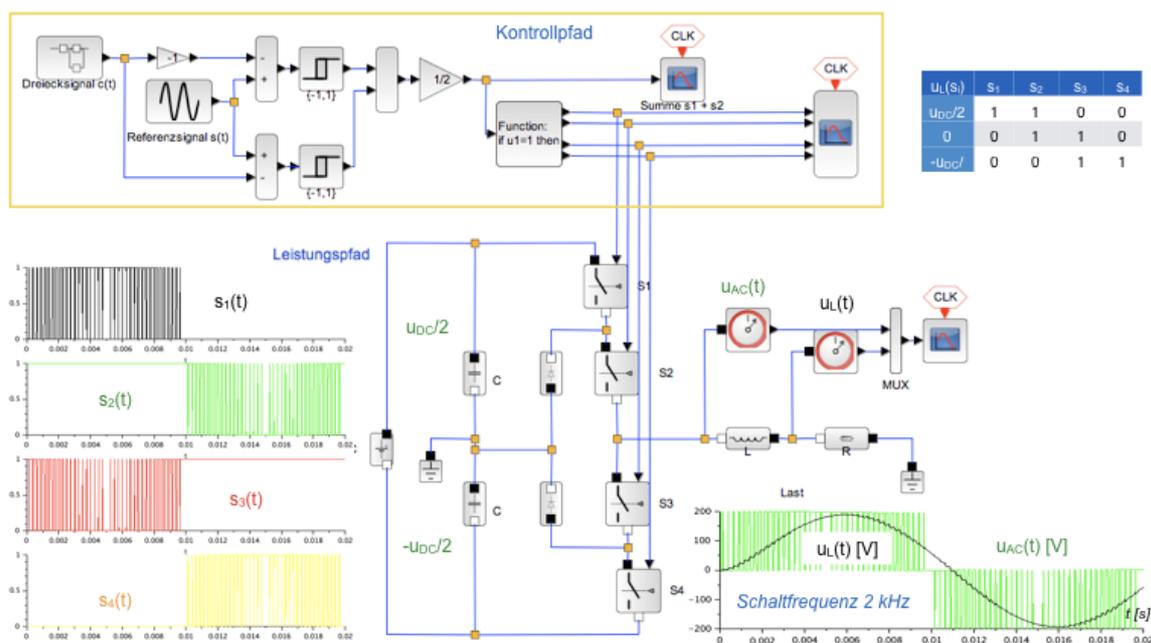
Die Dioden haben die Funktion, bei geschlossenen Schaltern  $S_2$  und  $S_3$  die Kommutierung des Stroms zu ermöglichen, ohne dass bei geöffneten Schaltern  $S_1$  und  $S_2$  (bzw.  $S_3$  und  $S_4$ ) die Kapazitäten kurzgeschlossen werden.

Frage 3.2.2: Gewinnung der Schaltsignale. Wie lassen sich die Signale für die Schalter  $S_1$  bis  $S_4$  gewinnen?

Lösung: Aus dem 3-stufigen PWM Signal  $s'(t)$ . Wie in der Abbildung oben im rechten unteren Abschnitt zu erkennen, entsprechen die Pegel  $\{+U_{DC}/2, 0, -U_{DC}/2\}$  den Schalterkombinationen  $\{S_1S_2, S_2S_3, S_3S_4\}$ . Die nicht genannten Schalter sind hierbei jeweils im Zustand „offen“. Abhängig vom Zustand des Signals  $s'(t)$  werden die Schalter getätigt. Die Erzeugung des pulsbreitenmodulierten Signals  $s'(t)$  ist in Abschnitt 2 beschrieben.

Frage 3.2.3: Simulation. Überprüfen Sie die Schaltung in der Simulation.

Lösungsbeispiel: siehe folgende Abbildung.



Die Brücke ist wie in der Abbildung gezeigt aufgebaut und besitzt 4 Schalter. Zu den 3 gewünschten Pegeln sind die benötigten Schaltsignale in der Tabelle oben rechts abgebildet. Die 4 benötigten Ansteuersignale für die Schalter werden durch Abfrage des Summensignals mit Hilfe der gezeigten Wertetabelle erzeugt.

Frage 3.2.4: Dreiphasiger Umrichter in Dreieckschaltung.

Lösung:

Frage 3.2.5: Dreiphasiger Umrichter in Sternschaltung. ...

Lösung:

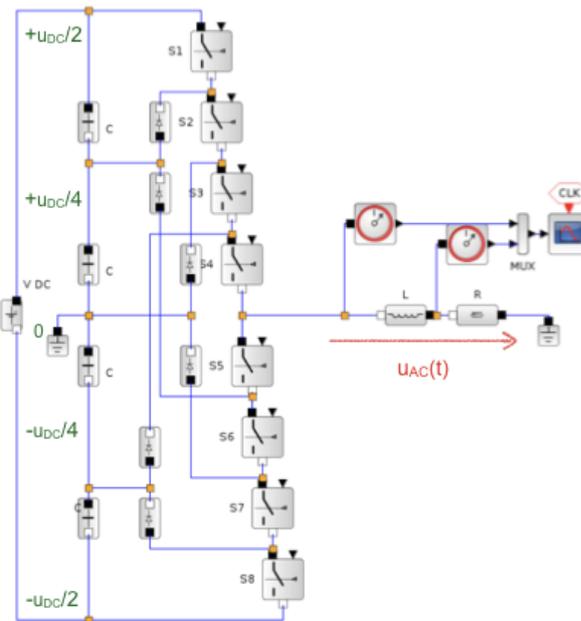
Frage 3.2.6: Reaktiver Betrieb mit serieller Spannungseinkopplung. ...

Lösung:

...

### 3.3. Konverter mit mehr als 3 Stufen

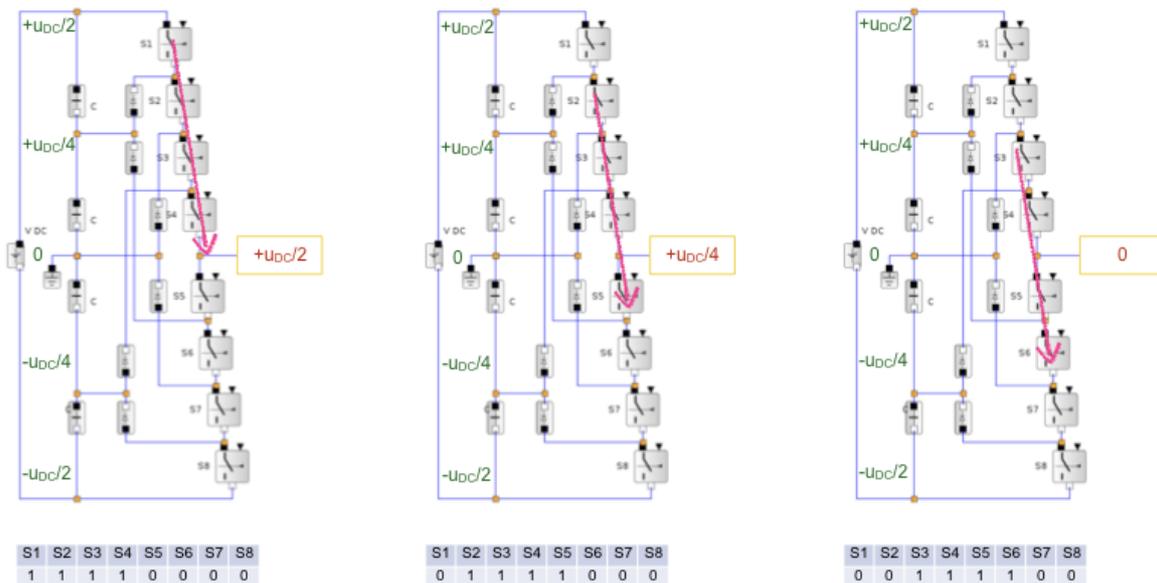
Im einfachsten Fall lässt sich das Schaltungskonzept des dreistufigen Umrichters erweitern, wie in folgender Abbildung gezeigt.



Die Gleichspannung wird hierzu in einer Serienschaltung von 4 Kapazitäten auf insgesamt 5 Stufen aufgeteilt (inklusive des Nullpotenzials).

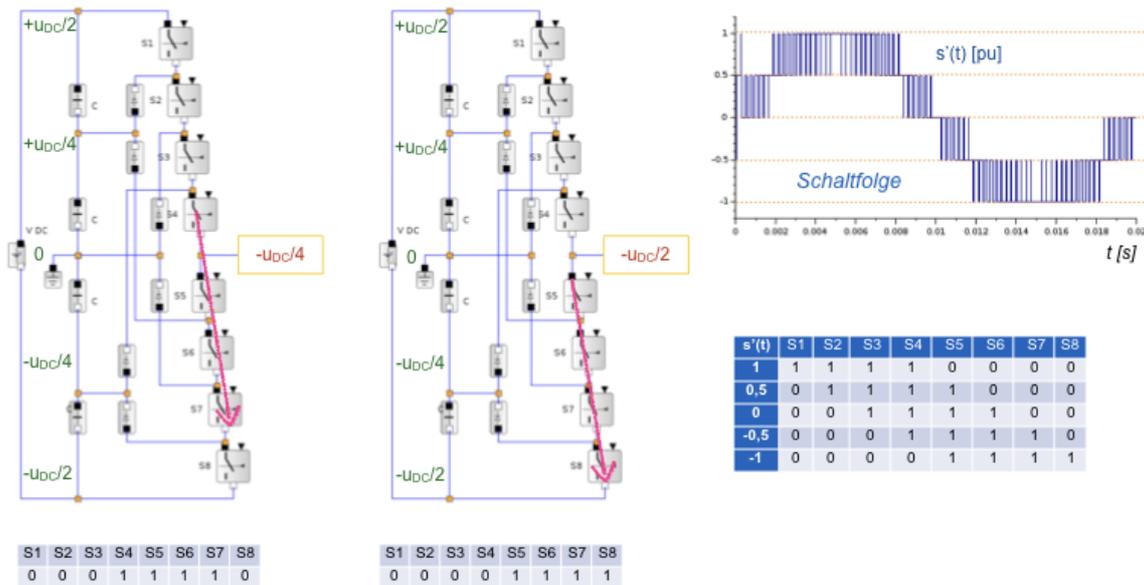
Frage 3.3.1: Schaltfolge. Welche Schalterkombinationen sind zum Schalten der 5 Spannungsniveaus geeignet? Welchen Weg nimmt der Strom beim Umschalten?

Lösung: siehe folgende Abbildung.



Das Funktionsprinzip entspricht dem dreistufigem Umrichter: Mit Hilfe geeigneter Schalterkombinationen wird der Lastzweig auf die 4 Spannungspotenziale bzw. Nullpotenzial geschaltet. Mit dem Bezugspunkt in der Mitte der Spannungskette ergibt sich eine Wechselspannung mit jeweils 2 Amplitudenstufen und Nullpotenzial.

Die Dioden haben die Funktion, die Kommutierung des Stromes zu ermöglichen. Im Schaltzustand „ $+U_{DC}/4$ “ bei geschlossenen Schaltern  $S_2$  bis  $S_5$  besteht so eine Verbindung zum Potenzial  $+U_{DC}/4$ , ohne dass in anderen Schaltzuständen die Kapazitäten kurzgeschlossen werden. Für die Schaltzustände „0“ und „ $-U_{DC}/4$ “ gilt dies sinngemäß.



Für die insgesamt 8 Schalter und 5 Schaltzustände ergibt sich zusammengefasst die in der Abbildung oben rechts gezeigte Tabelle. Abhängig vom gewünschten Signalpegel werden die passenden Schalterkombinationen benötigt.

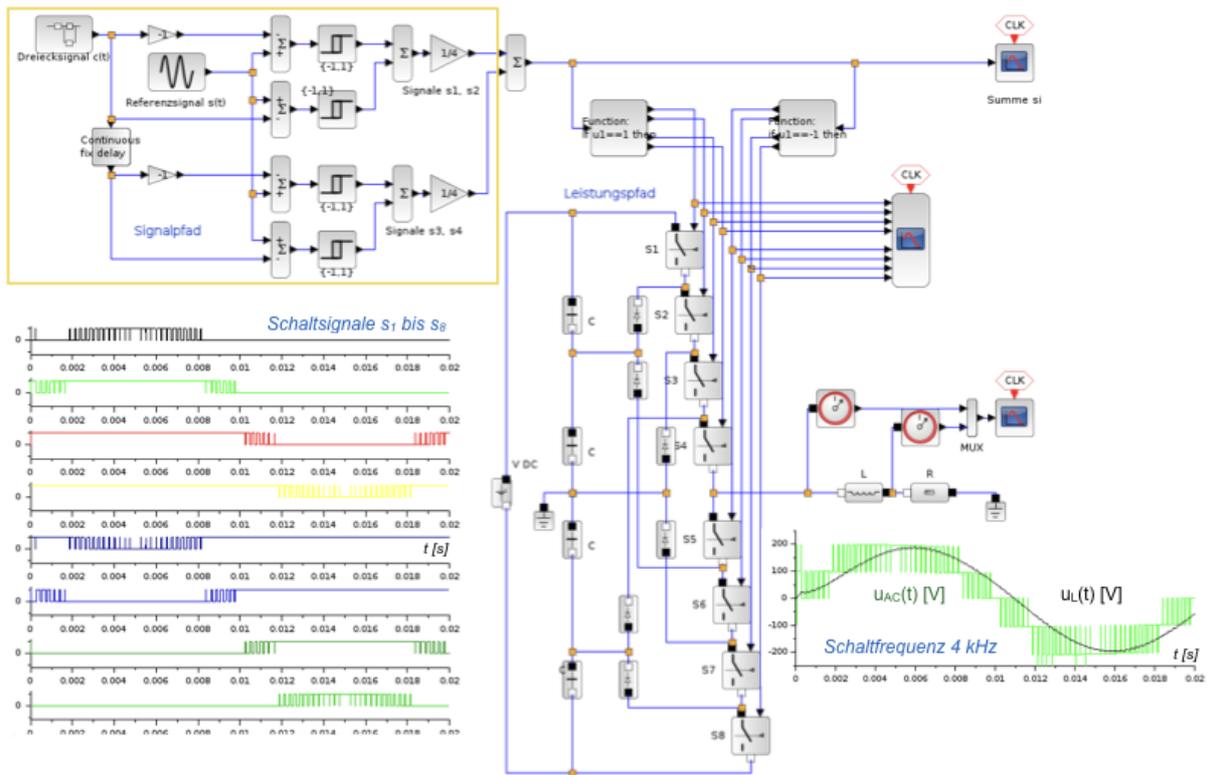
Frage 3.3.2: Erstellen Sie die Schaltsignale und überprüfen Sie die Funktion der Schaltung in der Simulation.

Lösungsbeispiel: siehe folgende Abbildung.

Die Erzeugung der pulsbreitenmodulierten Approximation  $s'(t)$  folgen den in Abschnitt 2 erläuterten Verfahren. Je nach Signalpegel wird eine hierzu passende Schaltkombination ausgewählt.

Die Darstellung der Schaltsignale über der Zeit folgt der Logik der Schalttabelle: Innerhalb der positiven Halbwelle werden die Schalter  $S_1$  bis  $S_6$  betätigt, innerhalb der negativen Halbwelle die Schalter  $S_3$  bis  $S_8$ . Die Schalter  $S_1$  und  $S_8$  bedienen pro Halbwelle den oberen Amplitudenbereich, die Schalter  $S_2$  und  $S_7$  die mittleren Amplituden.

Die Spannung im Lastzweig folgt dem approximierten Signal  $s'(t)$ , die Spannung über der Lastimpedanz dem Strom im Lastzweig.



Frage 3.3.3: Schaltfrequenz. Welche Schaltfrequenz ergibt sich insgesamt, wenn für die einzelne Schalter eine Schaltfrequenz von  $f_s$  gewählt wird? Begründen Sie Ihre Aussage.

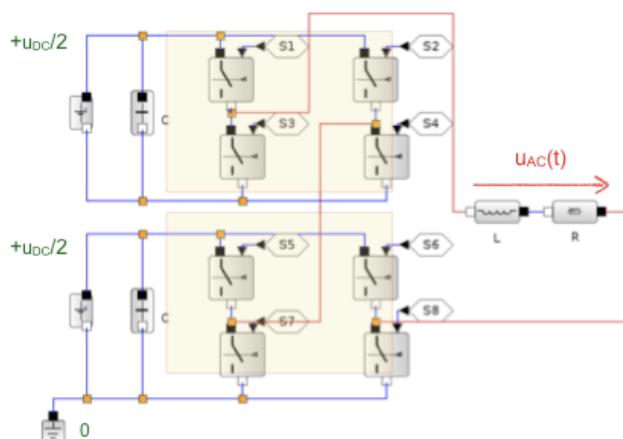
Lösung: Da die Schaltfrequenz aus dem approximierten Signal  $s'(t)$  abgeleitet wird, bleibt die Schaltfrequenz erhalten. Gegenüber den zur Approximation eingesetzten Dreiecksignalen vervierfacht sich die Schaltfrequenz, da 4 Dreiecksignale phasenverschoben überlagert werden.

Frage 3.3.4: Spannungshub. Vergleichen Sie die jeweils erzielten Amplituden der Wechselspannung aus einer Gleichspannungsquelle der Amplitude  $U_{DC}$  für den zweistufigen, dreistufigen und fünf-stufigen Umrichter. Erläutern Sie die Unterschiede.

Lösung: (1) Zweistufiger Umrichter: Wertebereich  $\{U_{DC}, -U_{DC}\}$ ; (2) Dreistufiger Umrichter: Wertebereich  $\{U_{DC}/2, 0, -U_{DC}/2\}$ ; (3) Fünftufiger Umrichter: Wertebereich  $\{U_{DC}/2, U_{DC}/4, 0, -U_{DC}/4, -U_{DC}/2\}$ . Die bisher untersuchten mehrstufigen Umrichter legen das Nullpotenzial in die Mitte der DC-Spannung und haben daher nur den halben Spannungshub wie ein zweistufiger Umrichter.

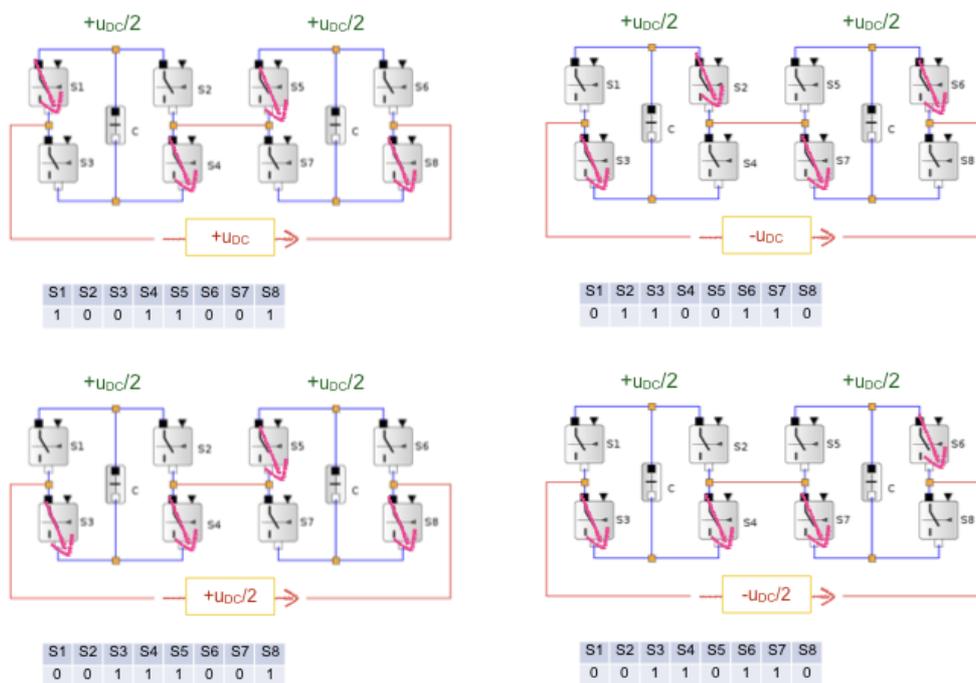
### 3.4. Kaskadierte H-Brücken

Ein allgemeingültigeres Konzept für mehrstufige Umrichter besteht in der Serienschaltung /bzw. Kaskade) von H-Brücken (bzw. Vollbrücken). Folgende Abbildung zeigt einen nach diesem Prinzip aufgebauten Umrichter mit 5 Stufen.



Frage 3.4.1: Funktionsprinzip. Erläutern Sie das Funktionsprinzip. Welche Spannungsniveaus durch geeignete Schalterkombinationen realisieren? Welchen Weg nimmt der Strom beim Umschalten? Vergleichen Sie die Schaltung mit einer einfachen H-Brücke (zweistufiger Umrichter).

Lösung: siehe folgende Abbildung.

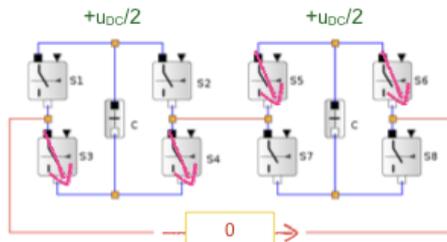


Funktionsprinzip: Mit jeder H-Brücke lässt sich das Potenzial an den beiden Klemmen zwischen den Werten  $\{U_{DC}/2, -U_{DC}/2\}$  umschalten. Diese Verhalten entspricht dem zweistufigen Umrichter (siehe Abschnitte 2.1 und 2.4).

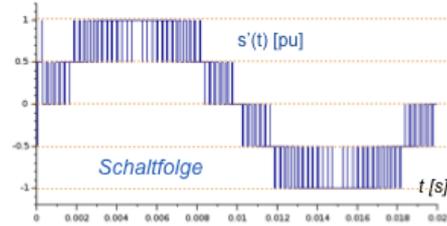
Die H-Brücken sind in Serie geschaltet, d.h. der Lastzweig geht vom Eingang der ersten Brücke zum Ausgang der zweiten Brücke. In der Abbildung oben ist die Verschaltung leichter zu erkennen. Einen dritten Schaltzustand erreicht man, wenn Ausgang und Eingang einer H-Brücke auf gleiches Potenzial geschaltet werden: in diesem Fall führt der Strompfad an der Brücke vorbei.

Durch die Serienschaltung lassen sich nun eine oder zwei DC-Spannungen in Serie schalten, und zwar mit beiden Polaritäten. Zusammen mit dem Nullpotenzial werden somit 5 Spannungspegel er-

reicht:  $\{U_{DC}, U_{DC}/2, 0, -U_{DC}/2, -U_{DC}\}$ . Hierbei wurde vorausgesetzt, dass die beiden DC-Quellen jeweils die Amplitude  $U_{DC}/2$  haben.



S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8
0	0	1	1	1	1	0	0

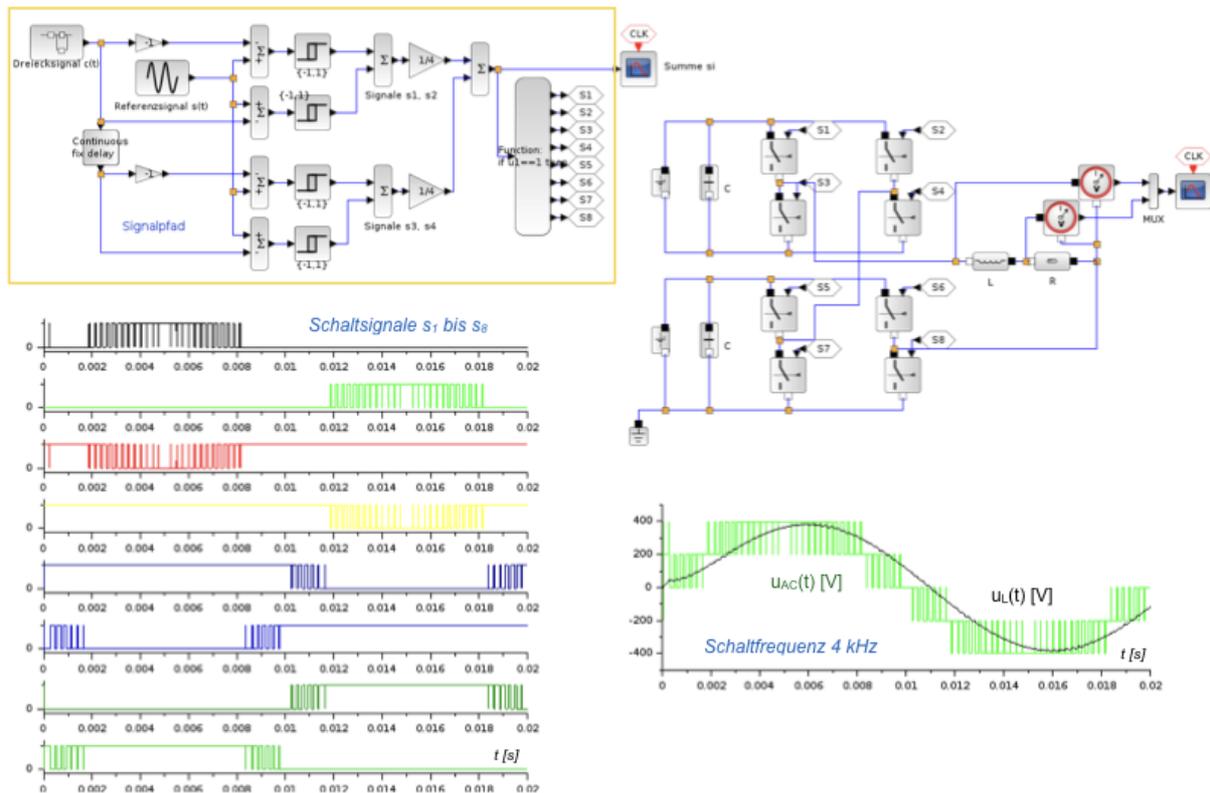


$s'(t)$	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8
1	1	0	0	1	1	0	0	1
0,5	0	0	1	1	1	0	0	1
0	0	0	1	1	1	1	0	0
-0,5	0	0	1	1	0	1	1	0
-1	0	1	1	0	0	1	1	0

Das halbe Spannungsniveau kann mit jeder der beiden H-Brücken geschaltet werden. Im Beispiel wurde hierfür stets die untere Brücke verwendet. Für die beiden oberen Niveaus werden beide Brücken benötigt, wobei die Schaltwechsel zum niedrigeren Potenzial auf beide Brücken verteilt werden können.

Frage 3.4.2: Simulation. Überprüfen Sie die Funktion der Schaltung in der Simulation.

Lösungsbeispiel: siehe folgende Abbildung.



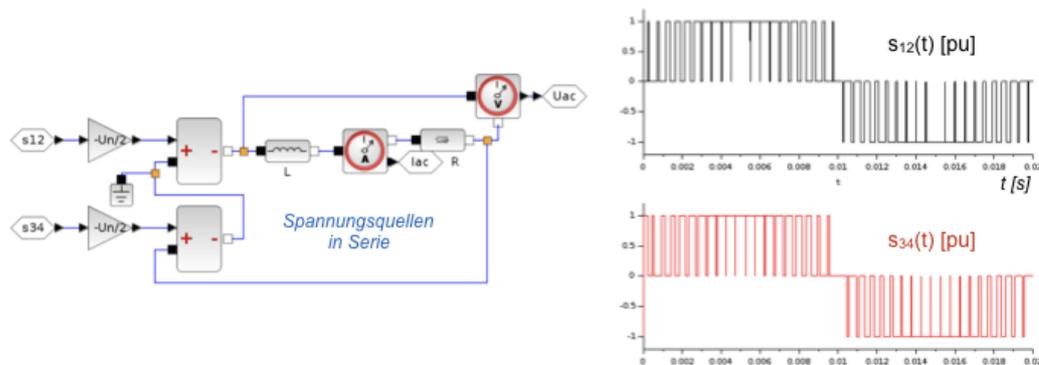
Die Schaltsignale folgen im Beispiel der Tabelle, ohne weitere Optimierungen. Die Spannung im Lastzweig folgt wiederum der Approximation  $s'(t)$ . Die Spannung über dem Lastwiderstand ist proportional zum Strom.

Frage 3.4.3: Spannungshub und DC-Link. Welcher Wertebereich der Wechselspannung in Abhängigkeit der Gleichspannung lässt sich mit der Schaltung realisieren? Lasst sich eine einheitliche Gleichspannungsquelle als DC-Anschluss herausführen?

Lösung: Der Spannungshub entspricht wie bei der einfachen H-Brücke dem vollen DC-Pegel in beiden Richtungen, d.h. zwischen den Werten  $+U_{DC}$  und  $-U_{DC}$ . Grund hierfür ist das Schalten der DC-Pegel mit beiden Polaritäten.

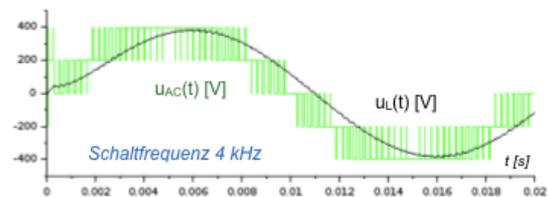
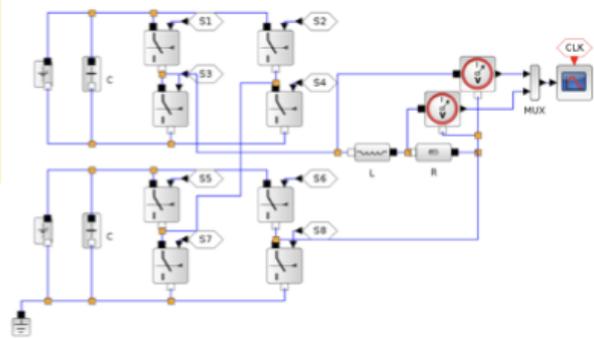
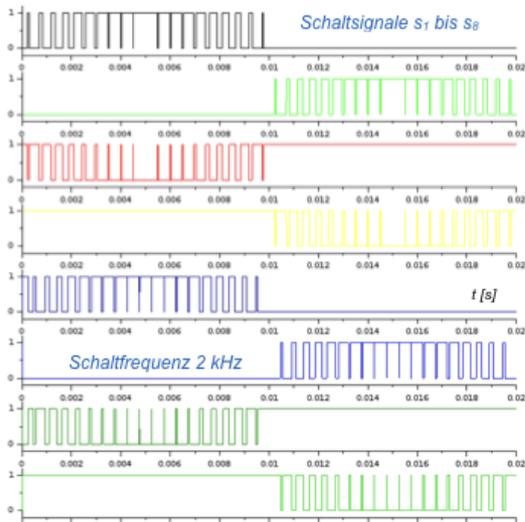
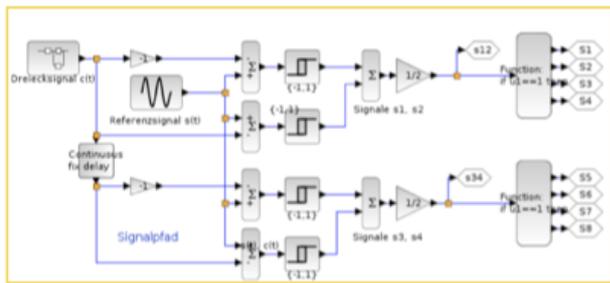
Eine Konsequenz der Serienschaltung mit wechselnder Polarität ist, dass sich die DC-Quellen (bzw. Kapazitäten) nicht fest seriell verbinden lassen. Somit kann keine einheitliche DC-Verbindung aus der Schaltung heraus geführt werden; es stehen nur die einzelnen Zellspannungen zur Verfügung.

Frage 3.4.4: Optimierung der Ansteuerung. Die kaskadierten H-Brücken stellen jeweils Spannungsquellen mit beiden Polaritäten dar, sind daher sehr nahe am Ersatzschaltbild des Umrichters, wie in folgender Abbildung gezeigt. Wie lässt sich die Ansteuerung unter Ausnutzung dieses Funktionsprinzips optimieren? Worin besteht die Optimierung?



Lösung: Die Überlagerung beider Signale ergibt die Approximation  $s'(t)$ . In der kaskadierten H-Brücke ist die Überlagerung durch die Serienschaltung der Brücken gegeben. Daher müssen die Signale  $s_{12}(t)$  und  $s_{23}(t)$  nur in Steuersignale der jeweiligen H-Brücken gewandelt werden.

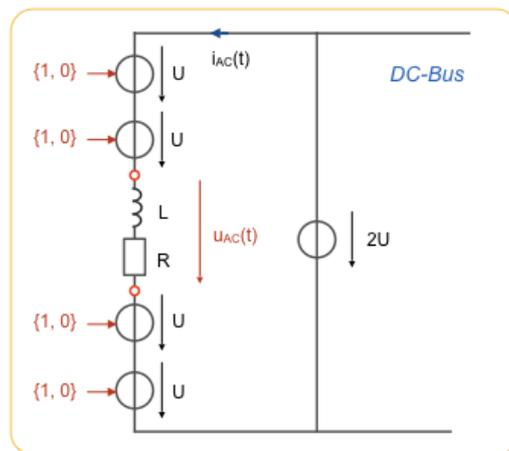
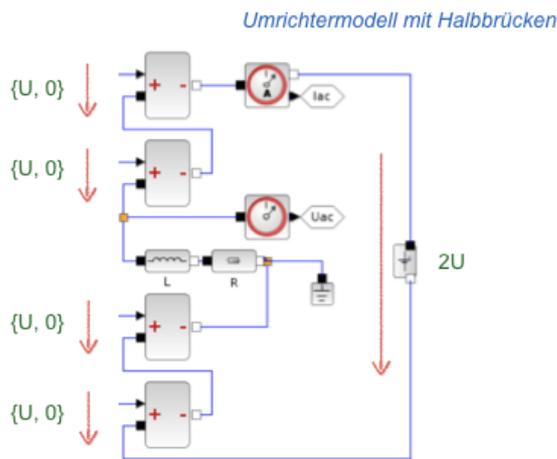
Beide Brücken schalten nun über den gesamten Zeitverlauf. Die Schaltsignale entsprechen den einer einfachen H-Brücke.



Optimierung: (1) gleichmäßigere Ausnutzung der Zellen, (2) halbe Schaltfrequenz der Zellen.

### 3.5. Multi-Level Umrichter mit Halbbrücken

Ein weiteres skalierbares Konzept verwendet Halbbrücken als Komponenten (bzw. Zellen). Folgende Abbildung zeigt das Funktionsprinzip.

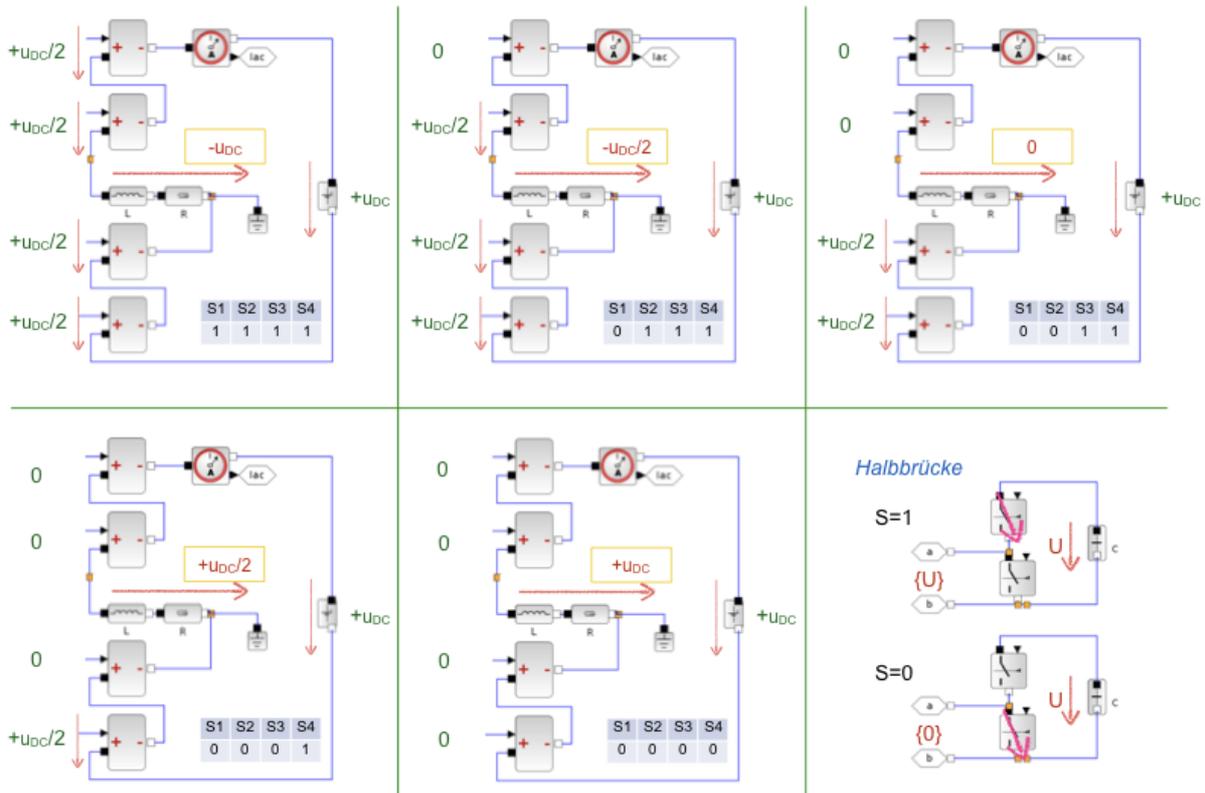


Mit Hilfe der Schalter der Halbbrücke lässt sich die Spannung an den Ausgang schalten, bzw. die Zelle überbrücken. Der Wertebereich liegt also bei  $\{1, 0\}$  in normierter Schreibweise. Eine Umkehr der Polarität ist nicht möglich.

Frage 3.5.1: Symmetrische Wechselspannung. In der Mitte und rechts in der Abbildung oben ist ein möglicher Aufbau eines Umrichters mit Halbbrücken dargestellt, wobei die Halbbrücken als ge-

gesteuerte Spannungsquellen mit dem Wertebereich  $\{U, 0\}$  bzw.  $\{1, 0\}$  dargestellt sind. Erläutern Sie das Funktionsprinzip. Wie lassen sich die Zellen ansteuern? Wozu dient die Spannungsquelle am DC-Anschluss?

Lösung: Funktionsprinzip: Die Spannungsquellen liegen in Serie im Stromkreis und lassen sich durch Ansteuerung wahlweise aktivieren oder deaktivieren (=überbrücken). So lässt sich insgesamt der Wertebereich  $\{2, 1, 0, -1, -2\}$  bzw.  $\{1, 1/2, 0, -1/2, -1\}$  schalten (in normierter Schreibweise).



Die Spannungsquelle am DC-Anschluss stellt die Symmetrie her. Alle Zellen können nun mit gleicher Polarität betrieben werden.

Die Spannung im Lastzweig folgt der Maschenregel und bewegt sich je nach Anzahl geschalteter Spannungsquellen im gewünschten Wertebereich.

Frage 3.5.2: Simulation. Überprüfen Sie die Funktion der Schaltung in der Simulation. Verwenden Sie hierzu geeignete Signale zur Ansteuerung. Erläutern Sie die Approximation  $s'(t)$  mit den gewählten Ansteuersignalen.

Lösungsbeispiel: siehe folgende Abbildung.

Schaltsignale: Die Schaltsignale  $s_1(t)$  bis  $s_4(t)$  werden angehoben und normiert:

$$s_{10}(t) = (s_1(t) + 1)/2 \quad \Rightarrow U_{10} = U s_{10} = U (s_1(t) + 1)/2$$

$$s_{20}(t) = (s_2(t) + 1)/2; \quad \Rightarrow U_{20} = U s_{20} = U (s_2(t) + 1)/2;$$

$$s_{30}(t) = (s_3(t) + 1)/2; \quad \Rightarrow U_{30} = U s_{30} = U (s_3(t) + 1)/2;$$

$$s_{40}(t) = (s_4(t) + 1)/2; \quad \Rightarrow U_{40} = U s_{40} = U (s_4(t) + 1)/2$$

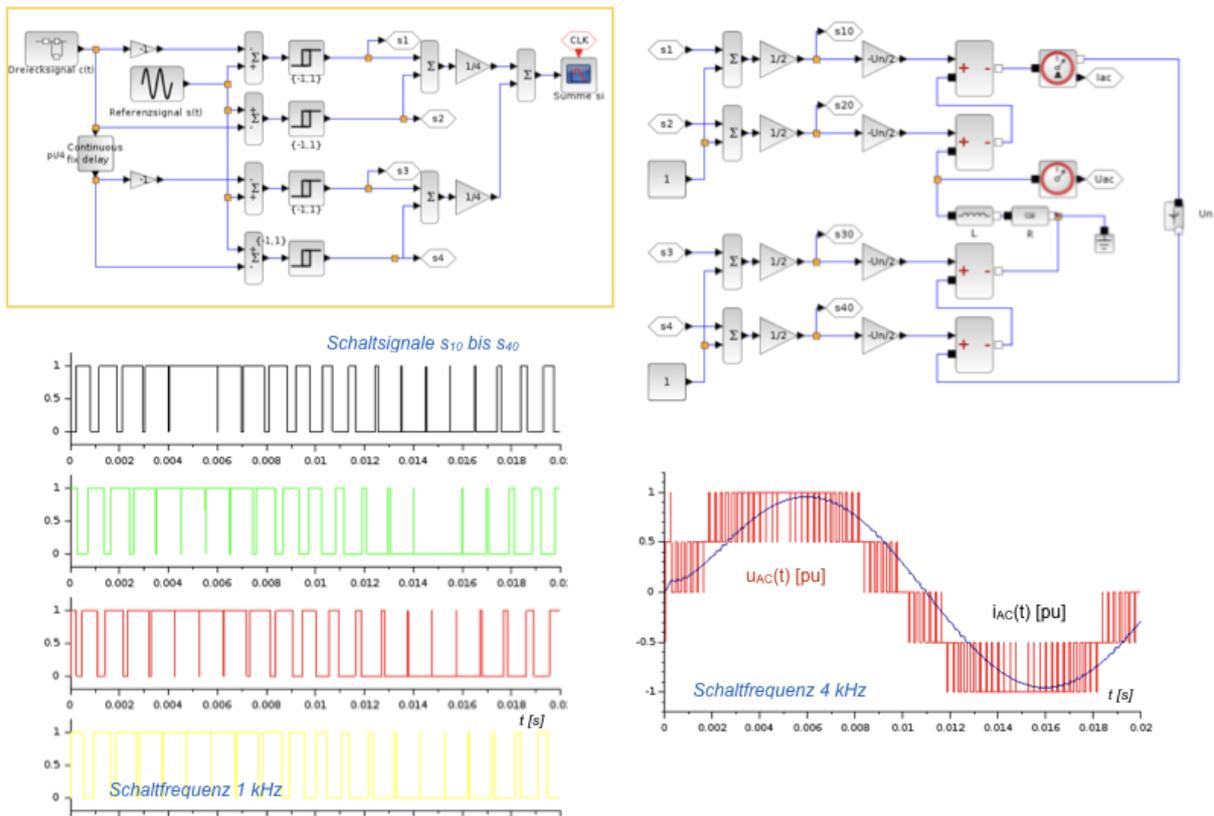
Für die Summe der Spannungen ergibt sich somit:

$$U_{\text{gesamt}} = U_{10} + U_{20} + U_{30} + U_{40} = 2 U$$

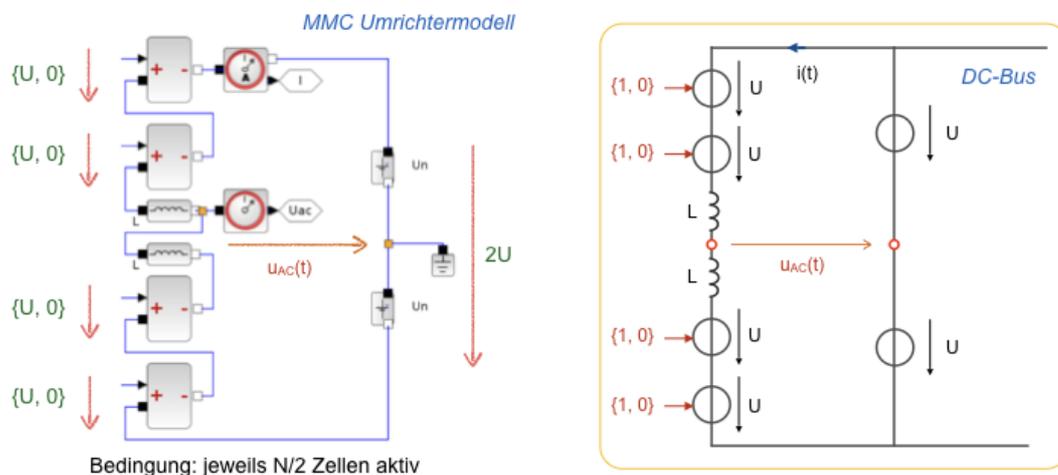
Begründung siehe Gleichung (2.3.1):

$$s'(t) = \frac{1}{4}(s_1(t) + s_2(t) + s_3(t) + s_4(t)) \quad (2.3.1)$$

Der verbleibende Anteil  $2U$  wird durch die Spannungsquelle am DC-Bus aufgehoben. Die Anhebung zur Symmetrierung erfolgt somit direkt mit Hilfe einer Spannungsquelle; die Teilspannungen können ihre Polarität behalten.

