

Mario Gommeringer

Neue effiziente und aufwandsarme
Schaltungen zum individuellen
Maximum Power Point Tracking
mehrerer Solarmodulstränge



Die vorliegende Dissertation wurde 2017 digital über KITopen veröffentlicht, ein Service der

KIT-Bibliothek
Karlsruher Institut für Technologie
Kaiserstraße 12
76131 Karlsruhe
Deutschland

Sie ist unter folgendem DOI (Digital Object Identifier) zu finden:

DOI: [10.5445/IR/1000071046](https://doi.org/10.5445/IR/1000071046)

Neue effiziente und aufwandsarme Schaltungen zum individuellen Maximum Power Point Tracking mehrerer Solarmodulstränge

Zur Erlangung des akademischen Grades eines
DOKTOR-INGENIEURS
von der Fakultät für
Elektrotechnik und Informationstechnik
des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT)
genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Ing. Mario Gommeringer
geb. in: Radolfzell am Bodensee

Tag der mündlichen Prüfung:
Hauptreferent:
Korreferent:

14. 12. 2016
Prof. Dr.-Ing. Michael Braun
Prof. Alfred Rufer

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Elektrotechnischen Institut (ETI) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT). Bei allen, die diese Arbeit ermöglicht haben, möchte ich mich dafür herzlich bedanken.

Besonderer Dank geht an Prof. Dr.-Ing. Michael Braun für die ausgezeichnete Betreuung, das entgegengebrachte Vertrauen und die Freiheit, mit der ich das Themengebiet bearbeiten durfte. Bei Herrn Prof. Alfred Rufer von der École Polytechnique Fédérale de Lausanne möchte ich mich für die Übernahme des Korreferates und die wertvollen Anregungen bedanken. Für die Durchführung der Prüfung gilt mein Dank außerdem den weiteren Mitgliedern des Prüfungsausschusses.

Bei den wissenschaftlichen Mitarbeitern mit denen ich am Institut zusammenarbeiten durfte, möchte ich mich für die vielfältigen Anregungen und Diskussionen, für das ausgezeichnete Arbeitsklima sowie für die gemeinsamen Veröffentlichungen, Erfindungsmeldungen und Konferenzbesuche bedanken. Den Studierenden, die im Rahmen ihrer studentischen Arbeiten zum Fortschritt der Arbeit beigetragen haben, möchte ich ebenfalls meinen Dank aussprechen. Schließlich gilt mein Dank noch dem gesamten Werkstattteam des ETI für die Unterstützung bei den Versuchsaufbauten.

Mario Gommeringer, 2017

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung und Zielsetzung der Arbeit	1
1.1	Neue effiziente und aufwandsarme Schaltungen	3
1.2	Gliederung.....	7
2	Photovoltaikanlagen – Grundlagen und Stand der Technik	9
2.1	Solargeneratoren	9
2.1.1	Kennlinie der Solarzelle.....	10
2.1.2	Reihenschaltung mehrerer Solarzellen	13
2.1.3	Parallelschaltung mehrerer Stränge	15
2.1.4	Matrixschaltung	18
2.1.5	Besonderheiten bei Dünnschichtsolarzellen	19
2.1.6	Besonderheiten bei rückseitenkontaktierten Solarzellen	20
2.2	Solarwechselrichter	21
2.2.1	Einphasige Solarwechselrichter	21
2.2.2	Dreiphasige Solarwechselrichter	25
2.3	Systeme zum individuellen MPP-Tracking mehrerer Stränge.....	27
2.3.1	Strangwechselrichter.....	27
2.3.2	Modulwechselrichter.....	28
2.3.3	Separate DC-DC Steller für jeden Strang.....	28
2.3.4	Separate DC-DC Steller für jedes Modul.....	29
2.3.5	Tiefsetzsteller mit mehreren Eingängen.....	30
2.3.6	Hoch-/Tiefsetzsteller mit mehreren Eingängen.....	31

2.3.7	Bidirektionale DC-DC Steller zum Ausgleich kleiner Spannungsdifferenzen.....	32
2.3.8	Sperrwandler zum Ausgleich kleiner Spannungsdifferenzen.....	33
3	Prinzip der HILEM Schaltungen.....	35
4	Analyse, Dimensionierung und Vergleich verschiedener Schaltungen.....	39
4.1	Randbedingungen zur quantitativen Schaltungsbewertung (HILEM-1 und -2).....	40
4.2	HILEM-1 Schaltung.....	44
4.2.1	Schaltleistung.....	52
4.2.2	Drosselaufwand.....	53
4.3	HILEM-2 Schaltung.....	56
4.3.1	Schaltleistung.....	61
4.3.2	Drosselaufwand.....	62
4.4	Hochsetzsteller.....	65
4.4.1	Schaltleistung.....	65
4.4.2	Drosselaufwand.....	66
4.5	Sperrwandler.....	69
4.5.1	Schaltleistung.....	70
4.5.2	Drosselaufwand.....	73
4.6	1 aus M Schalter.....	74
4.6.1	Schaltleistung.....	75
4.6.2	Drosselaufwand.....	76
4.7	Bidirektionale DC-DC Steller.....	78
4.7.1	Schaltleistung.....	79
4.7.2	Drosselaufwand.....	82

4.8	Bewertung der HILEM-1 und HILEM-2 Schaltung.....	83
4.9	HILEM-grid Schaltung.....	91
4.9.1	Bauteilaufwand	110
4.10	Bewertung der HILEM-grid Schaltung	114
5	Regelung.....	117
5.1	Regler- und Filterbausteine.....	117
5.1.1	Zeitdiskreter Stromzustandsregler	117
5.1.2	Zeitdiskreter PI-Regler	121
5.1.3	Führungsgrößenfilter	123
5.1.4	Moving Average Filter	124
5.2	HILEM-1 Schaltung.....	125
5.2.1	Regelung der Eingangsspannungen u_{GX}	128
5.2.2	Regelung der Ausgangsspannung u_A	131
5.2.3	Regelung der Kondensatorspannung u_{C1}	138
5.2.4	Sollwertvorgabe.....	143
5.3	HILEM-2 Schaltung.....	145
5.3.1	Regelung der Eingangsspannungen u_{GX}	148
5.3.2	Regelung der Kondensatorspannung u_{C2}	149
5.3.3	Regelung der Ausgangsspannung u_A	151
5.3.4	Regelung der Kondensatorspannung u_{C1}	152
5.3.5	Sollwertvorgabe.....	153
5.4	HILEM-grid Schaltung.....	155
5.4.1	Regelung der Eingangsspannungen u_{GX}	158
5.4.2	Regelung der Kondensatorspannung u_{C2}	158
5.4.3	Sollwertvorgabe.....	162
6	Versuchsaufbau	165

7	Versuchsergebnisse	175
7.1	Dynamisches Verhalten der Regelung – Ausfall eines Strangs.....	175
7.1.1	HILEM-1 Schaltung.....	176
7.1.2	HILEM-2 Schaltung.....	181
7.1.3	HILEM-grid Schaltung.....	184
7.2	Stationärer Betrieb	188
7.2.1	HILEM-1 und HILEM-2 Schaltung – Spannungsverläufe an W1 - W3	188
7.2.2	HILEM-grid Schaltung – Blindleistungsbereitstellung..	191
7.3	Wirkungsgrad HILEM-1- und HILEM-2 Schaltung	194
7.3.1	HILEM-1 Schaltung.....	196
7.3.2	HILEM-2 Schaltung.....	200
7.4	Wirkungsgrad HILEM-grid Schaltung	203
7.5	Mehrertrag am realen Solargenerator	207
8	Zusammenfassung	215
A	Anhang	218
A.1	Simulationsparameter für die Solargeneratorkennlinien.....	218
A.2	Zellschaltung für Multilevel-Umrichter mit Batterieanbindung.....	219
A.3	Software.....	219
A.4	Abkürzungsverzeichnis	220
A.5	Symbolverzeichnis.....	221
A.6	Literaturverzeichnis.....	227

1 Einleitung und Zielsetzung der Arbeit

Photovoltaikanlagen leisten einen wichtigen Beitrag zur Energiewende und stellen einen international wachsenden Markt für Solarzellen und leistungselektronische Komponenten dar. Nach Angaben der International Energy Agency wurden im Jahr 2013 weltweit über 36,9GW, im Jahr 2014 über 38,7GW und im Jahr 2015 über 48,1GW an neuen Solaranlagen installiert [32, 33, 34]. Insgesamt waren bis Ende 2015 leistungsmäßig mehr als 227,1GW installiert [34]. Den bis Ende Januar 2016 fertiggestellten Anlagen wird für das laufende Jahr ein Energieertrag von 275TWh prognostiziert, was ca. 1,3% des weltweiten Bedarfs an elektrischer Energie entspricht [34].

Ein wichtiges Ziel bei Photovoltaikanlagen ist die Maximierung des Energieertrags bei minimalen Investitionskosten und minimalem Materialeinsatz. Die vorliegende Arbeit soll dazu beitragen dieses Ziel zu erreichen, indem sie neue effiziente und aufwandsarme Schaltungen untersucht, welche sich zum individuellen Maximum Power Point (MPP) Tracking mehrerer Solarmodulstränge eignen.

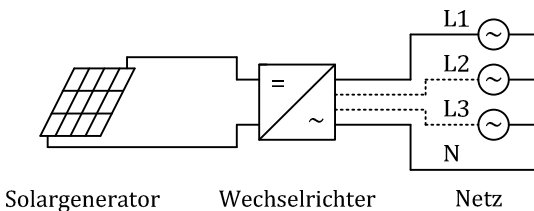


Abbildung 1.1: Typische netzgekoppelte Photovoltaikanlage mit einem einzelnen Solarmodulstrang

Eine typische netzgekoppelte Photovoltaikanlage besteht aus einem Solargenerator und einem Wechselrichter, welcher die photovoltaisch erzeugte Energie ins Stromnetz einspeist, siehe Abbildung 1.1. Ein Strang, der aus der Reihenschaltung vieler Solarzellen besteht, liefert

1 Einleitung und Zielsetzung der Arbeit

seine maximale Leistung immer nur bei einer bestimmten Spannung. Diese Spannung wird üblicherweise von einem MPP-Tracker ermittelt und von der Leistungselektronik im Wechselrichter eingestellt. [59]

Ab einer bestimmten Größe werden Solargeneratoren in mehrere Stränge unterteilt. Diese werden im einfachsten Fall parallel geschaltet, was jedoch zu Leistungseinbußen führt, wenn sich die Spannungen verschiedener Stränge in ihren Punkten maximaler Leistung unterscheiden [59]. Im Folgenden sind einige Beispiele aufgezählt, die zu solchen Spannungsunterschieden führen können [2P, 10E, 59]:

- Verschattung einzelner Solarmodule.
- Unterschiedliche Ausrichtung einzelner Stränge und damit unterschiedliche Einstrahlungsstärken, z.B. bei Ost-West Anlagen.
- Unterschiedliche Temperaturverhältnisse in einzelnen Strängen, z.B. durch angestaute Wärme auf einem Dach.
- Unterschiedliche Zelltypen z.B. durch Erweiterung einer bestehenden Anlage oder Austausch defekter Module.
- Unterschiedliche Anzahl von Modulen pro Strang, z.B. begründet durch die bestmögliche Ausnutzung einer verfügbaren Fläche auf einem Dach.

Durch ein individuelles MPP-Tracking jedes Strangs lassen sich die genannten Leistungseinbußen vermeiden. Dazu müssen jedoch die Spannungen aller Stränge separat einstellbar sein. Weiterhin können in Verbindung mit einer geeigneten Datenerfassung Schäden an einzelnen Strängen frühzeitig erkannt und behoben werden, bevor größere Ertragsausfälle auftreten.

Bekannte Lösungen zum individuellen MPP-Tracking sind meist teuer, aufwändig oder mit nennenswerten Verlusten behaftet. In dieser Arbeit werden nun neue Lösungen beschrieben, die mit preiswerten Bauteilen auskommen und gleichzeitig sehr geringe Verluste verursachen.

1.1 Neue effiziente und aufwandsarme Schaltungen

Bei einer sinnvollen Anlagendimensionierung unterscheiden sich die Spannungen verschiedener Stränge meist nur um relativ kleine Beträge voneinander [2P]. Aus dieser Erkenntnis heraus wurden im Verlauf der Forschungsarbeit drei Schaltungen für verschiedene Anwendungsfälle entwickelt.

Diese neuen Schaltungen ermöglichen ein individuelles MPP-Tracking einer beliebigen Anzahl von Strängen. Im Gegensatz zu vielen anderen Schaltungen liegen die an bestimmten Leistungshalbleitern auftretenden Spannungen aber deutlich unter den Solargeneratorspannungen. Dadurch lassen sich günstigere Transistoren, Dioden und passive Bauteile einsetzen. Weiterhin sinkt der Platzbedarf und es lassen sich sehr hohe Wirkungsgrade erzielen. [2P]

Abbildung 1.2 zeigt die erste Schaltung, welche im weiteren Verlauf mit „HILEM-1“¹ abgekürzt wird. Diese Topologie wird erstmals in der Patentanmeldung [2P] des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) beschrieben, welche auf gemeinsamen Ideen des Autors sowie der Miterfinder Alexander Schmitt und Johannes Kolb basiert.

Die M eingangsseitigen Steller der HILEM-1 Schaltung verteilen die Leistung der Stränge G_x ($x \in \{1, 2, \dots, M\}$) zunächst auf drei Leitungen $W1 - W3$. Die Spannung u_{C1} am Kondensator $C1$ muss dabei nur etwa so groß wie die Differenz zwischen der höchsten und der niedrigsten Eingangsspannung u_{Gx} gewählt werden. Somit müssen die Transistoren $T1x$ und $T2x$ auch nur einen Bruchteil der Strangspannungen u_{Gx} sperren. Um einen gewöhnlichen Wechselrichter mit einer Gleichspannung speisen zu können, werden die drei Leitungen mit einem weiteren, aus $T3$ und $T4$ bestehenden Steller wieder zu zwei DC-Leitungen zusammengefasst. Sofern ein einphasiger Wechselrichter verwendet

¹ HILEM: **H**igh Efficiency **L**ow **E**ffort **M**PP-Tracking Circuit

HILEM-1 Schaltung erstmals in der Patentanmeldung [2P] des KIT beschrieben. Dabei unterdrücken die zusätzlichen Bauteile C2 und L2 die unerwünschten Rechteckspannungen. Auch diese Schaltung erlaubt eine Pufferung pulsierender Leistung mit doppelter Netzfrequenz [2P].

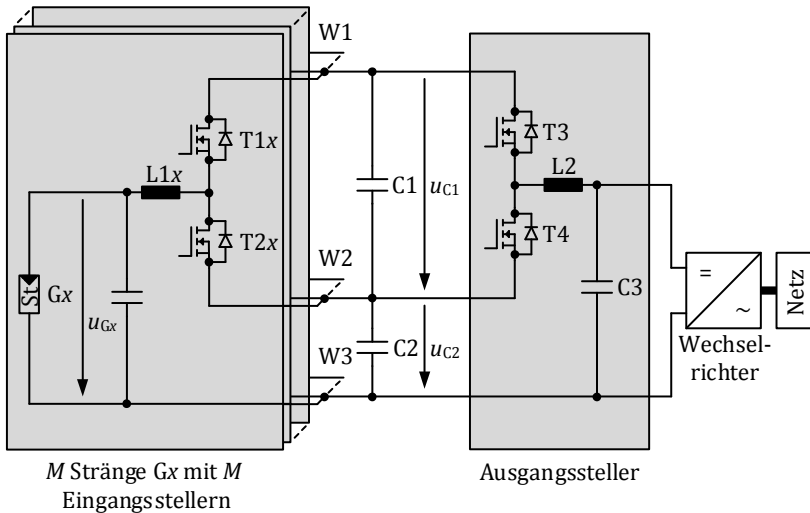


Abbildung 1.3: „HILEM-2“ Schaltung zum individuellen MPP-Tracking (siehe auch [2P])

Beim Betrieb von rückseitenkontaktierten Solarmodulen oder Dünnschichtsolarmodulen ist es oft notwendig, entweder den Plus- oder den Minuspol der Solarmodulstränge auf Erd- bzw. Neutralleiterspotential zu legen [89]. Die dritte Schaltung, welche in Abbildung 1.4 gezeigt wird, erfüllt diese Anforderung und liefert im Gegensatz zu den ersten beiden Schaltungen einen Wechselstrom bzw. ein Drehstromsystem an ihrem Ausgang. So wird also die Funktion einer Schaltung zum individuellen MPP-Tracking mit der eines Wechselrichters kombiniert. Die Schaltung wird erstmals in der Patentanmeldung [2P] beschrieben und im Folgenden als „HILEM-grid“ bezeichnet. Eine geeignete Reglerstruktur sowie ein erster Funktionsnachweis finden sich in [9E].