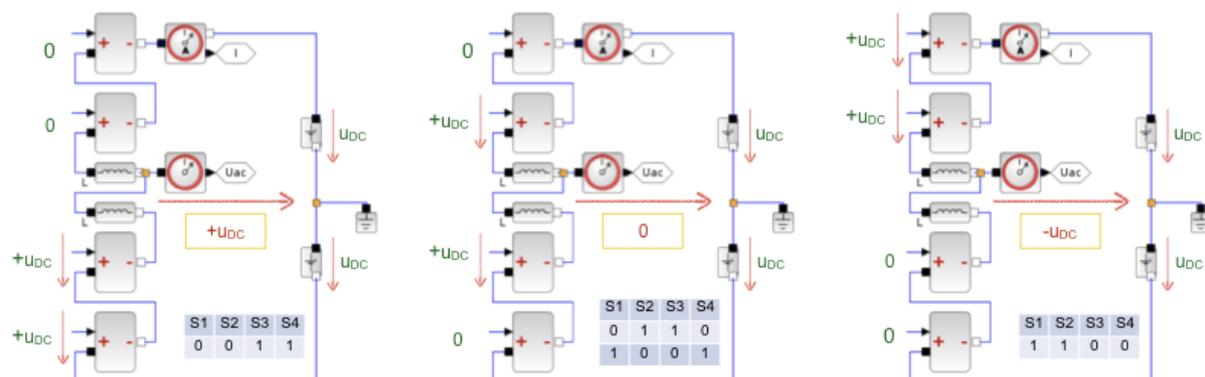


Frage 3.5.3: MMC Schaltung. Beim Modularen Multilevel Konverter (engl. MMC) werden die Halbbrücken so eingesetzt, dass jede Phase leitet, jedoch ohne Last stromfrei bleibt.

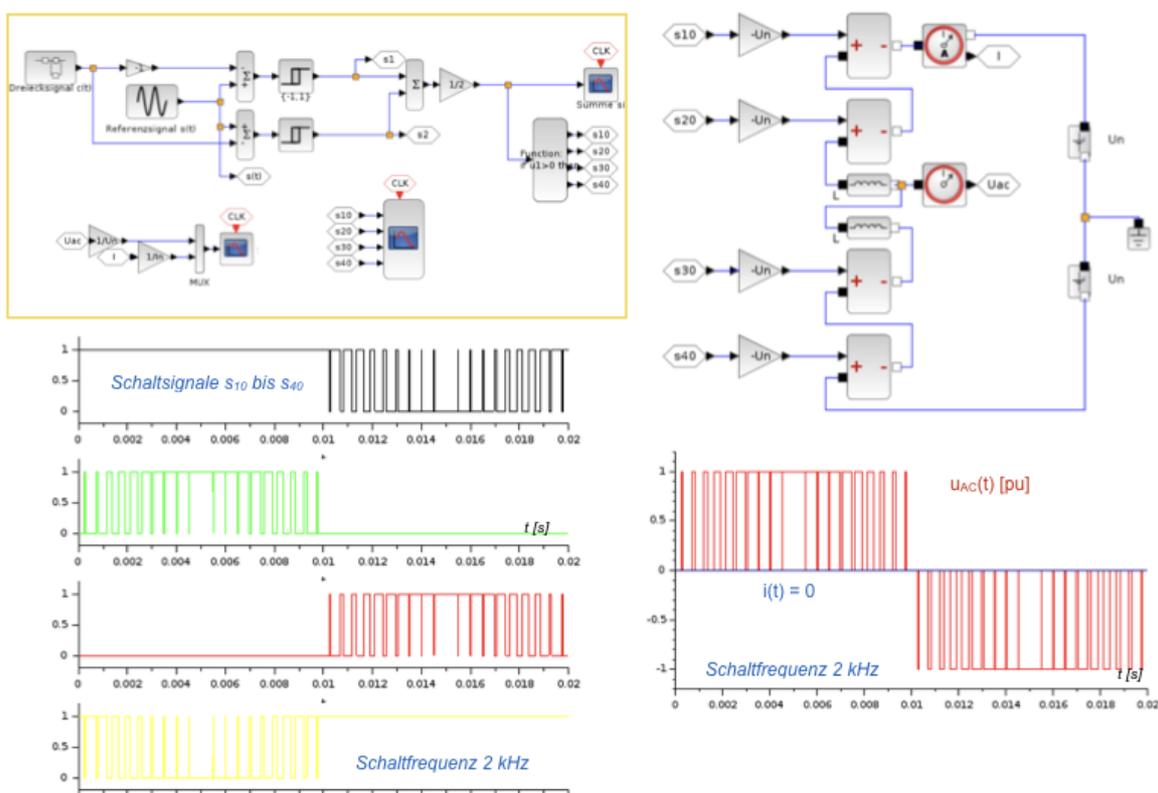


Zu jeder Zeit ist die Hälfte der Zellen aktiv (eingeschaltet). Somit lassen sich beide Arme der Phase zusammenschalten, ohne dass über den Induktivitäten die Gleichspannung kurzgeschlossen wird. Welche Spannungen ergeben sich über dem Lastzweig durch Schalten der Zellen, wenn man jeweils 2 Zellen aktiv lässt? Untersuchen Sie die Schaltung in der Simulation.

Lösung: siehe folgende Abbildung.



Da jeweils  $N/2$  Zellen aktiv bleiben, lassen sich mit  $N$  Zellen nur noch  $(N/2 + 1)$  Spannungsniveaus schalten (das Nullpotenzial eingerechnet). Mit 4 Zellen erhält man somit einen dreistufigen Umrichter.



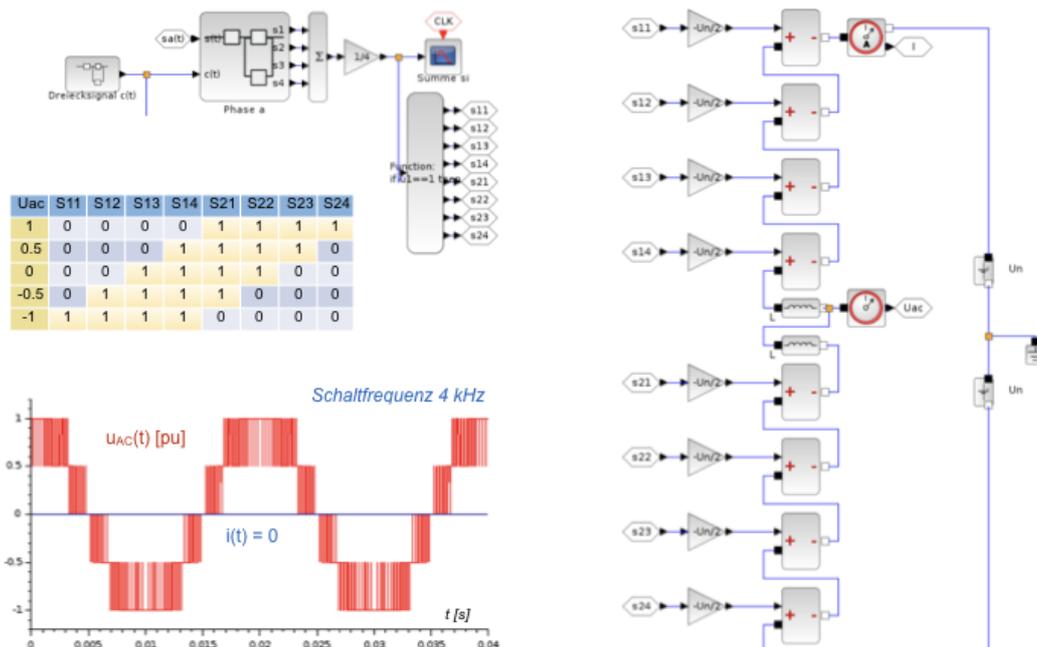
Die Simulation im lastfreien Zustand zeigt, dass die Phase stromlos bleibt. An Anschlusspunkt der Phase erhält man die Spannungen des dreistufigen Umrichters.

Mit der gewählten einfachen Ansteuerung entspricht die Schaltfrequenz pro Zelle der Schaltfrequenz insgesamt. Das Summensignal  $s'(t)$  entsteht aus der Überlagerung zweier Steuersignale  $s_1(t)$  und  $s_2(t)$  und hat somit dessen doppelte Frequenz (hier: 2 kHz für Steuersignale von 1 kHz).

Da das Nullpotenzial durch zwei Schaltzustände hergestellt werden kann, lässt sich die Ansteuerung optimieren (z.B. durch Multiplexen zwischen den Zellen eines Arms), so dass jede Zelle mit einem Viertel der Schaltfrequenz insgesamt arbeitet.

Frage 3.5.4: MMC Schaltung mit 5 Stufen. Erweitern Sie das Prinzip zu einem 5 stufigen Umrichter. Untersuchen Sie die Schaltung in der Simulation.

Lösung: siehe folgende Abbildung.



Ein Vorteil des modularen Konzepts ist die einfache Erweiterbarkeit bzw. Skalierbarkeit. Für 5 Amplitudenstufen benötigt die Schaltung nun insgesamt 8 Zellen. Von 8 Zellen sind jeweils die Hälfte aktiv, womit 4 Amplitudenstufen realisiert werden, plus Nullpotenzial.

Trotz leitender Verbindung in der Phase bleibt die Schaltung wegen der jederzeit ausbalancierten Spannung im unbelasteten Zustand stromfrei. Der Strompfad bleibt beim Zuschalten von Zellen und beim Vorbeischaalten an Zellen erhalten.

### 3.6. Technische Bewertung

Die vorgestellten Konzepte für Umrichter sollen miteinander verglichen werden bzgl. Materialaufwand, Schaltungskonzept, benötigtem Energiespeicher, sowie bzgl. der Signalqualität. Alle Konzepte sind Umrichter mit Spannungszwischenkreis und als solche systemtechnisch ähnlich einsetzbar. Die Unterschiede bestehen somit hauptsächlich in der Leistungselektronik.

Frage 3.6.1: Materialaufwand. Vergleichen Sie die Systeme bzgl. des jeweils benötigten Materialaufwandes für die kleinste realisierbare Konfiguration. Vergleichen Sie Schalter, Energiespeicher und Ventile, sowie die benötigte Messtechnik (Spannungswandler und Stromwandler). Vergleichen Sie jeweils die kleinste realisierbare Konfiguration für ein dreiphasiges System.

Lösung: siehe folgende Tabelle.

Die benötigten Komponenten folgen unmittelbar dem Schaltungsaufbau.

Topologie / Material	2L-Umrichter	3L-Umrichter	5L-Umrichter	Kaskadierte H-Brücke	MMC mit Halbbrücken
Stufen	2	3	5	5	2
DC-Bus	ja	ja	ja	nein	ja
Schalter (z.B. IGBTs) mit Ansteuerung	6	12	24	24	12
Energiespeicher (C, DC-Link)	1	2	4	2	4
Dioden zur Kommutierung	0	2	6	0	0
Stromwandler	3	3	3	3	3
Spannungswandler	3	3	3	3	3

Die größten Unterschiede ergeben sich bzgl. des Aufwandes an Schaltern (IGBTs) und Energiespeichern (C). Gewichtet man diese beiden Anteile gleich, und vernachlässigt die übrigen Komponenten, so ergibt sich folgendes Rangliste:

- Umrichter-Topologie:            2L    3L    5L    K-H    MMC
- Schalter und Energiespeicher:    7      14    28    26    16
- bezogen auf Anzahl Stufen:    3,5    4,7    5,6    5,2    8

Den geringsten Materialaufwand haben somit die zweistufigen Umrichter, gefolgt von den dreistufigen, sowohl absolut als auch bezogen auf die Anzahl der Stufen.

Frage 3.6.2: Schaltungskonzept. Wie beurteilen Sie die technische Komplexität der Umrichter für dreiphasige Systeme, abgesehen von der Signalverarbeitung und Ansteuerung? Welche Schaltungskonzepte scheinen für welche Anwendungsfelder geeignet?

Lösung: Der Aufwand für die Signalverarbeitung ist abhängig von der Anzahl der gewünschten Stufen, weniger vom Schaltungskonzept. Alle dargestellten Umrichter skalieren von einphasigen Systemen zu dreiphasigen Systemen. Die Komplexität der zwei- und dreistufigen Konzepte ist gering im Vergleich zu den anderen Konzepten. Die Anzahl der Stufen stellt für Anwendungen in der Niederspannung keinen Nutzen dar.

Für höhere Spannungen sind mehrstufige Konzepte bzw. die Reihenschaltung von Schaltern erforderlich. Hier sind bezüglich der Skalierbarkeit mit Hilfe von Zellen die kaskadierten H-Brücken und MMC-Schaltungen von Vorteil. Ein weiterer Vorteil dieser beiden Ansätze ist die niedrige Schaltfrequenz der einzelnen Zellen im Vergleich zur Schaltfrequenz insgesamt, da letztere aus der Überlagerung der Schaltfrequenzen der Zellen entsteht.

Frage 3.6.3: Energiespeicher. Welche Speicherkapazität wird in den einzelnen Topologien insgesamt benötigt? Welche Rangfolge ergibt sich bzgl. der Energiespeicher (Kapazität C)?

Lösung: Als Bezugspunkt wird der zweistufige Umrichter mit der Speicherkapazität C gewählt. Dieser benötigt genau einen Energiespeicher der Kapazität  $E_C = \frac{1}{2} C U^2$ . Das Spannungsniveau U sei für alle Umrichtertopologien gleich, ebenso die geforderte Leistung P, sowie die Schaltfrequenz  $f_s$  insgesamt. Die Energiemenge  $E_C$  ergibt sich aus der geforderten Leistung P über dem Schaltintervall  $T_s$ .

Für den zweistufigen Umrichter erhält man somit:

$$E_C = \frac{1}{2} C U^2 = P T_s, \quad \text{wobei } T_s = 1/f_s \text{ ist.} \quad (3.6.1)$$

Für den dreistufigen Umrichter sind zwei Kapazitäten  $C_s$  in Serie geschaltet. Die gesamte Kapazität beträgt  $C = C_s/2$ . Es werden zwei Kapazitäten  $C_s$  benötigt, somit die vierfache Speichermenge. Die gleiche Aussage gilt für die kaskadierten H-Brücken mit 5 Stufen (2 Zellen); hier sind ebenfalls zwei Kapazitäten in Reihe geschaltet.

Für den fünfstufigen Umrichter sind 4 Kapazitäten in Reihe geschaltet, es gilt somit  $C = C_s/4$ . Es wird somit die 16-fache Speichermenge benötigt. Für die MMC-Schaltung mit 2 Stufen und 4 Zellen sind ebenfalls 4 Kapazitäten in Reihe geschaltet.

Insgesamt ergibt sich somit folgendes Bild:

• Umrichter-Topologie:	2L	3L	5L	K-H	MMC
• Anzahl Zellen/Serienkapazitäten:	1	2	4	2	4
• Speicherkapazität C:	1	4	16	4	16.

Der Rang folgt wegen der quadratischen Abhängigkeit der gespeicherten Energie von der Spannung unmittelbar der Anzahl Stufen. Die Schaltfrequenz der Zellen spielt hierbei keine Rolle, da die Energie dem Produkt aus der Leistung  $P$  und der Periodendauer  $T_s$  entspricht (siehe Gleichung 3.6.1 oben).

Frage 3.6.4: Signalqualität. Für unterschiedliche Umrichtertopologien gibt es Unterschiede in der Signalqualität. Hier soll der Fehler der Approximation betrachtet werden, der anhängig ist von der Anzahl Stufen pro Umrichter. Welche Rangfolge ergibt sich für die betrachteten Topologien?

Lösung: Für den Fehler der Approximation, wie in Abschnitt 2 beschrieben, ist alleine die Anzahl der Stufen entscheidend. Weitergehende Aussagen sind auf dieser Basis nicht möglich. Aus Abschnitt 2 lassen sich folgende Werte für die maximalen Fehleramplituden zusammen tragen:

• Umrichter-Topologie:	2L	3L	5L	K-H	MMC
• Anzahl Stufen:	2	3	5	5	2
• Fehler $\max\{e(t)\}$ :	0,25	0,1	0,02	0,02	0,25

Eine genauere Aussage erlaubt der Effektivwert des Fehlers (siehe Abschnitt 5). Für die Erstellung einer groben Rangfolge soll die maximale Fehleramplitude an dieser Stelle genügen.

Im Vergleich zu zweistufigen Umrichtern haben dreistufige Umrichter einen Fehler von 40% bei doppeltem Materialaufwand im Kern der Schaltung (abgesehen von Filtern, Mechanik, Kühlsystem etc). Für anspruchsvollere Aufgaben in der Niederspannung sind daher dreistufige Umrichter zu bevorzugen.

## 4. Betrachtungen zum Wirkungsgrad

### 4.1. Reale Schalter

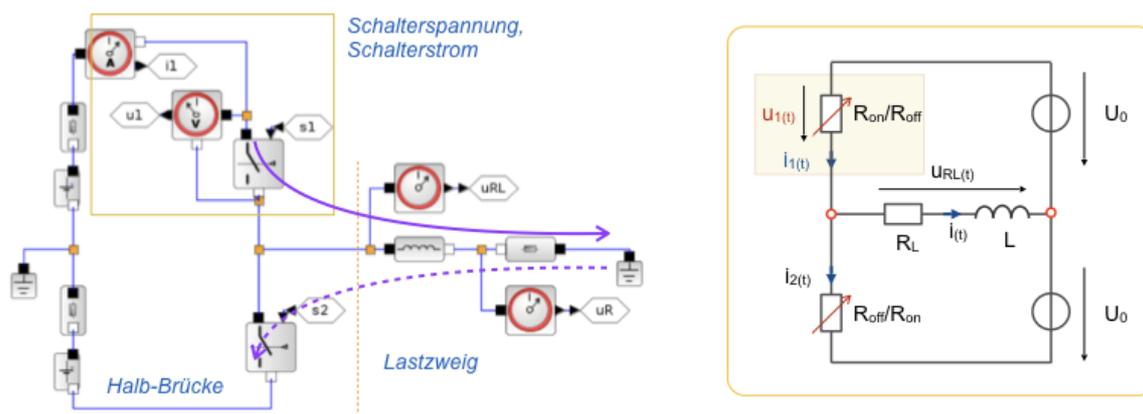
Ideale Schalter arbeiten im geschlossenen Zustand und offenen Zustand verlustfrei. Sie sind somit entweder unendlich gut leitend, oder überhaupt nicht leitend. Außerdem schalten sie beliebig schnell zwischen beiden Schaltzuständen.

Mit realen Schaltern sind diese Idealbedingungen nicht zu erreichen. Zu den Eigenschaften realer Schalter gehören

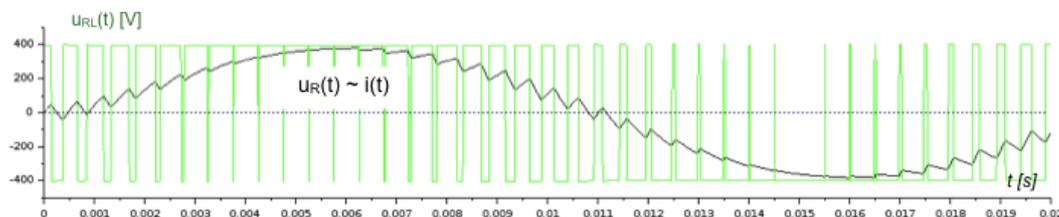
- eine begrenzte Leitfähigkeit, abgebildet durch den Durchlasswiderstand  $R_{on}$ ,
- eine endliche Sperrfähigkeit, abgebildet durch den Sperrwiderstand  $R_{off}$ ,
- endliche Schaltzeiten für die Übergänge zwischen beiden Zuständen.

Hieraus ergeben sich Durchlassverluste, Sperrverluste und Schaltverluste.

Frage 4.1.1: Ideale und reale Schalter. Folgende Schaltung zeigt eine einfache Brücke mit zwei Schaltern und einem Lastzweig. Erläutern Sie die Funktionsweise mit Hilfe der Durchlasswiderstände und Sperrwiderstände der Schalter.



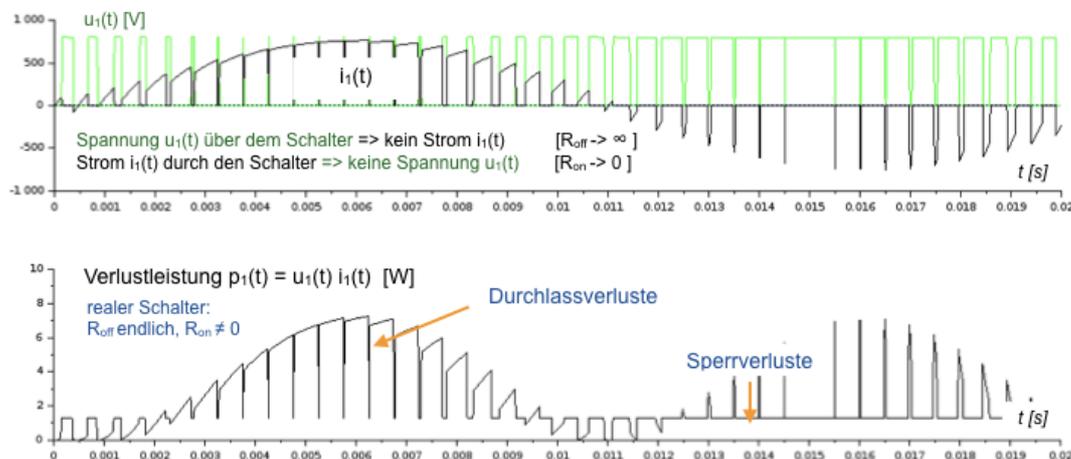
Lösung: Beide Schalter schalten abwechselnd, so dass der Lastzweig nach dem Muster der Pulsbreitenmodulation abwechselnd am positive Ende bzw. negativen Ende der Gleichspannungsquellen liegt.



Durch Integration and der Serieninduktivität ergibt sich hieraus einannähernd sinusförmiger Strom. Die Spannung über dem Lastwiderstand ist stromproportional. Im dargestellten Simulationslauf ist deutlich zu erkennen, dass der Strom im Lastzweig keinesfalls unterbrochen wird, sondern beim Umschalten jeweils in den anderen Zweig kommutiert.

Im Zweig des oberen Schalters zeigt die Simulation den in folgender Abbildung dargestellten Verlauf der Spannung  $u_1(t)$  über dem Schalter, sowie des Stroms  $i_1(t)$  durch den Schalter. Der Schalter verhält sich annähernd ideal: Strom und Spannung scheinen sich gegenseitig auszuschließen.

Da beide Schalter abwechselnd schließen, findet man über dem Schalter im offenen Zustand das Potenzial beider Quellen (hier: jeweils 400 V). Der Strom wurde der Übersichtlichkeit halber passend skaliert. Ein idealer Schalter würde zwischen den Zuständen  $R_{on} = 0$  und  $R_{off} \Rightarrow \infty$  wechseln.

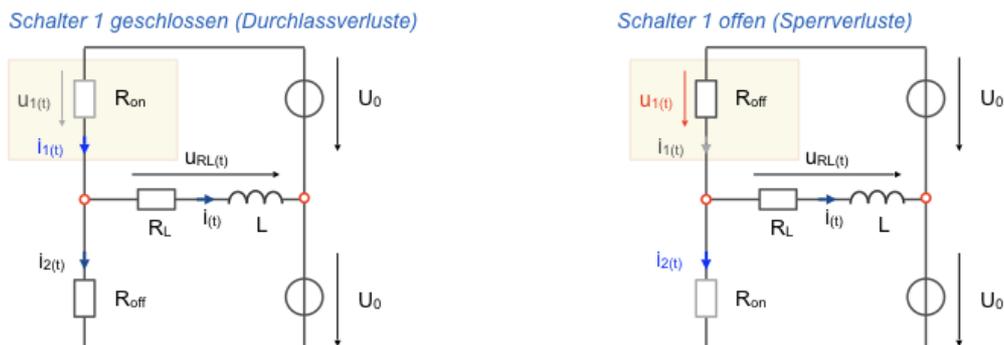


Der Strom im Schalterzweig weist Lücken auf, während der Schalter geöffnet ist. In dieser Zeit verläuft der Strompfad durch den anderen Schalter.

Die Multiplikation von Strom und Spannung am Schalter zeigt, dass der Schalter nicht ideal ist. Im Falle des geschlossenen Schalters sorgt der Durchlasswiderstand  $R_{on}$  für einen geringfügigen Spannungsabfall. Es entstehen Durchlassverluste.

Im Falle des geöffneten Schalters ergeben sich wegen des endlichen Sperrwiderstandes  $R_{off}$  und der in diesem Zustand großen Spannung über dem Schalter ebenfalls Verluste. Die Sperrverluste folgen hierbei dem Stromverlauf nicht, da der Strom in dieser Zeit in den jeweils anderen Zweig kommutiert.

Frage 4.1.2: Durchlassverluste und Sperrverluste. Folgende Abbildung zeigt die beiden Schalterzustände. Wie lassen sich die Durchlassverluste und Sperrverluste abschätzen?



Lösung: Wenn Schalter 1 geschlossen ist, verläuft der Strompfad durch Schalter 1. Für die Durchlassverluste gilt somit:

$$p_{1, vd}(t) = u_1(t) \cdot i_1(t) = i_1(t)^2 R_{on} \quad (4.1.1)$$

Der Strom entspricht hier dem Laststrom; Im Mittel somit der Hälfte des Effektivwertes des Nennstroms, da der Zweig nur eine Halbwelle transportiert.

Ist Schalter 1 geöffnet, erhält man für die Sperrverlustleistung:

$$p_{1vs}(t) = u_1(t) \cdot i_1(t) = \frac{u_1(t)^2}{R_{off}} \quad (4.1.2)$$

Die Spannung entspricht hierbei annähernd dem Nennwert der Gleichspannung, da der Zweig bis auf den Sperrstrom stromlos ist. Im zeitlichen Mittel entspricht die Spannung also der Hälfte des Effektivwertes der Gleichspannung, da der Zweig nur eine Halbwelle sperrt.

Abschätzung: Für beide Zweige zusammen berechnet man im Mittel für die Durchlassverluste:

$$P_{vd} = I_n^2 R_{on} \quad (4.1.3)$$

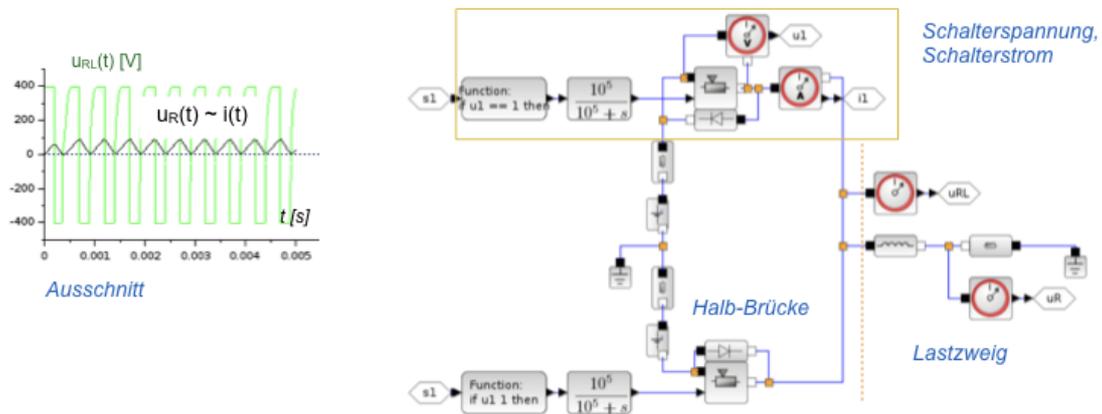
Hierbei ist vorausgesetzt, dass die Schaltung durchgehend mit Nennleistung betrieben wird. In diesem Fall ist  $I_n$  der Effektivwert des Nennstroms.

Für die Sperrverluste berechnet man:

$$P_{vs} = \frac{U_n^2}{R_{off}} \quad (4.1.4)$$

Auch hierbei ist vorausgesetzt, dass die Schaltung durchgehend bei Nennleistung betrieben wird und somit stets ein Zweig in Sperrrichtung arbeitet. Im Beispiel wäre  $U_n$  der Effektivwert der Betriebsspannung im DC-Kreis, also  $U_n = 2 U_0$ .

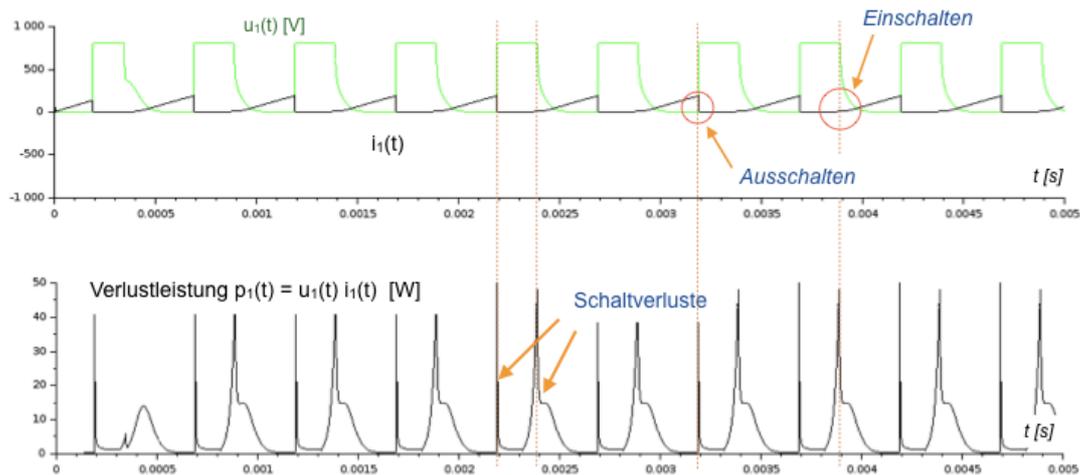
Frage 4.1.3: Endliche Schaltzeiten. Folgende Abbildung zeigt eine H-Brücke mit endlichen Schaltzeiten. Letztere wurden dadurch realisiert, dass die Ansteuerung eines variablen Widerstandes durch einen Tiefpass gefiltert wurden, so dass die Übergänge jeweils einschwingen. Zu den Umschaltzeitpunkten sind nun Spannung und Strom am Schalter vorhanden. Mit welchen Konsequenzen für Verluste ist dies verbunden?



Lösung: Solange Strom und Spannung gleichzeitig am Schalter vorhanden sind wird eine Leistung aufgenommen. In dieser Zeit befindet sich der Wert des variablen Widerstandes im Übergang zwischen den Extremen  $R_{on}$  und  $R_{off}$ .

Diese Verlustleistung tritt somit nur beim Umschalten vom einen in den anderen Zustand auf. Folgende Abbildung zeigt einen Simulationslauf. Um die Zeitprofile von Strom und Spannung am Schalter besser darzustellen, wurde ein kürzerer Ausschnitt mit konstanten Taktverhältnis gewählt.

Der Strom im Lastzweig pendelt sich hierbei auf einen positiven Mittelwert ein. Im Schalterzweig steigt der Strom jeweils geschlossenem Schalter, und kommutiert auf den anderen Zweig bei geöffnetem Schalter. Aus dem Produkt von Strom  $i_1(t)$  durch den Schalter und Spannung  $u_1(t)$  am Schalter erhält man wiederum den Verlauf der Verlustleistung  $p_{1v}(t)$ .



Zu den Umschaltzeitpunkten erkennt man den Beitrag der Schaltverluste. Der zeitliche Verlauf ergibt sich aus dem gewählten Modell und hat keinen physikalischen Hintergrund.

Die im Modell enthaltenen Freilaufdioden unterstützen die Kommutierung des Stromes während der Einschaltvorgänge. Bei ideal schnellen Schaltern steht sofort ein alternativer Strompfad zur Verfügung. Daher sind Freilaufdioden in diesem Fall nicht erforderlich.

Frage 4.1.4: Schaltverluste. Wie lassen sich die Schaltverluste abschätzen? Wovon hängen sie ab?

Lösung: Die mittlere Verlustleistung zu den Schaltzeitpunkten ergibt sich aus

$$P_{1vt,i} = \int_{t_0}^{t_0+\Delta t} u_1(\tau) \cdot i_1(\tau) d\tau \quad (4.1.5)$$

Zu jedem Schaltzeitpunkt ergeben mittlere Ausschaltverluste und Einschaltverluste. Die Schaltverluste sind unmittelbar abhängig von den Schaltzeiten: Je schneller ein Schalter einschalten und ausschalten kann, desto geringer die Verluste.

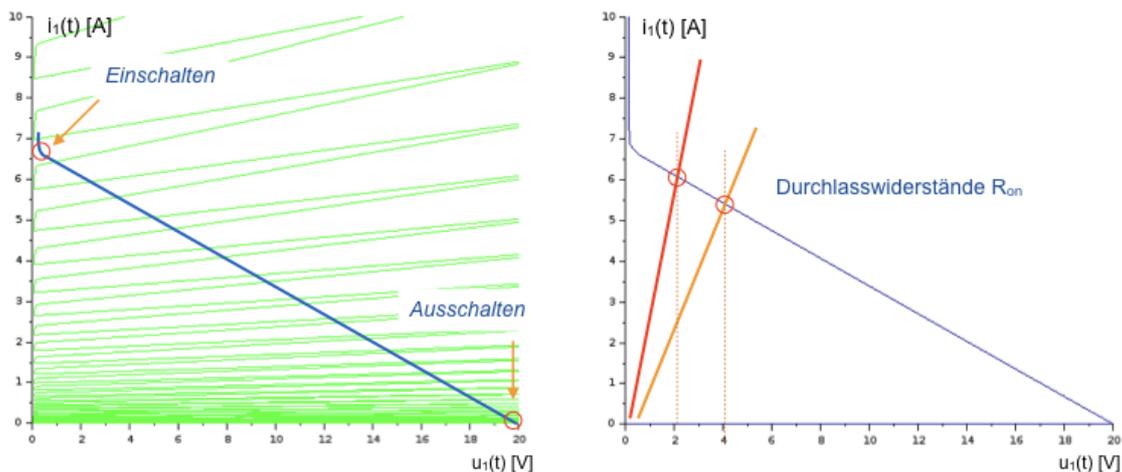
Die Größe der Schaltverluste insgesamt ist abhängig von der Anzahl der Schaltungen und steigt somit mit der Schaltfrequenz für jeden Schalter. Eine niedrige Schaltfrequenz bedeutet geringere Verluste.

## 4.2. Transistoren als Schalter

In der Praxis werden Transistoren als Schalter verwendet. Diese arbeiten als variable Widerstände und haben somit Durchlassverluste und Sperrverluste. Auch die Schaltzeiten sind endlich, so dass mit jedem Schaltvorgang auch Schaltverluste entstehen.

An dieser Stelle sollen nur eine qualitative Betrachtungen erfolgen. Schaltungsspezifische und anwendungsspezifische Details können Datenblättern entnommen werden. Im Betrieb als Schalter sind nur die Zustände aus (gesperrter Zustand) und ein (maximale Aussteuerung) interessant.

Frage 4.2.1: Kennlinien. Folgende Abbildung zeigt links eine Schaltvorgang im Kennlinienfeld eines Transistors auf einer Lastgeraden. Mit  $i_1(t)$  ist wiederum die Schalterstrom bezeichnet (= Strom durch den Transistor zwischen den Leistungsanschlüssen), mit  $u_1(t)$  die Spannung über dem Schalter ( $U_{CE}$  beim Bipolartransistor bzw.  $I_{SD}$  beim Feldeffekttransistor). Wie kommt die Lastgerade zustande? Warum finden sich die beiden Schaltzustände an den gezeigten Stellen? Wie lässt sich der Durchlasswiderstand  $R_{on}$  und der Sperrwiderstand  $R_{off}$  ermitteln?



Lösung: Die Last befindet sich jeweils im Stromzweig. Mit ohmscher Last und Schalter gilt somit  $U_n = u_1(t) + R_L i_1(t)$ . Die Lastgerade ermittelt man aus zwei Punkten, üblicherweise den Achsenabschnitten  $i_1=0$  (hieraus  $u_{10} = U_n$ ) und  $u_1=0$  (hieraus  $i_{10} = U_n/R_L$ ).

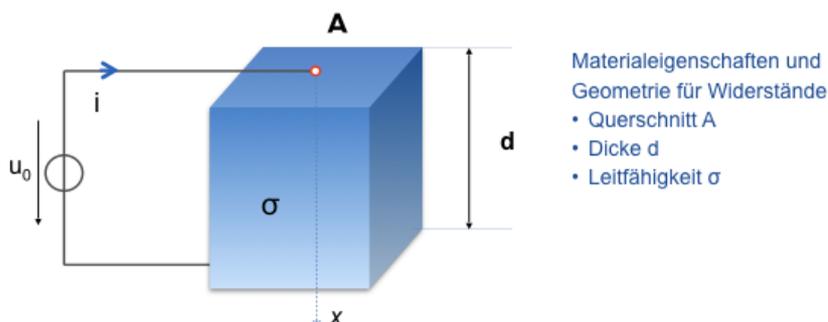
Die Lage der Arbeitspunkte im eingeschalteten und ausgeschalteten Zustand ergibt sich aus den Schnittpunkten mit den Kennlinienfeldern. Somit lassen sich der Durchlasswiderstand  $R_{on}$  und der Sperrwiderstand  $R_{off}$  grundsätzlich aus dem Kennlinienfeld ermitteln.

Hat ein Transistor im eingeschalteten Zustand eine Spannung  $u_1(t_{on}) = U_{CE,on}$  (bzw.  $U_{DS,on}$ ) beim Strom  $I_n$ , so beträgt sein Durchlasswiderstand  $R_{on} = U_{CE,on}/I_n$ . Die Durchlassverlustleistung  $P_{vd}$  lässt sich unmittelbar aus dem Produkt  $U_{CE,on} I_n$  bestimmen.

Die Abbildung oben rechts illustriert diesen Fall. Findet sich beispielsweise im oberen Arbeitspunkt eines Bipolartransistors eine Kollektor-Emitterspannung von  $U_{CE} = 2$  V bei einem Nennstrom von 100 A, so betragen die Durchlassverluste 200 W.

Der Sperrwiderstand  $R_{off}$  ist in aller Regel sehr groß und daher schwer an den Kennlinien ablesbar. Hier hilft ein Blick ins Datenblatt.

Frage 4.2.2: Durchlasswiderstand und Sperrwiderstand. Bei einem stromdurchflossenen Leiter ist der Widerstand abhängig von Materialeigenschaften und Geometrie. Folgende Abbildung zeigt einen Leiter der Leitfähigkeit  $\sigma$  (Materialeigenschaft) mit Querschnitt A und Dicke d (geometrische Eigenschaften). Wie hängt der Widerstand von diesen Parametern ab? Welche Schlussfolgerungen ergeben sich für Transistoren als Schalter?



Lösung: Für den Leitwert (Kehrwert  $G = 1/R$  des Widerstandes) erhält man

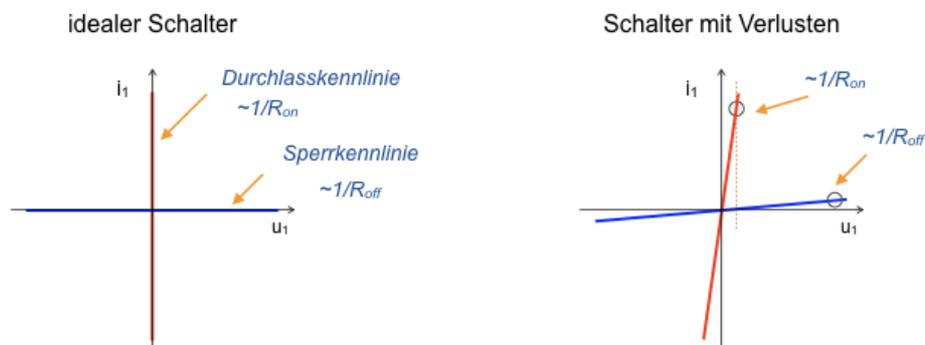
$$G = \sigma \frac{A}{d} \quad (4.2.1)$$

Je leitfähiger das Material, desto größer ist der Leitwert und umso geringer der Widerstand der Komponente. Für einen geringen Widerstand (großen Leitwert) sorgen außerdem eine große Oberfläche A und eine geringe Schichtdicke d.

Schlussfolgerungen:

- Der Durchlasswiderstand  $R_{on}$  eines Transistors folgt diesem Modell.
- Die Leitfähigkeit  $\sigma$  hängt ab von den verfügbaren Halbleitermaterialien.
- Die Oberfläche A wird entsprechend des gewünschten Stromes gewählt. Die Stromdichte  $J = I/A$  ist je nach Material begrenzt. Somit ist die Fläche für den gewünschten Strom vergeben.
- Eine möglichst geringe Schichtdicke d wäre für einen niedrigen Widerstand wünschenswert. Allerdings liegt im gesperrten Zustand über der Schicht die Betriebsspannung. Zur Vermeidung von Schäden ist die Schichtdicke daher je nach Material eingeschränkt. Halbleiter mit großem Bandabstand sind hier wegen der höheren Durchschlagfestigkeit von Vorteil: es lassen sich geringere Schichtdicken realisieren.

Frage 4.2.3: Schalter als Kennlinien. Gemessen an Spannung und Strom über dem Schaltelement lassen sich auch Schalter als Kennlinien interpretieren. Die Durchlasskennlinie entspricht idealerweise der Stromachse (keine Spannung über dem Schalter); die Sperrkennlinie entspricht idealerweise der Spannungsachse (kein Strom).



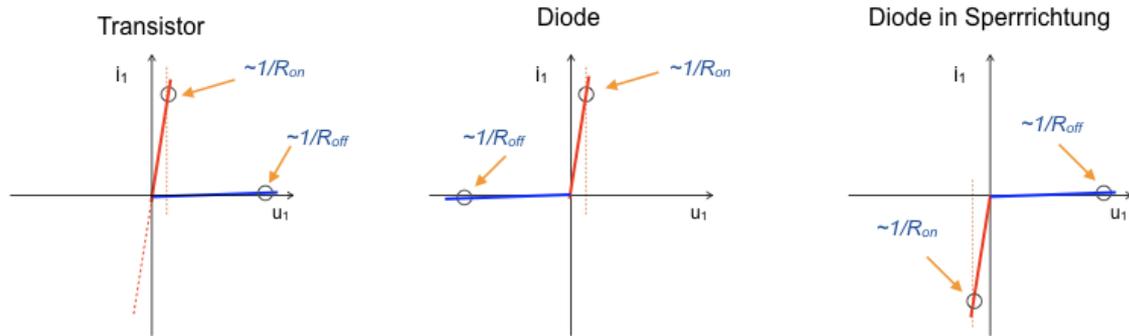
Bei einem Schalter mit Verlusten entspricht die Steigung der Kennlinien dem Kehrwert des Durchlasswiderstandes  $R_{on}$ , bzw. dem Kehrwert des Sperrwiderstandes  $R_{off}$ . Wie wären sinngemäß die Kennlinien von Transistoren und Dioden darzustellen?

Lösung: siehe folgende Abbildung.

Bei einem Transistor entspricht die Kennlinie dem eines verlustbehafteten Schalters mit dem Unterschied, dass sich die Polarität des Stromes bei einem Bipolartransistor nicht invertieren lässt.

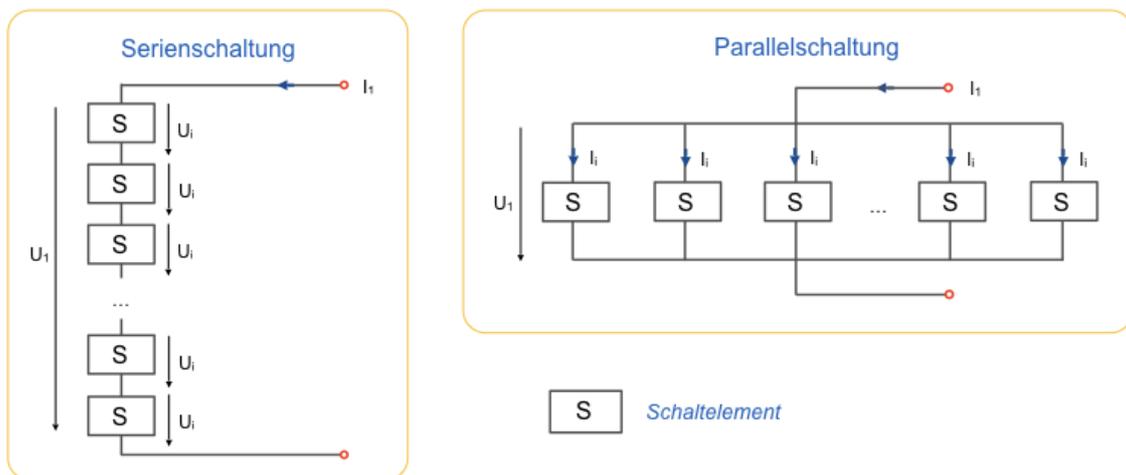
Die Durchlasskennlinien müssen nicht linear durch den Ursprung verlaufen. Dennoch lässt sich im gewünschten Arbeitspunkt aus dem Verhältnis von Spannung und Strom der Durchlasswiderstand ablesen. Die Sperrwiderstände sind nahe am idealen Fall.

Eine Diode lässt sich nicht schalten, zeigt als Gleichrichter jedoch die bekannte Durchlasskennlinie und Sperrkennlinie. Bei Betrieb in Sperrichtung sind die Verhältnisse um einen halben Kreisbogen gedreht.



Für die Komponenten kommen grundsätzlich die Parallelschaltung bzw. Serienschaltung in Frage. Als Komponenten dienen beispielsweise Halbrücken und Vollbrücken.

Frage 4.3.1: Serienschaltung. Folgende Abbildung zeigt links die Serienschaltung von Schaltern.



Die Anzahl  $N$  der Schalter vergrößert somit linear die Durchlassverluste. Da der Strom gleich ist, wären die Durchlassverluste der einzelnen Komponente der  $N$ -te Anteil. Das gilt ebenfalls für die Sperrverluste.

Schaltverluste: Abhängig vom Schaltkonzept müssen die Schaltverluste gegenüber den Schaltverlusten einer einzelnen Komponente nicht steigen. Werden die  $N$ -Schalter im Zeitmultiplex betrieben, teilt sich die Anzahl der Schaltungen unter den  $N$  Komponenten auf. Die Schaltfrequenz insgesamt ist das  $N$ -fache der Schaltfrequenz einer Komponente.

Frage 4.3.2: Parallelschaltung. Der rechte Teil der Abbildung oben zeigt die Parallelschaltung von Schaltern. Welche Eigenschaften hat die Parallelschaltung? Wie hängen Verluste und Leistung der Schalter mit dem System zusammen? Vergleichen Sie mit der Serienschaltung.

Lösung: Die Parallelschaltung kommt zum Einsatz, wenn der Strom unter den Komponenten aufgeteilt werden soll. Hier ist die Systemspannung gleich der Spannung über allen Komponenten.

Eigenschaften: Durchlasswiderstände und Sperrwiderstände sind parallel geschaltet. Es gilt bei gleichen Komponenten somit  $R_{on,ges} = R_{on}/N$  und  $R_{off,ges} = R_{off}/N$ . Im durchgeschalteten Zustand ist:

$$P_{vd,ges} = I_n^2 R_{on,ges} = N P_{vd,i} \quad (4.3.3)$$

Hier addieren sich die Verluste der einzelnen Schalter im Gesamtsystem, da der Strom aufgeteilt ist.

Für die Sperrverluste gilt sinngemäß:

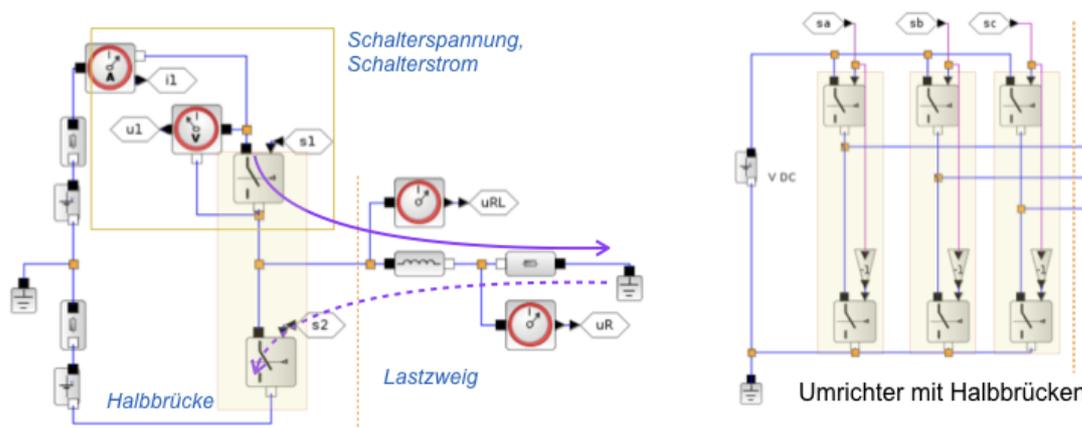
$$P_{vs,ges} = \frac{U_n^2}{R_{off,ges}} = N P_{vs,i} \quad (4.3.4)$$

Die Anzahl  $N$  der Schalter vergrößert somit linear die Durchlassverluste und Schaltverluste gegenüber dem einzelnen Schalter. Da die Spannung gleich ist, wären die Durchlassverluste der einzelnen Komponente der  $N$ -te Anteil.

Vergleich Serienschaltung und Parallelschaltung: Unter der Voraussetzung, dass sich die Systemleistung unter den Komponenten aufteilen soll, müssen sich umgekehrt die Verlustleistungen der Komponenten zur Verlustleistung des Systems addieren. Die Art der Verschaltung ist hierbei unerheblich.

Schaltverluste: Abhängig vom Schaltkonzept müssen die Schaltverluste gegenüber den Schaltverlusten einer einzelnen Komponente nicht steigen. Werden die  $N$ -Schalter im Zeitmultiplex betrieben, teilt sich die Anzahl der Schaltungen unter den  $N$  Komponenten auf. Die Schaltfrequenz insgesamt ist das  $N$ -fache der Schaltfrequenz einer Komponente.

Frage 4.3.3: Halbbrücken. Folgende Abbildung zeigt ein links ein einphasiges System und rechts ein dreiphasiges System aus Halbbrücken. Welchen Beitrag zur Verlustleistung bringen die Halbbrücken?

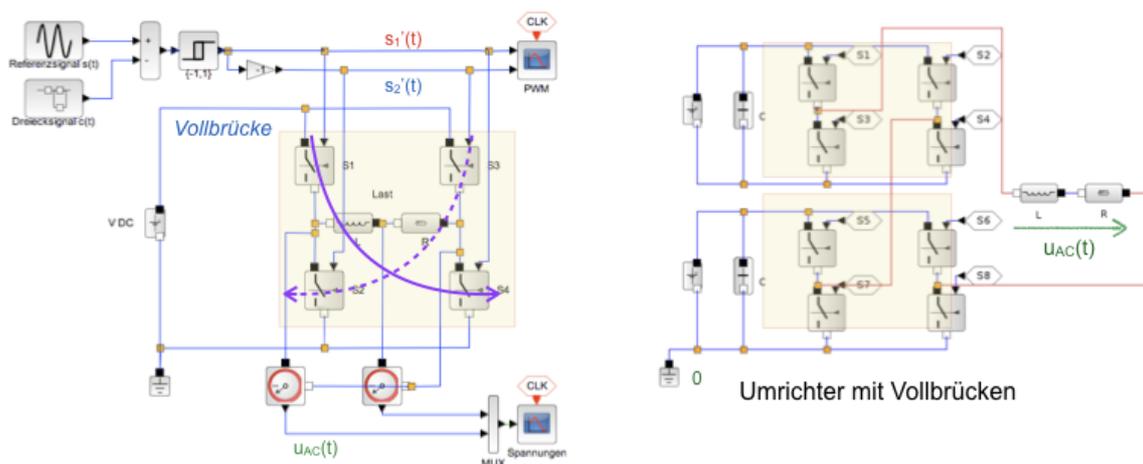


Lösung: Im einphasigen System versorgt jeder Schalter der Halbbrücke jeweils eine halbe Welle (siehe Abschnitt 4.1). Somit gelten für jede Halbbrücke die genannten Abschätzungen für Durchlassverluste und Sperrverluste (siehe Gleichungen 4.1.3 und 4.1.4). Für das dreiphasige System gilt die gleiche Rechnung pro Phase.

Für Halbbrücken in modularen mehrstufigen Umrichtern gilt dies ebenfalls: Alle am Betrieb beteiligten Schalter sind jeweils eine Halbwelle offen und eine Halbwelle gesperrt und tragen somit zu den Durchlassverlusten und Sperrverlusten zu gleichen Teilen bei. Ob Serienschaltung oder Parallelschaltung macht hierbei keinen Unterschied.

Die Schaltverluste sind wiederum proportional zur Anzahl der Schaltungen. Somit lassen sich bei mehrstufigen Umrichtern im Multiplexbetrieb der Schalter die Schaltverluste pro Stufe reduzieren.

Frage 4.3.4: Vollbrücken. Wie berechnen sich die Verluste einer Vollbrücke? Wie verhalten sich Systeme, die aus mehreren Vollbrücken aufgebaut sind? Folgende Abbildung illustriert das Prinzip.



Lösung: Bei Vollbrücken übernimmt jeweils ein Schalterpaar eine Halbwelle, siehe Abschnitte 2.1. Die Schalterpaare sind hierbei jeweils seriell miteinander verschaltet. Sofern die Durchlasswiderstände und Sperrwiderstände der Schalter vergleichbar mit den Schaltern einer Halbbrücke sind, sind die Durchlassverluste und Sperrverluste der Vollbrücke somit doppelt so groß.

Bei mehrstufigen Umrichtern (siehe Abbildung oben rechts) tragen alle beteiligten Schalterpaare zu den Durchlassverlusten und Sperrverlusten bei. Die Gesamtverluste ergeben sich aus der Summe der Verluste der Komponenten.

Vergleichbare Konfigurationen: Im Vergleich von Systemen aus Vollbrücken mit Systemen aus Halbbrücken ist die Anzahl der Schalter insgesamt zu zählen: modulare Multilevel-Umrichter aus Halbbrücken verwenden in vergleichbarer Konfiguration insgesamt die gleiche Anzahl Schalter wie kaskadierte H-Brücken (siehe Abschnitt 3.5).

Grund hierfür ist, dass eine Vollbrücke die Polarität umschalten kann, eine Halbbrücke nicht. Daher ist insgesamt die doppelte Anzahl Halbbrücken erforderlich. Bei gleicher Anzahl Schaltern sind Durchlassverluste und Sperrverluste gleich.

Für die Schaltverluste gilt wiederum die Abhängigkeit von der Anzahl der Schaltungen. Diese müssen bei im Zeitmultiplex betriebenen Systemen nicht mit der Anzahl der Schalter wachsen.

## 4.4. Wirkungsgrad

Zur Orientierung beim Vergleich von Wandlern wie Umrichter oder Transformatoren dient der Wirkungsgrad. Er beschreibt den Anteil der Nutzleistung bzw. Sekundärleistung  $P_2$  an der Primärleistung  $P_1$ , wobei  $P_v$  die Verlustleistung beschreibt:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_1 - P_v}{P_1} = 1 - \frac{P_v}{P_1} \quad (4.4.1)$$

Der Vergleich findet hierbei auf Systemebene statt: Es zählen alle Systeme, einschließlich Lüftung bzw. Kühlung und Systemen zur Betriebsführung.

Frage 4.4.1: Definition und Grenzfälle. Erläutern Sie die Definition des Wirkungsgrades. Worin besteht die Aussage? Nennen Sie einige Beispiele. Wo liegen die Grenzen dieser Definition beim Systemvergleich?

Lösung: Die Definition beschreibt das Verhältnis von Aufwand zum Nutzen: Der Nutzen besteht in der übertragenen Leistung  $P_2$  (Sekundärleistung). Der Aufwand besteht in der hierfür erforderlichen Primär-

leistung  $P_1$ . Den Unterschied zwischen Sekundärleistung und Primärleistung macht die Verlustleistung  $P_v$ .

Beispiele: Auch Energieerzeuger sind Wandler: thermische Kraftwerke wandeln thermische in elektrische Energie. Hier beschreibt der Wirkungsgrad die Ausbeute an elektrischer Energie. Bei elektrischen Wandlern, also Umrichtern und Transformatoren, sind die Erwartungen an den Wirkungsgrad besonders hoch, es gilt elektrische Verluste zu vermeiden.

Grenzen beim Systemvergleich: Der Wirkungsgrad ist eine relative Größe. Ist der Nutzen bescheiden und der Aufwand gering, so ist der Wirkungsgrad hoch. Eine Maschine, die keine Leistung erzeugt und keine Leistung aufnimmt, hat definitionsgemäß einen Wirkungsgrad von 100%. Das ist im ausgeschalteten Zustand fast immer zu erreichen.

Für den Systemvergleich muss also für den Wirkungsgrad eine plausible Bezugsgröße definiert werden, z.B. Systeme einer gegebenen Leistungsklasse. Auch dann spielt der betrachtete Betriebszustand noch eine Rolle (Nennlast, Schwachlast, Wartezustand etc.).

Frage 4.4.2: Effizienz-Indikatoren. Für größere Transformatoren wird nach der Ökodesign-Verordnung der Europäischen Kommission (Nr. 548/2014 zur Umsetzung der Ökodesign-Richtlinie 2009/125/EG) folgender Indikator für die Effizienz verwendet (PEI für Peak Efficiency Index):

$$PEI = 1 - 2 \sqrt{\left( \frac{P_o P_k}{S_r^2} \right)} \quad (4.4.2)$$

Hierbei bezeichnen  $S_r$  die Bemessungsscheinleistung,  $P_o$  die Leerlaufverluste und  $P_k$  die Verlustleistung im Nennbetrieb. Wie ist diese Definition zu interpretieren? Welchen Zweck verfolgt dieser Indikator für Transformatoren? Wäre er für Umrichter sinnvoll anwendbar?

Lösung: Der Indikator entspricht grob der Struktur des Wirkungsgrades. Unterschiede: (1) Statt der Verluste ist hier das geometrische Mittel  $P_o P_k$  aus Leerlaufverlusten und Verlusten bei Nennleistung gefragt. (2) Dessen Verhältnis zur Bemessungsscheinleistung ist mit 2 gewichtet, was den Verlustbeitrag insgesamt stärker bewertet. Ein System mit konstanten Verlusten ( $P_o = P_k$ ) wird hierdurch abgewertet.

Der Zweck dieser Definition ist vermutlich ein Anreiz zur Verringerung der Leerlaufverluste  $P_o$ . Durch das geometrische Mittel gehen geringe Leerlaufverluste erheblich in diesen Indikator ein. Das geometrische Mittel ist stets kleiner als das arithmetische Mittel ( $P' = (P_o + P_k) / 2$ ). Betragen die Leerlaufverluste  $P_o = 0$ , wäre der PEI unabhängig von den Betriebsverlusten bei 100%.

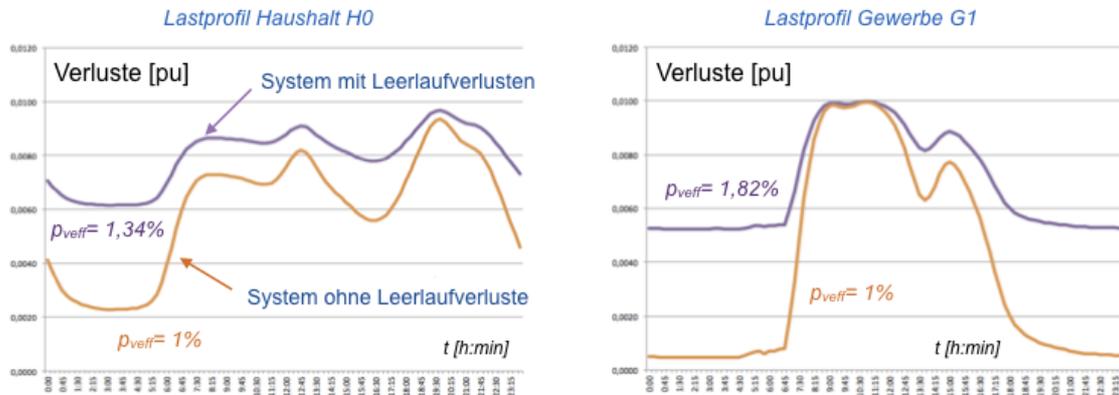
Die Leerlaufverluste beim Transformator sind Eisenverluste, u.a. durch Wirbelströme im Eisenkern. Der Eisenkern eines Transformators wird auch im Leerlauf ständig ummagnetisiert. Dieser Beitrag ist in lastschwachen Zeiten und bei planmäßiger Redundanz im Netz unangenehm.

Im Unterschied zum Transformator kann ein Umrichter für längere Leerlaufzeiten in einen Wartezustand ausweichen (engl. stand-by operation). Hier würde ein solcher Indikator zu wenig aussagekräftigen Werten für Systemvergleiche führen.

Frage 4.4.3: Lastprofile. Ein konstanter Wirkungsgrad gibt nur dann ein unverfälschtes Bild der Verluste, wenn diese direkt proportional zum Leistung des Systems sind. Nur in diesem Fall entspricht der Wirkungsgrad dem effektiven Wirkungsgrad. Unter den effektiven Verlusten wären z.B. die über einen repräsentativen Betriebszeitraum insgesamt akkumulierten Verluste im Verhältnis zur kumulierten Systemleistung in dieser Zeit zu verstehen. Der effektive Wirkungsgrad basiert dann auf den effektiven Verlusten ( $\eta = (1 - P_{v,eff}/P_{1,eff})$ ).

Für Systeme mit konstanten Leerlaufverlusten ist der Wirkungsgrad unter Nennleistung nicht repräsentativ für die tatsächlichen Verluste im Betrieb. Das gilt insbesondere, wenn das Betriebs-

mittel kaum beansprucht wird, ist also abhängig vom Lastprofil. Folgende Abbildung zeigt die Verlustleistung zweier Systeme über den Tagesverlauf.



Eins der Systeme hat konstante Leerlaufverluste, das andere rein lastproportionale Verluste. Das Lastprofile wurden zwei Standardprofile des VDEW gewählt, das Profil H0 für Haushalte und das Profil G1 für Gewerbe. Während die Haushalte über annähernd den gesamten Tagesverlauf Aktivitäten zeigen, sind die ausgewählten Gewerbe nur zu den Geschäftsstunden aktiv, und somit fast die halbe Zeit ohne Bedarf. Vergleichen Sie beide Systeme. Hinweis: Verwenden Sie ggf. eine Tabellenkalkulation, ein Muster findet sich bei den Quelltexten.

Lösung: Die Lastprofile sind nicht unmittelbar abgebildet, folgen aber definitionsgemäß dem Verlauf der Verluste der Systeme mit leistungsproportionalem Verlust.

Der Wirkungsgrad beider Systeme ist gleich:

- Für System 1 (mit Leerlaufverlusten) gilt:  $p_{v,1} = p_{0,1} + p_{k,1} = 0,5\% + 0,5\% = 1\%$ . Die relativen Leerlaufverluste  $p_{0,1}$  wurden hierbei mit den relativen leistungsproportionalen Verlusten  $p_{k,1}$  addiert. Demnach ergibt sich ein Wirkungsgrad von 99%. Für den Index ergibt sich bei diesen Werten ebenfalls  $PEI = 99\%$ .
- Für System 2 beträgt die relative Verlustleistung  $p_{v,2} = p_{k,2} = 1\%$ . Der Wirkungsgrad beträgt somit ebenfalls 99%. Der Index  $PEI$  ergibt hier kein sinnvolles Ergebnis.

Am Zeitverlauf erkennt man bereits, dass in den Leerlauf-Perioden bei den Haushaltsprofilen in den Nachtstunden, sowie beim Gewerbeprofil außerhalb der Geschäftszeit die Leerlaufverluste einen erheblichen Beitrag leisten. Insgesamt überwiegen die Verluste des Systems mit Leerlaufverluste mit den gewählten Werten über den gesamten Verlauf.

Berechnet man die effektiven relativen Verluste über den Tagesverlauf aus der Summe der kumulierten Verluste im Verhältnis zur kumulierten Nutzleistung, erhält man folgendes Ergebnis:

- System 1 hat im Profil Haushalte H0 effektive Verluste von 1,34%, im Profil Gewerbe G1 effektive Verluste von 1,82%. Das entspricht Wirkungsgraden von 98,7% bzw. 98,2%.
- System 2 bleibt bei effektiven Verlusten von 1% und einem Wirkungsgrad von 99%.

Speziell bei Systemen mit geringer Nutzung (z.B. in Betriebsstunden pro Jahr) liefern effektive Verluste bzw. der effektive Wirkungsgrad die aussagekräftigeren Ergebnisse.

Frage 4.4.4: Verkettete Systeme. Zwei Systeme mit den Wirkungsgraden  $\eta_1$  und  $\eta_2$  sind hintereinander geschaltet. Welcher Wirkungsgrad ergibt sich insgesamt? Wie ist der Ansatz auf N Systeme zu erweitern? Welche Möglichkeit zur überschlägigen Berechnung ergibt sich?

Lösung: Da die Ausgangsleistung von System 1 die Eingangsleistung von System 2 darstellt, gilt:

$$\eta_{\text{ges}} = \eta_1 \cdot \eta_2 = \left(1 - \frac{P_{v,1}}{P_{1,1}}\right) \cdot \left(1 - \frac{P_{v,2}}{P_{1,2}}\right) \quad (4.4.3)$$

Der Wirkungsgrad  $\eta_{\text{ges}}$  des Gesamtsystems ergibt sich aus dem Produkt der Wirkungsgrade der Teilsysteme. Dieser Ansatz lässt sich zu einem Produkt für N Systeme verallgemeinern.

Überschlägige Berechnung: Für Wirkungsgrade oberhalb von ca. 95% sind die relativen Verlustleistungen  $p_{v,i} = P_{v,i}/P_{1,i}$  gering (z.B.  $p_{v,i} = 5\%$  für  $\eta_i = 95\%$ ). Somit lassen sich beim Ausmultiplizieren der Produktformel (4.4.3) die gemischten Produkte vernachlässigen. Es gilt näherungsweise:

$$\eta_{\text{ges}} = \eta_1 \cdot \eta_2 = (1 - p_{v,1}) \cdot (1 - p_{v,2}) \approx 1 - p_{v,1} - p_{v,2} \quad (4.4.4)$$

Zur Berechnung des gesamten Wirkungsgrades sind dann nur die relativen Verluste addieren. Beispiel:  $\eta_1 = 97\%$   $\eta_2 = 96\%$ . Hieraus folgen relative Verluste von 3% und 4%, insgesamt 7%. Der gesamte Wirkungsgrad beträgt  $\eta_{\text{ges}} = 93\%$ .

## 5. Signalgüte und Störeinflüsse

### 5.1. Klirrfaktor

Den leistungsäquivalenten Anteil eines Signals definiert der Effektivwert.

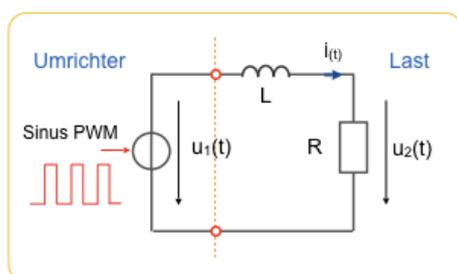
$$S_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T s^2(t) dt} \quad (5.1.1)$$

Hierbei ist nicht vorausgesetzt, dass das Signal harmonisch ist. Sollte das ursprüngliche Signal harmonisch sein, so stellen Abweichungen hiervon Verzerrungen dar. Ein Maß für den verzerrten Anteil beschreibt der Klirrfaktor (engl. THD für total harmonic distortion):

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{S_{\text{rms}}^2 - S_{1\text{rms}}^2}}{S_{1\text{rms}}} \quad (5.1.2)$$

Das ursprüngliche harmonische Signal stellt die Grundschwingung  $s_1(t)$  dar. Der Klirrfaktor beschreibt das Maß an Verzerrungen im Verhältnis zum Effektivwert des unverzerrten Signals. Für ein unverzerrtes Signal ist demnach der Klirrfaktor gleich Null.

Frage 5.1.1: Leistungsbeitrag. Folgende Schaltung zeigt eine Spannungsquelle  $u_1(t)$  an einer Last. Die Spannungsquelle hat einen Klirrfaktor von 100%. Um wie viel größer ist der Effektivwert von  $u_1(t)$  im Vergleich zum unverzerrten Signal  $u'_1(t)$ ? Wie groß ist der Klirrfaktor der Spannung  $u_2(t)$  an der Last in Vergleich zur Spannung der Quelle? Welchen Klirrfaktor haben Spannung und Strom an der Last? Welche Leistung wird an der Last umgesetzt im Vergleich zu einem Signal  $u'_1(t)$  ohne Verzerrungen?



Lösung: Umformen von (5.1.2) ergibt:

$$\frac{S_{\text{rms}}}{S_{1\text{rms}}} = \sqrt{1 + \text{THD}^2} \quad (5.1.3)$$

Somit beträgt das Verhältnis der Effektivwerte  $U_1/U'_1 = \sqrt{1 + 1} = \sqrt{2}$ . Das wäre bei einem rechteckförmigen Signal der Fall.

Im Zeitbereich wäre die Schaltung beschrieben durch:  $u_1(t) = L di(t)/dt + R i(t)$ . Hierbei ist  $u_2(t) = R i(t)$ . Der Strom folgt hierbei dem Integral der Spannung über der Induktivität. Durch die Integration reduzieren sich die höherfrequenten Anteile im Spektrum, die Verzerrungen fallen also geringer aus. Da  $u_2(t)$  dem Strom folgt, sind die Verzerrungen im Vergleich zu  $u_1(t)$  geringer.

Strom  $i(t)$  und die Spannung  $u_2(t)$  an der Last haben den gleichen Klirrfaktor. Der Beitrag zur Leistung ermittelt sich aus den Effektivwerten von

$$p(t) = u_2(t) i(t) = R i^2(t) = u_2^2(t)/R.$$

Für den eingeschwungenen Zustand liefert der Bildbereich folgende Aussagen:

$$\underline{U}_2 = \underline{U}_1 ( R / (R + j\omega L) )$$

$$\underline{I} = \underline{U}_1 / (R + j\omega L)$$

Hierbei deckt  $\omega$  das relevante Spektrum ab, auch oberhalb der Grundfrequenz  $\omega_1$ . Man erkennt die Filterwirkung der Induktivität. Der Leistungsbeitrag ergibt sich zu

$$P_2 = \underline{U}_2 \underline{I}^* = U_1^2 R / (R^2 + (\omega L)^2)$$

Auch hier sind die Beiträge von Strom und Spannung und die Filterwirkung zu erkennen. Definitionsgemäß geht die Leistung mit dem Quadrat der Effektivwerte von Strom bzw. Spannung, bzw. mit dem Produkt von Strom und Spannung.

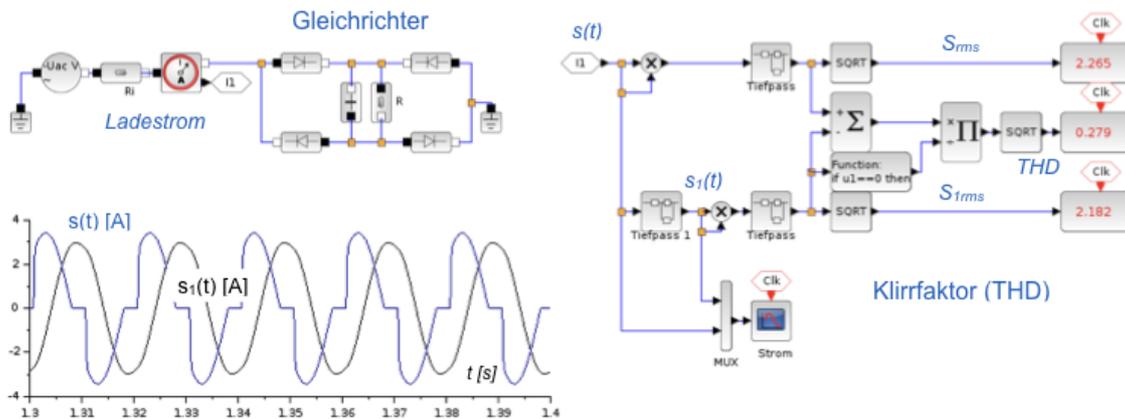
Leistung des verzerrten Signals: Durch Umformen von (5.1.2) ergibt sich

$$S_{rms}^2 = S_{1rms}^2 (1 + THD^2) \quad (5.1.4)$$

Die durch das verzerrte Signal umgesetzte Leistung ist somit um den Faktor  $(1 + THD^2)$  größer als beim unverzerrten Signal. Bei  $THD = 1$  würde die doppelte Leistung umgesetzt. Die Begründung ist, dass mit einem rechteckförmigen Signal das Spektrum besser ausgenutzt wird als mit einem sinusförmigen Signal. Wegen der Reaktanzen im Netz ist diese Betrachtung jedoch theoretisch.

Frage 5.1.2: Brückengleichrichter. Ermitteln Sie in der Simulation die Klirrfaktoren von Strom und Spannung an einem Brückengleichrichter.

Lösung: siehe folgende Abbildung.



Der Ladestrom beim Brückengleichrichter ist stark verzerrt, da nur nachgeladen wird, wenn die Wechselspannung die Gleichspannung übersteigt. Aus dem verzerrten Signal wird die Grundschwingung mit Hilfe eines Tiefpassfilters herausgerechnet. Die Amplitude des gefilterten Signals wird zuvor an einem unverzerrten Signal kalibriert.

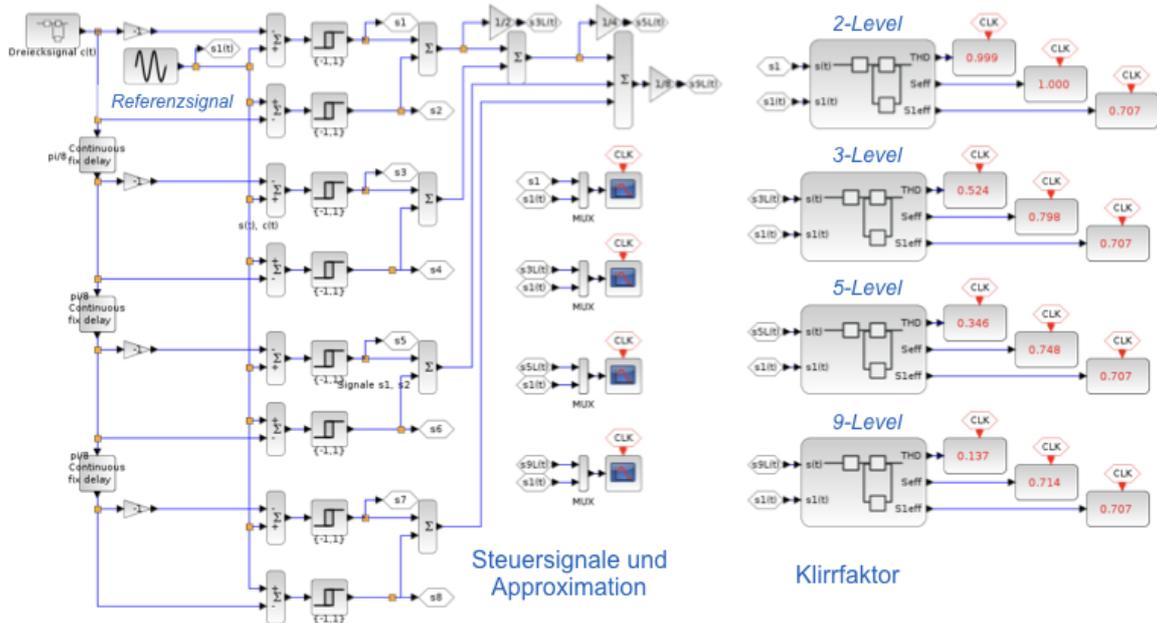
In der Abbildung sind unten links der Ladestrom  $s(t)$  und die Grundwelle  $s_1(t)$  dargestellt. Die Berechnung des Klirrfaktors folgt der Definition nach Gleichung (5.1.2). Zusätzlich werden die Effektivwerte beider Signale ermittelt (siehe Anhang A).

Im Beispiel ergibt sich ein Klirrfaktor von ca. 28%. Das Verhältnis  $S/S_1$  der Effektivwerte beträgt 1,038.

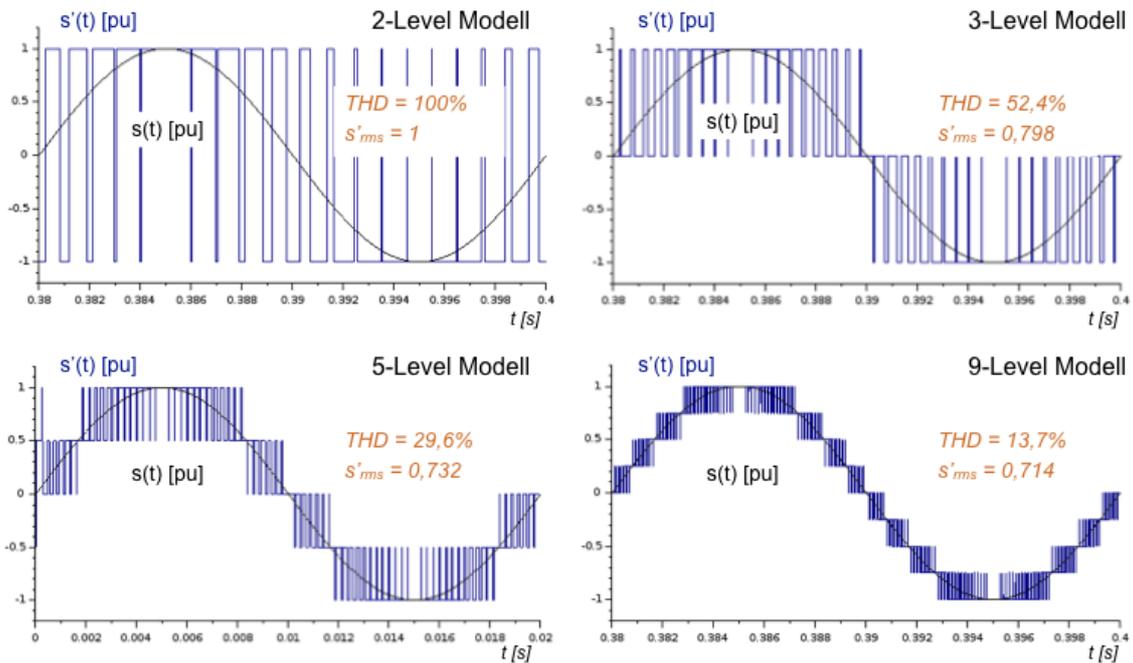
Frage 5.1.3: Vergleich der Umrichter. Ermitteln Sie in der Simulation die Klirrfaktoren der in Abschnitt 2 dargestellten Umrichtertypen auf Basis der approximierten Spannungssignale.

Lösung: Die approximierten, pulsbreitenmodulierten Signale  $s'(t)$  werden als Basis verwendet. Die Grundwelle bildet das Referenzsignal  $s(t)$ . Es werden zweistufige, dreistufige, 5-stufige und 9-stufige pulsbreitenmodulierte Signale  $s'(t)$  untersucht.

Folgende Abbildung zeigt den Aufbau der Simulation.



Man erkennt das die Approximationen aus dem gleichen Satz von Steuersignalen hervorgehen. Ein Simulationslauf zeigt folgende Ergebnisse.



Demnach vergleichen sich die Umrichter gemäß folgender Tabelle.

Umrichter	2-Level	3-Level	5-Level	9-Level	Referenz
THD	100%	52,4%	29,6%	13,7%	0%
$S_{rms}$	1	0,789	0,732	0,714	0,707

Da der 2-Level-Umrichter ein Rechtecksignal verwendet, ist der Klirrfaktor maximal. Die Klirrfaktoren wurden unmittelbar aus den Approximationen  $s'(t)$  berechnet. Diese Tabelle beschreibt daher idealisierte Verhältnisse für die Spannung im Lastzweig vor der Serieninduktivität. Für den Strom und die Spannung an der Last fallen die Klirrfaktoren geringer aus.

Frage 5.1.4: Leistungsfaktor verzerrter Signale. Für verzerrte Signale kann man den Begriff des Leistungsfaktors als Kennzeichen für die Leistung des unverzerrten Signals im Verhältnis zum verzerrten Signal wie folgt erweitern:

$$S_1 = S \lambda_D$$

Wie berechnet sich  $\lambda_D$  mit Hilfe des Klirrfaktors?

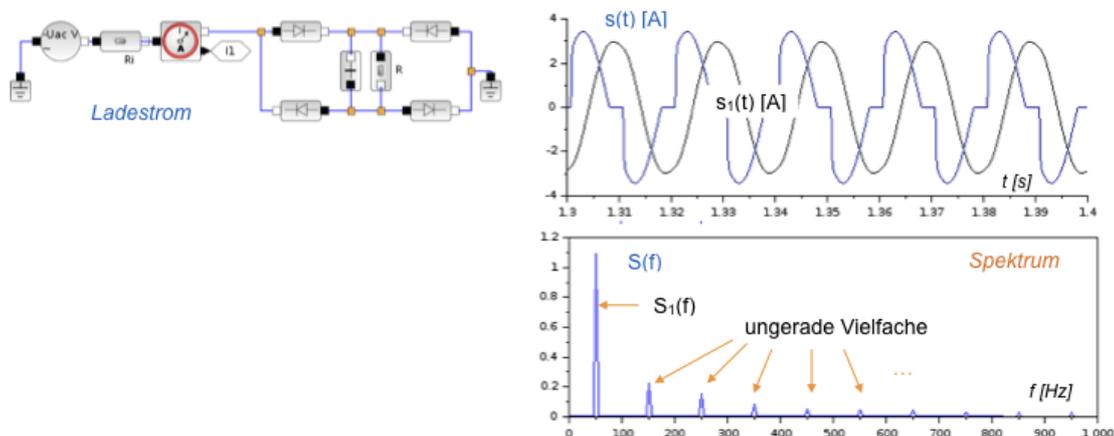
Lösung: Aus den Effektivwerten von Strom und Spannung im verzerrten und unverzerrten Fall, siehe (5.1.4). Hieraus folgt  $\lambda_D = S_1/S = U_1 I_1 / U I = 1 / (\sqrt{(1 + \text{THD}_U^2)}\sqrt{(1 + \text{THD}_I^2)})$ .

## 5.2. Oberwellen

Schaltvorgänge und nichtlineare Schaltungen verursachen Oberwellen. Bei Umrichtern sind Schaltvorgänge unvermeidlich. Ein Beispiel für eine nichtlineare Schaltung wäre der Brückengleichrichter. Die Effekte lassen sich am einfachsten im Spektrum analysieren.

Frage 5.2.1: Brückengleichrichter. Der Ladestrom bei einem Brückengleichrichter ist nichtlinear verzerrt, da immer nur für kurze Zeit geladen wird, wenn die Betrag der Wechselspannung das Niveau der Gleichspannung übersteigt. Untersuchen Sie das Spektrum des Ladestroms.

Lösung: siehe folgende Abbildung.