1 Einleitung und Zielsetzung der Arbeit

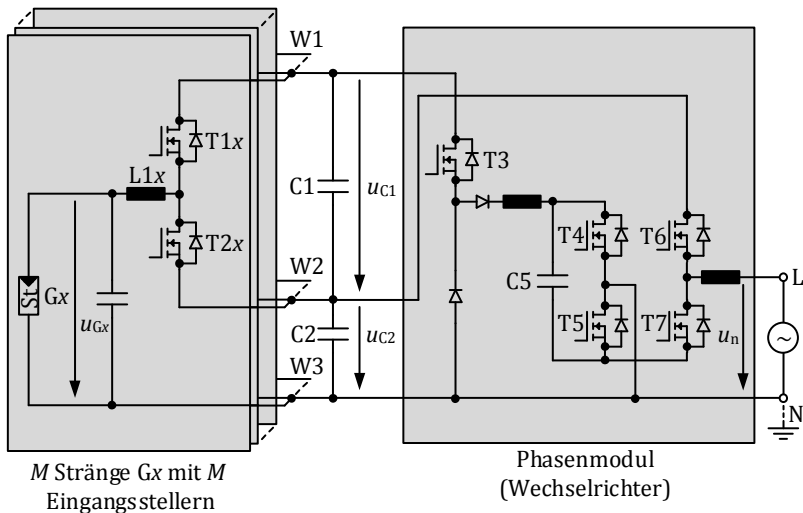


Abbildung 1.4: Einphasige „HILEM-grid“ Schaltung mit durchgehendem Neutralleiter (siehe auch [2P, 9E])

Die links dargestellten Eingangssteller ermöglichen für jeden Strang ein individuelles MPP-Tracking. Weiterhin verteilen sie die von den Strängen gelieferten Ströme auf die beiden Leitungen W1 und W2. Die Halbleiter T1 x und T2 x müssen wieder nur einen Bruchteil der Eingangsspannungen u_{Gx} sperren. Das rechts dargestellte Phasenmodul basiert auf einer vom Autor erfundenen Wechselrichtertopologie, siehe [1P], und speist einen sinusförmigen Strom ins Netz ein. Während der positiven Halbwelle wird dazu ein aus T6 und T7 bestehender Tiefsetzsteller benutzt, der den Leitungen W2 und W3 Energie entnimmt. Während der negativen Halbwelle gibt ein fliegender Kondensator C5 periodisch kleine Energiemengen ans Netz ab. Der fliegende Kondensator wird in den Freilaufphasen aus den Leitungen W1 und W3 resonant nachgeladen. Im Falle einer dreiphasigen Einspeisung können mehrere Phasenmodule miteinander kombiniert werden. [9E]

1.2 Gliederung

Die vorliegende Arbeit geht in Kapitel 2 zunächst auf den Stand der Technik netzgekoppelter Photovoltaikanlagen ein. Es werden die Eigenschaften typischer Solargeneratoren, verschiedener Solarwechsellrichterschaltungen und verschiedener Systeme zum individuellen MPP-Tracking mehrerer Solarmodulstränge erläutert.

Anschließend werden dem Leser umfassende Kenntnisse über die verschiedenen HILEM Schaltungen vermittelt, damit er diese in spezifischen Applikationen einsetzen kann. In Kapitel 3 wird die grundsätzliche Idee beschrieben. Kapitel 4 geht dann detaillierter auf die Funktion, die Besonderheiten und die Dimensionierung der unterschiedlichen Varianten ein. Weiterhin werden die HILEM Schaltungen mit anderen bekannten Topologien bezüglich ihrer Eigenschaften und des Bauaufwands verglichen. Kapitel 5 beschäftigt sich mit speziellen, auf die HILEM Schaltungen zugeschnittenen Reglerstrukturen und der Berechnung der zugehörigen Reglerparameter. Ein modularer Versuchsaufbau, welcher den Test der HILEM-1, der HILEM-2 und der HILEM-grid Schaltung ermöglicht, wird in Kapitel 6 vorgestellt. Kapitel 7 zeigt zugehörige Messungen, die die Schaltungsfunktion, die Funktion der Reglerstruktur und die hohen Wirkungsgrade nachweisen. Weiterhin wird gezeigt, welche Mehrerträge im praktischen Versuch bei Teilverschattung an einem realen Solargenerator erzielt werden. Die Arbeit schließt mit einer kurzen Zusammenfassung.

2 Photovoltaikanlagen – Grundlagen und Stand der Technik

Im Folgenden wird auf den Aufbau und die Eigenschaften typischer netzgekoppelter Photovoltaikanlagen eingegangen. Eine solche Anlage besteht aus einem Solargenerator und einem Wechselrichter, der die elektrische Energie ins Stromnetz einspeist (siehe auch Abbildung 1.1 auf Seite 1).

Die Solarzellen erreichen ihre maximale Leistung bei bestimmten Spannungen, die üblicherweise von MPP-Tracking Algorithmen ermittelt und eingestellt werden. Bei Teilverschattung und direkter Parallelschaltung mehrerer Solarmodulstränge ergeben sich Leistungseinbußen, welche näher betrachtet werden. Ebenso wird auf spezielle Eigenschaften von Dünnschichtsolarmodulen und rückseitenkontaktierten Solarzellen eingegangen. Verschiedene Wechselrichterschaltungen werden mit ihren jeweiligen Eigenschaften beschrieben. Weiterhin werden unterschiedliche Schaltungen aufgeführt, die ein individuelles MPP-Tracking von verschiedenen Teilen des Solargenerators ermöglichen.

2.1 Solargeneratoren

Ein Solargenerator besteht üblicherweise aus einem oder mehreren Solarmodulen, welche wiederum aus einer großen Anzahl von einzelnen Solarzellen aufgebaut sind. Als Ausgangsmaterial für die Solarzellen eignen sich unter anderem die folgenden Halbleiter [59]:

- Kristalline Solarzellen:
 - Monokristallines Silizium
 - Polykristallines Silizium
- Dünnschichtsolarmodulen:
 - Amorphes Silizium (a-Si)
 - CdTe

- CuInSe_2 , Cu(In,Ga)Se_2 , CuInS_2
- CdS

2.1.1 Kennlinie der Solarzelle

Das elektrische Verhalten der genannten Solarzellen kann mit einem der in Abbildung 2.1 dargestellten Ersatzschaltbilder beschrieben werden [16S, 17S, 59, 73, 76, 103]:

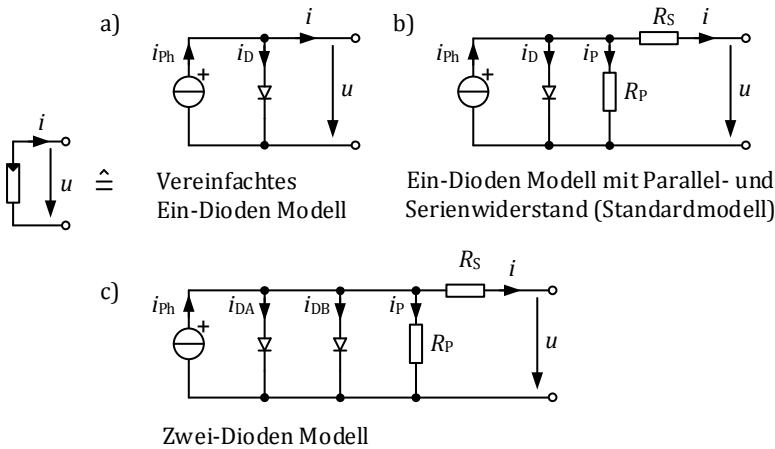


Abbildung 2.1: Gebräuchliche Ersatzschaltbilder (siehe auch [59, 76, 103])

Das vereinfachte Ein-Dioden Modell (Abbildung 2.1.a) besteht aus einer Stromquelle mit parallel geschalteter Diode. Der Photostrom i_{ph} ist dabei proportional zur Bestrahlungsstärke. Der Strom i ist abhängig von der Spannung u und lässt sich mit der Shockley-Gleichung berechnen [59, 76]:

$$i = i_{ph} - i_D = i_{ph} - \underbrace{i_S \cdot \left(e^{\frac{e \cdot u}{n \cdot k \cdot T}} - 1 \right)}_{i_D} \quad (2.1)$$

Für die Shockley-Gleichung werden folgende Parameter benötigt [59, 76]:

- i_S : Sättigungsstrom der Diode in Rückwärtsrichtung
- e : Elementarladung
- n : Emissionskoeffizient / Idealitätsfaktor (typischerweise im Bereich 1..2)
- k : Boltzmannkonstante
- T : absolute Temperatur

Im Standardmodell (Abbildung 2.1.b) werden zusätzlich die Spannungsabfälle an den in der Praxis immer vorhandenen Serienwiderständen R_S berücksichtigt. Weiterhin werden auftretende Leckströme durch R_P modelliert. Beim Zwei-Dioden Modell (Abbildung 2.1.c) kommen neben R_S und R_P zwei Dioden mit verschiedenen Emissionskoeffizienten $n_A = 1$ und $n_B = 2$ zum Einsatz. Damit kann das reale Verhalten noch genauer nachgebildet werden. [76]

Die prinzipielle Kennlinie einer einzelnen Zelle ist in Abbildung 2.2 skizziert. Im Normalfall wird die Zelle im ersten Quadranten betrieben, wo sie elektrische Leistung abgibt und ihr Verhalten mit einem der Modelle aus Abbildung 2.1 beschrieben werden kann. Mit zunehmender Einstrahlungsstärke nimmt der Photostrom i_{ph} zu und die Kurve verschiebt sich nach oben, die Leerlaufspannung sinkt dagegen mit zunehmender Temperatur [59].

Wird von außen eine positive Spannung u angelegt, die größer als die Leerlaufspannung ist, fließt ein negativer Strom i und der Arbeitspunkt befindet sich im vierten Quadranten. Wird eine negative Spannung u angelegt, befindet sich der Arbeitspunkt im zweiten Quadranten. In beiden Fällen nimmt die Zelle zusätzlich zur Einstrahlungsleistung elektrische Leistung auf. Die Kennlinie zeigt einen Knick im zweiten Quadranten, dessen Ursache in einem Avalanche-Durchbruch liegt, welcher typischerweise im Bereich von ungefähr $-15..-25V$ auftritt [59].

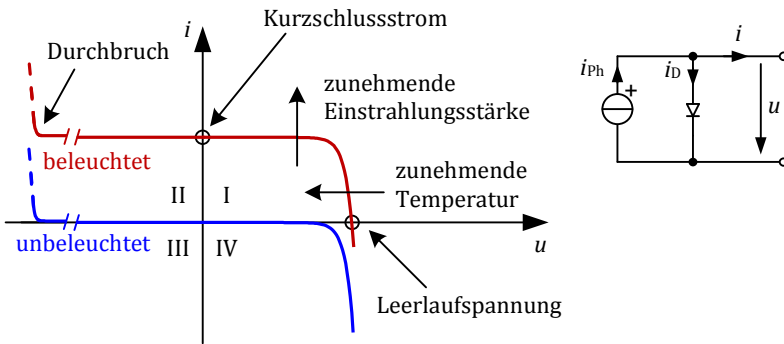


Abbildung 2.2: Kennlinie einer einzelnen Solarzelle (basierend auf [59])

Solarmodule werden üblicherweise bei Standardbedingungen (STC, „Standard Conditions“) charakterisiert. Diese geben eine Einstrahlungsstärke von 1000W/m^2 bei einer Zelltemperatur von 25°C und einer spektralen Verteilung des Lichts von AM 1,5 vor [59, 76]. Die Zahl AM 1,5 (AM: „Air Mass“) bedeutet dabei, dass das Licht in einem solchen Winkel auf die Erde trifft, dass es die 1,5-fache Strecke gegenüber einer senkrechten Einstrahlung in der Erdatmosphäre zurückgelegt hat [102].

Zur Verdeutlichung des Verhaltens mehrerer Solarzellen in verschiedenen Verschaltungskonfigurationen werden in den folgenden Abschnitten Simulationen durchgeführt. Die Simulationen basieren auf dem Standardmodell (Abbildung 2.1.b), welchem Parameter für die monokristalline Siliziumzelle „Q-Cells Q6LM“ zugrunde liegen. Die Parameter sind aus [73] entnommen und im Anhang A.1 nochmals aufgeführt.

2.1.2 Reihenschaltung mehrerer Solarzellen

Abbildung 2.3 zeigt, wie Einzelzellen zu einem kompletten Strang verschaltet werden. Käufliche Module bestehen meist aus Gruppen von ungefähr 12-24 Einzelzellen, denen eine Bypassdiode DBP parallel geschaltet ist [59]. Mehrere Module, die bei der Montage elektrisch miteinander verbunden werden, bilden dann einen Strang.

Wird ein Teil des Strangs z.B. durch Bäume oder Gebäudeteile verschattet, so trifft dort nur noch diffuse Strahlung auf. Die diffuse Strahlung und die direkte Strahlung bilden die Globalstrahlung [102]. Bei starker Bewölkung tritt praktisch nur diffuse Strahlung auf, an klaren Tagen können aber auch noch gut 20% der Globalstrahlung diffus sein [102].

Sind Zellen von Teilverschattung betroffen, so verringert sich der Photostrom i_{ph} entsprechend der verringerten Einstrahlungsleistung. Wenn der Ausgangsstrom i größer als der Strom ist, den die verschatteten Zellen liefern können, so werden diese im zweiten Quadranten betrieben (siehe Abbildung 2.2). Dabei kann an den verschatteten Zellen ein Vielfaches der Spannung abfallen, die sie im unverschatteten Fall liefern würden. Die Bypassdioden DBP begrenzen den Einbruch der Strangspannung u indem sie die betroffene Gruppe überbrücken. Weiterhin dienen sie dazu, eine lokale Überhitzung von verschatteten Zellen zu verhindern [59]. Da die Überbrückung einer Gruppe oft schon bei Verschattung weniger Zellen stattfindet, sind die prozentualen Leistungseinbußen durch Verschattung meist größer als die prozentuale Fläche, die verschattet wird.

2.1 Photovoltaikanlagen – Grundlagen und Stand der Technik Solargeneratoren

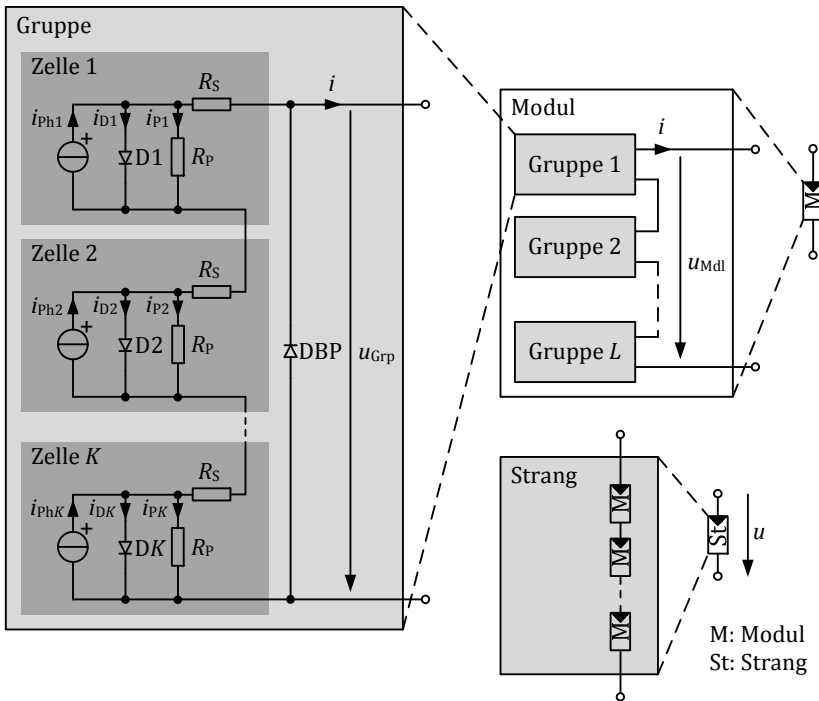


Abbildung 2.3: Reihenschaltung von Einzelzellen mit Bypassdioden

Abbildung 2.4 zeigt die simulierte Strom- und Leistungskennlinie eines unverschatteten Beispielstrangs mit 14 Modulen à 60 Zellen bei $1000\text{W}/\text{m}^2$ und 25°C . Für eine optimale Energieausbeute muss die Spannung u so eingestellt werden, dass sich der Strang im Punkt maximaler Leistung (MPP) befindet. Die Position des MPP ist abhängig von der Einstrahlungsstärke und der Temperatur und verändert sich daher im Betrieb ständig.

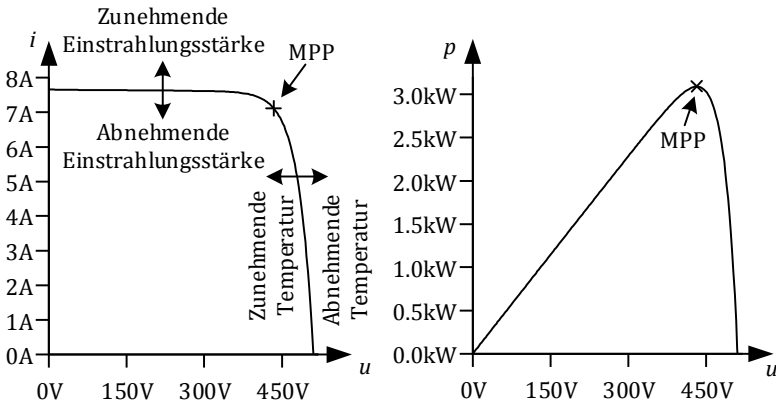


Abbildung 2.4: Strom- und Leistungskennlinie eines Beispielstrangs

2.1.3 Parallelschaltung mehrerer Stränge

Die Leistung eines Solargenerators kann sowohl durch Reihen- als auch durch Parallelschaltung von Solarmodulen skaliert werden. Der Eingangsspannungsbereich von Wechselrichtern ist aufgrund technischer und normativer Gegebenheiten nach oben beschränkt. Deshalb ist eine Parallelschaltung von Solarmodulsträngen bei größeren Anlagen üblich (Abbildung 2.5, [59, 76]). Damit bei Verschattung einzelner Stränge oder im Falle eines Strangkurzschlusses keine unzulässig hohen Rückströme auftreten, werden oft Strangdioden DS eingesetzt [59].

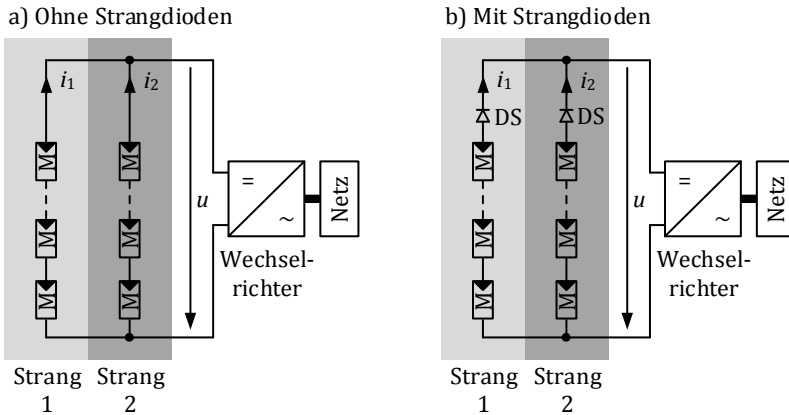


Abbildung 2.5: Parallelschaltung von zwei Strängen (siehe auch [59, 76])

Abbildung 2.6 zeigt die simulierten Kennlinien zweier parallelgeschalteter Stränge nach Abbildung 2.5. Beide Stränge sind als Reihenschaltung von 14 Modulen ausgeführt. Die Parameter der Module und der Strangdioden DS finden sich im Anhang A.1.

In der Simulation wird der erste Strang komplett mit $1000\text{W}/\text{m}^2$ beleuchtet, während im zweiten Strang drei Module verschattet sind und nur 20% der Einstrahlungsleistung erhalten. Wird auf die Strangdioden verzichtet, können wie aus Abbildung 2.6.a ersichtlich Rückströme auftreten.

Abbildung 2.7 zeigt für beide Schaltungsvarianten die Leistungen p_1 und p_2 der einzelnen Stränge, sowie die Gesamtleistung $p_1 + p_2$. Werden keine Strangdioden eingesetzt, können negative Leistungen am verschatteten Strang auftreten, ansonsten sind die Kurven nahezu identisch. Die Gesamtleistung weist jeweils ein lokales und ein globales Maximum auf. Man erkennt, dass es nicht möglich ist, beide Stränge gleichzeitig in ihrem individuellen Punkt Maximaler Leistung MPP1 / MPP2 zu betreiben. Die in Parallelschaltung erreichbare Gesamtleistung $p_1 + p_2$ ist immer niedriger als die Summe der

Leistungen $p_{MPP1} + p_{MPP2}$, die die Stränge unabhängig voneinander liefern könnten.

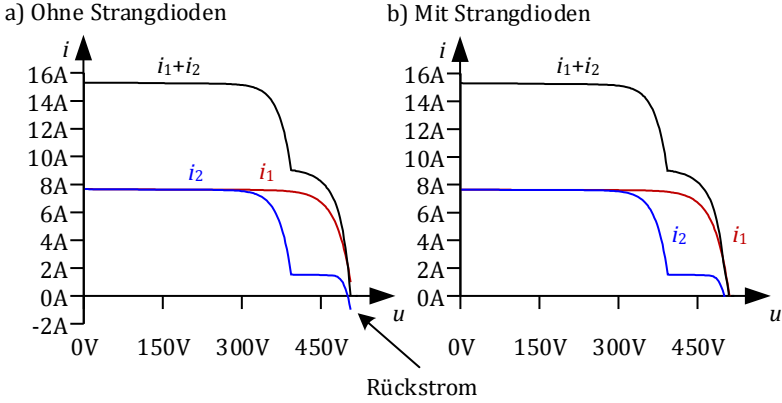


Abbildung 2.6: Stromkennlinien bei Parallelschaltung zweier Stränge mit 14 Modulen; Drei Module des zweiten Strangs verschattet

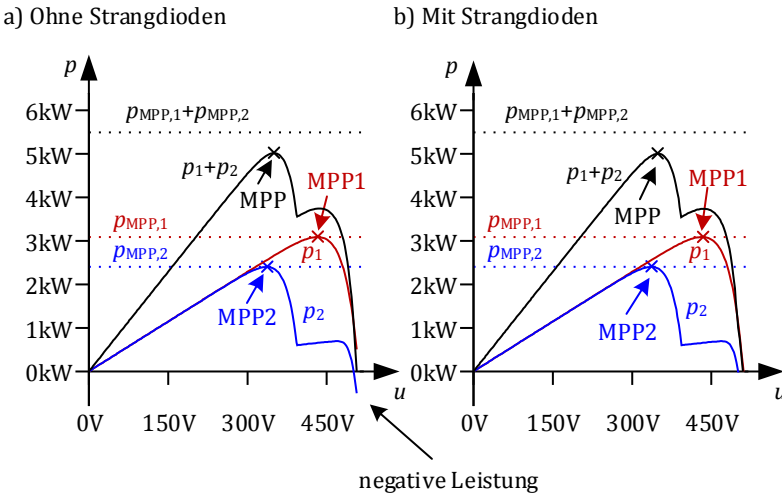


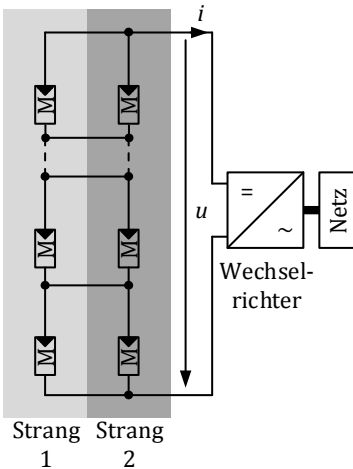
Abbildung 2.7: Leistungskennlinien bei Parallelschaltung zweier Stränge mit 14 Modulen; Drei Module des zweiten Strangs verschattet

2.1.4 Matrixschaltung

In [42, 59] wird eine sogenannte „Matrixschaltung“ mehrerer Solarmodule beschrieben, bei der zusätzliche Querverbindungen zwischen den Strängen vorhanden sind (Abbildung 2.8.a). Diese Schaltung ist aufgrund des hohen Verdrahtungsaufwands und der Tatsache, dass sich defekte Module nur schwer lokalisieren lassen, nur selten in der Praxis zu finden [59], soll aber dennoch kurz untersucht werden.

Die Schaltung wurde sowohl in einer Konfiguration simuliert, bei der immer zwei Module direkt parallel geschaltet sind (Abbildung 2.8.a), als auch in einer Konfiguration mit Moduldioden DM (Abbildung 2.8.b). Im einen Fall können Rückströme in den Modulen auftreten, im anderen Fall werden diese durch die Dioden unterdrückt. Die Parameter der Module und Dioden sind wieder im Anhang A.1 zu finden.

a) Matrixschaltung ohne Moduldioden



b) Matrixschaltung mit Moduldioden

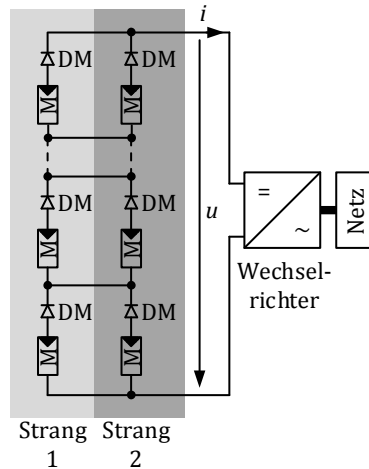


Abbildung 2.8: Matrixschaltung ((a): siehe auch [42, 59])

In Abbildung 2.9 sind die zugehörigen Simulationsergebnisse aufgetragen. Der erste Strang ist vollständig mit $1000\text{W}/\text{m}^2$ beleuchtet, während im zweiten Strang drei Module verschattet sind und nur 20% der Einstrahlung erhalten. In rot sind die Ströme und Leistungen der Matrixschaltung ohne Moduldiode dargestellt und in blau diejenigen der Matrixschaltung mit Moduldiode DM. Im Vergleich dazu sind in orange die Kurven der konventionellen Parallelschaltung mit Strangdioden (Abbildung 2.5.b) aufgetragen. Im simulierten Verschattungsfall liefert die Matrixschaltung geringere Leistungen im MPP als die konventionelle Parallelschaltung.

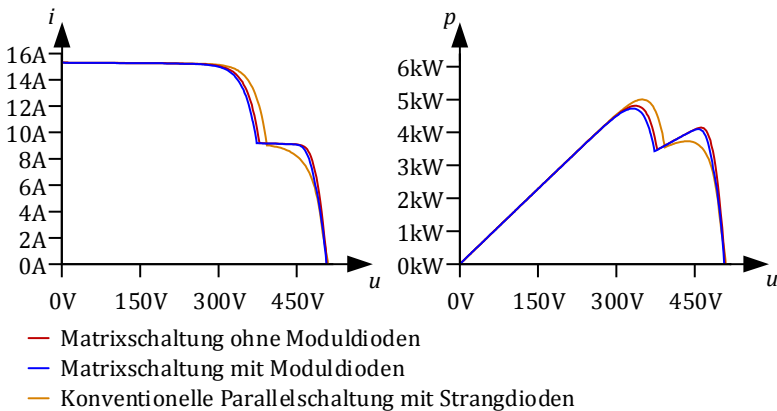


Abbildung 2.9: Strom- und Leistungskennlinien der Matrixschaltung und Vergleich zur konventionellen Parallelschaltung

2.1.5 Besonderheiten bei Dünnschichtsolarzellen

Nachdem die grundsätzlichen Eigenschaften von Solarzellen beschrieben wurden, wird im Folgenden auf die Besonderheiten bestimmter Typen eingegangen.

Dünnschichtsolarmodule sind relativ kostengünstig herzustellen, da nur wenig Energie im Herstellungsprozess benötigt wird [59]. Sie erreichen

jedoch noch nicht die Wirkungsgrade monokristalliner Siliziummodule [76]. Wenn an Dünnschichtsolarmodulen hohe negative Spannungen gegenüber Erde anliegen, zeigen einige am Markt erhältliche Exemplare mit der Zeit eine Korrosion der zur Stromführung erforderlichen TCO-Schicht („Transparent Conductive Oxide“) [83, 89]. Durch Erdung des Minuspols kann diese irreversible Schädigung vermieden werden.

2.1.6 Besonderheiten bei rückseitenkontaktierten Solarzellen

Rückseitenkontaktierte Solarzellen auf Siliziumbasis zeigen sehr hohe Modulwirkungsgrade. Diese werden dadurch erreicht, dass sowohl die positiven als auch die negativen Anschlüsse zur Ableitung der erzeugten Ströme auf der Rückseite liegen und damit den Lichteinfall auf der Vorderseite nicht behindern [76]. Bei der rückseitenkontaktierten Zelle „Sunpower A-300“ wurde schon früh festgestellt, dass sich der Wirkungsgrad mit der Zeit verringert, wenn an den Anschlüssen hohe positive Spannungen gegenüber Erde anliegen [89, 97]. Dies trifft auch auf diverse andere Produkte zu, die auf derselben Technologie basieren.

Leckströme, die durch das Deckglas und das Einbettungsmaterial Ethylenvinylacetat (EVA) fließen, führen schleichend zu einer Ladungsträgeransammlung auf der Oberseite der Zelle. Die Ladungsträger rufen ein elektrisches Feld hervor, welches zu einer erhöhten Rekombinationsrate im Silizium führt und damit den Wirkungsgrad verringert. Dieser Effekt ist reversibel und kann durch Erden des positiven Pols vermieden werden. Bei umgekehrter Dotierung kann der Effekt auch bei hohen negativen anstatt bei hohen positiven Spannungen auftreten. [97]

2.2 Solarwechselrichter

Im Folgenden werden einige Solarwechselrichterschaltungen vorgestellt und auf ihre technischen Eigenschaften eingegangen. Solarwechselrichter kleinerer Leistung sind häufig einphasig ausgeführt, während Wechselrichter größerer Leistung oft dreiphasig einspeisen. Der Begriff „Wechselrichter“ umfasst in der Solartechnik üblicherweise nicht nur den eigentlichen DC-AC Umrichter sondern ein ganzes Gerät, das neben Steuerung, Überwachung und Regelung auch Trenneinrichtungen und zusätzliche DC-DC Wandler enthalten kann.

2.2.1 Einphasige Solarwechselrichter

Einphasige Wechselrichter können im einfachsten Fall als H-Brücke nach Abbildung 2.10.a aufgebaut sein. Um hochfrequente Gleichtaktspannungen an den Solargeneratoranschlüssen zu vermeiden, muss die Netzdrossel zweigeteilt sein. Weiterhin müssen T1 und T4, sowie T2 und T3 gleichzeitig getaktet werden. [89]

Dreipunkt-Wechselrichter, wie in Abbildung 2.10.b) [101] oder c) [90] dargestellt, ermöglichen geringere Schaltverluste sowie kleinere passive Komponenten. Weitere einphasige Wechselrichterschaltungen sind in [37, 49, 54, 55, 77, 105, 109] zu finden.

Wie bereits erwähnt erfordern bestimmte Zelltechnologien, dass entweder der Plus- oder der Minuspol auf Erdpotential liegt. Dies ist mit den oben genannten Schaltungen aufgrund der fehlenden galvanischen Trennung nicht möglich. Eine galvanische Trennung kann durch Netztransformatoren erfolgen [89], aber diese sind schwer, voluminös und verringern den Wirkungsgrad. Alternativ kann die Trennung auch mit kompakteren Hochfrequenztransformatoren erfolgen [89]. Der Aufwand für die Leistungselektronik nimmt dann aber zu. Entsprechende Topologien sind in [70] finden. Die Erdung des Plus- oder des

Minuspols bringt gleichzeitig den Vorteil mit sich, dass keine kapazitiven Ableitströme mit Netzfrequenz auftreten.