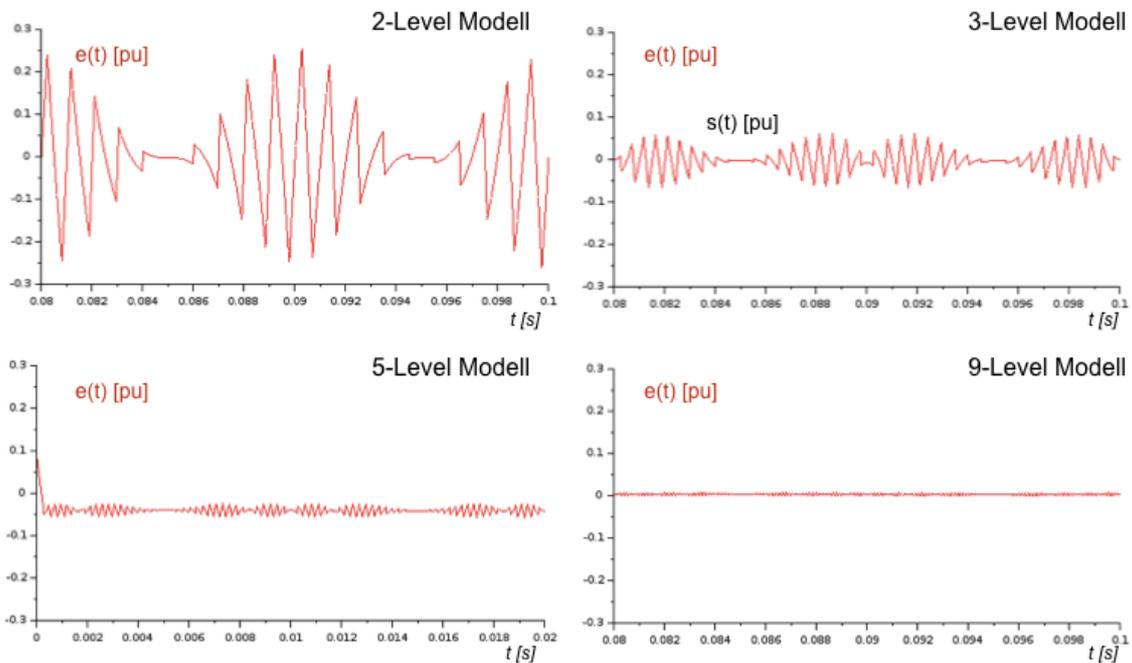


Das Spektrum zeigt die Grundschwingung und Oberwellen. Vor der Transformation wurde der Ladestrom normiert. Gemessen am Betrag der Grundschwingung sind die Amplituden der Oberwellen bei unter 20%. Die Frequenzen der Spektrallinien finden sich bei ungeradzahigen Vielfachen der Grundfrequenz. Die Auflösung des in der Abbildung berechneten Spektrums beträgt 5 Hz.

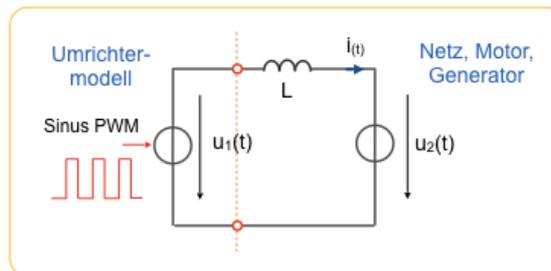
Frage 5.2.2: Approximationsfehler der Umrichter. In Gleichung (2.1.2) wurde der Approximationsfehler der Signale für Umrichter wie folgt definiert:

$$e(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^t (s(\tau) - s'(\tau)) d\tau \quad \text{mit } T_s = 1/f_s$$

Folgende Abbildung zeigt die Fehlersignale der betrachteten Umrichter in einheitlicher Skalierung, um die Signale unmittelbar vergleichbar zu machen. Die zugehörigen approximierten Signale  $s'(t)$  finden sich in der Abbildung im vorausgehenden Abschnitt.



Wie lässt sich der Fehler  $e(t)$  schaltungstechnisch interpretieren? Hierbei wird die in folgender Abbildung dargestellte Ersatzschaltung verwendet.



Lösung: Aus der Schaltung ergibt sich:

$$u_1(t) - u_2(t) = L \frac{d}{dt} i(t)$$

Für den Strom folgt hieraus:

$$i(t) = \frac{1}{L} \int_0^t (u_1(\tau) - u_2(\tau)) d\tau = \frac{\hat{u}}{L} \int_0^t (s'(\tau) - s(\tau)) d\tau$$

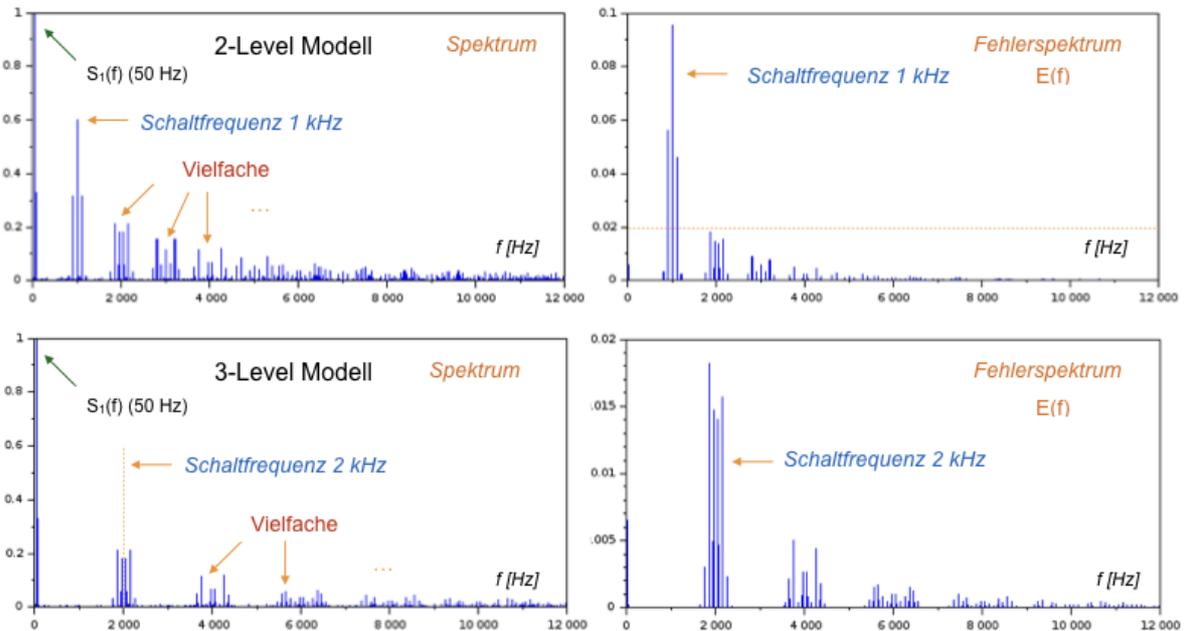
Somit entspricht der Strom genau den Fehlersignal, sofern Amplitude und Phase der Netzspannung mit der des Umrichters übereinstimmen. Die Spannung des Umrichters  $u_1(t) = \hat{u} s'(t)$  approximiert das Signal mit der Amplitude  $\hat{u}$ . Das Netz liefert die Referenz  $u_2(t) = \hat{u} s(t)$ .

Außer am Netz (Einspeisung, Verbraucher) werden Umrichter an Motoren bzw. Generatoren eingesetzt. Das Ersatzschaltbild ist gleich, da die elektrische Maschine eine Spannung induziert.

Betrieibt man den Umrichter an einer ohmsch-induktiven Last, finden sich zusätzliche Anteile der Spannung im Signal und somit im Spektrum.

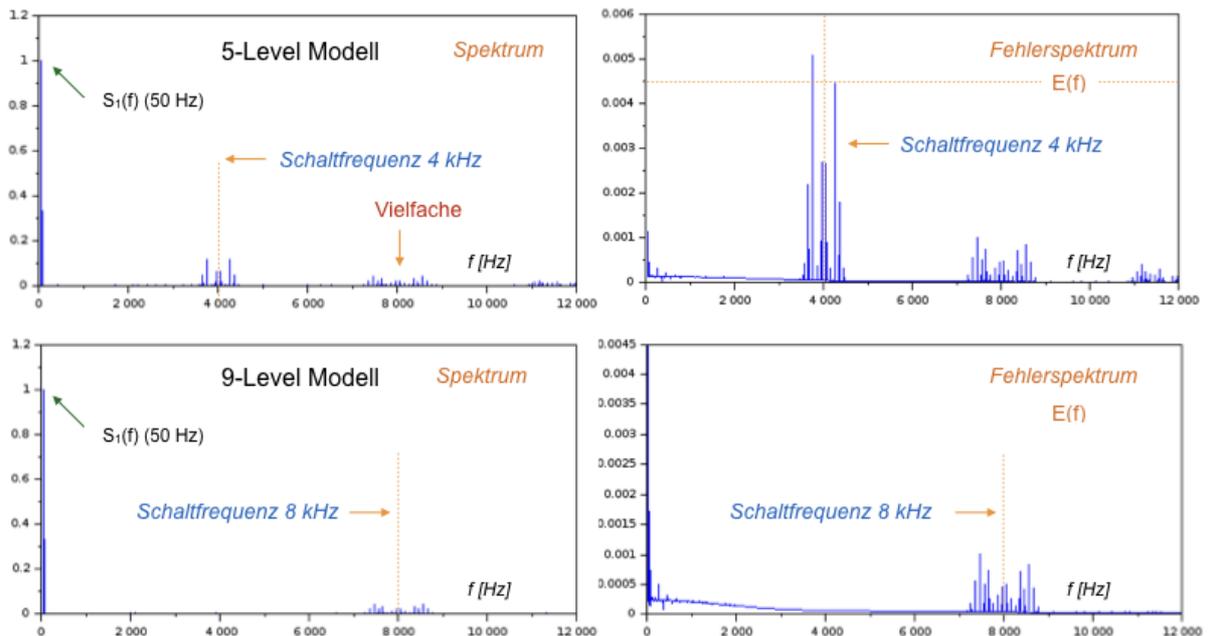
Frage 5.2.3: Spektren der Umrichter. Berechnen Sie die Spektren der approximierten Signale  $s'(t)$  und der Fehlersignale  $e(t)$ . Interpretieren und vergleichen Sie die Ergebnisse.

Lösungsbeispiele: siehe folgende Abbildungen.



Erwartungsgemäß hat der 2-Level-Umrichter die meisten Oberwellen. Im Signalspektrum erkennt man das 50 Herz Signal. Der Pegel der nächsten Oberwellen liegt bei ca 60% des Signalpegels.

Alle hier berechneten Approximationen werden aus den gleichen Steuersignalen berechnet. Die Schaltfrequenz der Steuersignale liegt bei 1 kHz. Der Zwei-Level Konverter arbeitet mit dieser Schaltfrequenz. Folglich erklären sich die Oberwellen als deren Vielfache. Das Fehlersignal zeigt ein ähnliches Bild, ist jedoch wegen der Integration bei höheren Frequenzen bedämpft.



Der 3-Level Umrichter überlagert zwei Steuersignale und arbeitet folglich bei doppelter Schaltfrequenz. Folglich finden sich die Oberwellen bei Vielfachen von 2 kHz. Der Signalpegel der Oberwellen ist im Vergleich zum 2-Level Umrichter deutlich geringer. Bei Halbierung der Signalamplitude in 3 Stufen war das zu erwarten.

Die Signale mit 5 bzw. 9 Stufen zeigen entsprechen niedrigere Pegel der Oberwellen. Die Skalierung der Signalspektren ist hierbei gleich (wegen der stets enthaltenen Grundschwingung). Die Skalierung der Fehlerspektren wurde der besseren Lesbarkeit halber angepasst.

Wegen der Überlagerung der Steuersignale betragen die Schaltfrequenzen beim 5-Level Konverter 4 kHz und beim 9-Level Konverter 8 kHz. Die Schaltfrequenz hat keinen Einfluss auf die Amplituden im Spektrum. Sie spreizt lediglich das Spektrum mit der Höhe der Schaltfrequenz.

In der Praxis würde man Umrichter mit mehr als 10 kHz Schaltfrequenz betreiben. Störungen im Spektrum wären dann nur bei Vielfachen der Schaltfrequenz zu erwarten. Die Pegel der in der Praxis relevanten Fehlerspektren liegen bereits beim 3-Level Konverter im Prozentbereich. Bei Umrichtern mit mehr als 3 Stufen liegen sie deutlich unter einem Prozent.

Frage 5.2.4: Transformation in den Frequenzbereich. Welche Zusammenhänge bestehen zwischen Abtastrate, Dauer der Simulation bzw. Messung, Frequenzauflösung und Grenzfrequenz? Welche Rolle spielt die Anzahl der verwendeten Stützstellen (engl. samples)? Welche physikalische Einheit hat die Amplitude des Spektrums?

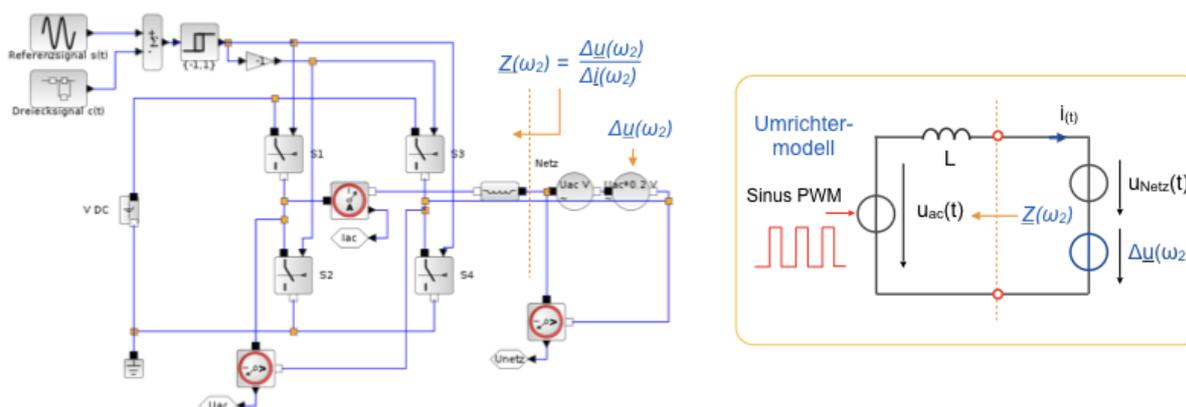
Lösung: Die Abtastrate definiert die Grenzfrequenz: mit  $\Delta T = 20 \mu s$  ist die Grenzfrequenz bei 25 kHz (das komplette Spektrum reicht von -25 kHz bis 25 kHz; die Werte sind konjugiert komplex). Die Dauer der Simulation bestimmt die Auflösung im Spektralbereich: bei Messung über  $T = 200 ms$  beträgt die Frequenzauflösung bei 5 Hz. Für ein 50 Hz-Signal wurden in dieser Zeit 10 Perioden aufgezeichnet.

Die Anzahl der benötigten Stützstellen berechnet sich aus  $T / \Delta T$ . Mit den genannten Zahlen ergeben sich 10000 Stützstellen. Bei Verwendung der FFT wählt man die Zeitauflösung  $\Delta T$  so, dass sich für die Anzahl der Stützstellen eine Zweierpotenz ergibt, hier z.B. 8192.

Amplitude bzw. Realteil und Imaginärteil des Spektrums: Die Transformationsvorschrift ist ein Zeitintegral. Wenn man das Spektrum eines periodischen Signals auf die Dauer  $T$  normiert, bleibt die physikalische Einheit des Signals erhalten.

### 5.3. Impedanzen

Für die Anschaltung ans Netz ist die Impedanz des Umrichters von Interesse. Folgende Abbildung zeigt eine zweiphasige Schaltung mit H-Brücke und idealer DC-Spannungsquelle zusammen mit ihrer Ersatzschaltung.



Als Beispiel wäre eine Solaranlage oder Batteriespeicher zu nennen, wenn man die DC-Quelle als ideal voraussetzt. Vom Netzanschlusspunkt aus betrachtet, lässt sich die Impedanz aus dem Verhältnis von Spannung zum Strom ermitteln, wenn man am Netzanschlusspunkt eine Spannungsquelle für die Messung überlagert. Hierbei interessiert nicht nur die Netzfrequenz, sondern das Impedanzspektrum oberhalb der Netzfrequenz.

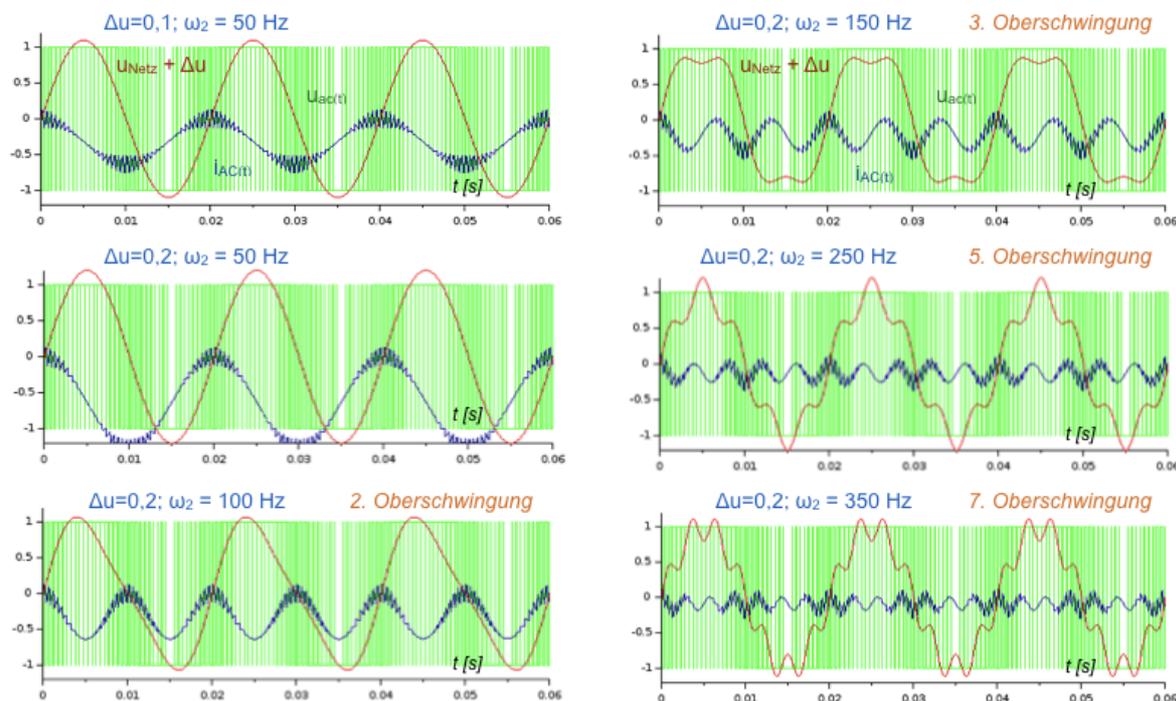
Frage 5.3.1: Impedanz am Netzanschlusspunkt. Berechnen Sie die Impedanz am Netzanschlusspunkt mit Hilfe der Ersatzschaltung.

Lösung: Vom Anschlusspunkt aus betrachtet ist die Impedanz des Umrichters inklusive Serieninduktivität  $Z = j\omega L$ . Da die Spannungsquelle ideal vorausgesetzt wurde, verbleibt nur die Reaktanz der Induktivität, deren Wert frequenzabhängig ist.

Bei einer Batterie oder einer Solaranlage wäre zusätzlich der Innenwiderstand bzw. die Innenimpedanz der Spannungsquelle zu berücksichtigen. Diese sind grundsätzlich niederohmig.

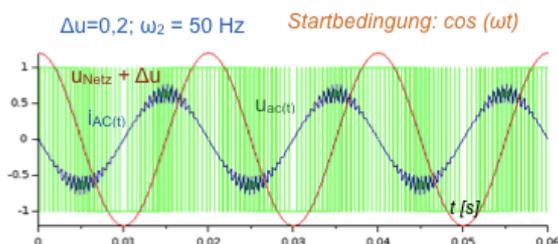
Frage 5.3.2: Simulation. Untersuchen Sie das Verhalten in der Simulation. Welche Leistung nimmt die Schaltung auf bzw. gibt die Schaltung ab? Wo in der Schaltung wird diese Leistung umgesetzt?

Lösung: siehe folgende Abbildung.



Die Spannungen überlagern sich. Somit kann im Gleichgewichtszustand ( $U_{\text{Netz}}(t) = U_{\text{AC}}(t)$ ) der Strom  $i_{\text{AC}}(t)$  als Wirkung der Anregung mit  $\Delta u(t)$  abgelesen werden. Erwartungsgemäß erhält man  $Z = j\omega L$ . Bei der Grundschwingung ist der Strom klar als Blindstrom erkennbar. Mit wachsender Frequenz sinkt die Impedanz. Die Frequenz des Stroms folgt der Anregung.

Der Gleichanteil des Stroms erklärt sich durch das sinusförmige Signal bei der Integration der Spannung: Hierdurch verbleibt im Strom ein Gleichanteil. Da die Schaltung verlustfrei ist, bleibt der Gleichanteil erhalten. In der Praxis bzw. mit einem ohmschen Innenwiderstand wäre dieser Anteil transient und klingt nach einigen Perioden ab.



$$\Delta u(t) = \Delta \hat{u} \cos(\omega t) \text{ statt } \Delta u(t) = \Delta \hat{u} \sin(\omega t)$$

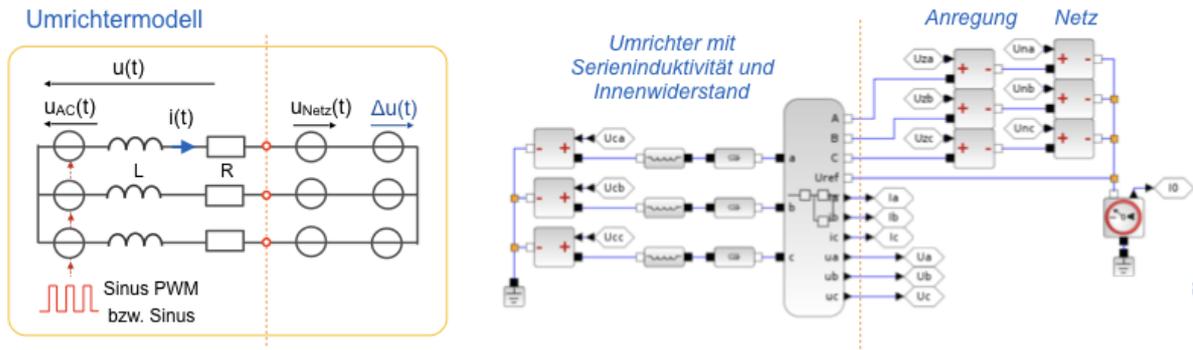
$$i_{\text{AC}}(t) = (1/L) \int_{\tau=0}^t \Delta u(\tau) d\tau$$

=> kein Gleichstromanteil

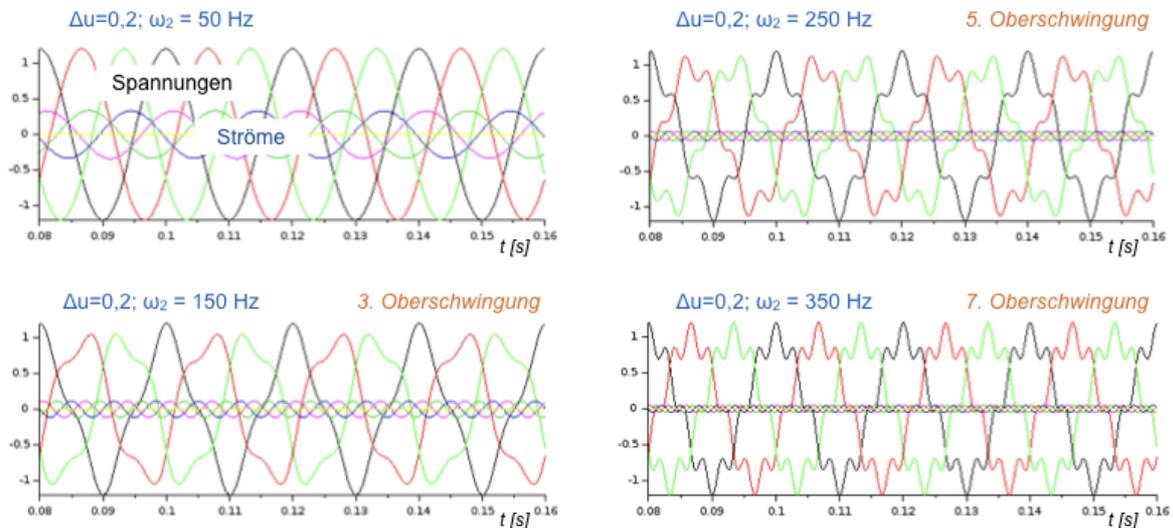
Wählt man für das Spannungssignal einen Kosinus, so ist der Einschaltvorgang ohne Gleichanteil. Die Abbildung illustriert das Prinzip.

Leistung: Nach dem Überlagerungsprinzip gilt  $\Delta U(\omega_2) = -\underline{Z} \underline{I} = -j\omega_2 L \underline{I}$ . Es wird keine Leistung umgesetzt, die Ströme sind Blindströme. Für die Scheinleistung berechnet mit den gewählten Zählpfeilen man:  $\underline{S} = -\Delta \underline{U} \underline{I}^* = j \Delta U^2 / \omega_2 L$ .

Frage 5.3.3: Dreiphasiges System. Folgende Abbildung zeigt ein dreiphasiges System als vereinfachtes Modell. Der Umrichter ist als sinusförmige Spannungsquelle abgebildet, es fehlen somit die Fehlerströme  $e(t)$  der PWM. Prägen Sie in der Simulation Spannungen mit Oberschwingungen ein und untersuchen Sie das System.



Lösungsbeispiel: siehe folgende Abbildung.



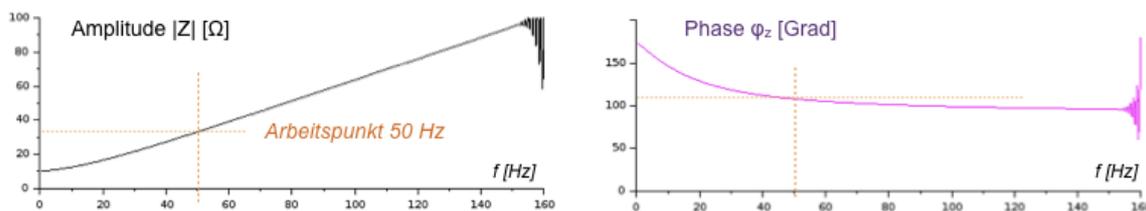
Im Gleichgewichtszustand ( $U_{AC}(t) = U_{Netz}(t)$ ) lassen sich mit einer eingprägten Spannung der Grundfrequenz Blindströme und Wirkströme erzeugen, abhängig von Betrag und Phase der einprägenden Spannung  $\Delta u(t)$ . Mit zunehmender Frequenz verringern sich die Ströme. Grund hierfür ist die Impedanz  $R + j\omega L$  des Serienwiderstandes und der Serieninduktivität.

Frage 5.3.4: Impedanzspektrum. Ermitteln Sie den Frequenzgang der Impedanz.

Lösung: Analytisch:  $-\Delta \underline{U} / \underline{I} = \underline{Z} = R + j\omega L = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} e^{j\varphi}$  mit  $\tan \varphi = \omega L / R$ .

Simulation: Die Frequenz der eingprägten Spannung durchfährt den interessanten Bereich und das Verhältnis  $\underline{Z} = -\Delta \underline{U} / \underline{I}$  wird berechnet. Ergebnis siehe folgender Simulationslauf.

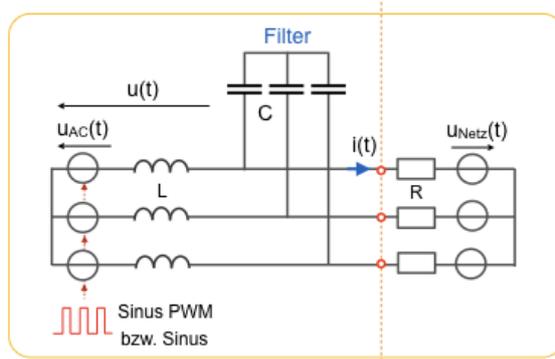
Hinweis: Für die Simulation wird aus der Frequenz die Phase berechnet:  $\theta'(t) = \int 2\pi f(\tau) d\tau$ , damit die Frequenzänderungen während des Durchfahrens des Frequenzbereichs in der Phase korrekt wiedergegeben werden.



Mit den gewählten Schaltungsparametern überwiegt im Arbeitspunkt und oberhalb des Arbeitspunktes die Serieninduktivität, es ist annähernd  $|Z| \approx \omega L$ . In der Simulation verwendet wurden  $R=10 \Omega$  und  $L = 0.1 \text{ H}$ , das ergibt im Arbeitspunkt  $|Z| \approx 33 \Omega$ . In der Simulation wurde der Frequenzbereich von oben nach unten durchfahren, daher erkennt man den Einschwingvorgang am oberen Ende.

## 5.4. Filter

Um durch die Schaltfrequenz bedingte Störungen zu eliminieren, wird in den Ausgangskreis des Umrichters ein Filter geschaltet, wie in folgender Abbildung gezeigt.



Frage 5.4.1: Funktionsweise. Erläutern Sie die Funktionsweise des Filters. Wie ist das Filter auszulegen, wenn die Schaltfrequenz 0,5 kHz beträgt?

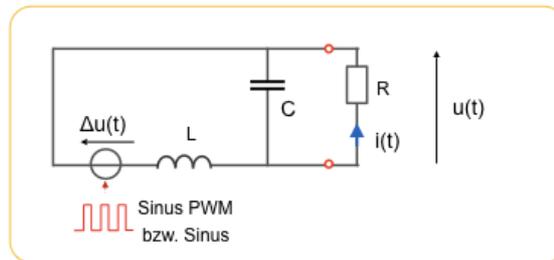
Lösung: L und C bilden einen Serienschwingkreis, dessen Resonanzfrequenz auf die Schaltfrequenz gelegt wird. In der Resonanz ist die Impedanz des Serienschwingkreises gleich Null und somit niedriger als die Impedanz des Netzes am Anschlusspunkt. Fehlerströme werden kurzgeschlossen.

Die Resonanzfrequenz beträgt

$$\omega_r = 1 / \sqrt{LC}$$

Bei gegebenem L berechnet sich hieraus C. Beispiel:  $L = 0,1 \text{ H}$ ,  $\omega_r = 2\pi 500 \text{ Hz} \Rightarrow C \approx 1 \mu\text{F}$ .

Frage 5.4.2: Frequenzgang. Folgende Abbildung zeigt ein einphasiges Ersatzschaltbild der Anordnung. Welchen Frequenzgang hat die Übertragungsfunktion  $U(\omega)/\Delta U(\omega)$  von der Spannung  $\Delta u(t)$  aus betrachtet? Welchen Wert hat die Übertragungsfunktion in der Resonanzfrequenz?



Lösung: Spannungsteiler L seriell zu  $Z_{RC} = R//C$ :  $\underline{U} = \underline{\Delta U} \{Z_{RC} / (j\omega L + Z_{RC})\}$ ; hieraus folgt

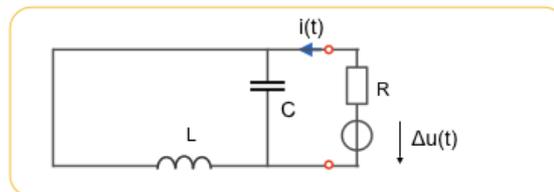
$$\underline{U} = \underline{\Delta U} \{1 / (1 + j\omega L/R - \omega^2 LC)\}; \quad (5.4.1)$$

In der Resonanzfrequenz  $\omega_r = 1 / \sqrt{LC}$  erhält man:

$$\underline{U} = \underline{\Delta U} \{R / j\omega_r L\}; \quad (5.4.2)$$

5.4.3: Impedanz am Anschlusspunkt. Welchen Frequenzgang hat die Impedanz des Umrichters mit Filter am Anschlusspunkt? Skizzieren Sie ein einphasiges Ersatzschaltbild.

Lösung: Vom Anschaltspunkt aus betrachtet, bildet die Schaltung nun bei Resonanz einen Sperrkreis (=paralleler Schwingkreis): die Impedanz ist an dieser Stelle sehr groß. Bei niedrigen Frequenzen und hohen Frequenzen ist die Schaltung durchlässig. Ersatzschaltung siehe folgende Abbildung.

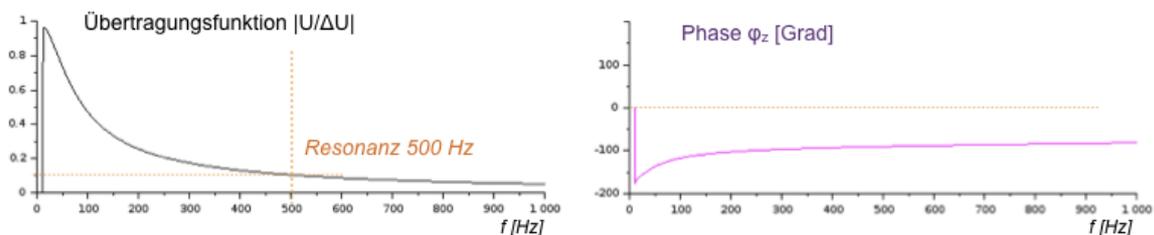


Die Impedanz berechnet sich aus der Reihenschaltung von R und L//C:

$$\underline{Z} = R + j\omega L / (1 - \omega^2 LC). \quad (5.4.3)$$

Frage 5.4.4: Wirksamkeit des Filters. Untersuchen Sie die Wirksamkeit des Filters in der Simulation. Welche Übertragungsfunktion ergibt sich von der internen Spannungsquelle aus betrachtet? Welche Impedanz hat die Schaltung von der Anschlussklemme aus betrachtet?

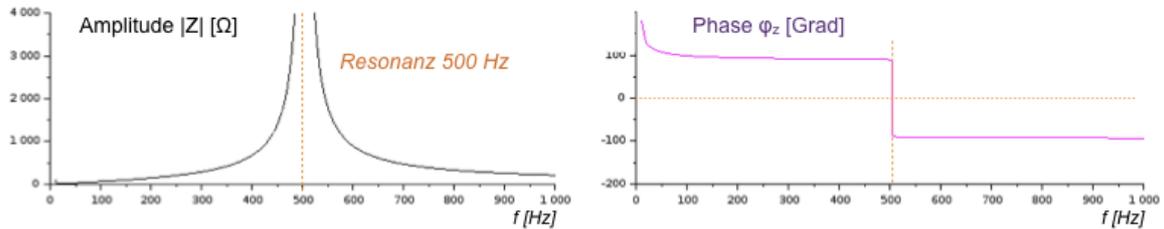
Lösung: Die Übertragungsfunktion ist Abhängig von der Dämpfung durch R, somit der Innenwiderstand des angeschlossenen Netzes. Da diese im Vergleich zur Reaktanz klein ausfällt, ist die Unterdrückung von Oberschwingungen ohnehin groß.



Im in der Abbildung dargestellten Beispiel wurde im Arbeitspunkt 50 Hz die Impedanz  $R = \omega_{50}L$  gewählt. Hiermit sollte der Betrag der Übertragungsfunktion im Resonanzpunkt 500 Hz dann nach Gleichung (5.4.2) noch 10% betragen.

Bei einer realistischen Schaltfrequenz von 10 kHz und mehr wäre die Dämpfung im Vergleich zum Arbeitspunkt 50 Hz vergleichsweise höher. Der Frequenzgang folgt Gleichung (5.4.1).

Folgende Abbildung zeigt die Impedanz der Schaltung von der Anschlussklemme aus betrachtet.



Bei Anregung von der Anschlussklemme aus bildet das Filter einen Sperrkreis, die Impedanz ist bei Resonanz entsprechend hoch. Gleichung (5.4.3) stellt hier den ungedämpften Fall dar. In der Praxis liegt im Zweig der Induktivität der Innenwiderstand der Spannungsquelle des Umrichters.

Ohne das Filter wäre das Amplitudenspektrum der Impedanz linear gemäß  $\underline{Z} = R + j\omega L$  (siehe Abschnitt 5.4). Das Filter sorgt speziell für hohe Frequenzen für eine niedrige Impedanz gemäß Gleichung (5.4.3).

## 6. Funktion auf Systemebene

### 6.1. Betriebsarten

Bei Umrichtern mit Spannungszwischenkreis (engl. voltage source converter) ist die Stellgröße die Spannung. Als Führungsgröße des geregelten Umrichters (= Regelgröße) kommt ebenfalls die Spannung in Frage, aber auch der Strom bzw. die Leistung).

Die Betriebsarten lassen sich abhängig vom gewünschten Arbeitspunkt (= Sollwert der Regelung) in folgender Kontroll-Hierarchie einteilen:

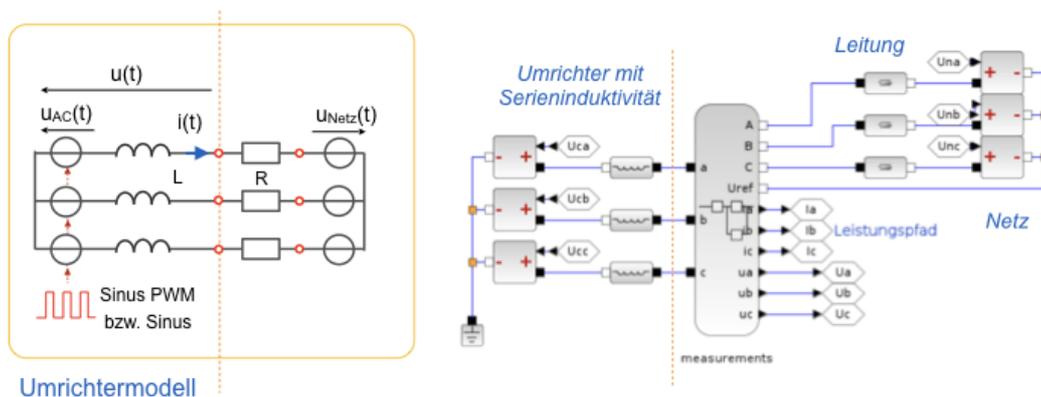
- (1) Arbeitspunkte:  $I_{AC}$ ,  $U_{AC}$ ,  $U_{DC}$ ,  $P$ ,  $Q$
- (2) Regler für die Arbeitspunkte an Stromquellen bzw. Spannungsquellen
- (3) unterlagerte Regler auf Schaltungsebene: z.B. PWM, Ladung der Kapazitäten, Schaltung, Begrenzungen, Schutzfunktionen, Anfahren und Herunterfahren der Systeme.

Weiterhin lassen sich Betriebsarten der Netzbetrieb und Inselnetzbetrieb unterscheiden. Die Unterschiede bzgl. der Regelung bestehen in der Synchronisation auf die Netzfrequenz im Netzbetrieb und in der Bereitstellung der Netzfrequenz im Inselnetzbetrieb.

- Netzbetrieb: Der Phasenwinkel  $\theta$  wird aus der Netzfrequenz abgeleitet (mit Hilfe eines PLL)
- Inselnetzbetrieb: Der Phasenwinkel  $\theta$  wird vom Umrichter bereitgestellt und hieraus die Netzfrequenz erzeugt (über den VCO des PLL).

Die Regelung muss auch einen Wechsel zwischen beiden Betriebsarten ermöglichen.

Frage 6.1.1: Umrichtermodell. Folgende Abbildung zeigt das in den Abschnitt 3.1 entwickelte Umrichtermodell im Parallelbetrieb am Netz. Nehmen Sie die Schaltung in der Simulation in Betrieb und messen Sie den Strom und Spannungszeiger, sowie die Leistung ( $P$ ,  $Q$  und  $S$ ).



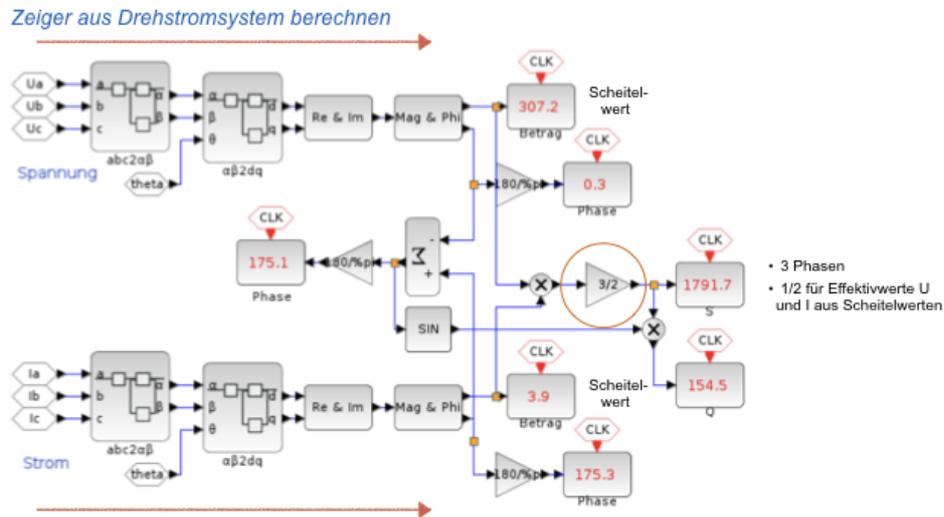
Lösung: siehe folgende Abbildung und Abschnitt 3.1.

Als Umrichter mit Spannungszwischenkreis enthält das Modell eine dreiphasige, gesteuerte Spannungsquelle mit der Serieninduktivitäten des Umrichter. Der Umrichter wird direkt am Netz betrieben. Die Ersatzschaltung enthält somit zwei parallel geschaltete Spannungsquellen.

Diese Betriebsart ergibt sich z.B. für Solarwechselrichter oder Ladestationen. Über Betrag und Phase der Umrichterspannung (im Verhältnis zur Netzspannung) lässt sich der Lastfluss steuern. Hierzu ist die Messung der Netzspannung und des Stroms erforderlich.

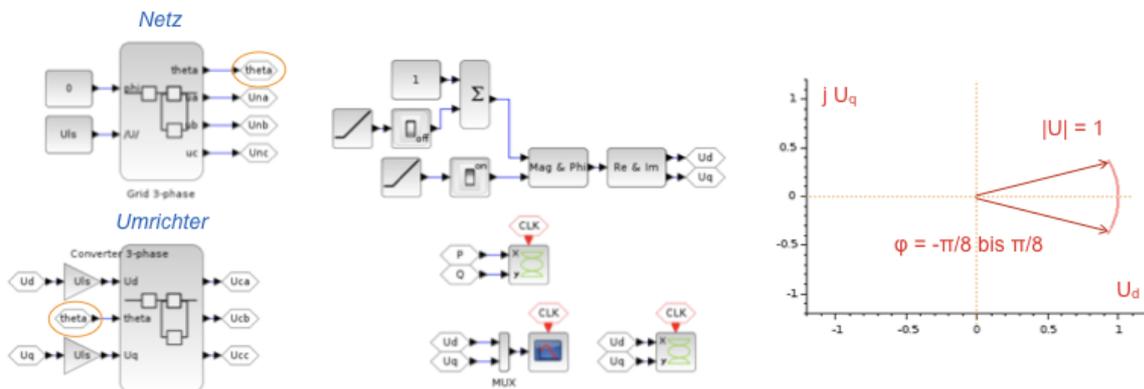
Zum Vergleich mit der Umrichterspannung werden die gemessenen Werte aus dem Zeitbereich in die Zeigerdarstellung transformiert. Die Berechnung der Wirkleistung kann bei einem symmetrischen Sys-

tem unmittelbar aus der Strom- und Spannungsmessung erfolgen. Scheinleistung und Blindleistung werden mit Hilfe der Stromzeiger und Spannungszeiger berechnet.



Frage 6.1.2: Spannung als Stellgröße. Ergänzen Sie das Modell so, dass sich Realteil und Imaginärteil der Umrichterspannung als Stellgröße einstellen lassen. Untersuchen Sie unterschiedliche Lastzustände. Erklären Sie das Verhalten mit Hilfe einer einphasigen Ersatzschaltung.

Lösung: siehe folgende Abbildung und Abschnitt 2.4 (einphasige Ersatzschaltung).