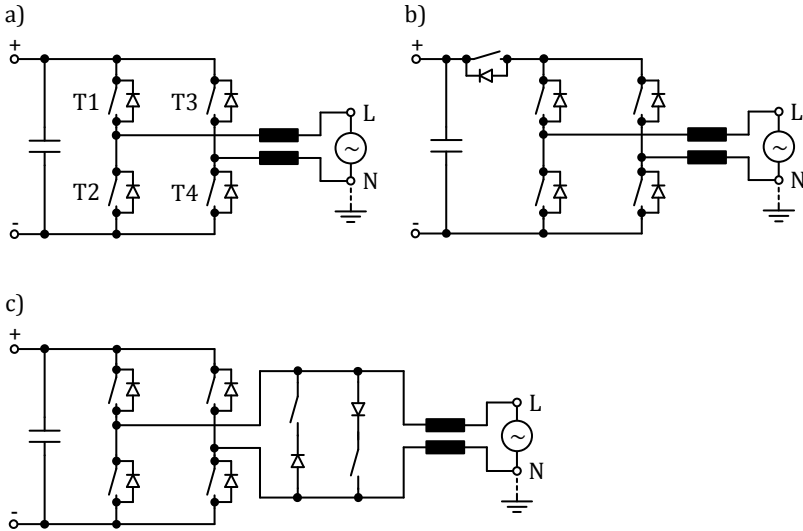


Abbildung 2.10: Transformatorlose einphasige Solarwechselrichterschaltungen (siehe [89] (a), [101] (b) „H5“, [90] (c) „HERIC“²)

Einige transformatorlose Schaltungen, die die Erdung eines Solargeneratortopols erlauben, bzw. einen durchgehenden Neutralleiter zur DC-Seite aufweisen, sind in Abbildung 2.11.a) [64], b) [108] und c) [95] gezeigt. Bei diesen Schaltungen wird die Energie, die von der Gleich- zur Wechselstromseite fließt, periodisch in Drosseln zwischengespeichert. Während die Schaltung nach a) keine Blindleistung an der AC-Seite liefern kann [6E, 58], sind die anderen beiden Schaltungen prinzipiell dazu in der Lage. Die Schaltung aus b) kann auch zu einem

² Diese Schaltung wird in der Literatur oft als „HERIC“-Topologie bezeichnet (z.B. in [37, 58]). „HERIC“ ist eine eingetragene Marke der Fraunhofer Gesellschaft zur Förderung der angewandten Forschung e.V.

Dreipunktwechselrichter modifiziert werden [108]. Weitere Schaltungen mit gekoppelten Drosseln und ähnlicher Funktion finden sich in [38, 107, 108].

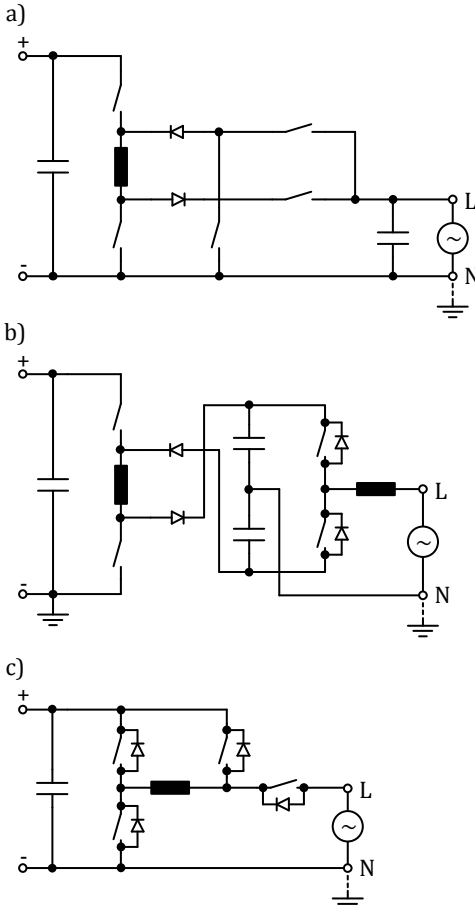


Abbildung 2.11: Transformatorlose einphasige Solarwechselrichterschaltungen mit Erdungsmöglichkeit eines Pols bzw. durchgehendem Neutralleiter (siehe [64] (a) „Karschny“, [108] (b), [95](c))

Alternativ können fliegende Kondensatoren verwendet werden, um Energie von der Gleich- zur Wechselstromseite zu übertragen [11S, 44, 57, 58, 94, 96, 100]. Dabei ist vorteilhaft, dass in Kondensatoren deutlich mehr Energie pro Volumen und Gewicht gespeichert werden kann als in Induktivitäten. Zwei ausgewählte Schaltungen, die den fliegenden Kondensator C2 im Freilaufzustand nachladen, sind in Abbildung 2.12.a) [57, 58] und b) [11S, 44, 96] dargestellt.

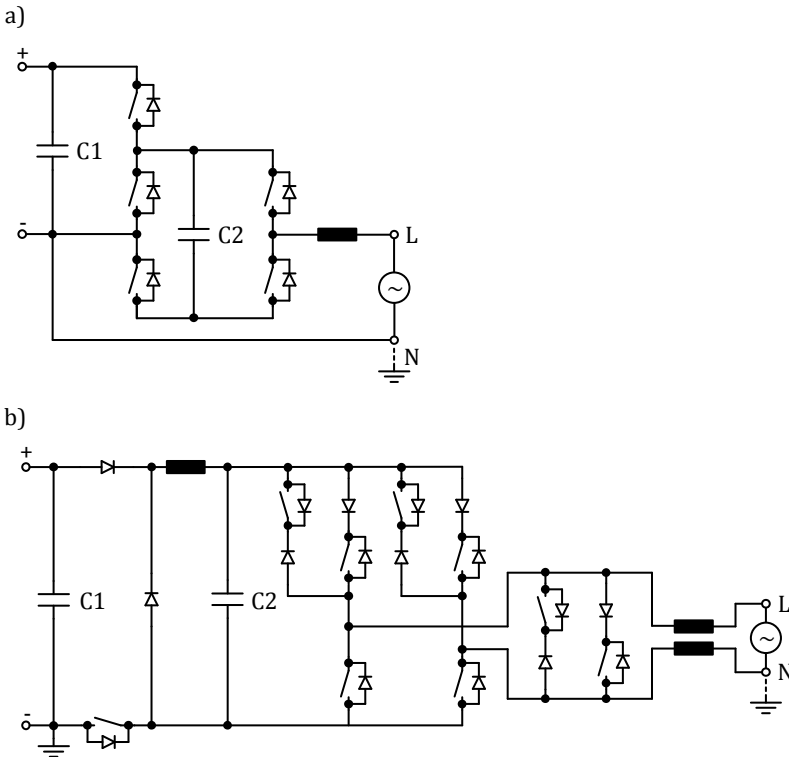


Abbildung 2.12: Transformatorlose Solarwechselrichterschaltungen mit Erdungsmöglichkeit eines Pols bzw. durchgehendem Neutralleiter und fliegendem Kondensator (siehe [57, 58] (a), [11S, 44, 96] (b))

Eine weitere Möglichkeit ist die Kombination eines Sepic- und Cuk-Converters, welche in [63] vorgeschlagen wird. Auch bei dieser Schaltung ist ein Pol der Gleichstromseite mit dem Neutralleiter verbunden.

In [87] wird eine Solarwechselrichterschaltung vorgeschlagen, die an der Ausgangsseite eine Spannung mit 5 Stufen erzeugt. Die Amplitude der Netzspannung kann dabei deutlich größer als die Eingangsgleichspannung sein. Gleichzeitig ist ein Pol des Solargenerators mit dem Neutralleiter verbunden.

2.2.2 Dreiphasige Solarwechselrichter

Die maximale Leistung, die im Geltungsbereich der „VDE-AR-N 4105:2011-08“ [35] von einphasigen Wechselrichtern ins Netz eingespeist werden darf, beträgt 4,6kVA je Phase. Oberhalb dieser Leistungsgrenze muss eine symmetrische Einspeisung sichergestellt werden. Dies kann durch eine kommunikative Kopplung mehrerer einphasiger Wechselrichter oder durch Verwendung eines dreiphasigen Wechselrichters erfolgen. [35]

Einphasige Wechselrichter speisen immer eine pulsierende Leistung ins Netz ein, die an der Gleichspannungsseite von Kondensatoren gepuffert werden muss. Dreiphasige selbstgeführte Wechselrichter sind in der Lage eine konstante Leistung einzuspeisen, weshalb die Zwischenkreis-kondensatoren deutlich kleiner ausfallen können. Die Mindesteingangsspannungen sind aber meistens höher als bei einphasigen Schaltungen. Gebräuchliche Topologien sind die selbstgeführte Drehstrombrückenschaltung [76], der Neutral Point Clamped Inverter (NPC) [78] und der T-Type Inverter [71, 92]. Sofern ein Hochsetzsteller zwischen Solargenerator und DC-Eingang des Wechselrichters eingefügt wird, lässt sich ein Pol des Solargenerators auf Quasi-Erdpotential einstellen [88]. So können dann auch Dünnschicht- bzw. rückseitenkontaktierte Solarzellen betrieben werden.

Um den zulässigen Eingangsspannungsbereich eines dreiphasigen Wechselrichters nach unten zu erweitern, wird in [72] eine sehr effiziente Lösung vorgeschlagen, siehe Abbildung 2.13. Dabei befindet sich vor der eigentlichen Wechselrichterschaltung ein galvanisch getrennter, resonant betriebener DC-DC-Wandler mit festem Übersetzungsverhältnis. Dieser wird aber nur dann zugeschaltet, wenn die Spannung der Solarmodule einen bestimmten Wert unterschreitet. Ansonsten liegt am Ausgang des DC-DC-Wandlers die Spannung null an und am Eingang der dreiphasigen Wechselrichterschaltung die Spannung des Solargenerators.

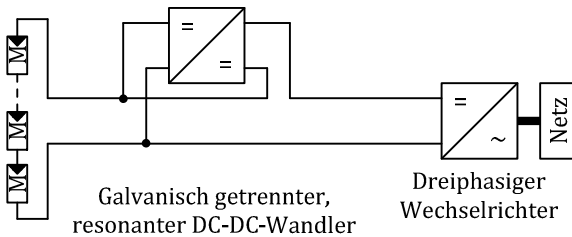


Abbildung 2.13: Erweiterung des zulässigen Eingangsspannungsbereichs nach unten (siehe [72])

Eine weitere dreiphasige Solarwechselrichterschaltung mit großem Eingangsspannungsbereich wird in [86] beschrieben. Dabei können die unterspannungsseitigen Wicklungen eines Mittelspannungstransformators je nach Höhe der Eingangsgleichspannung entweder von einem NPC oder von einer Kombination aus NPC und Zweipunktwechselrichter gespeist werden.

2.3 Systeme zum individuellen MPP-Tracking mehrerer Stränge

Ab einer gewissen Leistung des Solargenerators muss dieser in mehrere Stränge unterteilt werden. Im einfachsten Fall werden diese wie in Abschnitt 2.1.3 (Seite 15) beschrieben parallel geschaltet und an einen gemeinsamen Wechselrichter angeschlossen. Dies hat jedoch den Nachteil, dass alle Stränge mit derselben Spannung betrieben werden, was z.B. bei Teilverschattung zu Leistungseinbußen führt. Im Folgenden werden daher einige Systeme beschrieben, die ein individuelles MPP-Tracking auf Strang- bzw. Modulebene ermöglichen.

2.3.1 Strangwechselrichter

Eine Option zum individuellen MPP-Tracking ist die Verwendung eines eigenen Wechselrichters für jeden Strang [76]. Beim Einsatz solcher Strangwechselrichter ist ein hoher Bauteileinsatz notwendig, was die Kosten in die Höhe treibt. Weiterhin sind Schaltungsteile, die unabhängig von der Ausgangsleistung Verluste verursachen, wie z.B. Steuerungskomponenten, Messeinrichtungen, Trenneinrichtungen etc. mehrfach vorhanden, was sich negativ auf die Effizienz auswirkt.

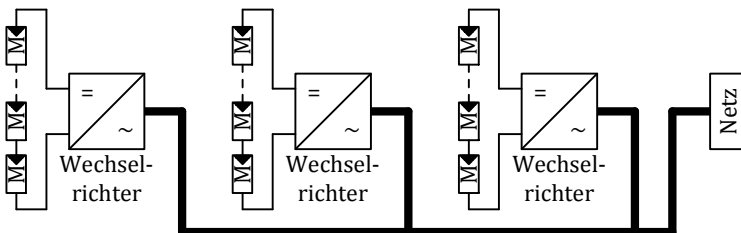


Abbildung 2.14: Strangwechselrichter (siehe auch [76])

2.3.2 Modulwechselrichter

Um bei schwierigen Verschattungsverhältnissen die Energieausbeute am Solargenerator noch weiter zu optimieren, kann jedes Modul mit einem eigenen Wechselrichter versehen werden [76]. Der leistungselektronische Aufwand ist allerdings noch größer als beim Einsatz von Strangwechselrichtern.

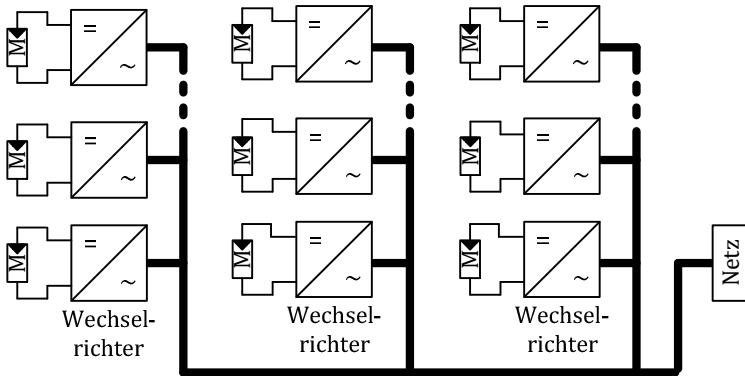


Abbildung 2.15: Modulwechselrichter (siehe auch [76])

2.3.3 Separate DC-DC Steller für jeden Strang

Eine verbreitete Lösung zum individuellen MPP-Tracking mehrerer Stränge ist in Abbildung 2.16 dargestellt. Hier wird die Wechselrichterschaltung von mehreren DC-DC Wandlern aus den zugehörigen Strängen gespeist [75, 76]. Dabei können vom einfachen Hochsetzsteller bis zum galvanisch getrennten Wandler verschiedenste Topologien zum Einsatz kommen. Die DC-DC-Wandler werden normalerweise in das Wechselrichtergehäuse integriert.

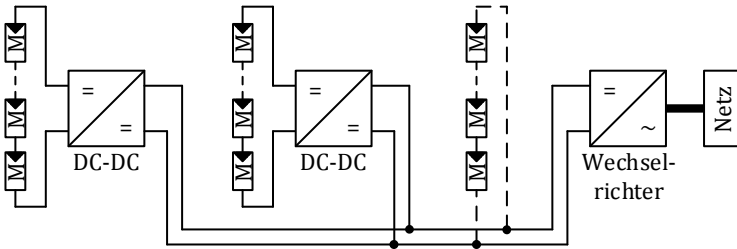


Abbildung 2.16: Wechselrichter mit separaten DC-DC Stellern für jeden Strang (siehe auch [69, 75, 76])

Um die Verluste zu reduzieren, können je nach Lage der einzelnen MPP nicht benötigte DC-DC Wandler im Betrieb abgeschaltet und durch zusätzliche Transistoren überbrückt werden [41]. Die Eingangsspannung der DC-DC Wandler entspricht dann etwa der am Wechselrichter anliegenden Eingangsgleichspannung. Wenn bei der Auslegung bereits bekannt ist, dass ein Strang aufgrund seines Aufbaus eine deutlich höhere Spannung als ein anderer liefert, so ist es ausreichend den Strang mit der niedrigeren Spannung auf einen Hochsetzsteller zu führen. Der Strang mit der höheren Spannung kann dann direkt mit dem Eingang der Wechselrichterschaltung verbunden werden [69].

2.3.4 Separate DC-DC Steller für jedes Modul

Um ein individuelles MPP-Tracking auf Modulebene zu ermöglichen, kann jedes Modul mit einem eigenen DC-DC-Wandler versehen werden, wobei die Ausgänge der Wandler in Reihe verschaltet werden und einen separaten Wechselrichter speisen [104]. An den Wechselrichter können dann mehrere solcher Anordnungen parallel angeschlossen werden. Diese Lösung ist vorteilhaft bei schwierigen Beschattungsverhältnissen, führt jedoch zu einem sehr hohen Bauteilaufwand.

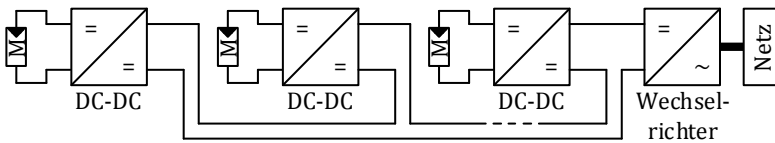


Abbildung 2.17: Wechselrichter mit separaten DC-DC Stellern für jedes Modul (siehe auch [104])

2.3.5 Tiefsetzsteller mit mehreren Eingängen

Tiefsetzsteller können wie in Abbildung 2.18 gezeigt mit einer beliebigen Anzahl M von Eingängen ausgeführt werden. Die Abbildung basiert auf den Schaltungsvorschlägen von [47, 85]. Diese Schaltung eignet sich auch zum individuellen MPP-Tracking mehrerer Stränge. Die Transistoren $T1x$ ($x \in \{1..M\}$) und $T3$ müssen wie beim konventionellen Tiefsetzsteller auch für die höchste auftretende Eingangsspannung dimensioniert werden. Es ist aber nur eine Drossel $L1$ notwendig.

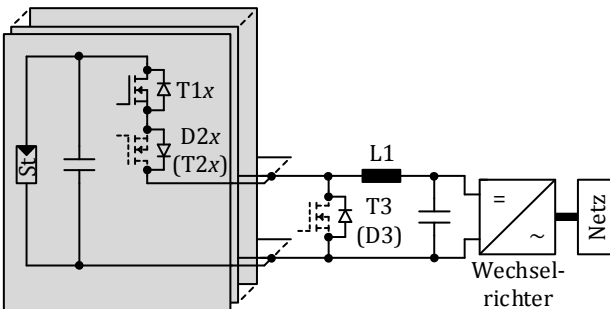


Abbildung 2.18: Tiefsetzsteller mit mehreren Eingängen (basierend auf [47, 85])

2.3.6 Hoch-/Tiefsetzsteller mit mehreren Eingängen

Der Tiefsetzsteller aus Abbildung 2.18 kann auch zu einem Hoch-/Tiefsetzsteller mit mehreren Eingängen modifiziert werden. Das Schaltungsprinzip aus Abbildung 2.19.a) wird in [65, 66] beschrieben, während das Schaltungsprinzip aus b) in [40] zu finden ist. Auch hier müssen die Transistoren T1x mindestens für die höchste zu erwartende Eingangsspannung dimensioniert werden.

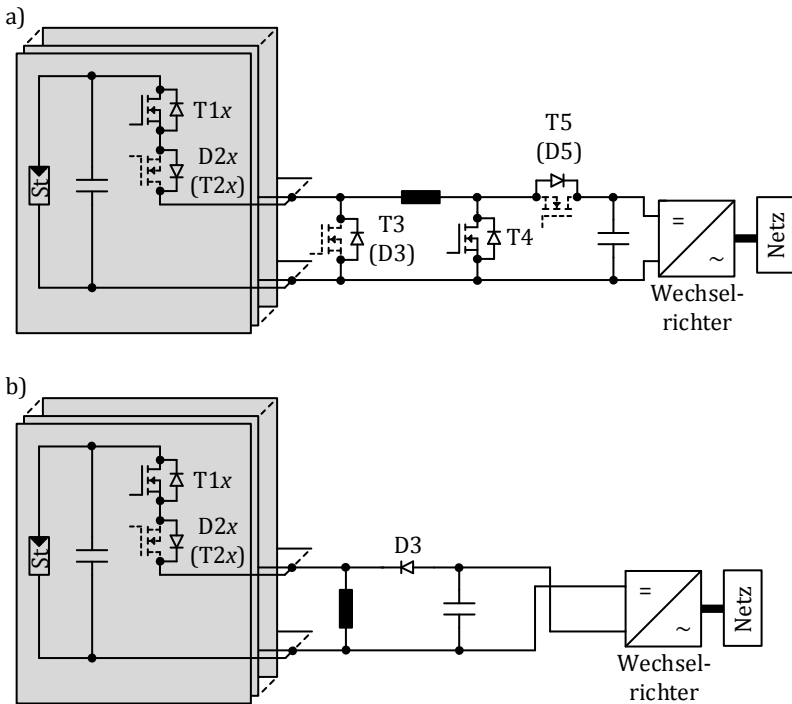


Abbildung 2.19: Hoch-/Tiefsetzsteller mit mehreren Eingängen (basierend auf [65, 66] (a), [40] (b))

2.3.7 Bidirektionale DC-DC Steller zum Ausgleich kleiner Spannungsdifferenzen

In [2P, 74] werden Schaltungen beschrieben, die geringe Spannungsdifferenzen zwischen mehreren Strängen durch bidirektionale DC-DC Steller ausgleichen können. Das Prinzip ist in Abbildung 2.20 dargestellt.

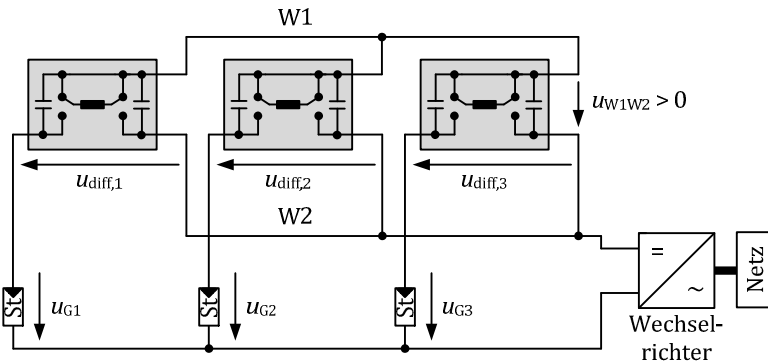


Abbildung 2.20: Bidirektionale DC-DC Steller zum Ausgleich kleiner Spannungsdifferenzen (siehe auch [2P, 74])

Angenommen die Spannung u_{G1} des ersten Stranges sei größer als die Spannungen u_{G2} und u_{G3} , so kann der erste Steller mit Hilfe einer negativen Spannung $u_{diff,1}$ Leistung auf die Leitungen W1 und W2 einspeisen. Die anderen Steller entnehmen W1 und W2 wiederum Leistung und erzeugen damit positive Spannungen $u_{diff,2}$ und $u_{diff,3}$. Diese Schaltung wird in Abschnitt 4.7 noch detaillierter beschrieben und untersucht.

2.3.8 Sperrwandler zum Ausgleich kleiner Spannungsdifferenzen

In [46] werden Schaltungen beschrieben, die die Spannungen von Solarmodulsträngen mit Hilfe von Sperrwandlern um kleine Beträge erhöhen oder erniedrigen. Das Prinzip einer der Schaltungen ist in Abbildung 2.21 dargestellt und wird in Abschnitt 4.5 noch genauer beschrieben und untersucht. Über die Sperrwandler fließt dabei nur ein Bruchteil der Ausgangsleistung. An Stelle von Sperrwandlern ist auch der Einsatz anderer galvanisch trennender DC-DC Wandlertopologien denkbar.

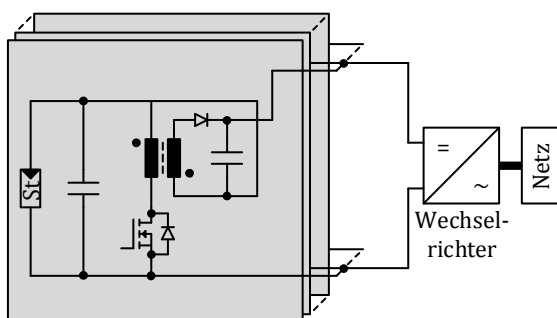


Abbildung 2.21: Sperrwandler zum Ausgleich kleiner Spannungsdifferenzen (siehe auch [46])

3 Prinzip der HILEM Schaltungen

In diesem Kapitel werden die der Entwicklung der HILEM Schaltungen zugrundeliegenden Prinzipien erläutert. Die Spannungen verschiedener Photovoltaikstränge können sich im Punkt maximaler Leistung durch die folgenden Ursachen unterscheiden (siehe auch [2P, 10E, 59]):

- Unterschiedliche Einstrahlungsstärken, z.B. durch unterschiedliche Neigungswinkel oder Ost-West Ausrichtung
- Temperaturunterschiede
- Teilverschattung
- Verschmutzung, Degradation
- Unterschiedliche Anzahl an Modulen pro Strang
- Unterschiedliche Modultypen in verschiedenen Strängen
- Parameterstreuungen der Solarzellen

Unterschiedliche Einstrahlungsstärken führen in erster Linie zu unterschiedlichen Strömen in den MPP der jeweiligen Stränge. Aufgrund der exponentiellen Diodenkennlinie (Abbildung 2.2 auf Seite 12) ist der Einfluss auf die Spannung geringer als auf den Strom, es können aber trotzdem Leistungseinbußen bei einer Parallelschaltung mehrerer Stränge auftreten. (siehe auch [2P])

Die Kennlinien von Solarzellen sind temperaturabhängig. Der Einfluss auf die Leerlaufspannung von Siliziummodulen liegt beispielsweise bei ca. $-0,3\%/K$. $-0,4\%/K$ [59]. Damit ergibt sich eine tages- und jahreszeitabhängige Variation der Spannungen in den MPP. Weiterhin können sich die Temperaturen zwischen einzelnen Strängen durch unterschiedliche Montagebedingungen und -orte unterscheiden.

Teilverschattung führt ebenfalls dazu, dass unterschiedliche Stränge verschiedene Spannungen in ihren MPP liefern. Sinnvollerweise werden Solargeneratoren so montiert, dass immer nur ein kleiner Teil eines Strangs verschattet wird oder der Schatten gleichzeitig Module in

3 Prinzip der HILEM Schaltungen

verschiedenen Strängen trifft. Bei einer direkten Parallelschaltung sind Leistungseinbußen aber schon bei kleinen Spannungsdifferenzen im MPP bemerkbar (Abbildung 2.7 auf Seite 17).

Bei manchen Dachgeometrien kann zur optimalen Ausnutzung der vorhandenen Fläche nicht jeder Strang mit der gleichen Anzahl von Modulen ausgestattet werden. So kann z.B. ein Strang 17 Module und ein anderer Strang 18 Module enthalten. Ebenso ist denkbar, dass verschiedene Stränge mit Modulen unterschiedlicher Größe ausgeführt werden, um die Dachfläche bestmöglich auszunutzen. [2P]

Bei einer Erweiterung oder Teilerneuerung bestehender Anlagen kann nicht garantiert werden, dass bestehende Module nach einigen Jahren noch erhaltlich sind. Sollen später alte und neue Module an einen gemeinsamen Wechselrichter angeschlossen werden, kann aufgrund unterschiedlicher Modultypen ein separates MPP-Tracking notwendig werden. (siehe auch [10E])

In den genannten Fällen treten bei einer direkten Parallelschaltung mehrerer Stränge Leistungseinbußen auf. Die Spannungen der verschiedenen Stränge in ihren MPP unterscheiden sich jedoch nur um relativ kleine Beträge voneinander. Daher ist es ausreichend, wenn von Strang zu Strang nur eine begrenzte Spannungsdifferenz eingestellt werden kann [2P]. Abbildung 3.1.a verdeutlicht dies für den Fall der Teilverschattung (siehe auch [8E]). Der grau markierte Bereich gibt die Differenz $u_{G,diff}$ zwischen niedrigster individueller Strangspannung $u_{G,min}$ und höchster individueller Strangspannung $u_{G,max}$ an, wenn alle Stränge in ihren MPP betrieben werden. Weiterhin zeigt Abbildung 3.1.b die Verhältnisse bei zwei gleichen Strängen mit unterschiedlichen Einstrahlungsstärken, wie sie z.B. bei Ost-West Anlagen auftreten können. Temperaturschwankungen, die z.B. jahreszeitlich bedingt sind, führen dazu, dass sich der grau markierte Bereich horizontal verschiebt. Es sollte daher ein großer absoluter Spannungsbereich von den MPP-Trackern abgedeckt werden. Die Differenz $u_{G,diff}$ ist aber meistens klein, bezogen auf die absoluten Strangspannungen.

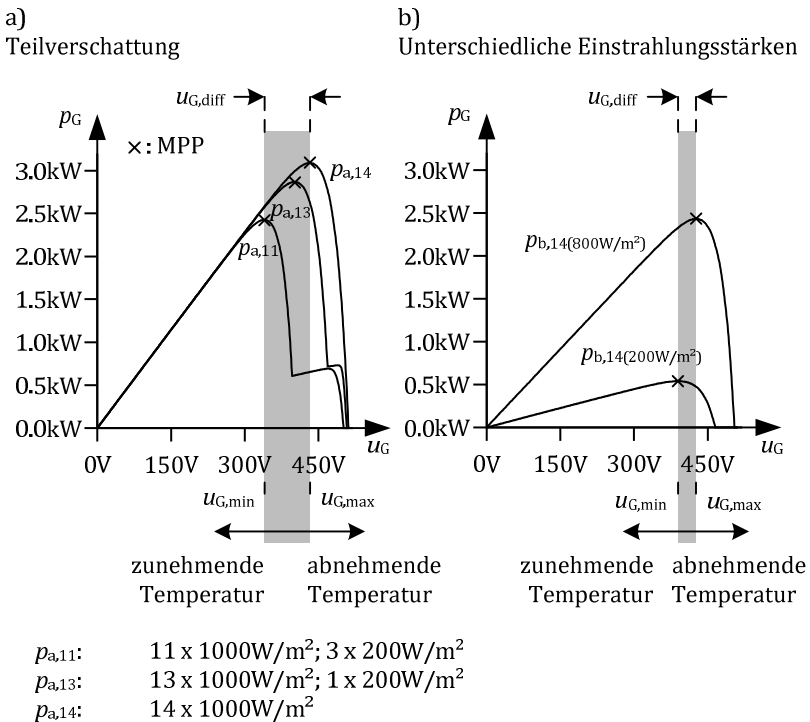


Abbildung 3.1: Simulierte Leistungskennlinien bei Teilverschattung (a) (siehe auch [8E]) und verschiedenen Einstrahlungsstärken (b); gleiche Temperatur in allen Solarzellen; Simulationsparameter: siehe Anhang A.1

Die HILEM Schaltungen sind dazu in der Lage, gewisse Spannungsdifferenzen zwischen verschiedenen Strängen auszugleichen. Somit kann die Leistung des Solargenerators durch individuelles MPP-Tracking maximiert werden. Der Schaltungsaufwand ist dabei relativ gering. Die HILEM-1 und die HILEM-2 Schaltung weisen einen Gleichspannungsausgang auf und eignen sich zur Kombination mit gewöhnlichen Wechselrichtertopologien. Bei der HILEM-2 Schaltung kann die Leistungselektronik räumlich auf die Modulstränge und den Wechselrichter verteilt werden. Die HILEM-grid Schaltung kann dagegen einen Wechsel- bzw. Drehstrom ins Netz einspeisen und eignet sich

3 Prinzip der HILEM Schaltungen

besonders für Dünnschichtsolarmodule oder rückseitenkontaktierte Solarmodule. [2P]

Bei allen drei HILEM Schaltungen werden die Spannungen an den einzelnen Strängen mit Stellern nach Abbildung 3.2 geregelt. Die Bauteile C1, T1x/D1x und T2x müssen dabei nur für geringfügig höhere Spannungen als die maximale Differenz $u_{G,diff} = u_{G,max} - u_{G,min}$ ausgelegt werden, bei der noch ein individuelles MPP-Tracking möglich sein soll. Dadurch sinken die Halbleiterverluste und die Drosseln L1x können aufgrund der kleinen Spannungszeitflächen sehr klein ausfallen. [2P]

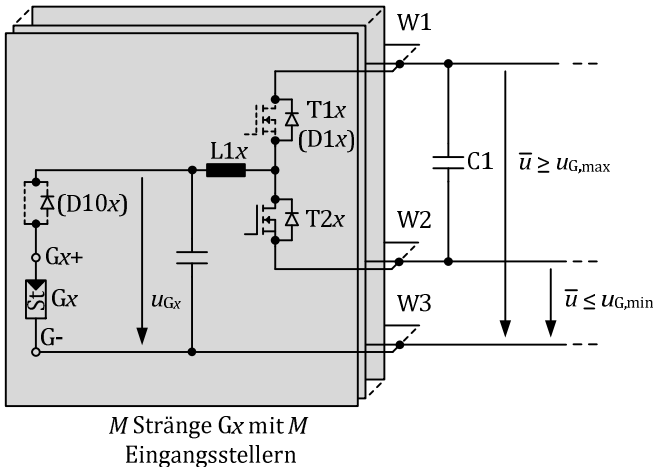


Abbildung 3.2: Eingangssteller der HILEM Schaltungen (siehe auch [2P])

Die Spannung zwischen den Leitungen W2 und W3 ist variabel, so dass ein großer absoluter Spannungsbereich abgedeckt wird. Damit ist auch ein großer Temperaturbereich gegeben, in dem die Stränge betrieben werden können.