Im einphasigen Ersatzschaltbild mit den Spannungen  $\underline{U}_1 = U_1 e^{j\varphi_1}$  und  $\underline{U}_2 = U_2$  ( $\varphi_2=0$ ) und einer Reaktanz  $jX$  in Serie erhält man  $\underline{U}_1 = jX \underline{I} + \underline{U}_2$  und hieraus für den Strom

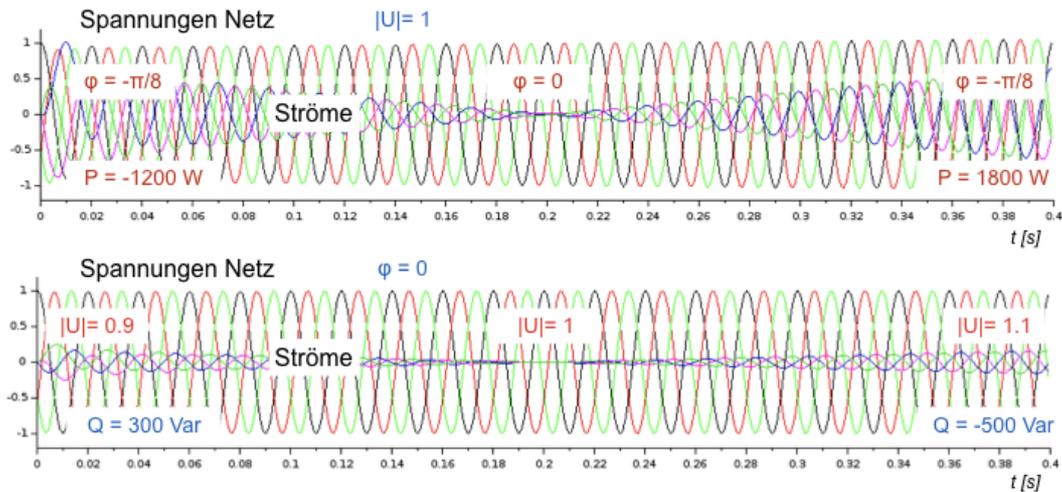
$$\begin{aligned} \underline{I} &= j (\underline{U}_2 - \underline{U}_1) / X = j / X (U_2 - U_1 e^{j\varphi_1}) \\ &= U_1 / X \sin \varphi_1 + j / X (U_2 - U_1 \cos \varphi_1) = I_d + j I_q \end{aligned}$$

Somit ist in der Nähe des Arbeitspunktes  $U_1 \approx U_2$  und  $\varphi_1 \approx \varphi_2=0$ :

$$I_d \sim \varphi_1 \text{ und} \tag{6.1.1}$$

$$I_q \sim (U_2 - U_1). \tag{6.1.2}$$

Über die Phasendifferenz  $\varphi_1$  lässt sich somit der Lastfluss (P) und über die Amplitudendifferenz ( $U_2 - U_1$ ) die Blindleistung (Q) einstellen.



Die Zeitverläufe der Spannungen und Ströme sind hier weniger aussagekräftig als die Zeigerdarstellung. Immerhin zeigt sich, dass das Modell unmittelbar auf Änderungen reagiert.

Frage 6.1.3: Spannungssteuerung. Steuern Sie den Umrichter so, dass die Spannung der Netzspannung in Amplitude und Phase folgt.

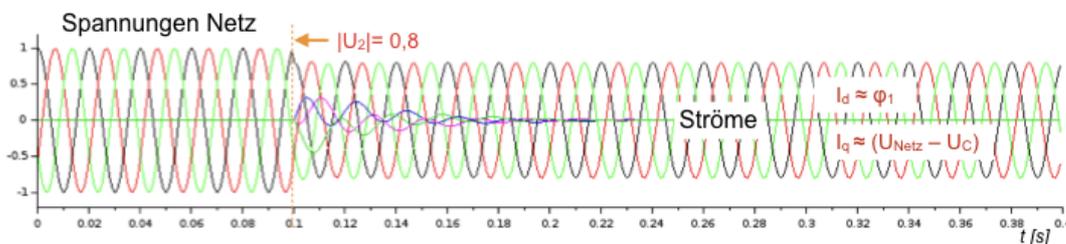
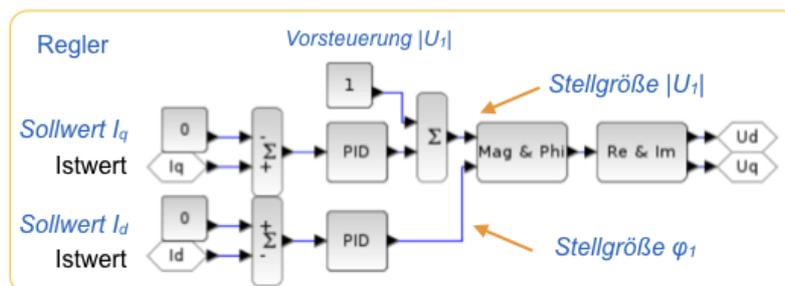
Lösung: Das gemessene Signal der Netzspannung wird als Stellgröße für den Umrichter verwendet.

Frage 6.1.4: Stromregelung. Regeln Sie den Umrichter über den Strom so, dass die Umrichterspannung der Netzspannung in Amplitude und Phase folgt. Erläutern Sie Ihre Vorgehensweise.

Lösung: Vorgehensweise:

- gleiche Amplituden:  $U_1 = U_2 \Rightarrow$  Blindstrom  $I_q = 0$  (Gleichung 6.1.2),
- synchron zur Phase:  $\varphi_1 = \varphi_2 = 0 \Rightarrow$  Wirkstrom  $I_d \sim \varphi_1$  (Gleichung 6.1.1).

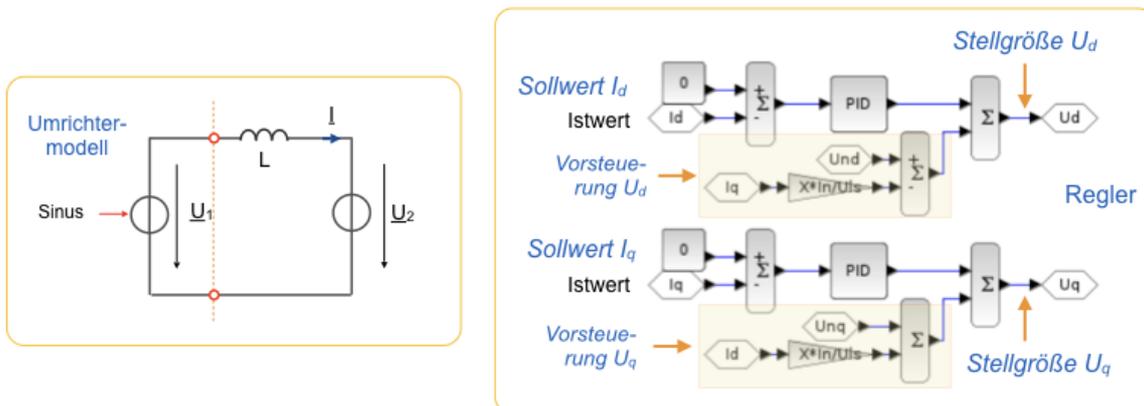
Stellgrößen bleiben Betrag und Phase der Umrichterspannung. Folgende Abbildung zeigt den Regler.



Die Vorgaben für die Stellgrößen werden aus den Messgrößen für die Ströme  $I_d$  und  $I_q$  zusammen mit den entsprechenden Sollwerten abgeleitet. Der Regler verstellt die Stellgrößen, bis eine Übereinstimmung der Führungsgrößen mit den Sollwerten übereinstimmt. Die Vorsteuerung gibt den Arbeitspunkt für den Regler vor: hier  $|U| = 1$  und  $\varphi_1 = 0$ .

## 6.2. Stromgeführter Betrieb

Im stromgeführten Betrieb ist der Strom die Führungsgröße (bzw. Regelgröße). Die Spannung des Umrichters bleibt die Stellgröße. Die Genauigkeit der Regelung lässt sich erhöhen, wenn man zusätzlich die Spannungsmessung als Vorsteuerung berücksichtigt, sowie den Spannungsabfall an der Serieninduktivität. Folgende Abbildung zeigt die einphasige Ersatzschaltung und den Regler.



Frage 6.2.1: Ersatzschaltung und Vorsteuerung. Erstellen Sie mit Hilfe der einphasigen Ersatzschaltung die Maschengleichung und somit die Gleichungen für die Vorsteuerung für die Stellgrößen  $U_d$  und  $U_q$ . Überprüfen Sie den Regler in der Simulation.

Lösung: Maschengleichung:

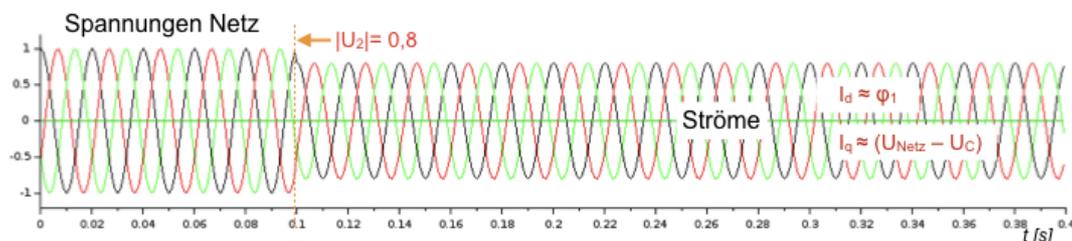
$$\underline{U}_1 = jX \underline{I} + \underline{U}_2 \quad \text{wobei } jX \underline{I} = jX I_d + jX j I_q = -X I_q + jX I_d$$

Hieraus folgen:

$$U_{1d} = U_{2d} - X I_q \quad (6.2.1)$$

$$U_{1q} = U_{2q} + X I_d \quad (6.2.2)$$

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

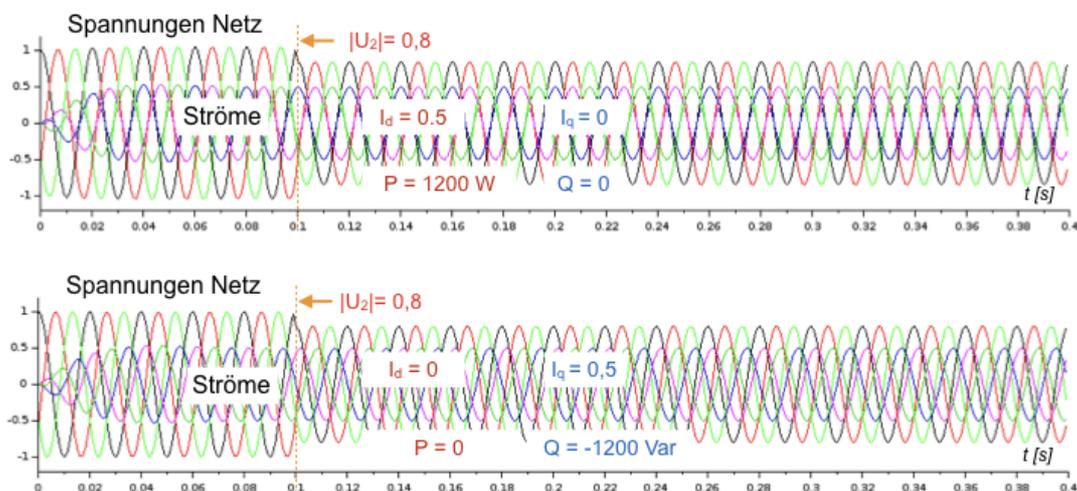


Der Regler arbeitet mit Hilfe der Vorsteuerung deutlich schneller und genauer (zum Vergleich siehe Frage 6.1.4). Vorgaben für die Sollwerte waren hier  $I_d=0$  und  $I_q=0$ . Der Umrichter folgt der Netzspannung im stromlosen Zustand ohne Verzögerung.

Frage 6.2.2: Blindstrom. Speisen Sie in das Netz reinen Blindstrom ein (der Strom soll hierzu in der Phase um  $\pm 90$  Grad in Bezug zur Netzspannung versetzt sein). Untersuchen Sie das Verhalten des Reglers bei Variation der Netzspannung. Wie belastet der Blindstrom den Umrichter?

Lösung: Siehe folgende Abbildung unten.

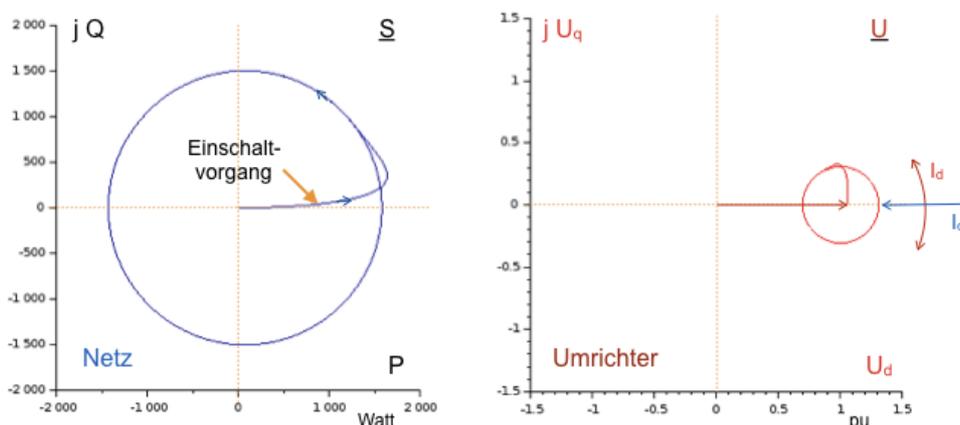
Der Regler hält den Strom auch bei einem Einbruch der Netzspannung. Der Strom eilt der Netzspannung vor. Es findet kein Austausch von Wirkleistung statt. Folglich ist die Leistungsbilanz des Umrichters ausgeglichen: die Blindleistung kann aus dem Zwischenkreis bezogen bzw. in den Zwischenkreis eingespeist werden. Physikalisch finden nur ein periodischer Austausch von Energie mit doppelter Netzfrequenz statt (siehe periodische Schwankungen  $p_i(t)$  in den einzelnen Phasen).



Frage 6.2.3: Wirkstrom. Stellen Sie einen Lastfluss zwischen Umrichter und Netz her, so dass nur Wirkleistung ausgetauscht wird. Wie belastet der Wirkstrom den DC-Zwischenkreis des Umrichters? Führen Sie den Strom so, dass der Stromzeiger bei konstantem Betrag eine Drehung in der komplexen Ebene ausführt. Wie sehen die zugehörigen Zeiger der Scheinleistung  $\underline{S}$  und der Umrichterspannung  $\underline{U}$  aus? Erstellen Sie ein Zeigerdiagramm.

Lösung: Siehe folgende Abbildung.

Bei konstanter Netzspannung folgt die Scheinleistung dem Strom:  $\underline{S} = \underline{U}_{\text{Netz}} \underline{I}^*$ . Die Scheinleistung beschreibt somit ebenfalls einen Kreis, der alle Quadranten durchfährt.

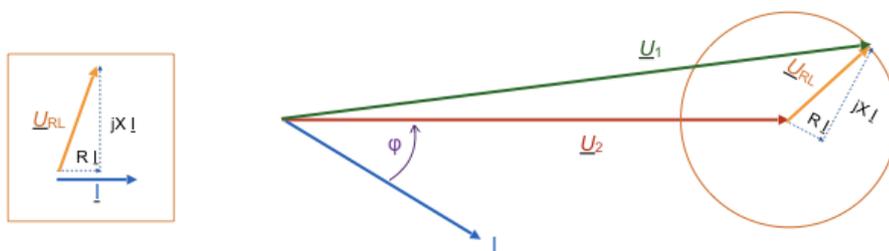


Für  $P > 0$  nimmt das Netz Wirkleistung auf; für  $Q > 0$  nimmt das Netz Blindleistung auf. Der Lastfluss zwischen Netz und Umrichter deckt somit alle Möglichkeiten ab.

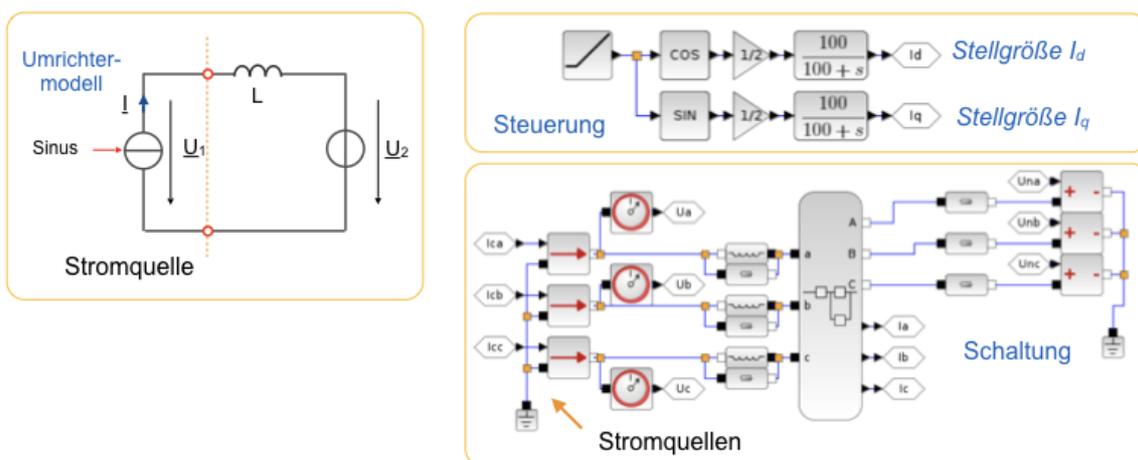
Der Spannungszeiger des Umrichters beschreibt hierbei einen Kreisbogen um  $\underline{U} = U_d = 1$ . In diesem Punkt (phasensynchron und gleicher Amplitude mit der Netzspannung) findet kein Lastfluss statt. Wie

bereits oben beschrieben, stellt man Wirkströme durch Änderung des Phasenwinkels her, und Blindströme durch Änderung der Amplitude.

Dieser Zusammenhang lässt sich aus der Ersatzschaltung mit Hilfe eines Zeigerdiagramms leicht rekonstruieren, siehe folgende Abbildung.



Frage 6.2.4: Stromquelle als Modell. Da der Strom als Führungsgröße dient, ist es naheliegend, statt des Modells der stromgeregelten Spannungsquelle als Modell gleich eine Stromquelle zu verwenden. Folgende Abbildung zeigt die Schaltung mit einer gesteuerten Stromquelle anstelle der Spannungsquelle. Welche Unterschiede bestehen zum Modell mit Spannungsquelle? Sind die Schaltungen als Modelle äquivalent? Worin besteht der Vorteil der Stromquelle? Überprüfen Sie die Schaltung in der Simulation.



Lösung: Es gilt die gleiche Maschengleichung:

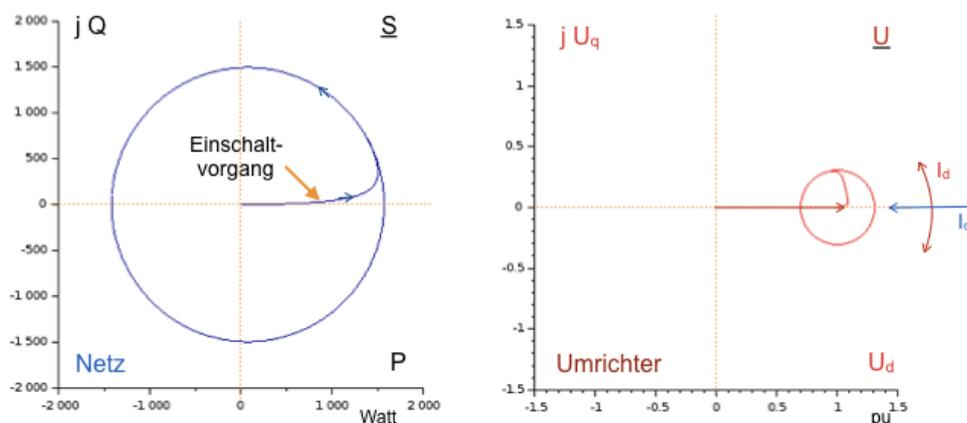
$$\underline{U}_1 = jX I + \underline{U}_2$$

uns somit auch die Gleichungen (6.2.1) und (6.2.2). Die Schaltungen sind äquivalent. Im Unterschied zur Spannungsquelle wird hier der Strom  $I$  eingepreßt, die Spannung  $\underline{U}_1$  ist eine kausale Folge. Bei der Spannungsquelle war der Strom  $I$  die kausale Folge der Spannung  $\underline{U}_1$  (und  $\underline{U}_2$ ).

Für den physikalischen Zusammenhang spielen Wirkung und Ursache keine Rolle. Physikalische Gleichungen und Differenzialgleichungen beschreiben einen Gleichgewichtszustand, der zu keiner Zeit verletzt werden darf. Wirkung und Ursache werden durch das Experiment festgelegt (siehe Motorbetrieb oder Generatorbetrieb mit einer elektrischen Maschine).

Somit ist auch das Zeigerdiagramm das Gleiche. Die Simulation zeigt folglich identische Ergebnisse (siehe folgende Abbildung).

Der Vorteil der Stromquelle als Abstraktion besteht darin, dass für die Vorgabe des Stroms kein Regler erforderlich ist. Diese Abstraktion ist somit zielstrebig, was sich auch in reduziertem Rechenaufwand äußert.



Da in den gebräuchlichen Stromnetzen in aller Regel die Spannung konstant gehalten wird, erfolgt die Vorgabe des Lastflusses durch den Strom. Leistungsgeregelte Quellen und Senken lassen sich somit einfacher mit Hilfe von Stromquellen realisieren.

### 6.3. Spannungsgeführter Betrieb

Der spannungsgeführte Betrieb folgt der Logik, dass die Änderungen der Amplitude der Umrichterspannung mit Blindströmen verknüpft sind (unter Voraussetzung der Ersatzschaltung mit Serieninduktivität). Im Umkehrschluss lässt sich durch Vorgabe von  $I_q$  einerseits die Blindleistung  $Q$  einstellen, andererseits die Amplitude  $U_1$  der Umrichterspannung.

Abweichungen des Phasenwinkels der Umrichterspannung vom Phasenwinkel des Netzes führen zu Lastflüssen. Somit lässt sich die Wirkleistung  $P$  durch Vorgabe des Wirkstroms  $I_d$  einstellen. In der Leistungsbilanz ist ein Wirkstrom allerdings nicht neutral: Die geforderte Leistung muss dem Zwischenkreis entnommen oder zugeführt werden. Dies führt zur Entladung bzw. Aufladung der Zwischenkreiskapazität und somit zu Schwankungen der Spannung  $U_{DC}$  am Zwischenkreis.

Umgekehrt lässt sich die Zwischenkreisspannung (in Art einer Füllstandsregelung) so regeln, dass bei Entnahme von der anderen Seite des Umrichters genügend Strom nachfließt. Der Füllstand  $U_{DC}$  des DC-Kreises ist somit regelungstechnisch mit dem Wirkstrom  $I_d$  auf der AC-Seite verknüpft.

Zusammengefasst gelten:

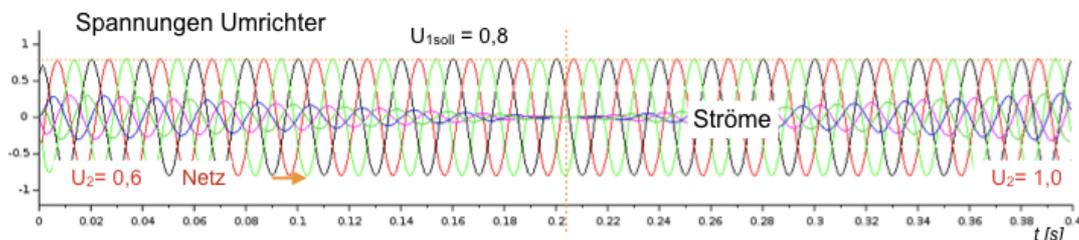
- $I_q \Leftrightarrow Q, U_{AC}$
- $I_d \Leftrightarrow P, U_{DC}$

In dieser Abstraktion bleibt der Strom die Stellgröße. Für den spannungsgeführten Betrieb werden die letzteren beiden Beziehungen verwendet.

Frage 6.3.1: AC-Spannung des Umrichters. Der Betrag der AC-Spannung  $|U_1|$  des Umrichters soll geregelt werden. Als Stellgröße ist der Strom vorgesehen. Wie ist der Regler aufgebaut? Erläutern Sie den Zusammenhang Umrichterspannung, Strom und Blindleistung ( $I_q, Q(U), U(Q)$ ).

Lösung: Regler: Sollwert und Istwert für  $U_d$  bzw.  $|U_1|$  werden verglichen, die Regeldifferenz treibt die Stellgröße  $I_q$ . Bedingt durch die Schaltung (Serienreaktanz) sind  $U_d$  und  $I_q$  zueinander proportional (siehe Ersatzschaltbild bzw. Zeigerdiagramm). Dieser Zusammenhang lässt sich durch den Regler in der einen oder anderen Richtung nutzen. In 6.2.2 wurde der Blindstrom  $I_d$  geregelt (Stellgröße  $U_d$ ). Hier wird die Spannung  $U_d$  (bzw.  $|U_1|$ ) geregelt (Stellgröße  $I_q$ ).

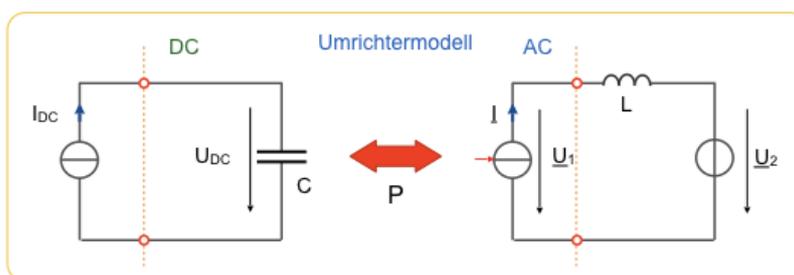
Folgende Abbildung zeigt einen Simulationslauf mit Vorgabe  $U_{dsoll} = 0.8$ .



Die Netzspannung variiert hierbei zwischen  $U_2 = 0,6$  bis  $U_2 = 1$ . Der Regler führt den Blindstrom  $I_q$  so, dass die Vorgabe für die Umrichterspannung eingehalten wird. Der Wirkstrom  $I_d$  ist hiervon völlig unabhängig und wurde im Beispiel bei  $I_d = 0$  belassen (keine Wirkleistung).

Die Umrichterspannung ist hier somit eine Funktion des Blindstroms, kurz  $U(I_q)$  für  $U = f(I_q)$ , bzw. der Blindleistung, kurz  $U(Q)$ . In Aufgabe 6.2.2 waren die Verhältnisse umgekehrt ( $Q(U)$ ).

Frage 6.3.2: Spannung im DC-Zwischenkreis. Wenn dem Umrichter über Vorgabe der Stellgröße  $I_d$  Wirkleistung entnommen bzw. zugeführt wird, ändert sich im DC-Zwischenkreis die Spannung  $U_{DC}$ . Somit kann der Wirkstrom  $I_d$  im AC-Kreis zur Regelung der Zwischenkreisspannung  $U_{DC}$  verwendet werden. Die Vorgabe von  $I_d$  ist hierbei unabhängig von  $I_q$ .

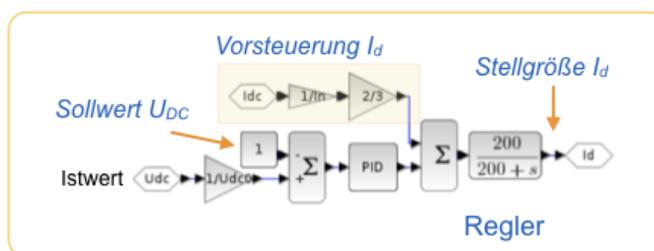


Erstellen Sie eine Regelung, die mit Hilfe von  $I_d$  soviel Leistung mit dem AC-Netz austauscht, dass die Zwischenkreisspannung konstant bleibt. Es sei hierbei angenommen, dass der DC-Zwischenkreis durch einen anderen Verbraucher oder Erzeuger belastet wird und die Zwischenkreisspannung daher geregelt werden muss.

Lösung: Die Kapazität  $C$  dient als Energiespeicher zum Ausgleich zwischen beiden Seiten und der Regelung als Puffer; sie liefert aber auf Dauer keinen Beitrag zur Leistungsbilanz. Daher gilt im zeitlichen Mittel

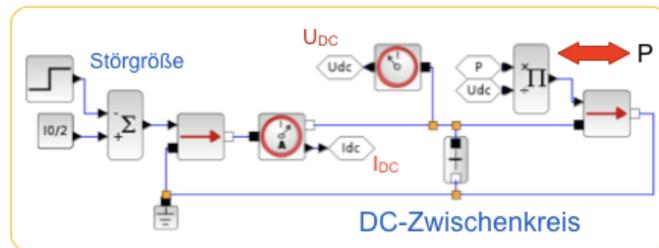
$$P_{AC} = P_{DC}$$

Im dreiphasigen System berechnet sich  $P_{AC} = 3/2 U_d * I_d$  wobei der Faktor  $1/2$  die Scheitelwerte  $U_d$  und  $I_d$  auf die Effektivwerte korrigiert. Im DC-Zwischenkreis gilt  $P_{DC} = I_{DC} U_{DC}$ . Regelungstechnisch stellt der Strom  $I_{DC}$  eine Störgröße dar. Bei einem Solarwechselrichter wäre hier die Energiequelle, deren Leistung ins Netz abgeführt werden soll. Folgende Abbildung zeigt den Regler.



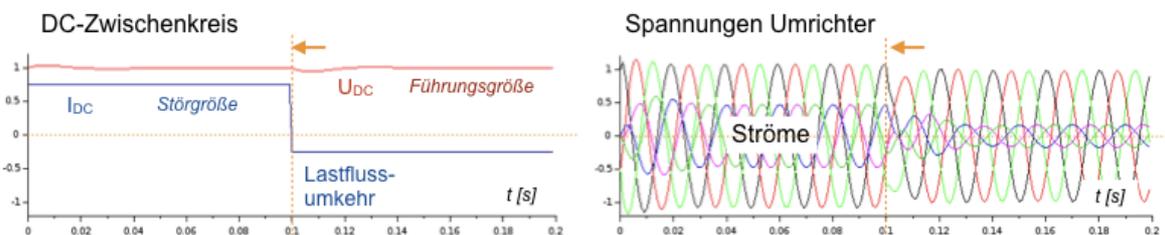
In die Vorsteuerung für  $I_d$  wurde der Ausdruck  $I_d = 2/3 (U_{DC}/U_d) I_{DC}$  einbezogen, der sich aus der Forderung nach ausgeglichener Leistungsbilanz ergibt. Die Zwischenkreisspannung  $U_{DC}$  und der Zwischenkreisstrom  $I_{DC}$  sind Messwerte.

Die Kopplung des DC-Zwischenkreises und der AC-Seite des Umrichters erfolgt über die Wirkleistung  $P$ , wie in folgender Abbildung dargestellt.

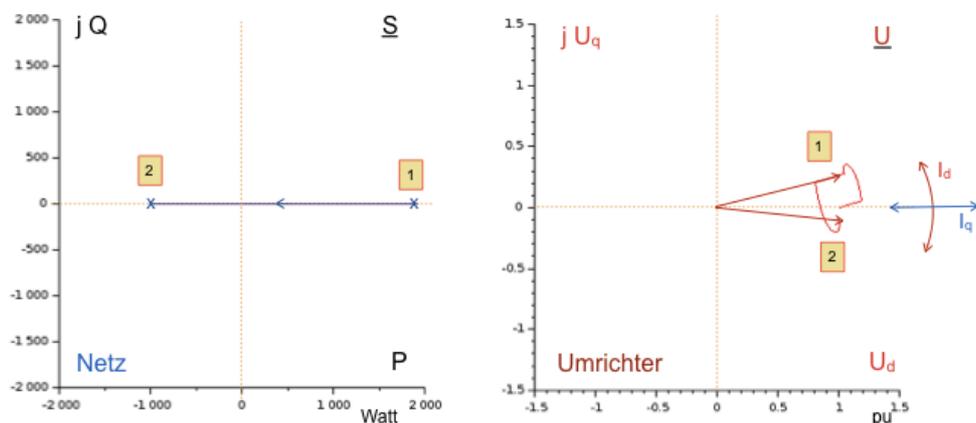


Die Wirkleistung  $P$  ist ein Messwert aus dem AC-Ersatzschaltbild des Umrichters. Nach Division durch die Zwischenkreisspannung  $U_{DC}$  erhält man den von der AC-Seite geforderten Strom im DC-Zwischenkreis. Als Störgröße dient der Strom  $I_{DC}$ , stellvertretend für einen an der DC-Seite angeschlossenen Erzeuger bzw. Verbraucher.

Die AC-Seite des Umrichters wird nun so geregelt, dass ein Gleichgewicht im DC-Zwischenkreis hergestellt wird. Diese Regelung entspricht einer Füllstandsregelung: Zufluss ( $I_{DC}$ ) und Abfluss (bedingt durch  $P$ ) halten sich die Waage. Folgende Abbildung zeigt ein Beispiel.

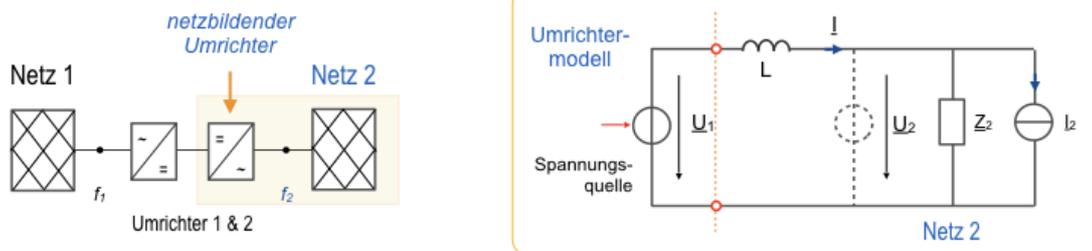


Die AC-Seite des Umrichters folgt der vorgegebenen Störgröße. Der konstante Lastfluss auf der DC-Seite kehrt sich im Verlauf sprunghaft um. Der Regler führt die AC-Seite entsprechend nach. In der komplexen Ebene erkennt man die beiden Arbeitspunkte (siehe folgende Abbildung).

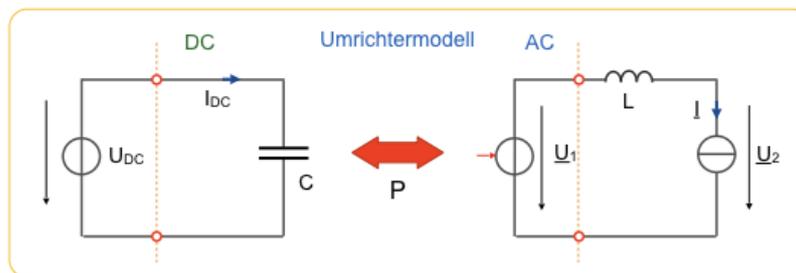


Da für den Blindstrom im Beispiel  $I_q=0$  gefordert war, beträgt die Spannung des Umrichters in normierter Schreibweise  $|U_1|=1$ . In Arbeitspunkt 1 ist der Lastfluss vom Netz aus betrachtet positiv ( $P > 0$ ): das Netz nimmt Leistung auf, die von der DC-Seite durch den Umrichter eingespeist wird. Im Arbeitspunkt 2 ist die Lastflussrichtung umgekehrt.

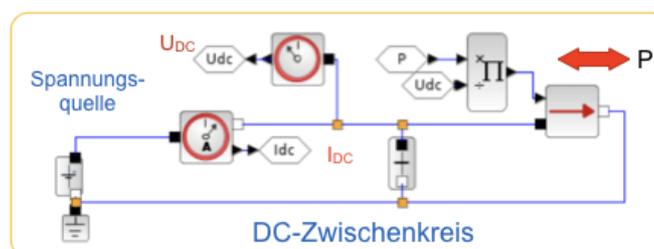
Frage 6.3.3: Netzbildender Betrieb. Im netzbildenden Betrieb stellt der Umrichter die Spannungsquelle für die angeschlossenen Verbraucher und Erzeuger dar und ist seinerseits über eine DC-Brücke an das Versorgungsnetz angebunden. Die Anbindung erfolgt über zwei Umrichter, wie in folgender Abbildung dargestellt. Welcher Abstraktion folgt das Umrichtermodell? Welche Besonderheiten sind bei einem umrichtergeführten Netz zu beachten?



Lösung: Da das vom Umrichter aufgespannte Netz (Netz 2 in der Abbildung) keine netzführenden Spannungsquellen haben muss, fällt dies Aufgabe dem Umrichter zu. Die passende Abstraktion wäre daher die der Spannungsquelle. Ohne Versorgungsnetz als Spannungsquelle fehlen die Voraussetzungen für die bisher betrachtete Abstraktion über die Stromführung.

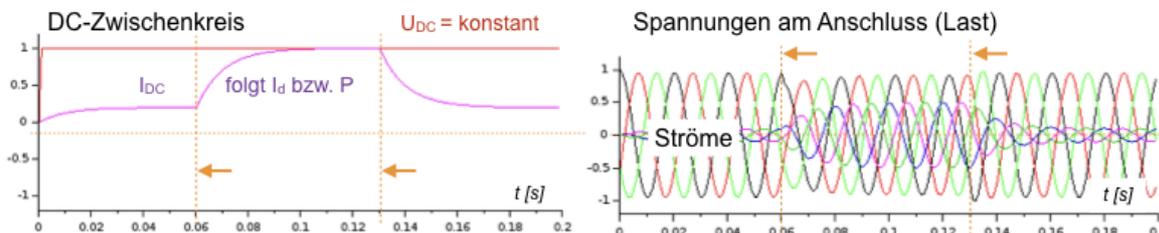


Das in der Abbildung oben gezeigte Umrichtermodell wird von einer Stromquelle als Last im AC-Zweig getrieben. Je nach Lastflussrichtung kann die Last ein Verbraucher oder ein Erzeuger sein. Der Umrichter hält als Spannungsquelle die Spannung konstant. Die benötigte Leistung wird vom DC-Zwischenkreis bezogen (bzw. in den DC-Zwischenkreis eingespeist).



Der DC-Zwischenkreis ist über die Wirkleistung mit dem AC-Zweig verbunden. Über diese Verbindung wird dem Zwischenkreis Leistung zugeführt bzw. Leistung entnommen. Hierzu wurde im Modell eine leistungsgesteuerte Stromquelle verwendet. Die benötigte Leistung wird von einer Spannungsquelle im Zwischenkreis bereit gestellt. Diese steht stellvertretend für die vorgelagerte Stufe (z.B. ein weiterer

Umrichter bzw. eine Batterie). Folgende Abbildung zeigt die Reaktion auf einen Lastwechsel im AC-Netz.

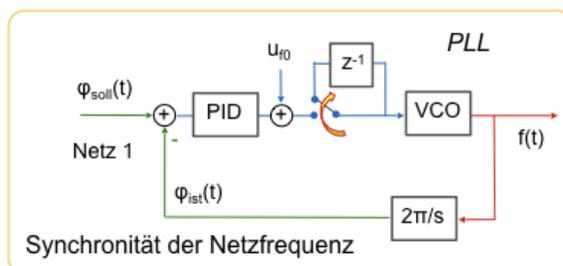


Hierbei folgt der Strom im DC-Zwischenkreis (bei konstanter Spannung) unmittelbar der geforderten Wirkleistung, bzw. dem Wirkstrom  $I_d$  im AC-Zweig. Die rechts in der Abbildung gezeigten Ströme im AC-Zweig enthalten auch Blindanteile, bedingt durch die Serieninduktivität.

Ein netzbildender Umrichter erzeugt die Netzfrequenz in seinem Versorgungsgebiet. Im Unterschied zu einer konventionellen AC-Versorgung haben Umrichter einen begrenzten Strom. Im Kurzschlussfall gelingt es daher nicht, ein Vielfaches des Nennstroms als Blindstrom zum Auslösen der Schutzfunktionen bereit zu stellen werden.

Frage 6.3.4: Inselnetzbetrieb. Ein Umrichter in Kombination mit einer Solaranlage und einem Batteriespeicher ist in der Lage, bei Ausfall des Versorgungsnetzes sein eigenes Netz weiter zu führen. Welche Besonderheiten sind beim Umschalten zwischen den Betriebsarten zu beachten?

Lösung: Beim Wechsel in den Inselnetzbetrieb soll der Umrichter die vorher vom Netz erhaltene Frequenz in seinem Versorgungsgebiet weiterhin zur Verfügung stellen. Vor dem Zuschalten auf das Netz muss der Umrichter seine Frequenz auf die Netzfrequenz synchronisieren. Folgende Abbildung zeigt das Funktionsprinzip einer hierzu verwendeten Phasenregelschleife (engl. PLL für phase locked loop).



Die Phasenregelschleife erzeugt aus einem gemessenen Signal ein zur Netzfrequenz synchrones Referenzsignal, aus dem sich die Signale für das Wechselstromsystem des Umrichters gewinnen lassen. Bei Erkennen eines Netzausfalls führt das Umrichter die Frequenz eigenständig weiter. Ein Zuschalten auf das Netz erfolgt erst, wenn das Referenzsignal aufsynchronisiert ist.

Im Umrichter lassen sich auch frequenzabhängiges Verhaltensweisen realisieren, z.B. die Emulation einer Leistungsregelung abhängig von der Netzfrequenz:  $f(P)$ . Bei hoher Leistungsanforderung bei einem konventionellen Generator (z.B. Dieselaggregat) gibt die Drehzahl und somit die Netzfrequenz nach. Umgekehrt wächst bei Lastwechseln in Richtung Leerlauf die Drehzahl.

## 6.4. Leistungsabhängige Funktionen

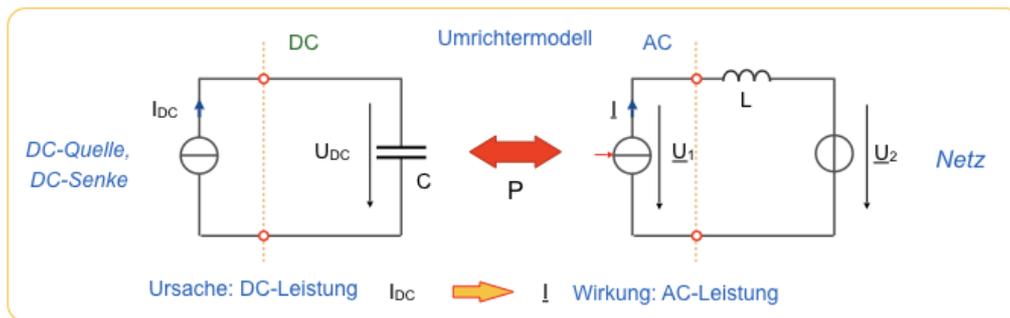
Die Leistung bzw. Blindleistung in einem mit konstanter Spannung betriebenen Netz folgt dem Strom. Es wird angenommen, dass der Umrichter an einem solchen spannungsgeführten Netz betrieben wird, somit in der Ersatzschaltung der Betrieb an einer AC-Spannungsquelle. Daher verwendet

der leistungsgeführte Betrieb des Umrichters wiederum den Strom als Stellgröße. Zusammengefasst gelten:

- $I_q \Leftrightarrow Q, U_{AC}$
- $I_d \Leftrightarrow P, U_{DC}$

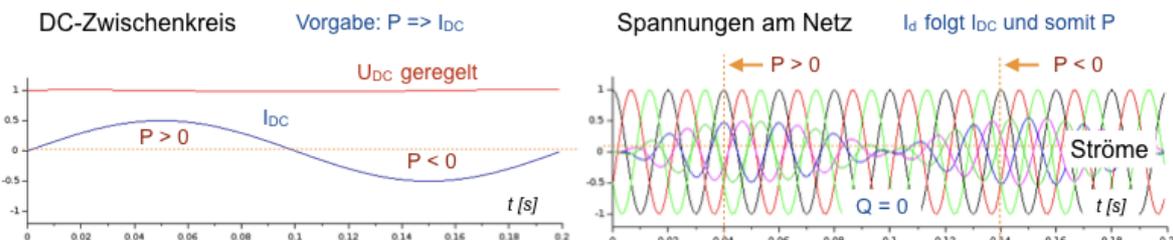
Die Wirkleistung  $P$  folgt dem Wirkanteil  $I_d$  des Stroms, die Blindleistung  $Q$  dem Blindanteil  $I_q$ . Auf diese Weise lassen sich Wirkleistung und Blindleistung unabhängig voneinander regeln..