Spezifische Details zu den einzelnen HILEM Schaltungen werden in den nächsten Kapiteln ausführlich behandelt.

4 Analyse, Dimensionierung und Vergleich verschiedener Schaltungen

In diesem Kapitel wird detailliert auf die Funktion, die Dimensionierung und die Anwendungsgebiete der verschiedenen HILEM Schaltungen eingegangen. Die HILEM-1 Schaltung wird dabei in Abschnitt 4.2, die HILEM-2 Schaltung in Abschnitt 4.3 und die HILEM-grid Schaltung in Abschnitt 4.9 behandelt.

Die HILEM-1 und die HILEM-2 Schaltung ermöglichen ein individuelles MPP-Tracking mehrerer Stränge und verfügen über einen Gleichspannungsausgang, der eine gewöhnliche Wechselrichterschaltung speisen kann. Für diese beiden HILEM Schaltungen existieren einige alternative Lösungen, welche ebenfalls einen Gleichspannungsausgang aufweisen und in den Abschnitten 4.4 - 4.7 kurz behandelt werden. Die verschiedenen Schaltungen mit Gleichspannungsausgang werden in Abschnitt 4.8 ausführlich miteinander verglichen. Dabei wird auf die individuellen Vor- und Nachteile sowie den quantitativen Schaltungsaufwand eingegangen. Die Randbedingungen für die quantitativen Vergleiche werden in Abschnitt 4.1 festgelegt.

Die HILEM-grid Schaltung ermöglicht ein individuelles MPP-Tracking mehrerer Stränge und kann direkt einen Wechsel- bzw. Drehstrom ins Netz einspeisen. Weiterhin liegen entweder alle Plus- oder alle Minuspole des Solargenerators fest auf Neutralleiterpotential. Nach einer eingehenden Schaltungsuntersuchung in Abschnitt 4.9 findet sich in Abschnitt 4.10 auch zu dieser Topologie ein kurzer Vergleich mit alternativen Lösungsvorschlägen.

4.1 Randbedingungen zur quantitativen Schaltungsbewertung (HILEM-1 und -2)

In den folgenden Abschnitten 4.2 - 4.8 werden verschiedene Schaltungen zum individuellen MPP-Tracking miteinander verglichen. Die Schaltungen stellen alle eine Gleichspannung u_A bereit, welche dann eine konventionelle Wechselrichterschaltung versorgt (Abbildung 4.1).

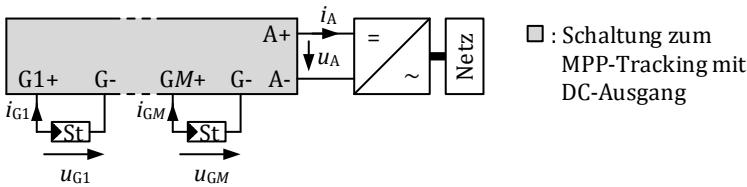


Abbildung 4.1: Schaltungen zum individuellen MPP-Tracking von M Strängen

Im Betrieb sollen die M Eingangsspannungen u_{Gx} ($x \in 1,2..M$) im Bereich $u_{G,\min} \leq u_{Gx} \leq u_{G,\max}$ einstellbar sein. Dieser Bereich ist in Abbildung 4.2 grau markiert und kann wiederum zwischen null und der höchsten zulässigen Eingangsspannung $u_{G,\max}^*$ liegen.

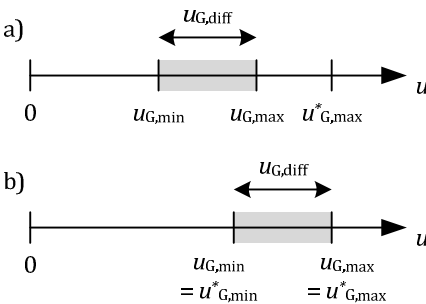


Abbildung 4.2: Definition des Eingangsspannungsbereiches

Sofern die obere Grenze $u_{G,\max}$ so gewählt wird, dass sie der maximal zulässigen Eingangsspannung $u_{G,\max}^*$ entspricht, wird die untere Grenze

4.1 Analyse, Dimensionierung und Vergleich verschiedener Schaltungen Randbedingungen zur quantitativen Schaltungsbewertung (HILEM-1 und -2)

$u_{G,\min}^*$ ebenfalls mit einem Stern gekennzeichnet (Abbildung 4.2.b). Die maximale Eingangsspannungsdifferenz $u_{G,\text{diff}}$ beträgt immer:

$$\begin{aligned} u_{G,\text{diff}} &= u_{G,\text{max}} - u_{G,\min} \\ &= u_{G,\text{max}}^* - u_{G,\min}^* \end{aligned} \quad (4.1)$$

Zur Bewertung des Halbleiteraufwands leistungselektronischer Schaltungen kann die zu installierende Schaltleistung p_{Schalt} herangezogen werden. Sie berechnet sich als Summe der Produkte aus maximaler Spannung und maximal auftretendem Strom an jedem Transistor [45]. Weiterhin sind die gesamten Energiemengen $W_{L,\text{ges}}$, die in den Drosseln der verschiedenen Schaltungen gespeichert werden müssen, ein weiteres Bewertungskriterium. Bei Kernmaterialien mit verteiltem Luftspalt, wie z.B. Ferriten, sind die Energien in erster Näherung proportional zum benötigten Kernvolumen. Somit ergibt sich ein Maß für die zu erwartenden Kosten und den Platzbedarf.

Um die Berechnungen in den folgenden Abschnitten zu vereinfachen, werden die Eingangsspannungen u_{Gx} , die Eingangsspannungsdifferenz $u_{G,\text{diff}}$ und die Ausgangsgleichspannung u_A auf die maximal zulässige Eingangsspannung $u_{G,\text{max}}^*$ normiert:

$$u_{Gx,\text{norm}} = \frac{u_{Gx}}{u_{G,\text{max}}^*} \quad (4.2)$$

$$u_{G,\text{diff},\text{norm}} = \frac{u_{G,\text{diff}}}{u_{G,\text{max}}^*} \quad (4.3)$$

$$u_{A,\text{norm}} = \frac{u_A}{u_{G,\text{max}}^*} \quad (4.4)$$

Weiterhin werden die Schaltleistungen auf die höchste Eingangsspannung $u_{G,\text{max}}^*$ und auf die Summe der maximalen Eingangsströme $i_{G,\text{max}} = \sum_{x=1}^M i_{Gx,\text{max}}$ normiert:

4.1 Analyse, Dimensionierung und Vergleich verschiedener Schaltungen Randbedingungen zur quantitativen Schaltungsbewertung (HILEM-1 und -2)

$$p_{\text{Schalt,norm}} = \frac{p_{\text{Schalt}}}{u_{\text{G,max}}^* \cdot \underbrace{i_{\text{G,max}}}_{\sum_{x=1}^M i_{\text{Gx,max}}} \quad (4.5)$$

Bei der Berechnung der Schaltleistungen wird auf die Berücksichtigung von Spannungsreserven für dynamische Vorgänge in der Regelung verzichtet.

Die Stromrippel Δi in den Drosseln können mit der Vereinfachung betrachtet werden, dass die Spannungen über allen Kondensatoren während einer Pulsperiode konstant bleiben. Die Drosseln sowie Leistungshalbleiter weisen keinen ohmschen Widerstand auf. Weiterhin tritt kein lückender Strom auf. Damit ergeben sich Stromverläufe, die sich abschnittsweise aus Geraden zusammensetzen (Abbildung 4.3).

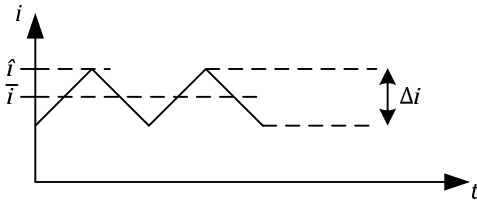


Abbildung 4.3: Prinzipieller Verlauf der Drosselströme

Zur Vorgabe der Induktivitätswerte wird der bezogene Stromrippel δ_i eingeführt. Er gibt das Verhältnis zwischen dem Maximalwert Δi_{max} des Stromrippels Δi und dem maximalen Gleichanteil des Drosselstroms \bar{i}_{max} an.

$$\delta_i = \frac{\Delta i_{\text{max}}}{\bar{i}_{\text{max}}} \quad (4.6)$$

Es ergibt sich so das folgende Verhältnis zwischen dem Spitzenwert \hat{i}_{max} und dem maximalen Gleichanteil \bar{i}_{max} des Drosselstroms:

4.1 Analyse, Dimensionierung und Vergleich verschiedener Schaltungen Randbedingungen zur quantitativen Schaltungsbewertung (HILEM-1 und -2)

$$\hat{i}_{\max} = \left(1 + \frac{\delta_i}{2}\right) \cdot \bar{i}_{\max} \quad (4.7)$$

Die zu speichernden Energien $W_{L,\text{ges}}$ werden zur besseren Vergleichbarkeit auf die maximalen Eingangsleistungen normiert, welche sich aus den maximalen Eingangsspannungen und -strömen zusammensetzen:

$$W_{L,\text{ges,norm}} = \frac{W_{L,\text{ges}}}{u_{G,\text{max}}^* \cdot \underbrace{\bar{i}_{G,\text{max}}}_{\sum_{x=1}^M i_{Gx,\text{max}}}} \quad (4.8)$$

Sofern es der Einfachheit oder der besseren Anschaulichkeit dient, werden die Berechnungen in den folgenden Abschnitten für den speziellen Fall $u_{G,\text{min}}^* \leq u_{Gx} \leq u_{G,\text{max}}^*$ durchgeführt (Abbildung 4.2.b). Es wird dann im Einzelfall darauf eingegangen, wie sich die Ergebnisse auf den allgemeinen Fall $u_{G,\text{min}} \leq u_{Gx} \leq u_{G,\text{max}}$ (Abbildung 4.2.a) übertragen lassen.

4.2 HILEM-1 Schaltung

Die in Abbildung 4.4 dargestellte HILEM-1 Schaltung wird erstmals in der Patentanmeldung [2P] beschrieben. Sie ermöglicht den Anschluss und das individuelle MPP-Tracking von M Strängen an einem gemeinsamen Wechselrichter. Die Topologie ist mit M eingangsseitigen Stellern, ($T1x/D1x$, $T2x$), sowie einem ausgangsseitigen Steller ($T3$, $T4/D4$) aufgebaut. Die MOSFETs $T1x$ und $T4$ sind für die Schaltungsfunktion nicht unbedingt notwendig. Sie erlauben es jedoch, die jeweilige Paralleldiode zu überbrücken wenn diese leiten würde. Damit lassen sich die Durchlassverluste deutlich reduzieren. Die einzelnen Steller werden mit Hilfe einer Pulsweitenmodulation (PWM) getaktet. Die Eingangsspannungen u_{Gx} können dabei im Bereich $\bar{u}_H \leq u_{Gx} \leq \bar{u}_H + u_{C1}$ eingestellt werden. Die Größe \bar{u}_H ist ein Freiheitsgrad und bezeichnet den Mittelwert der Spannung u_H über eine Pulsperiode. Ein weiterer Freiheitsgrad ist die Spannung u_{C1} am Kondensator C1. [2P, 8E]

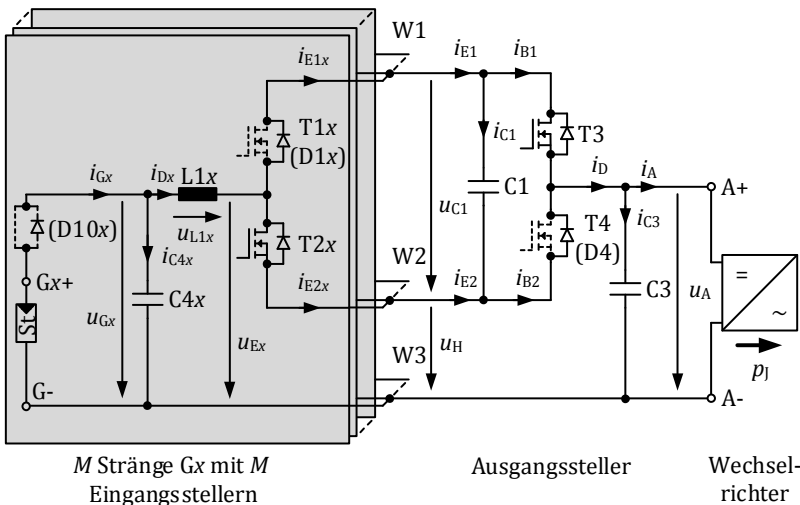


Abbildung 4.4: HILEM-1 Schaltung mit Zählpfeilen (siehe auch [2P, 8E])

4.2 Analyse, Dimensionierung und Vergleich verschiedener Schaltungen

HILEM-1 Schaltung

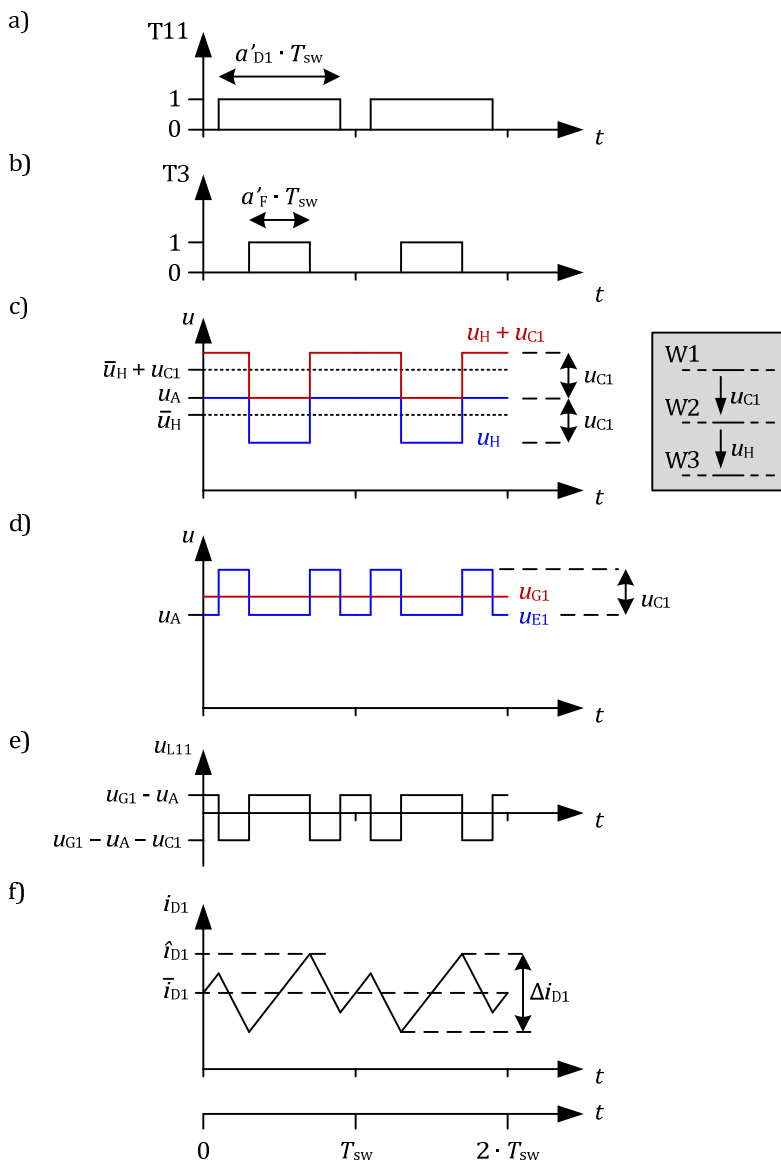


Abbildung 4.5: HILEM-1 Schaltung - Zeitverläufe

Die M eingangsseitigen Steller werden mit den Aussteuergraden a'_{Dx} betrieben und der ausgangsseitige Steller mit dem Aussteuergrad a'_F . Damit ergeben sich die folgenden Einschaltzeiten für T1x –T4: [8E]

$$T_{T1x} = a'_{Dx} \cdot T_{sw} \quad | \quad T_{T2x} = (1 - a'_{Dx}) \cdot T_{sw} \quad (4.9)$$

$$T_{T3} = a'_F \cdot T_{sw} \quad | \quad T_{T4} = (1 - a'_F) \cdot T_{sw} \quad (4.10)$$

$$T_{sw} = \frac{1}{f_{sw}} \quad (4.11)$$

Abbildung 4.5.a-b zeigt beispielhaft das PWM-Schema für die Transistoren T11 und T3. Die Schaltsignale für T21 und T4 sind entsprechend invertiert. Der Aussteuergrad a'_F des ausgangsseitigen Stellers hängt vom Sollwert u'_H ab, welcher die mittlere Spannung \bar{u}_H vorgibt [8E]:

$$a'_F = \frac{u_A - u'_H}{u_{C1}} \quad (4.12)$$

Der Sollwert u'_H muss so gewählt werden, dass die Bedingung $\bar{u}_H \leq u_{G,min}$ erfüllt ist [8E]. Die Spannungen u_H und $u_H + u_{C1}$, welche an den Sammelleitungen W1 - W3 auftreten, zeigen rechteckförmige Verläufe, siehe Abbildung 4.5.c. Die Spannungen u_{Ex} hängen sowohl von den Schaltzuständen der eingangsseitigen Steller als auch vom Schaltzustand des ausgangsseitigen Stellers ab. Ein beispielhafter Verlauf von u_{E1} ist in Abbildung 4.5.d dargestellt. Die Differenzen $u_{L1x} = u_{Gx} - u_{Ex}$ liegen an den Drosseln L1x an, siehe Abbildung 4.5.e, und können die folgenden Werte annehmen:

- $u_{Gx} - u_A$ solange T1x/D1x und T3 oder T2x und T4/D4 leiten
- $u_{Gx} - u_A - u_{C1}$ solange T1x/D1x und T4/D4 leiten
- $u_{Gx} - u_A + u_{C1}$ solange T2x und T3 leiten

Die Drosselströme i_{Dx} ergeben sich durch Integration der Spannungen u_{L1x} , siehe Abbildung 4.5.f. Die über eine Pulsperiode gemittelten Spannungen an den Drosseln betragen [8E]:

$$\bar{u}_{L1x} = u_{Gx} - a'_{Dx} \cdot u_{C1} + a'_F \cdot u_{C1} - u_A \quad (4.13)$$

Über die Stelleingriffe der Aussteuergrade a'_{Dx} ist also eine Regelung der Ströme i_{Dx} möglich. Die Eingangssteller teilen die Eingangsströme i_{Gx} auf die Ströme i_{E1x} und i_{E2x} auf. Ihre Mittelwerte \bar{i}_{E1x} und \bar{i}_{E2x} über eine Pulsperiode betragen: [8E]

$$\bar{i}_{E1x} = a'_{Dx} \cdot i_{Gx} \quad | \quad \bar{i}_{E2x} = (1 - a'_{Dx}) \cdot i_{Gx} \quad (4.14)$$

Die Ströme i_{E1x} und i_{E2x} summieren sich an den Leitungen W1 und W2 zu den Strömen i_{E1} und i_{E2} auf. Die beiden Ströme i_{B1} und i_{B2} werden vom ausgangsseitigen Steller wieder zu einem Strom zusammengefasst, welcher dann zum Wechselrichter fließt [8E].

Für die weitere Schaltungsanalyse lassen sich die M Eingangssteller zu einem Ersatzsteller nach Abbildung 4.6 zusammenfassen. Die Ersatzströme i_G und i_D , sowie die Ersatzspannung u_G berechnen sich wie folgt: [8E]

$$i_G = \sum_{x=1}^M i_{Gx} \quad (4.15)$$

$$i_D = \sum_{x=1}^M i_{Dx} \quad (4.16)$$

$$u_G = \frac{p_G}{i_G} = \frac{\sum_{x=1}^M p_{Gx}}{i_G} = \frac{\sum_{x=1}^M u_{Gx} \cdot i_{Gx}}{i_G} \quad (4.17)$$

Die Ersatzspannung u_G ist ein gewichteter Mittelwert aller Eingangsspannungen u_{Gx} . Sie liegt im Betrieb immer zwischen der niedrigsten Eingangsspannung $u_{G,\min}$ und der höchsten Eingangsspannung $u_{G,\max}$ [8E].

4.2 Analyse, Dimensionierung und Vergleich verschiedener Schaltungen HILEM-1 Schaltung

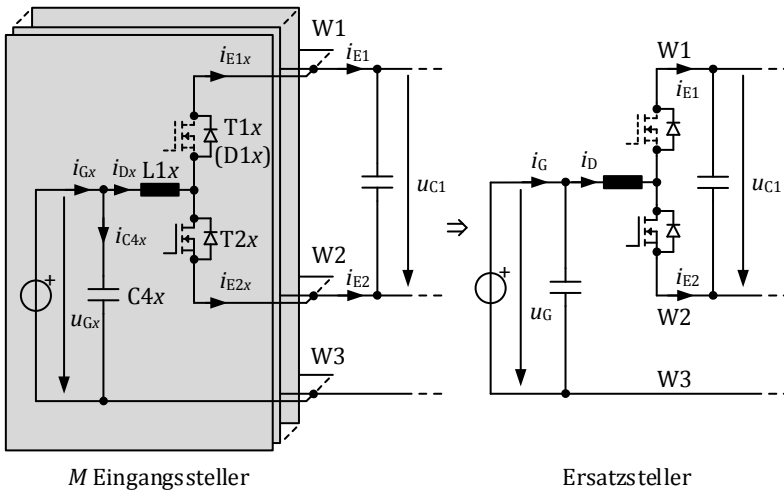


Abbildung 4.6: Zusammenfassung von M Eingangstellern zu einem Ersatzsteller (siehe auch [8E])

Im stationären Betrieb entspricht der DC-Strom i_A des Wechselrichters der Summe der Eingangsströme [8E]:

$$i_A = \bar{i}_D = i_G = \sum_{x=1}^M i_{Gx} \quad (4.18)$$

Weiterhin entspricht der Mittelwert der Ausgangsleistung $p_F = u_A \cdot i_D$ im stationären Betrieb der Summe der Eingangsleistungen $p_G = u_G \cdot i_G$ abzüglich den Verlusten in der Schaltung [8E]. Am Wechselrichter liegt also im Mittel eine Spannung \bar{u}_A an, die geringfügig kleiner als die Ersatzspannung u_G ist.

$$\bar{u}_A \approx u_G \quad (4.19)$$

Unter Vernachlässigung der Verluste tritt am Kondensator C1 die folgende Leistung auf [8E]:

$$p_{C1} = u_{C1} \cdot i_{C1} = \underset{u_G \cdot i_D}{p_D} - \underset{u_A \cdot i_D}{p_F} \quad (4.20)$$

Die Regelung von u_{C1} kann also entweder über eine Variation der Strangspannungen u_{Gx} oder wie in [8E] gezeigt über den Stelleingriff der Wechselrichtereingangsspannung u_A erfolgen.

Die Bauteile T1x - T4, D1x, D4, sowie der Kondensator C1 können grundsätzlich für die höchste zulässige Eingangsspannung $u_{G,max}^*$ dimensioniert werden. Wie in Kapitel 3 erläutert, unterscheiden sich die Spannungen verschiedener Stränge in ihren MPP meistens nur um geringe Beträge voneinander. Die Schaltverluste [56] können daher minimiert werden, wenn die Kondensatorspannung u_{C1} im Betrieb so klein wie möglich gewählt wird. Weitere Vorteile bringt es mit sich, die genannten Bauteile auf $u_{G,max} - u_{G,min}$, also die maximal zu erwartende Differenz der Strangspannungen in ihren MPP auszulegen. Dies ermöglicht den Einsatz von schnellschaltenden MOSFETs mit kleiner Sperrspannung und damit niedrigem $R_{DS(on)}$. Bei einer solchen Dimensionierung müssen dann aber Vorkehrungen gegen Überspannung von u_{C1} getroffen werden. Wenn zum Beispiel die Solargeneratoren an die Eingänge Gx+ / G- (Abbildung 4.4 auf Seite 44) angeschlossen werden, bevor die Steuerung aktiv ist, bilden C1 und C3 einen kapazitiven Spannungsteiler. C1 muss daher eine ausreichende Kapazität aufweisen. Sofern die HILEM-1 Schaltung und die Wechselrichterschaltung in einem Gerät vereint sind, kann das Steuerungssystem des Wechselrichters direkt aus den Anschlüssen Gx+ / G- versorgt werden. Das verhindert, dass der Kondensator C1 durch einen Strom i_A aufgeladen wird, wenn alle Transistoren T1x - T4 sperren. Alternativ muss hardwaremäßig sichergestellt werden, dass entweder die Transistoren T2x oder der Transistor T3 leiten, solange das Steuerungssystem der HILEM-1 Schaltung noch nicht aktiv ist. Sofern externe Kurzschlüsse zwischen den Anschlüssen Gx+ und G- auftreten können, verhindern optionale Dioden D10x negative Ströme i_{Gx} , welche zu einer unkontrollierten Aufladung von C1 führen würden. Da die Bauteile D10x nicht taktfrequenzschalten müssen, können preiswerte

Gleichrichterdiode mit niedriger Durchlassspannung eingesetzt werden. [8E]

Die HILEM-1 Schaltung kann die mittlere Spannung \bar{u}_A im Gegensatz zu den Schaltungen aus den Abschnitten 2.3.3, 2.3.4, 2.3.6 und 2.3.8 (ab Seite 28) nicht hochsetzen. Die meisten Wechselrichtertopologien können aber über einen großen Eingangsspannungsbereich betrieben werden [8E]. Einphasige Wechselrichter nach Abbildung 2.10 (Seite 22) arbeiten schon knapp oberhalb der Netzscheitelspannung, welche in Deutschland nominal 325V beträgt und decken mit 1200V Bauelementen einen sehr großen Eingangsspannungsbereich bis zu etwa 800..1000V ab. Bei dreiphasigen Wechselrichtern liegt die Mindesteingangsspannung höher. Es zeichnet sich dabei aber auch ein Trend zu höheren maximalen Eingangsspannungen von bis zu 1500V ab [62, 93]. Sollte ein nach unten erweiterter Eingangsspannungsbereich gefordert sein, so bietet es sich z.B. an, dass die HILEM-1 Schaltung eine Topologie nach Abbildung 2.13 (Seite 26, [72]) versorgt.

Einphasige Wechselrichter können nur eine pulsierende Leistung ins Netz einspeisen. Viele gebräuchliche Schaltungen speichern die auftretende pulsierende Energie im Eingangskondensator. Dies führt zu einer Pulsation mit doppelter Netzfrequenz auf der Gleichspannungsseite. Erreicht diese Pulsation eine nennenswerte Größe, treten Leistungseinbußen am Solargenerator durch eine periodische Verschiebung des Arbeitspunktes aus dem MPP heraus auf [89].

Die HILEM-1 Schaltung kann eine pulsierende Leistung im Kondensator C3 puffern und dabei die Eingangsspannungen u_{Gx} konstant halten. Dies erhöht den Ertrag des Solargenerators. Da ein hoher Spannungsrippel auf der Wechselrichtereingangsspannung u_A zulässig ist, kann der Kondensator C3 kapazitätsmäßig sehr klein ausfallen. [8E]

Der Spannungsverlauf von u_A wird unter Vernachlässigung der Wechselrichterverluste durch eine nichtlineare Differentialgleichung beschrieben. Der Ersatzstrom i_D wird von der Regelung konstant

gehalten, während der Wert p_j den zeitlichen Verlauf der vom Wechselrichter aufgenommenen Leistung angibt:

$$\frac{du_A}{dt} = \frac{1}{C_3} \cdot \left(i_D - \frac{p_j}{u_A} \right) \quad (4.21)$$

Eine analytische Berechnung des Zeitverlaufs von u_A ist nicht ohne weiteres möglich. Die Extremwerte von u_A können aber über die Leistungsbilanz näherungsweise bestimmt werden. Am Kondensator C3 tritt die Leistung $p_{C3} = p_F - p_j$ auf. Die am Ausgangsteller auftretende Leistung $p_F = u_A \cdot i_D$ unterliegt wesentlich geringeren Pulsationen als die vom Wechselrichter umgesetzte Leistung p_j . Der Wert p_F wird daher als konstant angenommen. Die mittlere Energie in C3 kann dann über den mittleren Wert der Ausgangsspannung $\bar{u}_A \approx u_G$ berechnet werden:

$$\bar{W}_{C3} \approx \frac{1}{2} \cdot C_3 \cdot \bar{u}_A^2 \quad (4.22)$$

Die Differenz ΔW_{C3} zwischen maximaler bzw. minimaler Energie in C3 und mittlerer Energie \bar{W}_{C3} ergibt sich aus der Netzfrequenz ω_n und der Grundschiebungsscheinleistung S_{1j} des idealen Wechselrichters an der AC-Seite.

$$\Delta W_{C3} = \frac{1}{2\omega_n} \cdot S_{1j} \quad (4.23)$$

Die Extremwerte von u_A ergeben sich zu:

$$u_{A,\max/\min} \approx \sqrt{\frac{2 \cdot (\bar{W}_{C3} \pm \Delta W_{C3})}{C_3}} \quad (4.24)$$

Dieser Rechenweg ermöglicht eine erste Abschätzung, welche Kapazität der Kondensator C3 für eine gewünschte Spannungspulsation von u_A aufweisen muss. Für genauere Ergebnisse bietet sich eine Schaltungssimulation an.

4.2.1 Schaltleistung

Im Folgenden wird die in der HILEM-1 Schaltung zu installierende Schaltleistung berechnet. Diese gilt sowohl beim Anschluss eines dreiphasigen Wechselrichters, als auch im einphasigen Fall, wenn die pulsierende Spannung u_A immer innerhalb der Grenzen $u_{G,\min} \cdot u_{G,\max}$ liegt und u_{C1} als konstant angenommen wird. Die Spannung, die ohne Berücksichtigung einer Reserve für dynamische Vorgänge an den Transistoren T1x - T4 auftritt, beträgt:

$$u_{C1} = u_{G,\max} - u_{G,\min} = u_{G,\text{diff}} = u_{G,\text{diff,norm}} \cdot u_{G,\max}^* \quad (4.25)$$

Im Gegensatz zu [8E, 45] werden die taktfrequenten Stromrippel bei der Schaltleistungsberechnung berücksichtigt. Sofern nur die Transistoren T2x und T3 eingesetzt werden, ergibt sich der folgende Wert:

$$p_{\text{Schalt}} = 2 \cdot \sum_{x=1}^M \left[u_{G,\text{diff}} \cdot \underbrace{\left(1 + \frac{\delta_i}{2} \right) \cdot i_{Gx,\max}}_{i_{Dx,\max}} \right] \quad (4.26)$$

Die Schaltleistung beträgt in normierter Darstellung:

$$p_{\text{Schalt,norm}} = \left(1 + \frac{\delta_i}{2} \right) \cdot 2 \cdot u_{G,\text{diff,norm}} \quad (4.27)$$

Werden zusätzlich die Transistoren T1x und T4 eingesetzt um die Durchlassverluste in den Dioden zu verringern, verdoppelt sich die Schaltleistung entsprechend.

4.2.2 Drosselaufwand

Neben der Schaltleistung ist auch der Drosselaufwand ein wichtiges Bewertungskriterium. Abbildung 4.5.e (Seite 45) zeigt einen beispielhaften Spannungsverlauf an der Drossel L11 und Abbildung 4.5.f den zugehörigen Stromverlauf. Dabei wird davon ausgegangen, dass die Eingangsspannungen u_{Gx} sowie die Ausgangsspannung u_A ideal glatt sind und keine Verluste auftreten.