Frage 6.4.1: DC-Quellen und DC-Senken. Die Einspeisung bzw. Leistungsaufnahme wird von DC-Seite aus gefordert. Als Beispiele wären Solaranlagen bzw. Ladesäulen zu nennen, also DC-Erzeuger und DC-Verbraucher. Als Abstraktion der Ursache auf der DC-Seite für den leistungsgeführten Betrieb dient eine gesteuerte Stromquelle.



Die Wirkung auf der AC-Seite nimmt in der Abstraktion eine AC-Spannungsquelle auf. Das AC-Netz als Spannungsquelle wird hierbei als beliebig aufnahmefähig bzw. ergiebig angenommen. Wie erfolgt die Umsetzung in ein Umrichtermodell? Untersuchen Sie den Fall in der Simulation. Hierbei sollen  $P$  und  $Q$  passend vorgegeben werden.

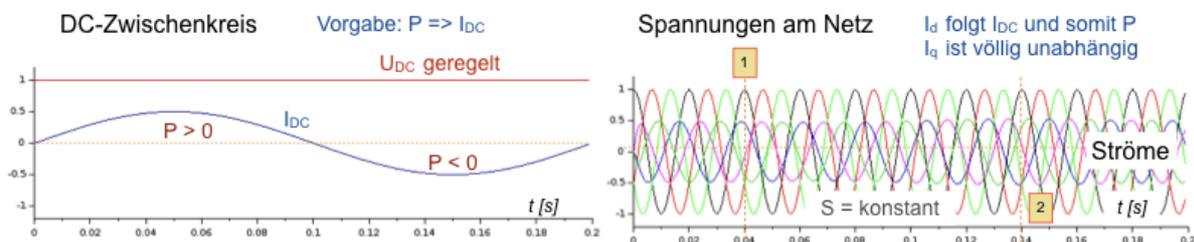
Lösung: Umrichtermodell siehe Abbildung oben. Bei Leistungssteuerung ist die Ursache eine Stromquelle im DC-Zwischenkreis. Die DC-Spannung wird dadurch geregelt, dass ein leistungsproportionaler Strom dem Zwischenkreis entnommen wird, siehe 6.3.2. Nach dem dort beschriebenen Regler treibt der DC-Strom  $I_{DC}$  den Wirkstrom  $I_d$  im AC-Kreis. Folgende Abbildung zeigt einen Simulationslauf.



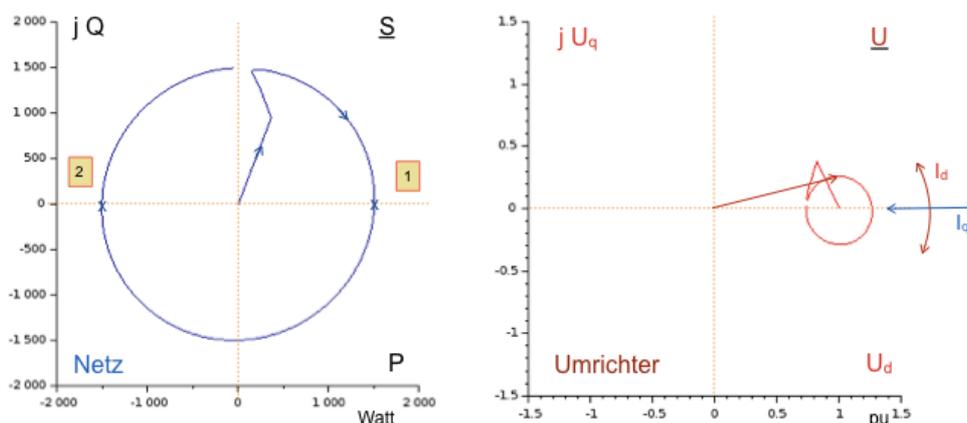
Hierbei wurde ein kompletter Wirkleistungszyklus innerhalb der Simulationsdauer von 10 Perioden vorgegeben. Die Spannung im DC-Zwischenkreis bleibt konstant, bzw. lässt sich durch einen Regler konstant halten, der den Abfluss (bzw. Zufluss) nach der AC-Seite einpegelt.

Bei positiver Wirkleistung nimmt der DC-Zwischenkreis Leistung auf. Ebenso das hieran gekoppelte AC-Netz. Am AC Netz erkennt man, dass die Ströme bei positiver Wirkleistung in Phase mit der Netzspannung sind. Bei umgekehrtem Lastfluss ist die Stromrichtung umgekehrt, die Vorzeichen entsprechend invertiert. Dass man die Lastflussrichtung leicht erkennen kann, liegt daran, dass keine Blindströme vorhanden sind ( $I_q=0$ ).

Folgende Abbildung zeigt den gleichen Wirkleistungszyklus. Die Lastflussrichtung ist an den Strömen jedoch kaum erkennbar. Die Amplituden der Ströme erscheinen konstant, was darauf hindeutet, dass die Scheinleistung hier konstant ist.

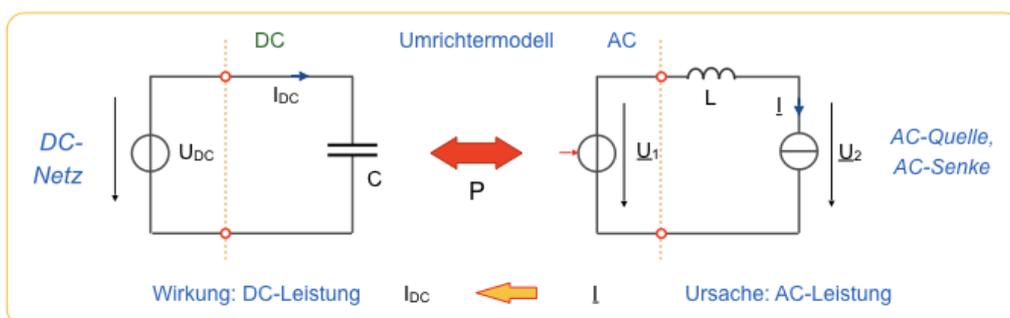


Die mit (1) und (2) markierten Maxima der Wirkleistung erscheinen plausibel. Folgende Abbildung zeigt die komplexe Scheinleistung sowie die Umrichterspannung über dem dargestellten Lastzyklus.



Man erkennt, dass die Scheinleistung konstant ist, bzw. die Blindströme die Wirkströme überlagern. Wirkleistung und Blindleistung lassen sich völlig unabhängig voneinander vorgeben. Die Blindleistung ist ohne Einfluss auf die Leistungsbilanz am DC-Zwischenkreis.

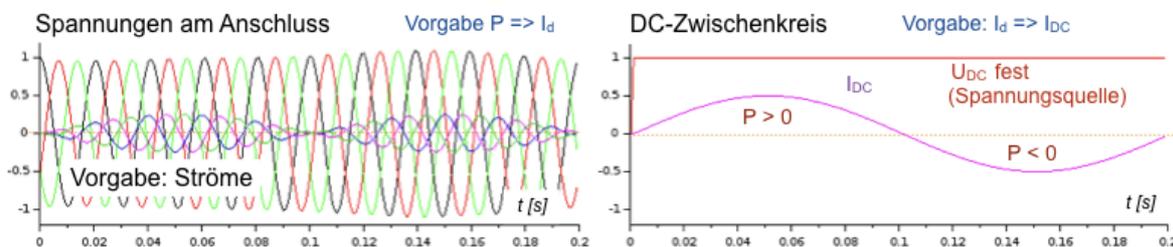
Frage 6.4.2: AC-Quellen und AC-Senken. Die Einspeisung bzw. Leistungsaufnahme wird von AC-Seite aus gefordert. Als Beispiele wären Batteriespeicher als Puffer im AC-Netz zu nennen, bzw. die Versorgung eines Netzes mit AC-Verbrauchern und AC-Erzeugern über einen Umrichter. Als Abstraktion der Ursache auf der AC-Seite für den leistungsgeführten Betrieb dient eine gesteuerte Stromquelle.



Die Wirkung auf der DC-Seite nimmt in der Abstraktion eine DC-Spannungsquelle auf. Die DC-Spannungsquelle wird hierbei als beliebig aufnahmefähig bzw. ergiebig angenommen. Wie er-

folgt die Umsetzung in ein Umrichtermodell? Untersuchen Sie den Fall in der Simulation. Hierbei sollen P und Q passend vorgegeben werden.

Lösung: Die Vorgabe der Blindleistung am AC-Erzeuger bzw. AC-Verbraucher durch den Blindstrom ist unabhängig vom Wirkstrom. Folgende Abbildung zeigt einen Simulationslauf.

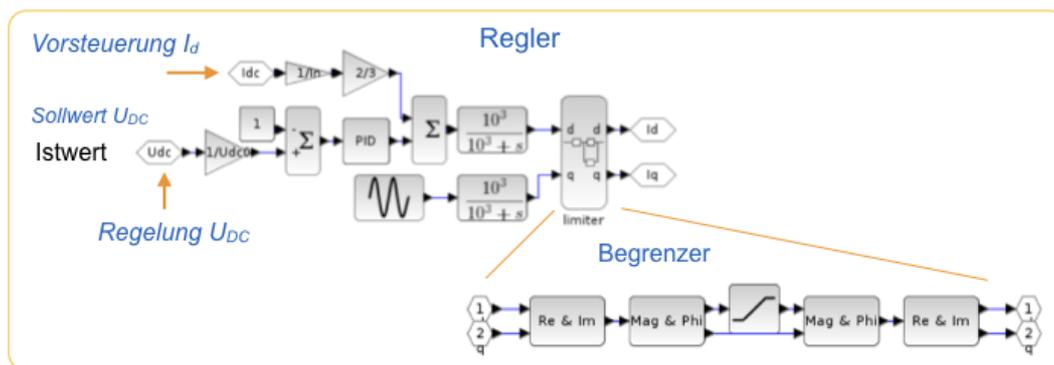


Für die AC-Quelle bzw. -Senke wurde ein Wirkleistungszyklus vorgegeben, ohne Blindleistungsanteil. Die Ströme verhalten sich wie im umgekehrten Fall (siehe 6.4.1). Da das Netz nun durch einen Umrichter gebildet wird, hat die Last bzw. Einspeisung einen Einfluss auf die Spannungen am Anschlusspunkt.

Wird Leistung aus dem Netz (= Umrichter) aufgenommen ( $P > 0$  in der gewählten Zählweise), gibt die Spannung am Anschlusspunkt nach, bedingt durch die Serieninduktivität und die Serienimpedanz der Anschlussleitung. Im umgekehrten Fall der Einspeisung wird die Spannung am Anschlusspunkt nach oben gedrückt. Die Spannung am Umrichter (= Spannungsquelle) bleibt starr.

Die gleichen Verhältnisse übertragen sich durch Kopplung der Wirkleistung auf den DC-Zwischenkreis: Die Leistung wird mit Hilfe einer gesteuerten Stromquelle übertragen, der Verlauf von  $I_{DC}$  folgt hierbei der Leistung ( $I_{DC} = P/U_{DC}$ ). Die Zwischenkreisspannung ist mit Hilfe einer DC-Spannungsquelle fixiert. Diese Spannungsquelle repräsentiert das nachgelagerte System (z.B. die Batterie).

Frage 6.4.3: Strombegrenzung. Umrichter sind strombegrenzt, daher ist es sinnvoll, die Sollwerte auf das Leistungsvermögen zu begrenzen, wie in folgender Abbildung gezeigt.

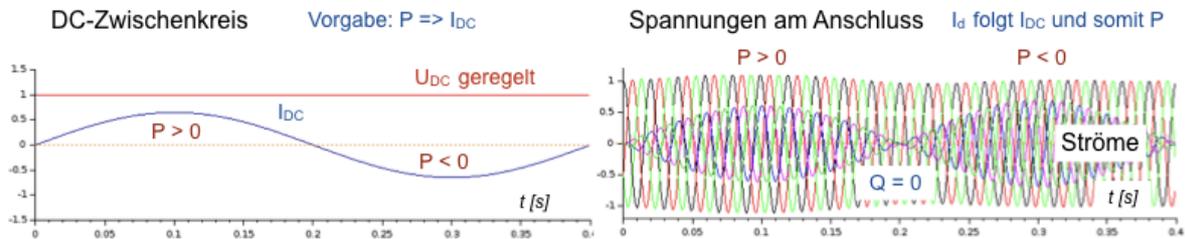


Wenn die Einspeisung bzw. der Verbraucher die Leistung auf der DC-Seite fordert, ist diese Maßnahme auf der AC-Seite nicht ausreichend. Erläutern Sie das Verhalten des Umrichters.

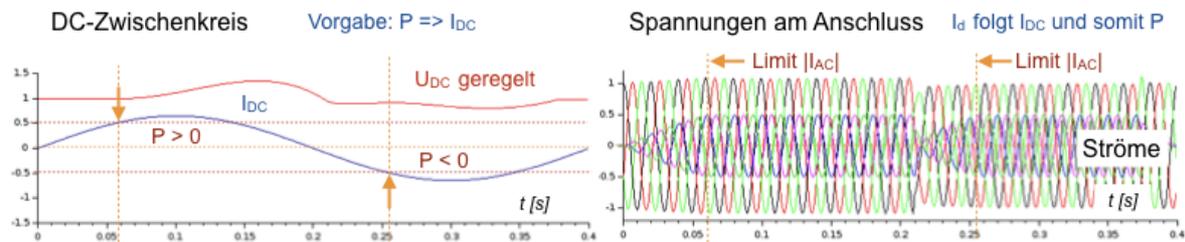
Lösung: Ohne Strombegrenzung kann die von der DC-Seite aus eingespeiste bzw. geforderte Leistung auf die AC-Seite transportiert werden, wie der Simulationslauf in folgender Abbildung zeigt. Den Puffer bildet der DC-Zwischenkreis mit seiner Kapazität C. Der Strom  $I_{DC}$  im DC-Zwischenkreis folgt der Leistung P und wird in der Vorsteuerung des Reglers direkt berücksichtigt.

Die Zwischenkreisspannung wird gemessen, und der Wirkstrom  $I_d$  so geregelt, dass die Zwischenkreisspannung konstant bleibt. Wird der Wirkstrom  $I_d$  nun ausgangsseitig begrenzt, muss der Zwischenkreis den Überschuss (bzw. das Defizit) der zuströmenden und nur begrenzt abfließenden Leistung ausgleichen, bis der Spannungsregler den Abfluss (bzw. Zufluss) auf der AC-Seite angepasst hat.

Der in folgender Abbildung dargestellte Simulationslauf zeigt die Spannung am Anschlusspunkt am AC-Netz, d.h. vom Umrichter aus gesehen am Ende der Anschlussleitung. An dieser Stelle ist zu erkennen dass der Umrichter die Spannung im Falle der Einspeisung ( $P > 0$  vom Netz aus betrachtet) anhebt. Im Fall der Leistungsaufnahme zieht der Umrichter die Spannung am Anschlusspunkt nach unten. Die Ströme folgen dem Lastzyklus, der sich im Zwischenkreis deutlich zeigt.



Da das Speichervermögen im Zwischenkreis sehr begrenzt ist, ist die ausgangsseitige Begrenzung problematisch. Folgende Abbildung zeigt einen Simulationslauf mit Begrenzung.



Der Ausgangsstrom wurde hier auf den normierten Wert 0.5 begrenzt. Der Eingangsstrom am DC-Zwischenkreis kennt diese Begrenzung nicht, wie im linken Teil der Abbildung zu sehen. Der Überschuss führt zu einem Anstieg der Zwischenkreisspannung, die über den Regler des Wirkstroms schließlich zu einem Ausgleich führt.

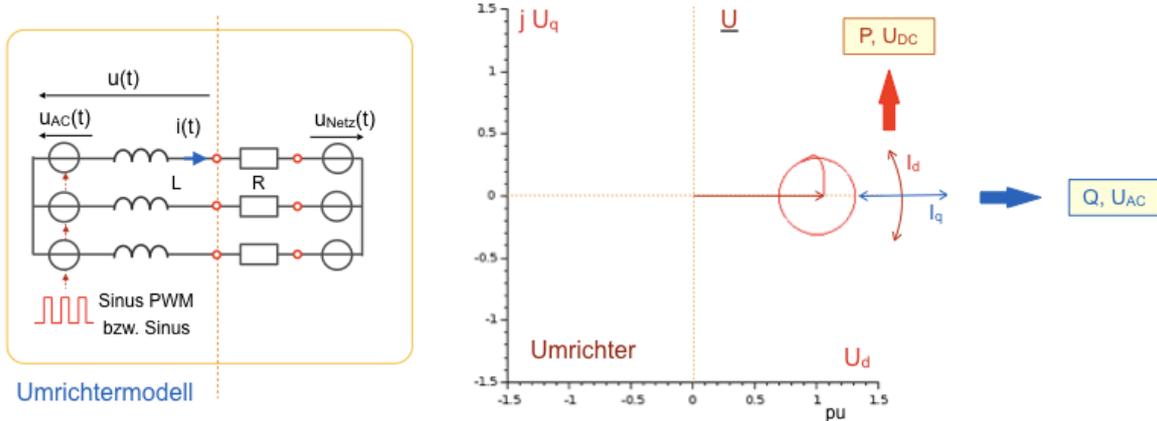
Im negativen Lastzyklus ist das Verhalten identisch. Hier wird die Begrenzung des Ausgangsstroms nicht auf den Eingangsstrom im DC-Kreis: die Zwischenkreisspannung sinkt, bis der DC-Spannungsregler für einen Ausgleich der abströmenden Leistung sorgt. Eine Begrenzung näher an der Leistungsquelle oder -senke wäre deutlich wirksamer.

Frage 6.4.4: Übersicht über die Regler. Zusammengefasst stellt ein am Netz betriebener Umrichter, wie in der folgenden Abbildung dargestellt, eine Spannungsquelle dar. Über den Phasenwinkel zur Netzfrequenz, und somit über den Wirkstrom  $I_d$ , steuert man den Lastfluss in Form der Wirkleistung  $P$  und der hiermit verknüpften Spannung  $U_{DC}$  im DC-Zwischenkreis.

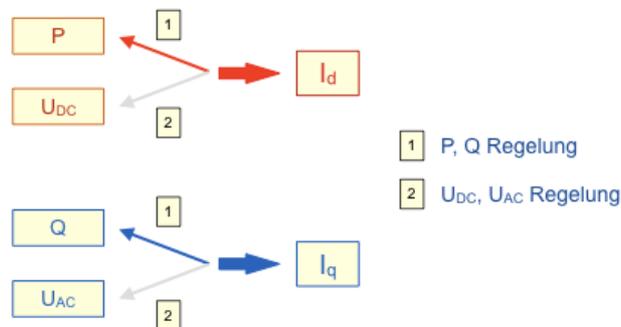
Eine Abweichung der Amplitude von der Netzspannung führt bei parallelen Spannungsquellen zu Ausgleichsströmen. In der Schaltung mit Serieninduktivität sind dies reaktiv. Somit lässt sich über den Blindstrom  $I_q$  die Blindleistung  $Q$  sowie die Amplitude der Umrichterspannung  $U_{AC}$  einstellen.

Im Zeigerdiagramm bzw. in der komplexen Ebene der Umrichterspannung  $\underline{U}$  beschreiben die zugehörigen Betriebspunkte eine Kreis um den Spannungspfeil. In der komplexen Ebene der Scheinleistung  $\underline{S}$  beschreiben die zugehörigen Betriebspunkte eine Kreis mit konstanter Scheinleistung  $S$  und folglich wechselnden Wirkleistungs- und Blindleistungsanteilen. Der zugehörige Lastfluss deckt somit alle Betriebsarten ab (Einspeisung bzw. Verbrauch mit positiver oder negativer Blindleistung).

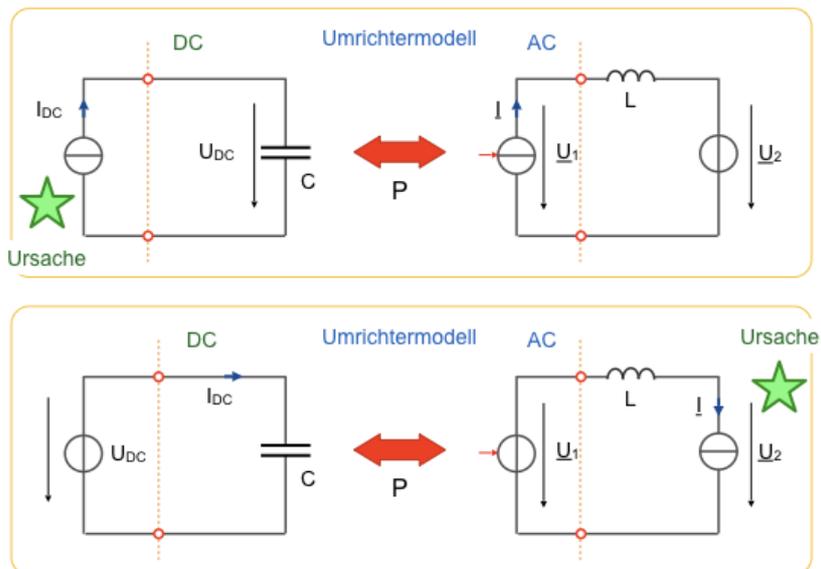
Wirkstrom und Blindstrom sind hierbei unabhängig von einander einstellbar. Welche Betriebsarten ergeben sich für den Umrichter?



Lösung: siehe folgende Abbildung.



Es ergeben sich die Kombinationen (1) P und Q (bzw. P und  $\cos \varphi$ ) für Erzeuger und Verbraucher, und (2)  $U_{DC}$  und  $U_{AC}$  für die Netzemulation. In beiden Fällen sind AC-Kreis und DC-Zwischenkreis über die Wirkleistung gekoppelt.



Als Ursache einer Wirkung in einem spannungsgeführten Netz eignet sich am einfachsten eine Stromquelle. Das passende Gegenstück (= Netz) bildet jeweils eine Spannungsquelle.

## 7. Systemverfügbarkeit

### 7.1. Ausfallraten und MTBF

Hardwarekomponenten haben ein zufälliges Fehlermodell: sie können jederzeit ausfallen. Wenn man eine größere Anzahl gleicher Komponenten über der Zeit testet, ergibt sich eine Verteilung der noch funktionierenden Komponenten über der Zeit. In der Realität ergeben sich erhöhte Ausfälle zu Beginn der Testreihe (Kinderkrankheiten), und gegen Ende der Lebensdauer der Komponenten (Altersschwäche). Dazwischen verlaufen die Ausfälle pro Zeiteinheit einigermaßen stabil.

Nimmt man eine konstante Ausfallrate  $\lambda$  an, so folgt die Anzahl noch verfügbarer Komponenten über der Zeit einer Exponentialfunktion

$$R(t) = e^{-\lambda t} \quad (7.1.1)$$

$R(t)$  wird auch als Überlebensfunktion oder Zuverlässigkeitsfunktion bezeichnet. Wenn  $R(t)$  den Anteil der überlebenden Komponenten bezeichnet, beträgt der Anteil der Fehlfunktionen bzw. Ausfälle über der Zeit:

$$F(t) = 1 - R(t) \approx \lambda t \quad (7.1.2)$$

Die Näherung folgt der Reihenentwicklung von  $e^{-\lambda t}$  für  $\lambda t \ll 1$ .

Bei einem System ermittelt man die mittlere Ausfallrate  $\lambda$  aus der Summe  $\lambda_i$  aller Komponenten. Hierbei ist die Verwendung der Pseudoeinheit „fit :=  $10^{-9}$  Stunden“ gebräuchlich (engl. für „failures in time“ bezogen auf einen Zeitraum von  $10^9$  Stunden). Die Annahme hinter der Summe der Ausfallraten ist, dass das System ausfällt, wenn eine der Komponenten ausfällt. Voraussetzung ist also, dass alle Komponenten für die Funktion benötigt werden.

Die mittlere Betriebsdauer zwischen zwei aufeinander folgenden Ausfällen (engl. MTBF für mean time between failures) bezeichnet den Erwartungswert für diese Zeit. Sie berechnet sich somit aus der Zuverlässigkeitsfunktion:

$$MTBF = \int_0^{\infty} R(t) dt = \int_0^{\infty} e^{-\lambda t} dt = \frac{1}{\lambda} \quad (7.1.3)$$

Frage 7.1.1: Betriebsdauer von Glühlampen. Als Betriebsdauer für konventionelle Glühlampen wurden 1000 h angegeben. Welche Ausfallrate ergibt sich hieraus? Welcher Anteil an Fehlfunktionen ergibt sich nach 500 Betriebsstunden? Welche MTBF ergibt sich für eine Lichterkette mit 100 Glühlampen?

Lösung: Ausfallrate:  $\lambda = 1/1000$  h. Anteil an Fehlfunktionen nach 500 h:  $P(500) = 1/2$ .

Lichterkette:  $\lambda_{\text{gesamt}} = 100 \lambda = 1/10$  h. Heraus folgt eine MTBF von 10h.

Frage 7.1.2: Welcher Anteil an Komponenten ist nach Ablauf der MTBF noch funktionsfähig?

Lösung:  $R(MTBF) = R(1/\lambda) = e^{-1} \approx 0,37$ . Die MTBF stellt das Flächenintegral der Zuverlässigkeitsfunktion  $R(t)$  dar. Die Fläche  $MTBF \cdot (R'(t)=1)$  entspricht dieser Fläche.

Frage 7.1.3: Die Ausfallwahrscheinlichkeit einer Komponente für eine Raumfahrtmission der Dauer von 100 Stunden soll berechnet werden. Die Komponente hat eine Ausfallrate vom  $10^{-5}$ /Stunde.

Lösung: Überlebenswahrscheinlichkeit  $R(t=100h) = e^{-\lambda t} \approx 1 - 10^{-3} = 0,999$ . Demnach beträgt die Ausfallwahrscheinlichkeit während der Mission  $P(t) = 1 - R(t) \approx \lambda t = 10^{-3}$ . Die MTBF der Komponente beträgt 100.000 Stunden ( $=10^5$  h).

Frage 7.1.4: Ausfallzeit und Verfügbarkeit. Nach einem Ausfall ist im Mittel eine Reparaturzeit von MTTR (engl. für mean time to repair) erforderlich, bis das System wieder in Betrieb gehen kann. Wie berechnet sich aus der Betriebszeit (MTBF) und der Ausfallzeit insgesamt die Verfügbarkeit

eines Systems über der Zeit? Wie sieht es am Beispiel der Glühlampe bzw. Lichterkette aus, wenn die Ausfallzeit inklusive Reparatur 10 Stunden beträgt.

Lösung: Verfügbarkeit = Betriebsdauer in einem Zeitintervall. Ist das System stets entweder in Betrieb oder ausgefallen, so gilt: Verfügbarkeit = Betriebsdauer/(Betriebsdauer + Ausfalldauer) = MTBF / (MTBF + Ausfallzeit). Für die Glühlampe ergibt sich:  $\dot{P} = 1000 / 1010 = 99\%$ . Für die Lichterkette bleiben immerhin noch 50%.

## 7.2. Redundanz und Verfügbarkeit

Die Verfügbarkeit eines Gesamtsystems lässt sich durch zusätzliche, redundante (=überflüssige) Komponenten erhöhen. Die zusätzlichen Komponenten können für ausgefallene Komponenten eintreten. Das Prinzip ist von gedoppelten Festplattenspeichern bekannt: Die Wahrscheinlichkeit, dass beide Komponenten gleichzeitig ausfallen, ist sehr viel geringer, als dass eine Komponente ausfällt. Mit einer Komponente ist das System noch lauffähig.

Beträgt die Ausfallwahrscheinlichkeit einer Komponente  $P_1$ , so errechnet sich die Ausfallwahrscheinlichkeit zweier parallel betriebener (und somit redundanter) Komponenten zu:

$$P_{\text{ges}} = P_1 P_2 = P_1 P_1 \quad (7.2.1)$$

Die Ausfallwahrscheinlichkeit ist die Verbundwahrscheinlichkeit beider Ereignisse, d.h. dass Komponenten 1 ausfällt UND Komponente 2 ausfällt. Diese ergibt sich aus dem Produkt beider Wahrscheinlichkeiten. Voraussetzung ist, dass die Prozesse  $P_1$  und  $P_2$  voneinander statistisch unabhängig sind. Dies ist bei Hardware leicht erfüllt, bei Software nur bedingt.

Die Verfügbarkeit des Systems entspricht der Wahrscheinlichkeit, dass das System insgesamt nicht ausgefallen ist:

$$\dot{P} = 1 - P_{\text{ges}} = 1 - P_1 P_2 \quad (7.2.2)$$

Der Akzent  $\dot{P}$  über dem P soll die Negation der Wahrscheinlichkeit ausdrücken: Ist P die Wahrscheinlichkeit, dass das System ausgefallen ist, so ist  $\dot{P}$  die Wahrscheinlichkeit, dass das System NICHT ausgefallen ist.

Da das System entweder läuft oder ausgefallen ist (mit einer Wahrscheinlichkeit von 1), berechnet sich letztere wie angegeben. Durch Verwendung weiterer redundanter Komponenten lässt sich die Verfügbarkeit weiter steigern.

Frage 7.2.1: Redundanter Festplattenspeicher. Ein einfach aufgebauter Festplattenspeicher hat eine Verfügbarkeit von 99%. Welche Verfügbarkeit erreicht man durch redundante Dopplung? Welche Ausfallzeit ergibt sich im Jahr?

Lösung: Die Ausfallrate beträgt  $P_1 = 0,01$ . Die Ausfallrate des redundant gedoppelten Systems somit  $P_{\text{ges}} = 1 - P_1 P_1 = 10^{-4}$ . Man erhält eine Verfügbarkeit von  $\dot{P} = 1 - P_{\text{ges}} = 99,99\%$ . Ausfallzeit pro Jahr: Ein Jahr hat  $8750\text{h} \approx 10^4\text{h}$ . Die Ausfallzeit beträgt somit ca 1 Stunde pro Jahr.

Frage 7.2.2: Würfelspiel. Ein fairer Würfel hat eine Trefferwahrscheinlichkeit von  $P_1 = 1/6$  für eine bestimmte Zahl. Sie verwenden 2 Würfel für eine Wurf. Wie groß ist die Wahrscheinlichkeit, mit beiden Würfeln eine 6 zu werfen? Wie ändern sich die Verhältnisse, wenn Sie 3 oder mehr Würfel verwenden?

Lösung:  $P_{2,\text{ges}} = P_1 P_2 = P_1^2 = 1/36$ . Mit N parallelen Würfeln ergibt sich  $P_{N,\text{ges}} = P_1^N$ .

Frage 7.2.3: Sie verwenden 2 gleiche Würfel für jeden Wurf. Wie groß ist die Wahrscheinlichkeit mit einem Wurf mindestens eine 6 zu werfen? Wie groß ist die Wahrscheinlichkeit hierfür, wenn Sie für jeden Wurf 3 oder mehr Würfel verwenden?

Lösung: Überschlägig:  $P_{2,\text{ges}} = P_1 + P_2 = 2 P_1 = 1/3$  mit der Begründung, dass mit dem einen ODER dem anderen Würfel eine 6 geworfen wird. Diese Lösung ist nicht exakt, da mit 6 Würfeln Sicherheit erreicht wäre ( $P = 1$ ), mit 7 Würfeln  $P > 1$ .

Die exakte Formulierung der Frage lautet:  $P_{2,ges} = P_1 \dot{P}_2 + P_2 \dot{P}_1 + P_1 P_2$ , also entweder mit dem einen, dem anderen, oder beiden Würfeln. Hierzu erhält man  $P_{2,ges} = 5/36 + 5/36 + 1/36 = 11/36$ .

Frage 7.2.4: Vorgegebene Verfügbarkeit. Ein System soll maximal 5 Minuten pro Jahr nicht verfügbar sein, Das System soll aus Komponenten mit einer Verfügbarkeit von 99,5% aufgebaut werden. Wie viele Komponenten werden benötigt?

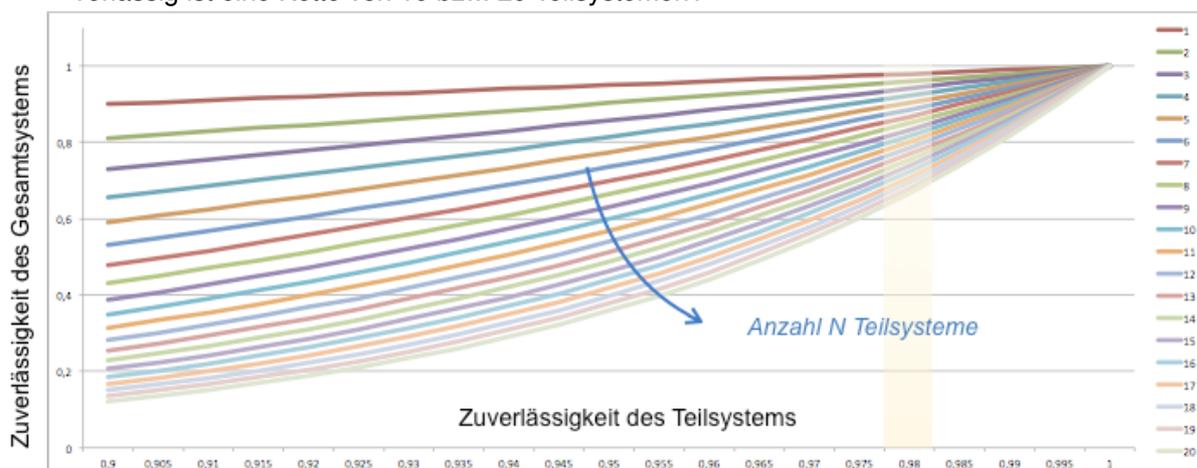
Lösung: Ziel:  $P = 5 / (365 \cdot 24 \cdot 60) \approx 10^{-5}$ . Ein Teilsystem ist  $P_1 = 5 \cdot 10^{-3}$  nicht verfügbar. Zwei Teilsysteme genügen somit nicht; mit drei redundanten Teilsystemen ist das Ziel erreichbar. Rein rechnerische Lösung:  $P_N = (P_1)^N < P \Rightarrow N \geq \log_{10}(P)/\log_{10}(P_1)$ .

### 7.3. System aus N gleichen Teilsystemen

Ein System sei aus N gleichen Teilsystemen aufgebaut (beispielsweise Zellen eines Umrichters). Jedes Teilsystem hat eine Zuverlässigkeitsfunktion R im Betrachtungszeitraum (d.h. der Wahrscheinlichkeit, dass das System in dieser Zeit zuverlässig funktioniert). Gemessen an der Ausfallwahrscheinlichkeit F im Betrachtungszeitraum ist  $R = 1 - F$ .

Eine funktional verkettete (= serielle) Anordnung aus N Subsystemen fällt aus, wenn ein Teilsystem ausfällt. Die Kette ist so stark wie das schwächste Glied. Die Zuverlässigkeit für das Gesamtsystem  $R_s$  entspricht somit dem Produkt der Zuverlässigkeit der Teilsysteme. Bei gleichen Teilsystemen ist die Zuverlässigkeit insgesamt  $R_s = R^N$ .

Frage 7.3.1: Folgendes Diagramm illustriert die Zuverlässigkeit des Gesamtsystems in Abhängigkeit der Zuverlässigkeit der Teilsysteme. Für das Teilsystem wurde  $R = 0,98$  angenommen. Wie zuverlässig ist eine Kette von 10 bzw. 20 Teilsystemen?



Lösung: Für eine Kette aus N Teilsystemen der Zuverlässigkeit  $R = 0,98$  beträgt die gesamte Zuverlässigkeit bei  $N = 10$  nur noch  $R_{s,10} = 0,82$ ; für  $N = 20$  verbleiben  $R_{s,20} = 0,67$ .

Frage 7.3.2: Es werden Teilsysteme mit  $R = 99,99\%$  verwendet (ca. 1 Stunde pro Jahr). Welche Zuverlässigkeit erreicht ein Gesamtsystem aus 10 bzw. 20 Teilsystemen hiermit?

Lösung:  $R_{s,10} = 99,9\%$  bzw.  $R_{s,20} = 99,8\%$ . Das entspricht Ausfallzeiten von 8 bzw. 17 Stunden im Jahr. Bei Zuverlässigkeiten in der Nähe von 1 gilt  $R^N \approx 1 - (1 - R) N$ . Begründung:  $(1-F)^N \approx 1 - FN$ .

Frage 7.3.3: Welche Zuverlässigkeit müsste ein Teilsystem besitzen, damit eine Kette von  $N = 20$  Systemen eine Zuverlässigkeit von  $R_s = 99,99\%$  erreicht?

Lösung:  $R_{s,N} = (R)^N \approx 1 - (1 - R) N \Rightarrow R \approx 1 - (1 - R_{s,N})/N$ .

- $N = 10$ : mindestens  $R = 99,999\%$  müsste erreicht werden,
- $N = 20$ : mindestens  $R = 99,9995\%$  müsste erreicht werden.

Das entspricht Ausfallzeiten von 5 bzw. 2,5 Minuten pro Jahr für ein Teilsystem. Die Kette erreicht hiermit Ausfallzeiten von ca 1 Stunde im Jahr.

Frage 7.3.4: Verfügbarkeit und Zuverlässigkeit. Wie hängen die in 7.2 verwendete Verfügbarkeit  $\dot{P}$  und die Zuverlässigkeit R zusammen?

Lösung: Beide Bezeichnungen sind identisch. Die Schreibweise mit R und F leitet sich aus Ausfallraten und MTBF ab (siehe 7.1). Die Bezeichnungen  $\dot{P}$  und P (P für engl. probability) wurden in 7.2 für eine allgemeine und intuitive Betrachtung der Wahrscheinlichkeiten verwendet.

## 7.4. K aus N Redundanz

Durch hinzufügen redundanter Teilsysteme lässt sich die Zuverlässigkeit insgesamt deutlich verbessern. Unter „K aus N Redundanz“ wird hierbei verstanden, dass ein System aus N Teilsystemen aufgebaut ist, von denen insgesamt K Teilsysteme zur Funktion des Gesamtsystems genügen. Ein „8 aus 10“ – redundantes System wäre somit bei Ausfall zweier Teilsysteme noch funktionsfähig.

Die Zuverlässigkeit eines „k aus n“ – redundanten Systems berechnet sich aus

$$R_s(k, n, R) = \sum_{i=k}^n \binom{n}{i} R^i (1-R)^{n-i} \quad (7.4.1)$$

Hierbei bezeichnen

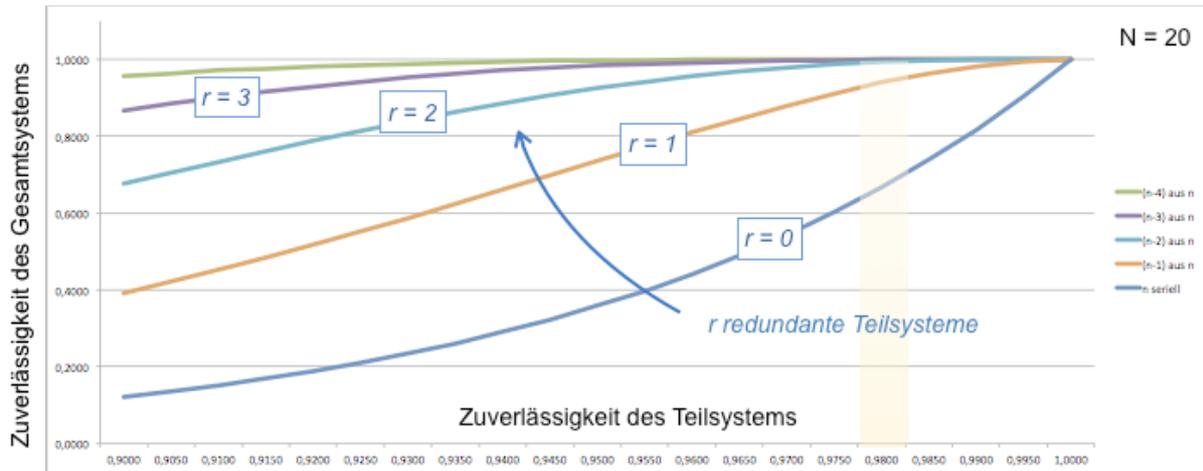
- n die Anzahl der Teilsysteme insgesamt,
- k = (n – r) die zum Betrieb erforderlichen Teilsysteme
- R die Zuverlässigkeit der Teilsysteme.

Folgende Tabelle illustriert die Berechnung (siehe Tabellenkalkulation).

n=	15	16	17	18	19	20
k= 20		R= 98,0%				66,760797%
19					68,123262%	94,010102%
18				69,513533%	94,538405%	99,293131%
17			70,932177%	95,049117%	99,390166%	99,940032%
16		72,379772%	95,541299%	99,478759%	99,951254%	99,996141%
15	73,856910%	96,013983%	99,559115%	99,960897%	99,997057%	
14	96,466169%	99,631465%	99,969096%	99,997795%		
13	99,696063%	99,975987%	99,998381%			
12	99,981699%	99,998838%				
11	99,999187%					
10						

In der Tabelle wurden wiederum eine Zuverlässigkeit von R = 98% für die Teilsysteme angenommen, um die Effekte stärker hervor zu heben. In der Tabellenkalkulation (siehe Quelltexte) lassen sich andere Werte eingeben. Man erkennt, dass die Redundanz einen erheblichen Einfluss auf die Systemverfügbarkeit hat (siehe z.B. 19 aus 20 mit r = 1).

In Abhängigkeit der Zuverlässigkeit der Teilsysteme ergibt sich für ein redundantes System das in folgender Abbildung gezeigte Bild. Hierbei ist angenommen, dass ein redundantes Teilsystem die Funktion eines beliebigen ausgefallenen Teilsystems übernehmen kann, d.h. nicht an ein bestimmtes Glied der Kette gebunden ist.



Die Ergänzung weniger redundanter Zellen hat einen erheblichen Einfluss auf die Zuverlässigkeit des Gesamtsystems. Die oben genannte Tabellenkalkulation enthält die Berechnungsformel.

Frage 7.4.1: Binominalkoeffizienten. Für die Binominalkoeffizienten gilt folgende Berechnungsformel:

$$\binom{n}{i} = \frac{n!}{i!(n-i)!} \quad (7.4.2)$$

Welche Werte ergeben sich für Systeme mit  $n = 20$  Teilsystemen mit  $i = 1, 2$  und  $3$ ?

Lösung:  $\binom{20}{1} = 20$ ,  $\binom{20}{2} = 190$ ,  $\binom{20}{3} = 1140$ .

Der Binominalkoeffizient „ $n$  über  $i$ “ gibt an, auf wieviele Arten man  $i$  Objekte aus einer Auswahl  $n$  ohne zurücklegen auswählen kann. Beispiel Lotto „49 über 6“. Der Ausdruck „20 über 2“ beschreibt die Anzahl der Teilmengen aus 2 Elementen aus einer Menge von 20 Elementen. Diese kombinatorischen Möglichkeiten können redundante Teilsysteme beim Ersatz ausgefallener Komponenten leisten.

Frage 7.4.2: Gleichung 7.4.1 enthält außerdem Ausdrücke der Form  $R^i(1-R)^{n-i}$ . Wie lassen sich diese bzgl. Kombinationen aus funktionierenden und ausgefallenen Teilsystemen interpretieren?

Lösung:  $F = (1-R)$ . Somit bezeichnet  $R^i(1-R)^{n-i} = R^i F^{n-i}$  die Kombination, dass  $i$  Teilsysteme laufen, während die anderen Teilsysteme ausgefallen sind. Diese Kombinationen ergeben sich beim Würfeln mit  $n$  Würfeln für die Wahrscheinlichkeit, mit  $i$  Würfeln zu treffen, während  $n-i$  Würfel nicht treffen.

Frage 7.4.3: Reduzieren Sie Gleichung (7.4.1) auf nicht redundante Systeme mit  $k=n$  Teilsystemen, die alle zum Betrieb erforderlich sind. Welche Ergebnisse erhält man für ein einfach redundantes System, z.B. ein gedoppeltes Festplattenlaufwerk ( $n = 2$ ,  $k=1$ )? Wie lassen sich die Ergebnisse interpretieren?

Lösung: (1)  $R_{s,n} = R^n (1-R)^0 = R^n$ . Das Ergebnis entspricht der Kette der Systeme: Die Wahrscheinlichkeit, dass das System insgesamt funktioniert entspricht der Wahrscheinlichkeit, dass alle Teilsysteme funktionieren (Produkt der Teilverfügbarkeiten).

(2) Parametersatz:  $n=2$ ,  $k=1$ . Hieraus folgt  $R_{s,1,2} = 2R(1-R) + R^2$ . Die Wahrscheinlichkeit, dass das System läuft, entspricht der Wahrscheinlichkeit, dass beide Systeme laufen oder eines der Systeme läuft und das jeweils andere ausgefallen ist.

In Fehlerwahrscheinlichkeiten ausgedrückt, erhält man:  $R_{s,1,2} = (1 - F_{s,1,2})$  mit  $F_{s,1,2} = F^2$ . Einsetzen von  $F = (1 - R)$  führt zum gleichen Ergebnis.

Frage 7.4.4: Welche Zuverlässigkeit müsste ein Teilsystem besitzen, damit eine Kette von  $N = 20$  Systemen eine Zuverlässigkeit von  $R_s = 99,99\%$  erreicht, wenn ein redundantes Teilsystem vorgesehen wird (21 aus 20)? Verwenden Sie eine Tabellenkalkulation. Vergleichen Sie die Ergebnisse mit Aufgabe 7.3.3. Was lässt sich mit zweifacher Redundanz erreichen?

Lösung: Parametersatz\_  $n = 21$ ,  $k = 20$ . Die Teilsysteme benötigen eine Zuverlässigkeit von  $R = 99,92\%$  für eine Zuverlässigkeit von  $R_{s,20,21} = 99,99\%$ . Das entspricht einer Ausfallzeit von ca. 7 Stunden im Jahr für ein Teilsystem.

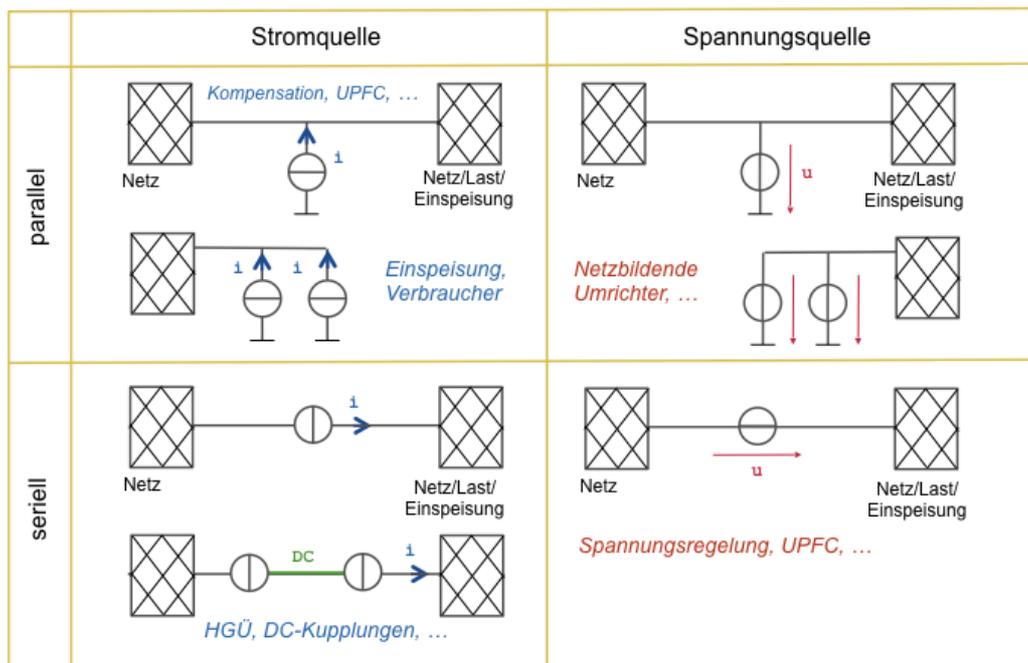
Das Gesamtsystem ist mit Hilfe der Redundanz sogar besser als ein einzelnes Teilsystem. Ohne Redundanz wäre die Zuverlässigkeit insgesamt bei  $R_{s,20} = 98,84\%$ .

Vergleich mit Aufgabe 7.3.3: Dort wurde für die Teilsysteme  $R = 99,9995\%$  gefordert (entsprechend einer Ausfallzeit von ca 2,5 Minuten pro Jahr), um die gleiche Zuverlässigkeit zu erreichen.

Zweifache Redundanz: Kann das System mit 19 aus 21 Teilsystemen überleben, wird für die Teilsysteme eine Zuverlässigkeit von  $R = 99,6\%$  gefordert anstelle von  $R = 99,92\%$  mit einfacher Redundanz. Belässt man die Zuverlässigkeit der Teilsysteme bei  $R = 99,92\%$ , so ergibt sich insgesamt eine Zuverlässigkeit von  $R_{s,19,21} = 99,9999\%$ .

## 8. Anwendungsfälle

Mit Stromquellen und Spannungsquellen als Modelle auf Systemebene in den Schaltungsvarianten mit parallelem Anschluss oder serielltem Anschluss gibt es die in folgender Abbildung gezeigten kombinatorischen Möglichkeiten. Alle Anwendungsfälle basieren auf diesen Varianten.

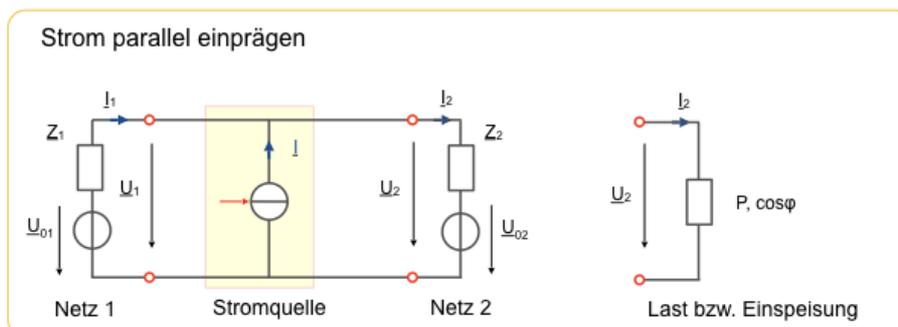


In einem spannungsgeführten Netz lässt sich mit Hilfe einer Stromquelle leicht ein Verbraucher oder Erzeuger nachbilden. Stromquellen lassen sich gemäß der Knotenregel parallel anschalten.

Für Spannungsquellen in einem vermaschten Netz ist die serielle Anschaltung leichter zu beherrschen: der Parallelbetrieb von Spannungsquellen führt zu Kreisströmen. Im Umrichtermodell aus Abschnitt 6 wird dieses Verhalten zur Steuerung von Blindströmen durch Variation der Spannungsamplitude verwendet. Die Spannungsquelle als Modell findet Verwendung, wenn der Umrichter das Netz emulieren soll.

Für Stromquellen ist wiederum die serielle Schaltung problematisch. Hier muss über einen DC-Zwischenkreis für Entkopplung gesorgt werden, wie in Abschnitt 6 bereits ausgeführt. Die folgenden Ersatzschaltbilder zeigen die jeweiligen Besonderheiten.

### Strom parallel einprägen



Mit einer Stromquelle lässt sich in einem spannungsgeführten Netz (siehe Spannungsquellen an einem oder beiden Enden) leicht eine Wirkleistung bzw. Blindleistung vorgeben. Abgesehen von

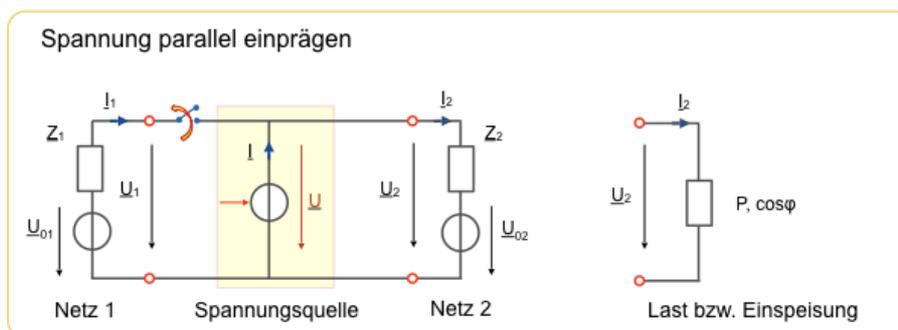
Verlusten an den Netzimpedanzen verursacht ein Strom durch eine Spannungsquelle je nach Vorzeichen die Aufnahme von Wirkleistung ( $P > 0$  im Verbraucherzählpeilsystem), bzw. die Abgabe von Wirkleistung ( $P < 0$ ).

Mit der Blindleistung lässt sich ebenso verfahren:  $Q > 0$  bedeutet Aufnahme von Blindleistung im jeweiligen Netzelement,  $Q < 0$  Abgabe von Blindleistung. Die Attribute „induktiv“ und kapazitiv“ führen bei Erzeugern leicht zu Verwirrungen.

Von der Stromquelle aus betrachtet nimmt das Netz Leistung auf oder stellt Leistung bereit. Bei mehreren Netzen teilt sich der Strom entsprechend der Netzimpedanzen auf. Dies gilt auch für den Fall, dass an einem der Netzanschlüsse eine Last oder ein Erzeuger angeschlossen ist. In diesem Fall ist die Impedanz an dieser Stelle (siehe z.B. linke Seite der Abbildung oben) deutlich größer als die Netzimpedanz am anderen Anschluss.

Der Strom der Stromquelle wird also vorzugsweise den kürzeren Weg ins Netz nehmen. Nach diesem Prinzip funktionieren Kompensationsanlagen und aktive Oberwellenfilter: Lastfaktor oder Oberwellen an der Last bleiben erhalten; der Lastfaktor im Netz wird korrigiert (bzw. die Oberwellen im Netz beseitigt). Für über Umrichter angeschlossene Verbraucher und Erzeuger passt dieses Modell.

### Spannung parallel einprägen



Der Betrieb paralleler Spannungsquellen ist problematisch, da Spannungsabweichungen durch Spannungsabfälle an den vorhandenen Impedanzen angeglichen werden müssen, was bei Impedanzen (siehe Netzimpedanz) zu großen Kreisströmen führt.

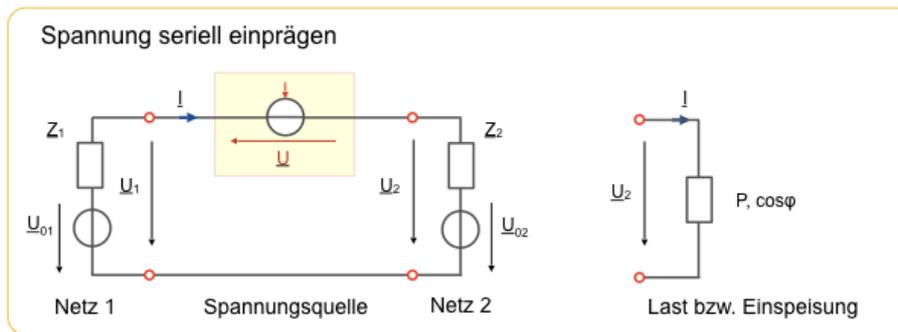
Ist die Spannung regelbar, wie an einem Umrichter der Fall, lässt sich auf diese Weise durch Manipulation der Amplitude der Kreisstrom einstellen (bei Reaktanzen ein Blindstrom); und durch Manipulation der Phase der Lastfluss in die benachbarte Quelle. Dieses Prinzip wird bei Umrichtern mit Spannungszwischenkreis verwendet, die ihrer physikalischen Natur nach Spannungsquellen darstellen (siehe Abschnitt 6).

Führungsgrößen im Sinne der Regelungstechnik sind hierbei jedoch die Ströme (Wirkstrom  $I_d$  und Blindstrom  $I_q$ ). Daher stellen die Umrichter in dieser Betriebsart Stromquellen dar, prägen also einen Strom parallel ein.

Der Betrieb als Spannungsquelle ist dann gefordert, wenn der Umrichter für angeschlossene Quellen oder Senken die Funktion des Netzes übernehmen soll. Diese Betriebsart ist immer dann gefragt, wenn der Umrichter netzbildend ist, also z.B. aus der Kombination von Solaranlagen oder Windanlagen mit Batteriespeicher die Versorgung übernehmen soll. Hierbei kann der Umrichter entweder an ein Versorgungsnetz angebunden sein, oder ohne Versorgungsnetz arbeiten.

### Spannung seriell einprägen

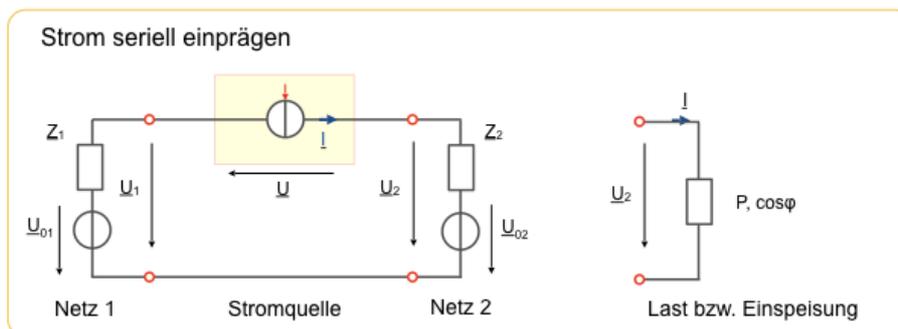
Die Serienschaltung von Spannungsquellen ist technisch wenig anspruchsvoll. Die Spannungen addieren sich gemäß der Maschenregel. Wenn zwischen zwei Netzen miteinander verbundenen Netzen die Spannungen auf die Nennwerte ausgeregelt sind, findet kein Lastfluss zwischen den Netzen statt (siehe folgende Abbildung).



Eine Spannungsquelle auf der Verbindung kann das Spannungsniveau in die eine oder andere richtung anheben und so für einen Lastfluss sorgen. Praktische Verwendung finden solche Anordnungen in vermaschten Netzen, in denen die jeweils längeren Leitungen zwischen zwei Punkten schlecht ausgelastet sind. Mit Hilfe eines Lastflussreglers (UPFC für engl. Unified power flow controller) kann hier für eine gleichmäßigere Auslastung gesorgt werden.

Die Wirkleistung, die der Lastflussregler einspeist oder entnimmt, muss an anderer Stelle gewonnen werden, z.B. mit Hilfe eine parallel angeschaltete Stromquelle, die über den DC-Zwischenkreis mit dem Seriensystem gekoppelt ist.

### Strom seriell einprägen



Sind zwei Netze miteinander verbunden, findet ein Lastfluss nur dann statt, wenn die Spannungen der beiden Netze ungleich sind. Unabhängig von den Netzspannungen lässt sich der Lastfluss mit Hilfe einer Stromquelle unmittelbar steuern, die als Strompumpe zwischen zwei Spannungs-Reservoirs funktioniert.

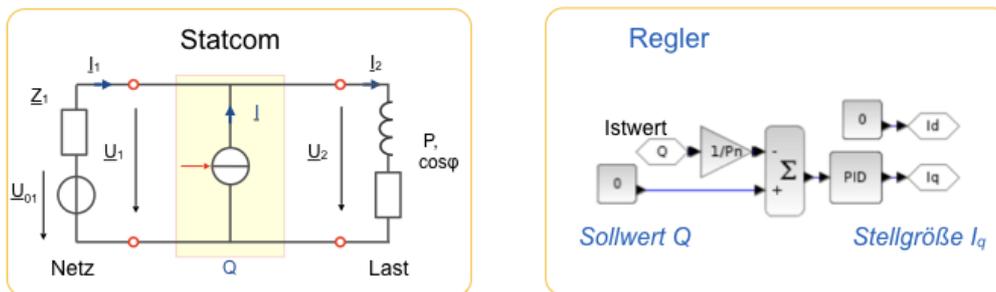
Nach diesem Funktionsprinzip arbeiten Gleichstrom-Übertragungssysteme und DC-Kupplungen zwischen zwei Netzen. Die Netze sind hierbei nur über die Wirkleistung miteinander gekoppelt. Liegt zwischen den Netzen eine DC-Strecke (z.B. eine HGÜ), sind Umrichter an beiden Enden erforderlich.

Beide Umrichter können als Stromquellen arbeiten, allerdings kann nur einer der beiden den Lastfluss vorgeben. Die andere Stromquelle ist auf den Füllstand des DC-Zwischenkreises geregelt und sorgt so für eine ausgeglichene Leistungsbilanz. Einige der genannten Anwendungsfälle sollen in diesem Abschnitt als Modelle in der Simulation näher untersucht werden.

## 8.1. Statcom

Unter einer Statcom (engl. für static synchronous compensator) versteht man eine leistungselektronische Kompensationsanlage. Die Anlage ist parallel angeschlossen und wird als Stromquelle nachgebildet. Als Kompensationsanlage leistet die Anlage keinen Beitrag zur Wirkleistung, benötigt also weder eine Energiequelle noch eine Energiesenke. Für die benötigte Blindleistung dient der DC-Zwischenkreis als Speicher.

Folgende Abbildung zeigt das System zwischen Last und Netz, sowie den Regler.



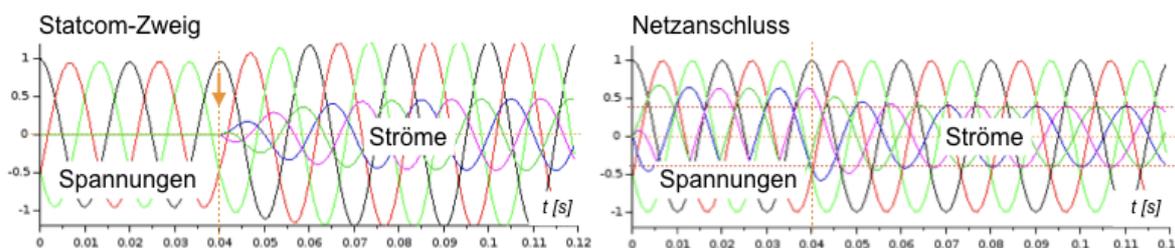
Frage 8.1.1: Erläutern Sie die Funktionsweise der Anwendung. Wie kann die Anlage bei der Kompensation zwischen Netz und Last entscheiden? Wie stellt sie sich auf wechselnde Arbeitspunkte mit unterschiedlichem Leistungsbedarf (und Blindleistungsbedarf) ein?

Lösung: Der eingepreßte Strom verteilt sich auf die beiden Zweige Netz und Last gemäß der dort vorhandenen Impedanzen. Von der Stromquelle aus betrachtet handelt es sich um die Parallelschaltung von Widerständen. Der kürzeste Weg ist der mit dem geringsten Widerstand.

Da die Netzimpedanz wegen der hiermit verbundenen Verluste gering ist, nimmt das Netz den meisten Strom auf. Auf diese Weise kann die Anlage den Blindstrom der Last am Anschlusspunkt ins Netz kompensieren. Wenn die Last Blindleistung aufnimmt ( $Q > 0$ ), stellt die Kompensationsanlage die benötigte Blindleistung bereit ( $Q < 0$ ). Auf diese Weise bleibt die Blindleistungsbilanz am Anschlusspunkt ausgeglichen.

Der Regler stellt die benötigte Blindleistung über den Blindstrom  $I_q$  des Umrichters so ein, dass die Abweichung zwischen dem Sollwert ( $Q = 0$ ) und dem gemessenen Istwert minimal wird. Auf diese Art folgt das System unterschiedlichen Lastzuständen.

Frage 8.1.2: Das System zeigt in der Simulation das in folgender Abbildung dargestellte Verhalten am Netzanschlusspunkt, sowie im Zweig der Statcom. Zum Zeitpunkt  $t_0$  wird die Statcom zugeschaltet. Erläutern Sie die Unterschiede und Vorgänge.



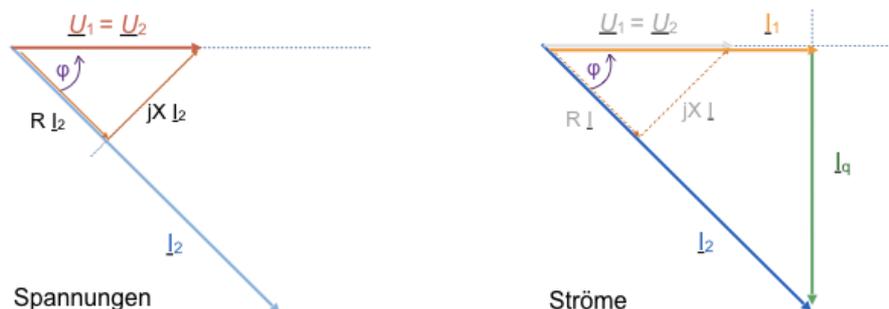
Lösung: StatcomZweig: Nach Einschalten der Statcom übernimmt diese einen erheblichen Teil des Stroms. Da das System nicht zur Wirkleistung beitragen kann, handelt es sich um Blindstrom (was an der Phasenlage auch zu erkennen ist).

Da der Blindstrom durch einen Unterschied der Amplitude der Umrichterspannung zur Netzspannung hergestellt wird (vorwiegend an der Serieninduktivität des Umrichters), ändert sich die Spannung im Statcom-Zweig. Je nach Vorzeichen des gewünschten Blindstroms kann die Spannung über die Netzspannung steigen, bzw. unter das Niveau der Netzspannung sinken.

Netzanschluss: Am Anschlusspunkt nimmt der Strom nach Einschalten der Statcom ab. Der Strom reduziert sich auf den Wirkleistungsanteil, wobei das Vorzeichen des Stroms umgekehrt zur Spannung ist. Das Netz stellt also Wirkleistung bereit ( $P < 0$ ), die in der Last konsumiert wird ( $P > 0$  im Lastwiderstand).

Frage 8.1.3: Zeigerdiagramm. Erläutern Sie die Funktionsweise der Anwendung mit Hilfe eines Zeigerdiagramms.

Lösung: siehe folgende Abbildung.



Aus der Ersatzschaltung zum eingang dieses Abschnitts entnimmt man

$$\underline{U}_1 = \underline{U}_2$$

Die Spannung  $U_2$  ergibt sich aus den ohmsch-induktiven Komponenten im Lastzweig und dem Zweigstrom  $I_2$ :  $U_2 = R I_2 + jX I_2$ . Ohne Kompensationsanlage ist der Netzstrom  $I_1$  gleich dem Laststrom  $I_2$ . Die Kompensationsanlage prägt nun einen Strom  $I$  ein, der orthogonal zur Spannung  $\underline{U}_1$  ist. Dessen Amplitude wird so gewählt dass er die Blindstromkomponente im Lastzweig kompensiert.

Aus der Knotenregel erhält man:

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_2 + \underline{I} \tag{8.1.1}$$

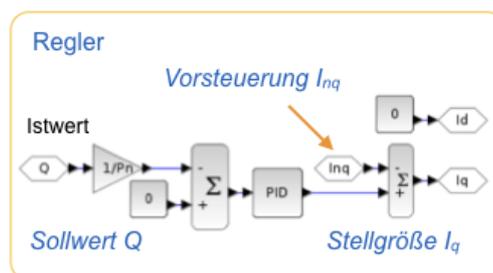
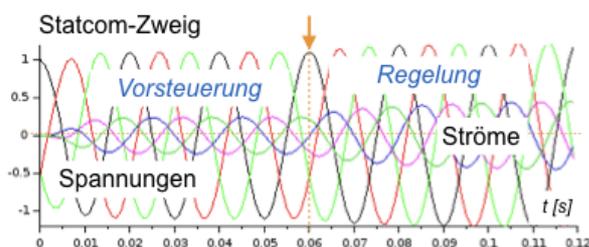
Für die Blindstromanteile fordert man hieraus

$$I_{1q} := 0 \quad \Rightarrow \quad I_{2q} = - I_q$$

Der Blindstrom der Anlage kompensiert den Blindstrom im Lastzweig.

Frage 8.1.4: Regler mit Vorsteuerung. Der Regler lässt sich mit einer Vorsteuerung effektiver gestalten. Erläutern Sie die Vorgehensweise und untersuchen Sie das Verhalten in der Simulation.

Lösung: Ergibt sich aus der Knotenregel, siehe Gleichung (8.1.1).



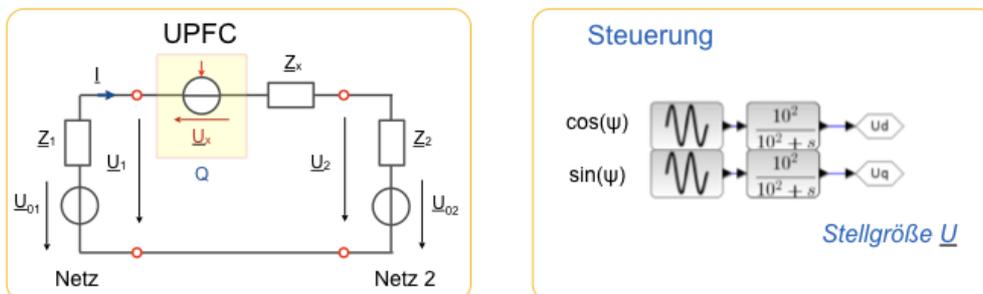
Der Blindstrom im Netz verschwindet, wenn  $I_{2q} = - I_q$ . Die gemessene Blindstromkomponente  $I_{2q}$  im Lastzweig wird der Vorsteuerung zugeführt. Der Regler kümmert sich dann um verbliebene Abweichungen, wie der oben abgebildete Simulationslauf zeigt.

## 8.2. Reaktiver UPFC

Das Seriensystem eines UPFC koppelt als Spannungsquelle seriell in eine Leitung ein. Wird das Seriensystem rein reaktiv betrieben (keine Wirkströme), kann man auf das speisende Parallelsystem verzichten. Solche Anwendungen erfordern vorwiegend reaktive Leitungsimpedanzen, was in den

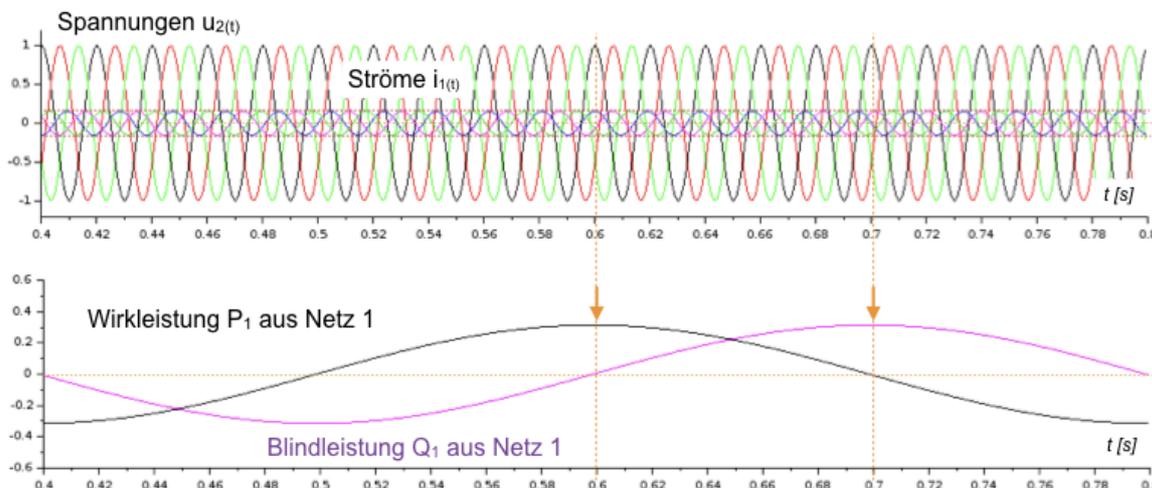
oberen Spannungsebenen der Fall ist. Wegen der großen Entfernungen bei gutem Leitermaterial dominieren hier die Induktivitäten, die sich bedingt durch die Geometrie kaum reduzieren lassen.

Folgende Abbildung zeigt das System zwischen zwei Netzen, die mit einer Leitung der Impedanz  $Z_x$  miteinander verbunden sind, sowie eine Steuerung, die die Spannung  $\underline{U}_x$  mit variablem Phasenwinkel  $\psi$  vorgibt.



Frage 8.2.1: Funktionsprinzip. Erläutern Sie das Funktionsprinzip der Anordnung. Welchen Einfluss hat die Variation des Phasenwinkels  $\psi$ , so dass der Spannungszeiger  $\underline{U}_x$  einen Kreisbogen beschreibt?

Lösung: Es stellt sich ein konstanter Strom ein, dessen Zeiger ebenfalls eine Kreisbahn beschreibt. Folgende Abbildung zeigt einen Simulationslauf.

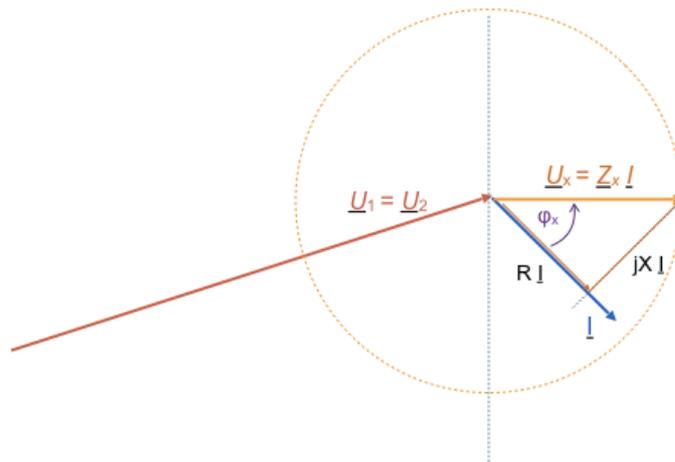


Die Netzspannungen  $\underline{U}_1$  und  $\underline{U}_2$  sind phasensynchron und von gleicher Amplitude, d.h.  $\underline{U}_1 = \underline{U}_2$ . Mit dem Strom verbunden ist somit eine konstante Scheinleistung  $S = \underline{U}_2 I^*$ , und somit variable Anteile der Wirkleistung und Blindleistung. Mit den Zählpfeilen der Abbildung ergibt sich bei  $P > 0$  ein Lastfluss von Netz 1 nach Netz 2.

Der Strom  $I$  berechnet sich aus der Maschengleichung  $\underline{U}_x - \underline{Z}_x I = 0$ . Somit ist der Phasenwinkel zwischen  $\underline{U}_x$  und  $I$  durch die Leitungsimpedanz  $\underline{Z}_x$  festgelegt. Der Phasenwinkel  $\psi$  bezieht sich auf die Netzspannung und ist frei wählbar.

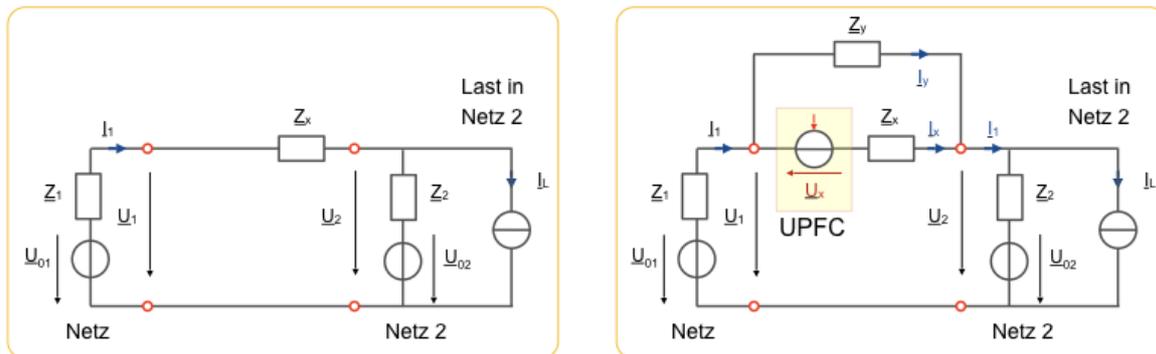
Frage 8.2.2: Zeigerdiagramm. Erstellen Sie ein Zeigerdiagramm der Anordnung.

Lösung: siehe folgende Abbildung.



Der Phasenwinkel von Strom und Spannung  $\underline{U}_x$  ist in diesem Fall durch die Leistungsimpedanz  $\underline{Z}_x$  fixiert. Im Fall, dass durch eine Last in einem der Netze ein Strom im Zweig  $\underline{Z}_x$  eingepreßt wird, wird dieser Strom überlagert. Der Phasenwinkel  $\psi$  beeinflusst das Ergebnis weiterhin. Der Winkel zwischen Strom und Spannung  $\underline{U}_x$  ergibt sich aus der Differenz der Phasenwinkel (Strom  $\underline{I}$  zur Netzspannung und  $\underline{U}_x$  zur Netzspannung).

Frage 8.2.3: Spannungsregelung und Lastflussregelung. Für den bisher beschriebenen Anwendungsfall benötigt man im Stromnetz keine Lastflussregler. Diese Funktion übernehmen die Laststufenschalter in den Transformatoren zusammen mit der Spannungsregelung. Folgende Abbildung illustriert das Funktionsprinzip.



Auf der linken Seite der Abbildung konsumiert eine Last in Netz 2 Leistung. Hierdurch wird Netz 2 stärker belastet als Netz 1, da Netz 1 wegen der Leitungsimpedanz  $\underline{Z}_x$  am Anschlusspunkt der Last die insgesamt höhere Impedanz aufweist. Von der Last (= Stromquelle) aus betrachtet, sind beide Zweige parallel geschaltet.

Zum Ausgleich benötigt man jedoch keine Lastflussregler. Der höhere Lastfluss verursacht ein Absinken der Netzspannung  $U_2$ . Mit Hilfe der Laststufenschalter passt der Spannungsregler das Übersetzungsverhältnis des Transformators in Netz 2 an, bis  $U_2$  wieder das Niveau von  $U_1$  erreicht und somit beide Zweige wieder gleichberechtigt sind.

Mit anderen Worten passt das Übersetzungsverhältnis die Impedanzen der beiden Zweige am Anschlusspunkt der Last aneinander an. Der Transformator arbeitet als Impedanzwandler. Der spannungsgeregelte Laststufenschalter arbeitet somit als Lastflussregler.

Die Verhältnisse ändern sich in einem vermaschten Netz, wie im rechten Teil der Abbildung dargestellt. Hier sind die beiden Netze mit zwei parallelen Leitungen verbunden; es entsteht hierdurch eine Masche. Da die Leitungen über unterschiedliche Wege geführt wurden, sind die Leitungsimpedanzen voneinander verschieden.

Das Ausbalancieren der Spannungen in beiden Netzen kann die Auslastung der unterschiedlichen Leitungen nicht aneinander anpassen, da der verfügbare Hebel nicht in die Lastzweige reicht: die längere Leitung transportiert in einer Parallelschaltung weniger Strom.

Um einen Ausgleich herbeizuführen, muss man in einen der Leitungszweige eingreifen, wie in der Abbildung mit einem UPFC dargestellt. Erläutern Sie das Funktionsprinzip.

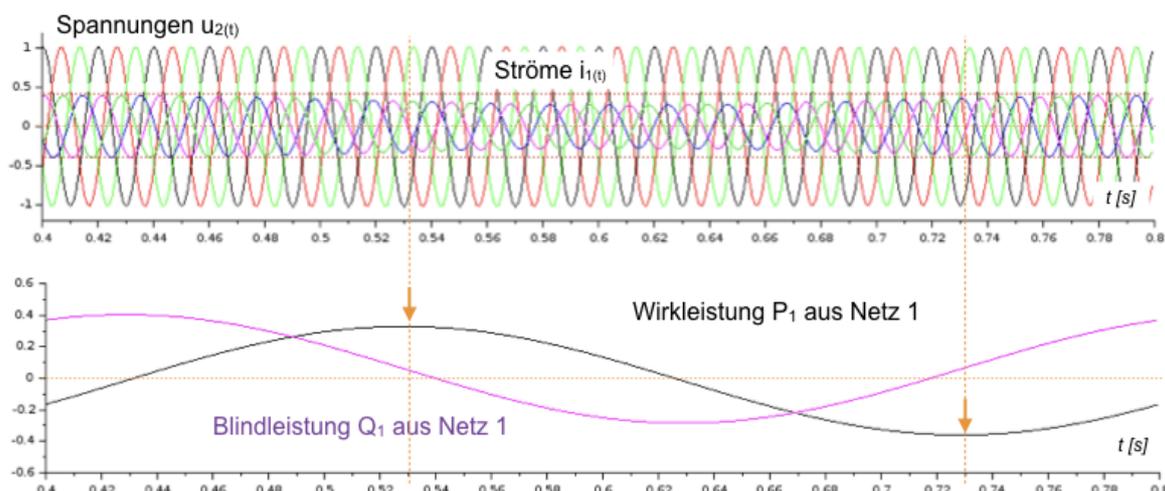
Lösung: Die Spannung über beiden Lastzweigen beträgt  $\Delta U = U_1 - U_2$ . Mit den Strömen  $I_x$  und  $I_y$  der Leitungen ergeben sich die Leitungsimpedanzen  $Z_x = \Delta U / I_x$  und  $Z_y = \Delta U / I_y$ . Ein Anheben der Spannung im Lastzweig x mit Hilfe des UPFC um den Betrag  $U_x$  verändert dessen Impedanz auf den Wert

$$Z'_x = (\Delta U - U_x) / I_x \quad (8.2.1)$$

Hierdurch lässt sich die Leitungsimpedanz anpassen. Sofern die Leitung x die größere Impedanz hatte, lässt sich die Leitungsimpedanz hierdurch verringert und auf den Wert der parallel geschalteten Leitung y anpassen. Hierdurch ergibt sich eine gleichmäßige Auslastung beider Leitungen. Das Funktionsprinzip lässt sich auch mit Hilfe eines Zeigerdiagramms veranschaulichen.

Frage 8.2.4: Lastfluss im vermaschten Netz. Untersuchen Sie das in der letzten Aufgabe beschriebene Szenario in der Simulation.

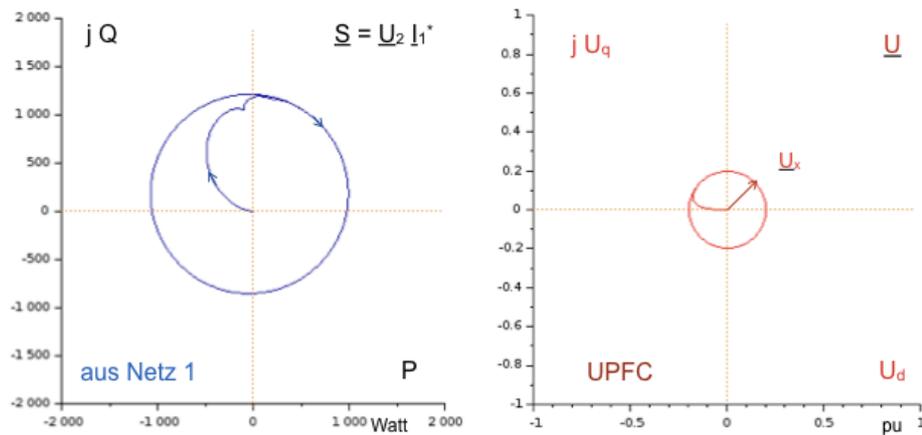
Lösung: Mit Hilfe des UPFC lässt sich der Lastfluss im Zweig manipulieren. Folgende Abbildung zeigt die Netzspannung sowie die Ströme  $I_x$  und  $I_y$  aus Netz 1 für eine Umfahrt des Spannungszeigers  $U_x$  mit dem Betrag  $U_x = 0.2$ .



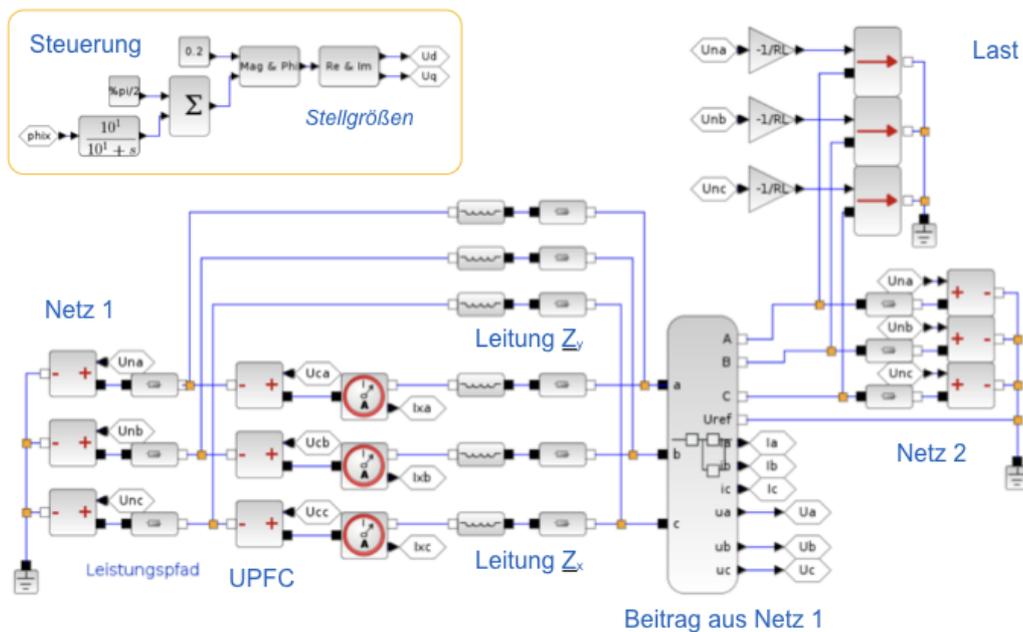
Man erkennt, dass der Beitrag aus Netz 1 durch Einwirken der UPFC durchaus variiert, allerdings sind Wirkströme und Blindströme in dieser Ansicht schwer auseinander zu halten. Eine deutlichere Aussage enthält die Wirkleistung  $P_1$  und die Blindleistung  $Q_1$  aus Netz 1 im unteren Teil der Abbildung. Interessant wäre im Sinne der Effizienz ist das Maximum der Wirkleistung in der einen oder anderen Lastflussrichtung.

In der komplexen Ebene fällt die Darstellung übersichtlicher aus: Der Blindleistungsanteil überwiegt in einer Richtung wegen der Leitungsinduktivitäten. Der Wirkleistungsbeitrag in beiden Lastflussrichtungen fällt wegen des eingeprägten Stroms am Leitungswiderstand ebenfalls nicht symmetrisch aus.

Wie bereits oben ausgeführt, sind Stromzeiger und Spannungszeiger phasenversetzt um den Winkel der Leitungsimpedanz für den durch  $U_x$  erzeugten Strom und den Winkel des eingeprägten Stroms (die Ströme überlagern sich). Die Leitungsimpedanz gibt somit die Wirkung vor.



Beitrag eines reaktiven UPFC: Die Wirkung fällt umso größer aus, je reaktiver die Leitungen sind. Im hier simulierten Beispiel wurde ein Verhältnis  $X/R \approx 6$  verwendet ( $R = 5 \text{ Ohm}$ ,  $L = 0.1 \text{ H}$ ). Unter diesen Bedingungen kann ein reaktiver UPFC einen Beitrag leisten. Folgende Abbildung zeigt die Anordnung in der Simulation mit der Steuerung der Phasenwinkel der Spannung für den reaktiven Betrieb.

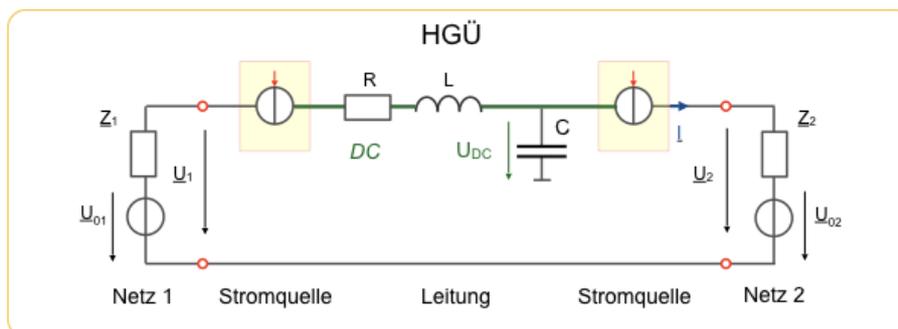


### 8.3. HGÜ

Bei einer Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung (HGÜ, engl. HVDC für high voltage DC) werden zwei Netze über eine Gleichstrom-Leitung miteinander verbunden. Folgende Abbildung illustriert das Prinzip. Die Umrichter an beiden Enden der Gleichstromleitung prägen einen Strom ein und stellen auf diese Art einen Lastfluss zwischen den Netzen her. Blindströme können hierbei an beiden Enden beliebig und unabhängig voneinander vorgegeben werden.

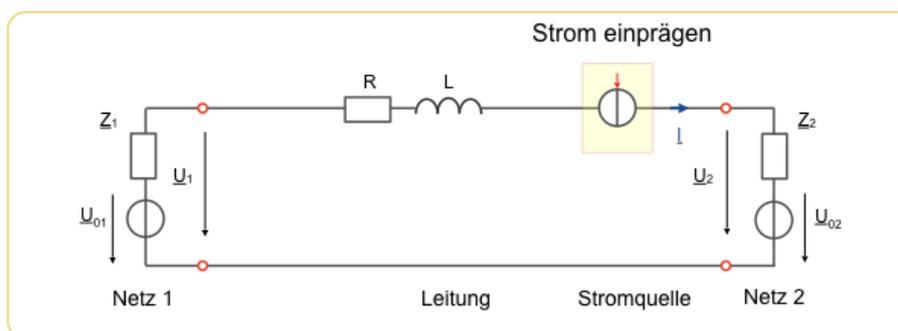
Die Wirkströme sind jedoch aneinander gekoppelt, da die die Gleichstromstrecke mit beiden Stromquellen in der Leistungsbilanz (bis auf Leitungsverluste) neutral sein muss. Die Serienschaltung zweier Stromquellen ist problematisch, da es auf der Leitung nur einen Strom geben kann.

Diese Anordnung funktioniert nur mit einem zusätzlichen Knoten im Netz, an dem sich die Zwischenkreiskapazität als Energiespeicher befindet. Regelungstechnisch kann man nun einen Strom gemäß der gewünschten Leistung vorgeben. In Kurzform:  $I_{1d} = I_d(P)$ , Führungsgröße ist die Leistung, Stellgröße der Strom.



Die zweite Stromquelle regelt ihren Strom dann nach dem Füllstand des DC-Zwischenkreises passend nach. In Kurzform:  $I_{2d} = I_2(U_{dc})$ , Führungsgröße ist die Spannung, Stellgröße der Strom. Auf diese Weise ergibt sich ein Gleichgewicht der Ströme (unabhängig vom absoluten Niveau der Zwischenkreisspannung). Die Physik fordert mit Hilfe der Knotenregel Gleichheit der Ströme. Ein Gleichgewicht der Leistung ist hierdurch wegen der Leitungsverluste nicht gegeben.

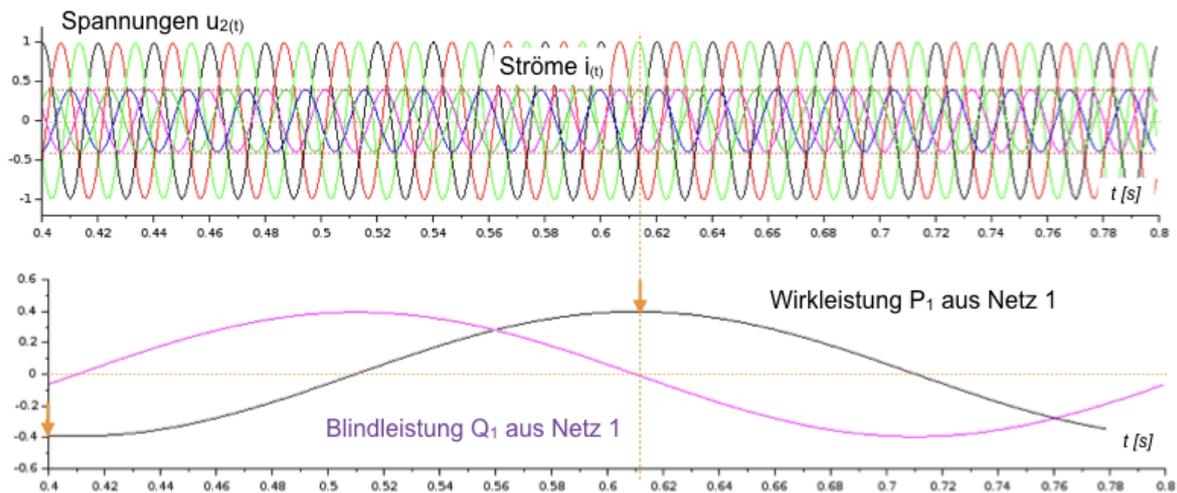
Frage 8.3.1: Lastfluss. Folgende Abbildung zeigt eine vereinfachte Anordnung mit einer Stromquelle auf der Leitung zwischen beiden Netzen. Erläutern Sie das Funktionsprinzip. Wie lässt sich der Lastfluss steuern? Worauf ist zu achten, damit die Leistungsbilanz der Stromquelle in der Simulation neutral bleibt?



Lösung: Funktionsprinzip: Ohne Stromquelle findet bei gleichen Spannungen  $U_1 = U_2$  kein Lastfluss zwischen den Netzen statt. Durch Einprägen eines Stroms lässt sich zwischen den Netzen eine Leistung transportieren.

Im Verbraucherzählpfeilsystem gilt: Ist  $P_2 = U_2 I \cos \varphi > 0$ , so erfolgt eine Leistungsaufnahme in Netz 2. In diesem Fall ist  $P_1 < 0$ , die Leistung wird aus Netz 1 bezogen. Bei umgekehrter Stromrichtung ändert sich die Lastflussrichtung.

Lastfluss steuern: siehe folgender Simulationslauf.

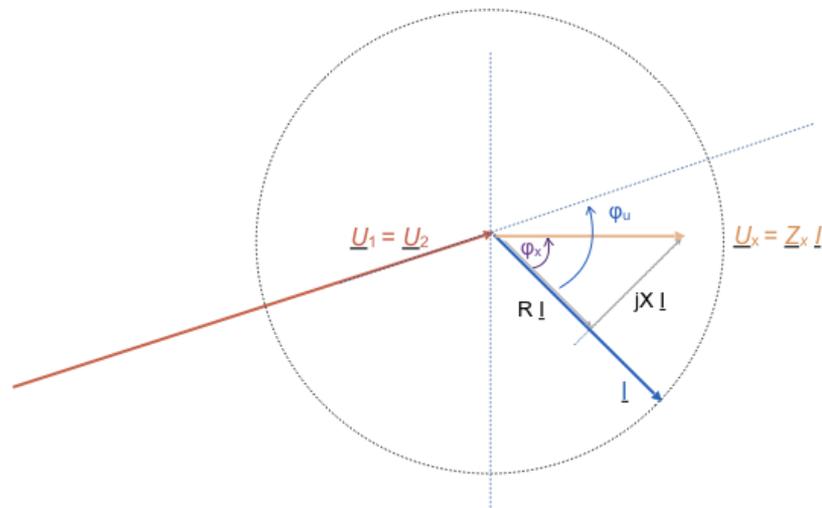


Wirkleistung und Blindleistung lassen sich durch den Phasenwinkel des Stroms steuern.

Leistungsbilanz der Stromquelle: Wenn über der Stromquelle eine Spannung abfällt, erzeugt die Stromquelle Leistung, bzw. sie gibt Leistung ab. Für einen Umrichter ohne Energiequelle ist dieser Zustand nicht möglich. Es ist darauf zu achten, dass die Spannungen an beiden Enden der Stromquelle gleich sind. In der gezeigten Anordnung ist bei  $U_1 = U_2$  wegen der Leitungsimpedanz ein Fehler in der Leistungsbilanz der Stromquelle unvermeidlich.

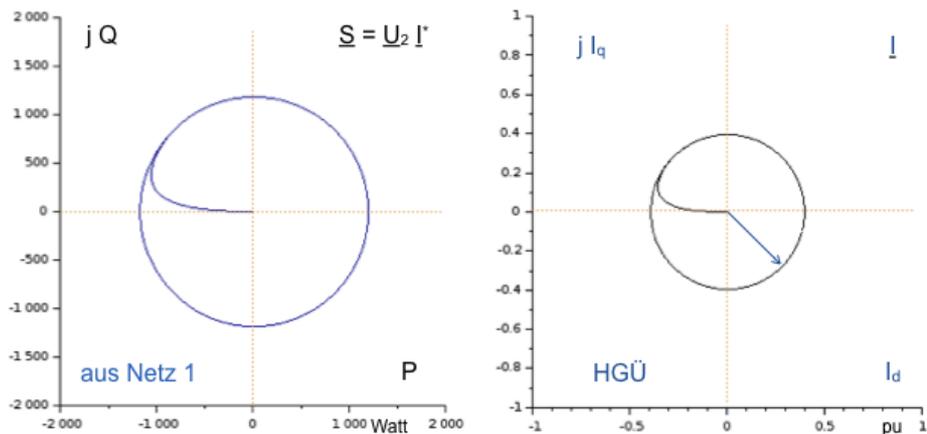
Frage 8.2.2: Zeigerdiagramm. Erstellen Sie ein Zeigerdiagramm der vereinfachten Schaltung aus der vorherigen Aufgabe. Wie lässt sich der Lastfluss steuern?

Lösung: siehe folgende Abbildung.



Der Strom lässt sich in jeder Phasenlage zur Netzspannung einprägen. Die Spannung  $\underline{U}_x$  über der Leitungsimpedanz  $\underline{Z}_x$  folgt dem Strom. Das Diagramm ist identisch mit der seriellen Spannungseinprägung (UPFC), jedoch sind Wirkung und Ursache vertauscht (Strom als Ursache, statt Spannung).

Der Lastfluss lässt sich unmittelbar durch den Stromzeiger steuern, da  $\underline{S} = \underline{U}_2 \underline{I}^*$  für Netz 2, siehe folgenden Simulationslauf.



Frage 8.3.3: DC-Betrieb der Leitung. Worin unterscheidet sich in der Simulation der DC-Betrieb der Leitung vom Betrieb mit einem Drehstromsystem?

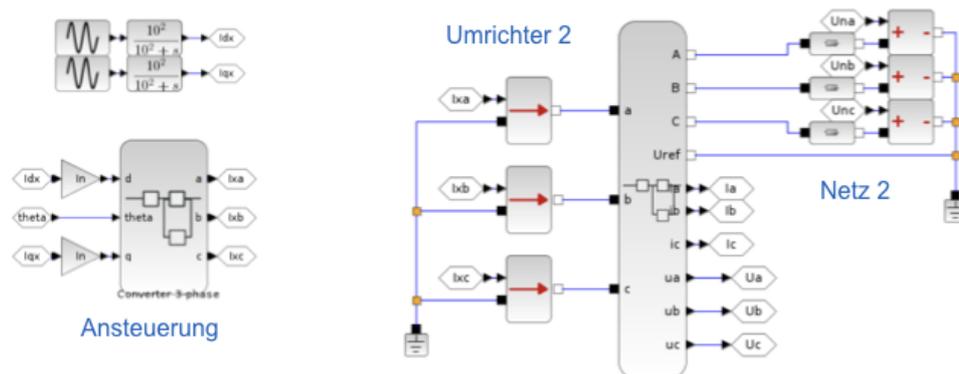
Lösung: Die Leitungsinduktivität und Leitungskapazität wirken nur bei Änderungen des Arbeitspunktes, z.B. beim Einschalten. Da im Zeitbereich simuliert wird, gelten die Differenzialgleichungen, das Modell bleibt identisch. Auch im AC-Fall wurden ja transiente Vorgänge mitberechnet.

Ein DC-System benötigt nur 2 Leiter statt eines Dreileitersystems. Bei gleichen Strömen (= Effektivwerten) pro Leiter und Betrieb mit der Scheitelspannung (statt Effektivwert im AC-Fall, Leiter-Erd-Spannung) erhöht sich die Leistung pro Leiter um  $\sqrt{2}$ , bzw. um überschlägig einen Faktor 1,5, wenn man die Stromverdrängung und  $\cos(\varphi)$  mit berücksichtigt. Ein Gleichstromsystem kann mit 2 Leitern somit die gleiche Leistung transportieren wie ein Drehstromsystem.

Die Leitungsverluste pro Leiter bleiben in dieser Betriebsart gleich ( $P_v = R I_{\text{eff}}^2$ ). Allerdings benötigt das Gleichstromsystem einen Leiter weniger und ist somit um 1/3 verlustärmer.

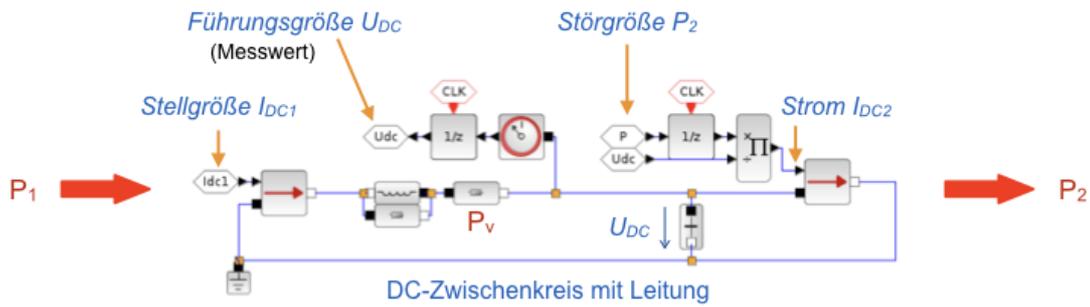
Frage 8.3.4: Simulation. Erstellen Sie ein Modell der HGÜ mit DC-Zwischenkreis. Überprüfen Sie die Funktion in der Simulation.

Lösung: Modell siehe folgende Abbildung.



Der AC-Teil der Umrücker fällt als Stromquellen recht einfach aus. Im Beispiel wurde der Lastfluss im Umrücker an Netz 2 mit Hilfe des Stroms vorgegeben.

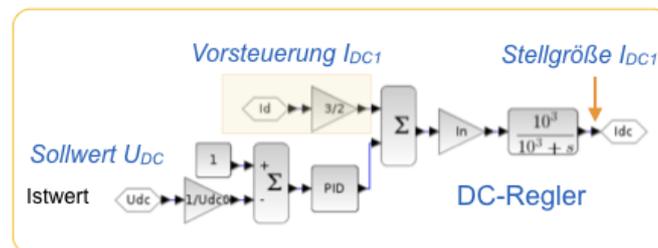
Die benötigte Wirkleistung muss dem DC-Zwischenkreis entnommen werden. Die Kopplung erfolgt über die gemessene AC-Wirkleistung  $P_2$  am Anschlusspunkt des Umrücker an Netz 2. Diese Leistung wird mit Hilfe der Stromquelle dem DC-Zwischenkreis entnommen (Strom  $I_{DC2}$ ). Folgende Abbildung zeigt den DC-Zwischenkreis.



Der abfließende Strom entlädt die Zwischenkreiskapazität und bewirkt somit eine Verringerung der Zwischenkreisspannung. Die Messung der Zwischenkreisspannung dient als Führungsgröße für den Regler des Zwischenkreises, der den Zufluss an Leistung aus Netz 1 regelt. Stellgröße ist wiederum der Strom, hier  $I_{DC1}$ .

Der Zwischenkreis beschreibt somit ein stromgeführtes Netz: Der absolute Wert der Spannung spielt für dieses Konzept keine Rolle und ist willkürlich gewählt. Üblicherweise sind Netze spannungsgeführt und der Strom ist frei wählbar.

Eine konstante Zwischenkreisspannung stellt sich nur ein, wenn Zufluss  $I_{DC1}$  und Abfluss  $I_{DC2}$  übereinstimmen. Daher folgt aus diese Weise der eingangsseitige Lastfluss an Netz 1 dem ausgangsseitigen Lastfluss. Die Leistungsbilanz spielt hierbei keine unmittelbare Rolle:  $P_2$  und  $P_1$  dürfen voneinander abweichen (z.B. um die Leitungsverluste). Folgende Abbildung zeigt den Regler.



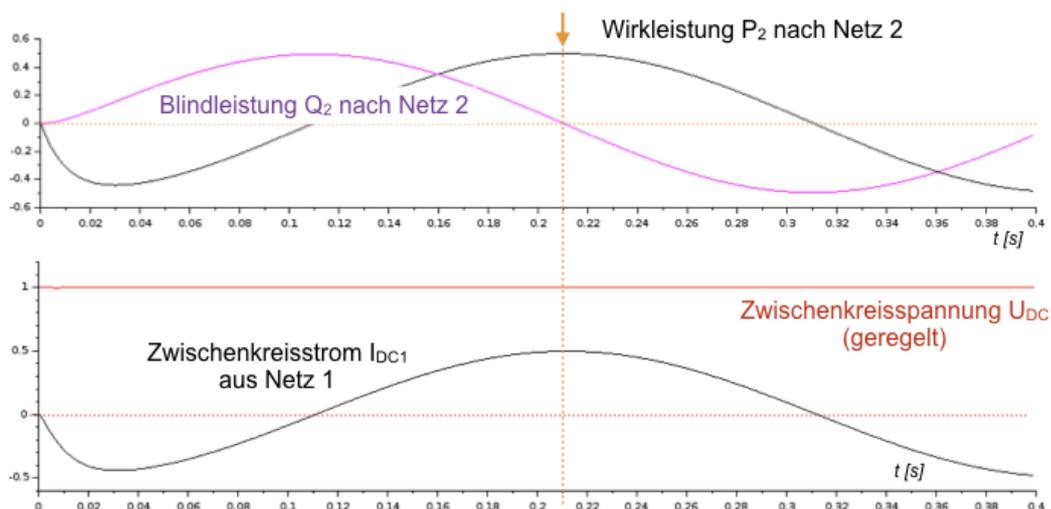
Die gemessene Spannung  $U_{DC}$  wird auf den Sollwert geregelt. Stellgröße ist der Strom  $I_{DC1} = I_{DC}$ .

Die Vorsteuerung definiert den Arbeitspunkt des Reglers und folgt der Logik:

- $P_2 = P_{AC} = 3/2 U_d * I_d$  (3 Phasen,  $1/2$  korrigiert Scheitelwerte  $U_d$  und  $I_d$  auf Effektivwerte)
- $P_2 = P_{DC} = I_{DC} U_{DC}$
- folglich ist  $I_{DC} = 3/2 (U_d/U_{DC}) I_d$ .

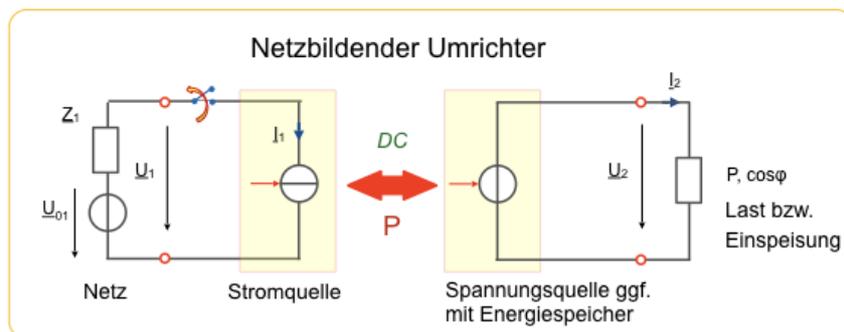
Folgende Abbildung zeigt einen Lastzyklus in der Simulation. Der Lastfluss wurde durch Vorgabe des Wirkstroms  $I_{dx}$  und Blindstroms  $I_{qx}$  am Umrichter an Netz 2 vorgegeben. Nur die Wirkleistung koppelt in den DC-Zwischenkreis. Die Blindleistung kann unabhängig von der Wirkleistung vorgegeben werden. Im Beispiel wurde ein konstanter Stromzeiger um einen Zyklus in der komplexen Ebene gedreht.

Die gemessene Wirkleistung steuert den Abfluss  $I_{DC2}$  aus dem Zwischenkreis. Der Regler hält die Zwischenkreisspannung konstant und führt den Zufluss  $I_{DC1}$  nach. Bei konstanter Zwischenkreisspannung folgt der Strom  $I_{DC1}$  dem vorgegebenen Lastprofil. Die Verlustleistung ergibt sich aus dem Spannungsabfall am Leitungswiderstand und dem Strom  $I_{DC1}$ . (bzw.  $P_v = R I_{DC1}^2$ ).



## 8.4. Netzbildender Umrichter

Ein netzbildender Umrichter soll aus der Serienschaltung zweier Umrichter bestehen, wie in folgender Abbildung gezeigt. Der anlagenseitige Umrichter spannt ein Netz auf. Der netzseitige Umrichter dient dem Netzanschluss. Ein Lastfluss ist in beide Richtungen möglich.



Im Falle eines Netzausfalls kann der anlagenseitige Umrichter den Betrieb aufrecht erhalten, solange ihm über den DC-Zwischenkreis Energie zur Verfügung steht. Hier kann z.B. ein Batteriespeicher angeschlossen sein, der entweder vom Netz oder von einer angeschlossenen Solaranlage aufgeladen werden kann.

Frage 8.4.1: Welche Aufgaben haben beide Umrichter? Beschreiben Sie die Funktionsweise der Ersatzschaltung.

**Lösung: Netzseitiger Umrichter:** Anbindung ans Netz in beiden Lastflussrichtungen. Wirkleistung und Blindleistung am einfachsten mit Hilfe einer Stromquelle zu realisieren.

**Anlagenseitiger Umrichter:** Da kein Generator vorausgesetzt ist, stellt der anlagenseitige Umrichter die Netzspannung bereit. Ist ein Generator vorhanden, müssen beide Systeme parallel betrieben werden. Im einfachsten Fall (Abbildung) erfolgt der Betrieb an einer variablen Last bzw. Einspeisung.

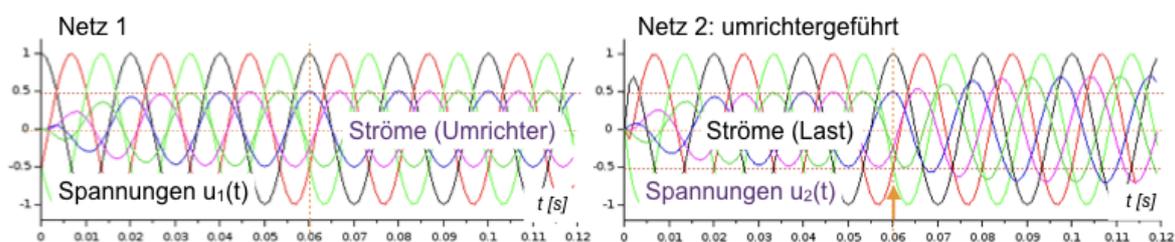
Beide Systeme sind über einen DC-Zwischenkreis gekoppelt. Ursächlich wirken die Verbraucher bzw. Erzeuger im Netz. Der anlagenseitige Umrichter stellt die benötigte Leistung bereit (bzw. nimmt Leistung auf), indem er die Spannung konstant hält.

Der Strom koppelt über die Leistung im anlagenseitigen Netz in den DC-Zwischenkreis ein. Der Zwischenkreis ist so geregelt, dass der abgeführte bzw. zugeführte Strom auf der Gegenseite ausgeglichen wird. Die zugehörige Leistung wird dem netzseitigem Umrichter zugeführt bzw. entnommen.

Letzterer ist netzseitig wieder als Stromquelle ausgeführt und kann die Leistungsvorgabe aus dem DC-Zwischenkreis entsprechend umsetzen. In einem sehr vereinfachten Modell lässt sich der Zwischenkreis auch aussparen.

Frage 8.4.2: Simulation ohne DC-Zwischenkreis. Überprüfen Sie die Funktion der Schaltung in der Simulation, indem Sie die Umrichter geeignet regeln. Gehen Sie schrittweise vor.

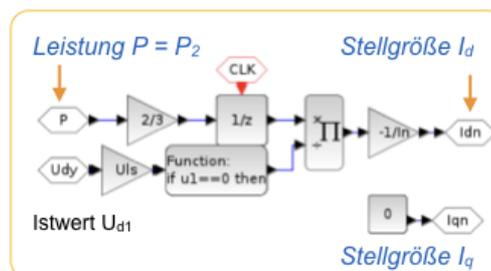
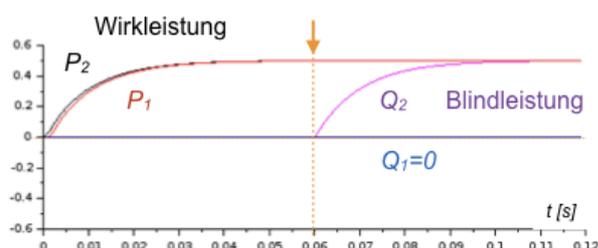
Lösung: Folgende Abbildung zeigt einen Simulationslauf.



Netz 2 ist umrichtergeführt, d.h. der Umrichter sorgt für eine stabile Spannung. Die Last verursacht die im rechten Teil der Abbildung gezeigten Lastströme. Man erkennt einen Einschaltvorgang, sowie nach der halben Zeit ist einen weiteren Anstieg der Ströme.

Der linke Teil der Abbildung zeigt die Ströme und Spannungen am Anschlusspunkt von Netz 1. Die Spannungen sind durch das Netz vorgegeben, die Ströme durch dem Umrichter. Der Stromverlauf folgt bis zur Hälfte dem Verlauf der rechten Seite, steigt aber dann nicht weiter an.

Die Erklärung liefert die Betrachtung der Wirkleistung und Blindleistung in folgender Abbildung.



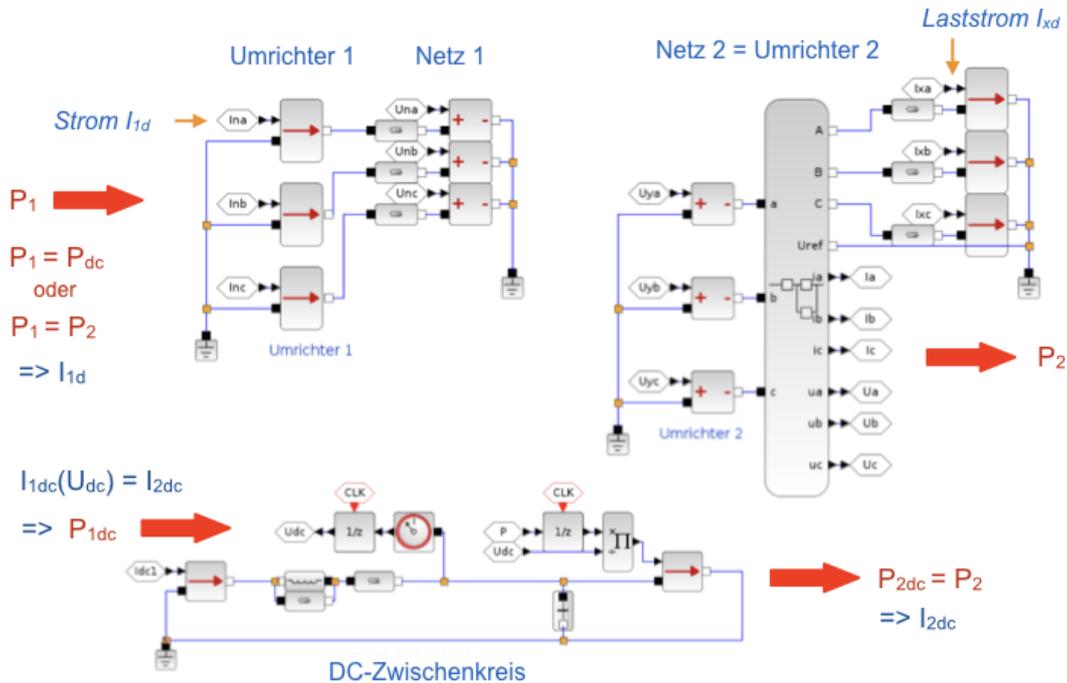
Die Wirkleistung beider Systeme ist aneinander gekoppelt. Im Rahmen der Genauigkeit der Regler gilt  $P_1 = P_2$ , d.h. die vom Netz 1 geforderte Wirkleistung folgt dem Lastverlauf in Netz 2. Die Blindleistung der Systeme ist nicht gekoppelt: Umrichter 1 folgt dem Verlauf von  $Q_2$  an Umrichter 2 nicht, da hier die Vorgabe  $Q_1 = 0$  war.

Der rechte Teil der Abbildung zeigt den Regler von Umrichter 1. Stellgrößen sind Wirkstrom  $I_d$  und Blindstrom  $I_q$ . Die Wirkleistung koppelt an die gemessene Wirkleistung in Umrichter 2 an: es gilt  $P_1 = P_2$ . Hieraus leitet sich mit Hilfe der Messung der Spannung der Sollwert für den Wirkstrom  $I_d$  ab. Der Blindstrom  $I_q$  kann willkürlich vorgegeben werden.

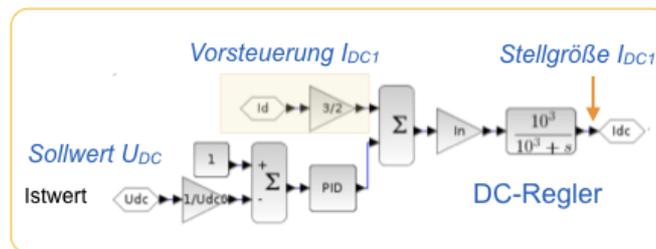
Frage 8.4.3: Simulation mit DC-Zwischenkreis. Erweitern Sie das Modell um einen DC-Zwischenkreis und untersuchen Sie die Schaltung in der Simulation.

Lösung: Durch den Zwischenkreis wird die Kette um ein Glied verlängert: Die aus Umrücker 2 bezogene Leistung  $P_2$  ist nun die Vorgabe für die Entnahme des Stroms  $I_{DC2}$  aus dem DC-Zwischenkreis. Auf der anderen Seite des Zwischenkreises regelt eine spannungsgeführte Stromquelle den Zulauf nach.

Folgende Abbildung zeigt die Teilsysteme und die Verkopplung durch die Wirkleistung.



Mit Zwischenkreis koppelt Teilsystem 1 an die Leistung im DC-Zwischenkreis:  $P_1 = P_{1DC}$ . Der übrige Aufbau ist unverändert. Folgende Abbildung zeigt den Regler im Zwischenkreis.



Der Zwischenkreis ist wiederum stromgeführt, wobei die Leistungsvorgabe an  $P_2$  anknüpft.

Frage 8.4.4: Batteriespeicher. Ergänzen Sie einen Batteriespeicher in der Simulation.

Lösung: Die Batterie wird als Gleichstromquelle an den Zwischenkreis geschaltet, die sich aus einer separaten konstanten Spannungsquelle speist. Die Stromquelle repräsentiert den Laderegler, die Spannungsquelle die Batterie. Der Ladezustand kann durch Integration des Ladestroms mitgeführt werden (Zählerfunktion für die Energie).

Der Strom wird so geregelt, dass er die Zwischenkreisspannung stabilisiert. Bei einem Überangebot (Zwischenkreisspannung erhöht) wird somit Leistung aufgenommen; bei einem Unterangebot (Zwischenkreisspannung zu niedrig) wird Leistung abgegeben. Die Regelung kann träger reagieren als der Zulauf aus Netz 1.

## Englisch - Deutsch

Active power	Wirkleistung
Apparent power	Scheinleistung
Capacitor	Kapazität
Circuit breaker	Leistungsschalter
Current source converter	Umrichter mit Stromzwischenkreis
Line voltage	Leiter-zu-Leiter Spannung (Effektivwert)
HVDC (High Voltage DC)	HGÜ (Hochspannungsgleichstromübertragung)
Inductor	Induktivität
Nominal power	Nennleistung
Nominal voltage	Nennspannung
Peak value	Spitzenwert
Phase voltage	Leiter-zu-Nullleiter Spannung (Effektivwert)
PLL (Phase Locked Loop)	Phasenregelkreis
Power Converter	Leistungsumrichter
Reactive power	Blindleistung
Rectifier	Gleichrichter
Resistor	Widerstand
RMS Value	Effektivwert
Statcom	Static Synchronous Compensator, Kompensationsanlage
THD (Total harmonic distortion)	Klirrfaktor, Verzerrungsgehalt bzw. Oberschwingungsgehalt
Transformer	Transformator
Transmission	Übertragung
UPFC	Unified Power Flow Controller, Lastflussregler
VCO (Voltage controlled oscillator)	spannungsgesteuerter Oszillator
Voltage source	Spannungsquelle
Voltage source converter	Umrichter mit Spannungszwischenkreis
...	
...	

## Abkürzungen

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)
A	Ampere
deg	degrees (Phasenwinkel in Grad)
kV	Kilo Volt (1000V)
kVA	Kilo Volt Ampere (Scheinleistung S, zur Unterscheidung von kW = Wirkleistung))
kVar	Kilo Volt Ampere reactive (Blindleistung, Q)
HS	Hochspannung
MS	Mittelspannung
NS	Niederspannung
p.u.	per unit (auf Nennwert und physikalische Einheit normierte Größe)
PV	Photovoltaik
$U_{CE}, U_{SD}$	Kollektor-Emitter-Spannung, bzw. Source-Drain-Spannung bei Transistoren
W	Watt (Wirkleistung, P)

## Literatur

- (1) Scilab/Xcos Open Source Simulationswerkzeug: <http://www.scilab.org/download/5.5.2>
- (2) 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
- (3) Dierk Schröder: Leistungselektronische Schaltungen Springer-Verlag, 3. Auflage, 2012, ISBN 978-3-642-30104-9 (eBook)
- (4) Randy Wachal et al: Guide for the Development of Models for HVDC Converters in a HVDC Grid, Technical Report, CIGRE Working Group B4.57, 2014, ISBN 978-2-85873-305-7
- (5) Kamran Sharifabadi et al: Design, Control, and Application of Modular Multilevel Converters for HVDC Transmission Systems, John Wiley & Sons, Ltd, 2016, ISBN 978-1118851562
- (6) ...

## Anhang A – Messmethoden

### Effektivwerte

zeitkontinuierlich:

$$S_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T s^2(t) dt}$$

zeitdiskret:

$$S_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} s^2(i)} \quad \text{für ein Signal } s(i) \text{ mit Stützstellen } i = 0, 1, \dots, N-1$$

### Harmonische Signale

Signal:  $s(t) = \hat{s}_1 \sin(\omega t + \phi_1)$

Signal mit Oberwellen:  $s(t) = \sum_{k=1}^K \hat{s}_k \sin(k \omega t + \phi_k)$

Effektivwert:  $S_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T s^2(t) dt}$

$$s^2(t) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K \hat{s}_k^2 - \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K \hat{s}_k^2 \cos(2k\omega t + 2\phi_k) + 2 \sum_{k,m=1, k \neq m}^K \hat{s}_k \hat{s}_m \sin(k\omega t + \phi_k) \sin(m\omega t + \phi_m)$$

Nach Tiefpass-Filterung:

$$s^2(t)_{\text{tiefpass}} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K \hat{s}_k^2$$

Effektivwert:

$$S_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{k=1}^K \hat{s}_k^2} = \sqrt{s^2(t)_{\text{tiefpass}}}$$

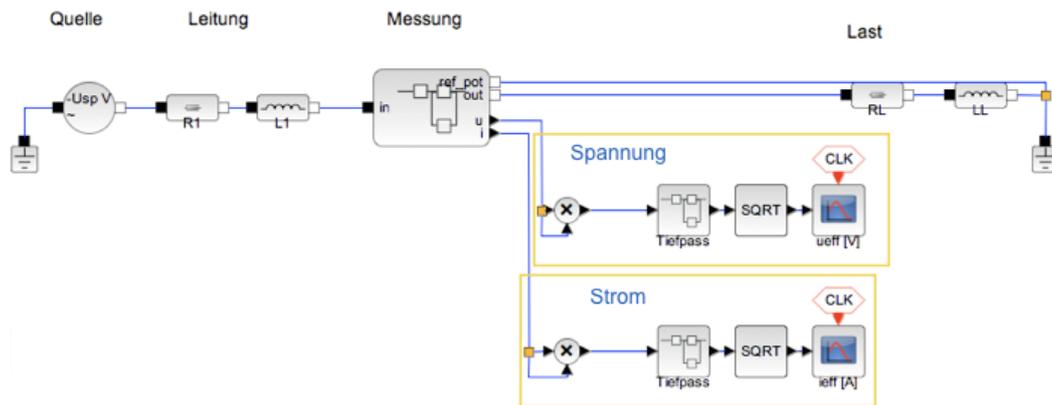
### Messung des Effektivwertes

direkte Methode: siehe Definition der Effektivwerte oben.

Speziell im zeitdiskreten Fall: numerisch aus abgetasteten Werten.

Harmonische Signale (mit Oberwellen):

Signalfloss siehe folgende Abbildung.



### Leistungsmessung

Harmonische Signale (mit Oberwellen):

Spannung: 
$$u(t) = \sum_{k=1}^K \hat{u}_k \sin(k \omega t + \phi_{u,k})$$

Strom: 
$$i(t) = \sum_{k=1}^K \hat{i}_k \sin(k \omega t + \phi_{i,k})$$

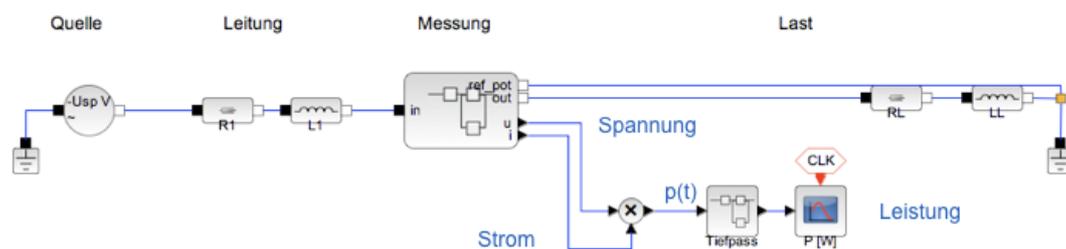
Leistung: 
$$p(t) = u(t) \cdot i(t) = P + p_{HF}(t) \quad \text{Gleichanteil + pendelnde Leistung}$$

$$P = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K \hat{u}_k \hat{i}_k \cos(\phi_{u,k} - \phi_{i,k})$$

$$p_{HF}(t) = -\frac{1}{2} \sum_{k=1}^K \hat{u}_k \hat{i}_k \cos(2k \omega t + \phi_{u,k} + \phi_{i,k}) +$$

$$\frac{1}{2} \sum_{k,m=1, k \neq m}^K \hat{u}_k \hat{i}_m (\cos((k-m)\omega t + \phi_{u,k} - \phi_{i,m}) + \cos((k+m)\omega t + \phi_{u,k} + \phi_{i,m}))$$

Signalfluss siehe folgende Abbildung.



Wirkleistung P: Leistung gemäß Berechnung bzw. Messung oben

Scheinleistung S:  $S = U \cdot I$

Produkt der Effektivwerte von Spannung und Strom

Blindleistung Q:  $Q = \sqrt{S^2 - P^2}$

Berechnung aus Scheinleistung und Wirkleistung

$$\text{Leistungsfaktor } \cos(\phi): \quad \cos(\phi) = \frac{P}{S}$$

### *Oberwellen*

Mit Hilfe eines Tiefpassfilters kann zwischen Grundschwingung und Oberschwingungen unterschieden werden. Gemessen werden auf diese Art direkt auf dem Messchip:

- Gesamte Leistung (Total Active Power): Ungefiltertes Signal, siehe Leistungsmessung im vorausgegangenen Abschnitt.
- Leistung der Grundschwingung (Fundamental Active Power): Leistungsmessung des gefilterten Signals.

$$P_1 = \frac{1}{2} \hat{u}_1 \hat{i}_1 \cos(\phi_{u,1} - \phi_{i,1})$$

- Leistung der Oberschwingungen: Differenz beider Messungen.

Nach der gleichen Methode ist mit einem  $\pi/2 = 90^\circ$  phasenverschobenen Strom auch eine Messung der Blindleistung insgesamt (Total Reactive Power), sowie der Blindleistung der Grundschwingung (Fundamental Reactive Power) möglich.

Alternative: Messung der Zeitverläufe der Signale (Strom und Spannung der einzelnen Phasen z.B. mit Abtastrate 4 kSamples/s entsprechend einer Grenzfrequenz von 2 kHz) und Signalverarbeitung (FFT) auf einem Rechner.

### *Frequenz*

Die Frequenzmessung erfolgt durch Detektion der Nullstellen und Ausmessen des Zeitintervalls zwischen diesen. Ein Messchip übernimmt die Nullstellendetektion und erzeugt Interrupts für einen Mikrocontroller, der die Zeitmessung und Berechnung der Frequenz übernimmt.

Alternativ kann ein PLL verwendet werden. Hierzu wäre eine Messung der Zeitverläufe mit ausreichender zeitlicher Auflösung erforderlich. Der PLL kann dann z.B. mit Hilfe der Signalverarbeitung realisiert werden.

### *Erkennung der Phasensequenz*

Die Messung der Reihenfolge der angeschlossenen Phasen erfolgt ebenfalls mit Hilfe der Ermittlung der Nullstellen. Aufeinander folgende Phasen besitzen aufeinander folgende Nullstellen.

## Anhang B – ...

...