Die Berechnung erfolgt exemplarisch für den in Abbildung 4.2.b (Seite 40) gezeigten Fall mit $u_{G,max} = u_{G,max}^*$. Wenn \bar{u}_H und u_{C1} so gewählt werden, dass $\bar{u}_H = u_{G,min}^*$ und $\bar{u}_H + u_{C1} = u_{G,max}^*$ gilt, können die Eingangsspannungen u_{Gx} im Bereich $u_{G,min}^* \cdot u_{G,max}^*$ eingestellt werden. Die Stromrippel Δi_{Dx} lassen sich dann für den stationären Fall und unter Vernachlässigung von Verlusten berechnen:

$$\Delta i_{Dx} = \frac{u_{G,max}^*}{L_{1x} \cdot f_{sw}} \cdot \frac{1}{u_{G,diff,norm}} \cdot \begin{cases} (u_{A,norm} - u_{Gx,norm}) \cdot (u_{Gx,norm} + u_{G,diff,norm} - 1) & \text{für I} \\ (u_{A,norm} - u_{Gx,norm}) \cdot (1 - u_{A,norm}) & \text{für II} \\ (u_{Gx,norm} - u_{A,norm}) \cdot (u_{A,norm} + u_{G,diff,norm} - 1) & \text{für III} \\ (u_{Gx,norm} - u_{A,norm}) \cdot (1 - u_{Gx,norm}) & \text{für IV} \end{cases} \quad (4.28)$$

Dabei wird zwischen den folgenden vier Fällen unterschieden:

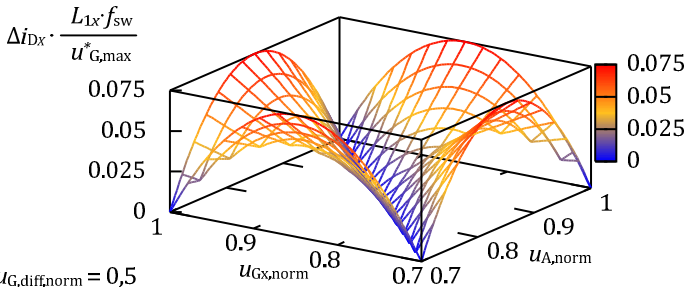
Fall I	$u_{Gx,norm} \leq u_{A,norm}$	$u_{Gx,norm} + u_{A,norm} + u_{G,diff,norm} \geq 2$
Fall II	$u_{Gx,norm} \leq u_{A,norm}$	$u_{Gx,norm} + u_{A,norm} + u_{G,diff,norm} < 2$
Fall III	$u_{Gx,norm} > u_{A,norm}$	$u_{Gx,norm} + u_{A,norm} + u_{G,diff,norm} \geq 2$
Fall IV	$u_{Gx,norm} > u_{A,norm}$	$u_{Gx,norm} + u_{A,norm} + u_{G,diff,norm} < 2$

Tabelle 4.1: Zuordnung der verschiedenen Fälle zur Berechnung des Stromrippels

4.2 Analyse, Dimensionierung und Vergleich verschiedener Schaltungen HILEM-1 Schaltung

Zur grafischen Verdeutlichung sind in Abbildung 4.7 die Stromrippel aus Gleichung (4.28) aufgetragen. Dabei ist $u_{G,diff,norm}$ einmal zu 0,3 und einmal zu 0,5 gewählt.

a) $u_{G,diff,norm} = 0,3$



b) $u_{G,diff,norm} = 0,5$

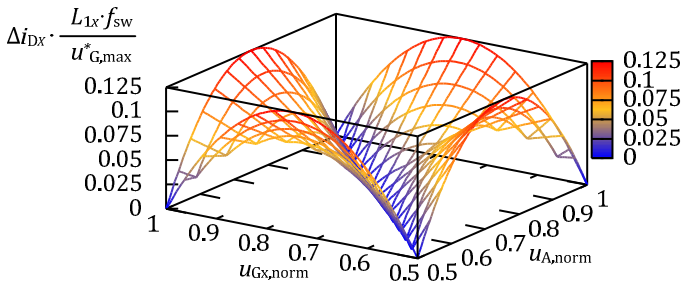


Abbildung 4.7: Normierte Stromrippel für $u_{G,diff,norm} = 0,3$ und $u_{G,diff,norm} = 0,5$

Die Hochpunkte aus Abbildung 4.7 entsprechen dem maximal auftretenden Stromrippel über den gesamten Variationsbereich von u_{Gx} und u_A . Der Stromrippel beträgt in diesen Hochpunkten:

$$\Delta i_{Dx,max} = \frac{u_{G,max}^*}{L_{1x} \cdot f_{sw}} \cdot \frac{u_{G,diff,norm}}{4} \quad (4.29)$$

Der maximale Stromrippel aus Gleichung (4.29) gilt auch für den Fall $u_{G,max} < u_{G,max}^*$ (siehe Abbildung 4.2.a auf Seite 40). Der maximal durch L_{1x} fließende Strom \hat{i}_{Dx} berechnet sich mit dem Wert $\Delta i_{Dx,max}$ zu:

$$\hat{i}_{Dx,max} = i_{Gx,max} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta i_{Dx,max}}{\delta_i \cdot i_{Gx,max}} \quad (4.30)$$

Die notwendige Größe der Induktivitäten L_{1x} lässt sich aus dem bezogenen Stromrippel δ_i ermitteln

$$L_{1x} = \frac{u_{G,max}^*}{\delta_i \cdot f_{sw} \cdot i_{Gx,max}} \cdot \frac{u_{G,diff,norm}}{4} \quad (4.31)$$

Unter der Voraussetzung, dass alle Stränge gleich ausgeführt sind, beträgt die in den M Drosseln L_{1x} insgesamt zu speichernde Energiemenge:

$$W_{L,ges} = M \cdot \frac{1}{2} \cdot L_{1x} \cdot \hat{i}_{Dx,max}^2 \quad (4.32)$$

Diese Energiemenge gilt auch für den Fall $u_{G,max} < u_{G,max}^*$ und beträgt in normierter Darstellung:

$$W_{L,ges,norm} = \frac{1}{f_{sw}} \cdot \frac{(2 + \delta_i)^2}{\delta_i} \cdot \frac{u_{G,diff,norm}}{32} \quad (4.33)$$

Die normierte Energiemenge wird später noch mit anderen Schaltungen verglichen.

4.3 HILEM-2 Schaltung

Um den Aufwand für die gleichstromseitigen Leitungen zu verringern, kann es vorteilhaft sein, die HILEM Schaltung nach Abbildung 4.8 räumlich aufzuteilen. So kann z.B. in der Nähe von jedem Modulstrang ein Eingangssteller einschließlich der zugehörigen Ansteuerelektronik untergebracht sein. Der Ausgangsteller kann dann mit einer entsprechenden Ansteuerelektronik in der Nähe des Wechselrichters sitzen oder mit dem Wechselrichter eine bauliche Einheit bilden. Die einzelnen Steller sind leistungsseitig über drei Leitungen W1 - W3 miteinander verbunden. Dieses modulare Konzept, dessen Grundidee in [2P] beschrieben wird, erlaubt eine flexible Skalierung in der Leistung und in der Anzahl der Stränge.

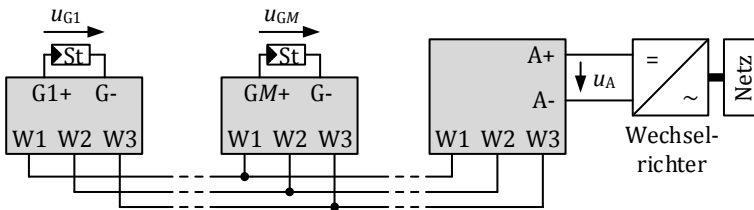


Abbildung 4.8: Verteilter Aufbau der HILEM-2 Schaltung (siehe auch [2P])

Bei der HILEM-1 Schaltung sind die Potentiale der Leitungen W1 und W2 gegenüber W3 mit einer taktfrequenten Rechteckspannung überlagert (siehe Abbildung 4.5.c auf Seite 45 und [2P]). Bei einem verteilten Aufbau der HILEM-1 Schaltung verursacht diese Rechteckspannung kapazitive Ableitströme, was zu Problemen mit der elektromagnetischen Verträglichkeit oder mit Fehlerstromschutzschaltern führen kann. Weiterhin entstehen durch das taktfrequente Umladen der Leitungskapazitäten zusätzliche Verluste.

Die in Abbildung 4.9 dargestellte HILEM-2 Schaltung ist um einen Kondensator C2 und eine Drossel L2 erweitert. Da die genannten Rechteckspannungen so unterdrückt werden, ist die HILEM-2 Schaltung

deutlich besser als die HILEM-1 Schaltung für einen verteilten Aufbau geeignet. Die Bauteile C1 und C2 werden bei einem verteilten Aufbau idealerweise aus mehreren Einzelkondensatoren gebildet, welche den entsprechenden Stellern zugeordnet sind. [2P]

Die Eingangsspannungen können im Bereich $u_{C2} \leq u_{Gx} \leq u_{C1} + u_{C2}$ eingestellt werden. Die Kondensatorspannungen u_{C1} und u_{C2} sind innerhalb bestimmter Grenzen frei einstellbar. Um die Schaltverluste zu minimieren, sollte u_{C1} möglichst klein und u_{C2} möglichst groß gewählt werden.

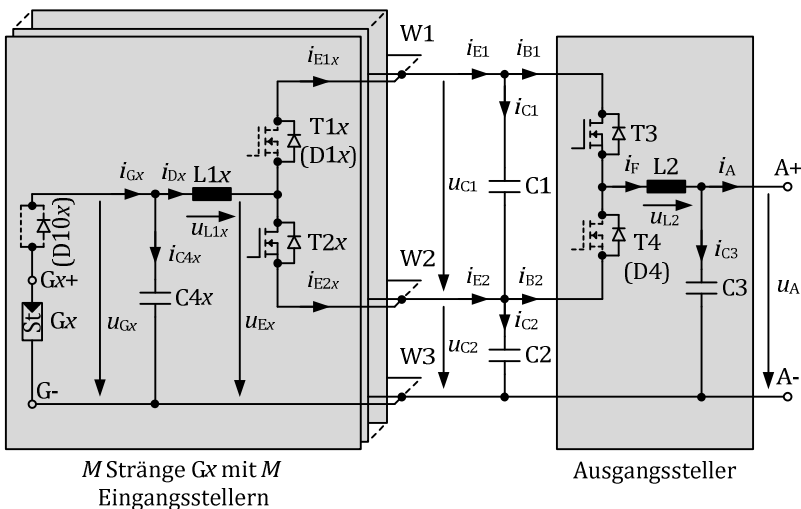


Abbildung 4.9: HILEM-2 Schaltung mit Zählpfeilen (siehe auch [2P])

Die Transistoren T1x–T4 werden über eine Pulsweitenmodulation angesteuert. Die Eingangssteller werden mit den Aussteuergraden a'_{Dx} und die Ausgangssteller mit den Aussteuergraden a'_F betrieben. Die entsprechenden Einschaltzeiten $T_{T1x} \dots T_{T4}$ berechnen sich gleich wie bei der HILEM-1 Schaltung (Gleichung (4.9) - (4.11) auf Seite 46).

4.3 Analyse, Dimensionierung und Vergleich verschiedener Schaltungen HILEM-2 Schaltung

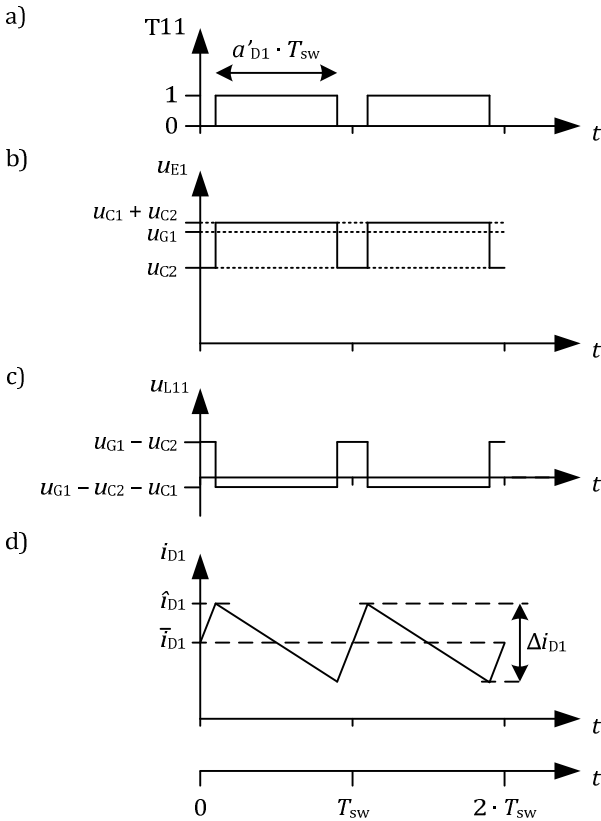


Abbildung 4.10: HILEM-2 Schaltung – Zeitverläufe Eingangssteller

In Abbildung 4.10 sind exemplarisch die Zeitverläufe der wichtigsten Größen aufgetragen, welche an den Eingangsstellern auftreten. Teil a) zeigt das Schaltsignal für den Transistor T11, das Schaltsignal für T21 ist entsprechend invertiert. Die getaktete Spannung u_{E1} ist in b) dargestellt. Die Spannungs- und Stromverläufe an der Drossel L11 sind in c) und d) aufgetragen. Auf eine Darstellung der Zeitverläufe am Ausgangsteller wird verzichtet, da dieser sich gleich wie die Eingangssteller verhält.

An den eingangsseitigen Drosseln L1x können die folgenden Spannungen u_{L1x} anliegen:

- $u_{Gx} - u_{C2} - u_{C1}$ solange T1x/D1x leitet
- $u_{Gx} - u_{C2}$ solange T2x leitet

An der ausgangsseitigen Drossel L2 liegt die folgende Spannung u_{L2} an:

- $u_{C2} - u_A + u_{C1}$ solange T3 leitet
- $u_{C2} - u_A$ solange T4/D4 leitet

Gemittelt über eine Pulsperiode ergeben sich an den Drosseln dann die folgenden Spannungen:

$$\bar{u}_{L1x} = u_{Gx} - u_{C2} - a'_{Dx} \cdot u_{C1} \quad (4.34)$$

$$\bar{u}_{L2} = -u_A + u_{C2} + a'_F \cdot u_{C1} \quad (4.35)$$

Die Ströme i_{Dx} , welche durch die Bauteile L1x fließen, lassen sich somit über die Aussteuergrade a'_{Dx} der eingangsseitigen Steller regeln. Der Strom i_F , welcher durch L2 fließt, lässt sich über den Aussteuergrad a'_F des ausgangsseitigen Stellers regeln.

Die Differenz zwischen den eingangsseitigen und den ausgangsseitigen Drosselströmen tritt am Kondensator C2 auf:

$$i_{C2} = \sum_{x=1}^M i_{Dx} - i_F = i_D - i_F \approx i_G - i_A \quad (4.36)$$

Die Ersatzgrößen i_D und i_G berechnen sich wie bei der HILEM-1 Schaltung nach den Gleichungen (4.15) - (4.17) (Seite 47). Die Differenz $i_D - i_F$ ist ein Freiheitsgrad, der dazu benutzt werden kann, die Spannung am Kondensator C2 zu regeln.

Am Kondensator C1 tritt unter Vernachlässigung der Verluste die folgende Leistung auf:

$$p_{C1} = u_{C1} \cdot i_{C1} = \underbrace{p_D}_{u_G \cdot i_D} - \underbrace{p_F}_{u_A \cdot i_F} - \underbrace{p_{C2}}_{u_{C2} \cdot i_{C2} \approx 0} \quad (4.37)$$

Die Regelung von u_{C1} kann also entweder über eine Variation der Strangspannungen u_{Gx} oder über den Stelleingriff der Ausgangsspannung u_A erfolgen.

Die mittlere Ausgangsspannung \bar{u}_A liegt wie bei der HILEM-1 Schaltung knapp unter der Ersatzspannung u_G . Eine Pufferung pulsierender Leistung, wie sie beim Anschluss einphasiger Wechselrichter auftritt, ist ebenfalls möglich [2P]. Die Höhe der Pulsation bzw. die benötigte Kapazität für den Kondensator C3 berechnet sich gleich wie bei der HILEM-1 Schaltung.

Sofern die Spannung u_{C1} so klein wie möglich gewählt wird, können die Ströme i_{E1} , i_{E2} , i_{B1} und i_{B2} allesamt Werte in der Größenordnung des Summeneingangsstroms i_G erreichen. Die Leitungen W1 - W3 müssen dann alle dieselbe Stromtragfähigkeit aufweisen.

Ab einer gewissen Anzahl von Modulsträngen steigen die Ströme in den Transistoren T3 und T4 so weit an, dass mehrere MOSFETs parallel verwendet werden müssen. In diesem Falle bietet es sich an, die kompletten Ausgangssteller nach Abbildung 4.11 zu vervielfachen. Die einzelnen Steller können dann phasenversetzt getaktet werden [2P], was den Stromrippel an den Kondensatoren C1-C3 verringert.

Sofern der Kondensator C1 und die Transistoren T1x - T4 nicht für die vollen Eingangsspannungen dimensioniert werden, sind Maßnahmen gegen Überspannung zu treffen. Die Kondensatoren C2 und C3 liegen zum Beispiel beim Zuschalten des Solargenerators parallel und bilden, ähnlich wie bei der HILEM-1 Schaltung, mit C1 einen kapazitiven Spannungsteiler. C1 muss daher eine ausreichende Mindestkapazität aufweisen. Weiterhin können optionale Dioden D10x eingesetzt werden, welche die Schaltung bei externen Kurzschlüssen an den Gleichspannungseingängen schützen [2P].

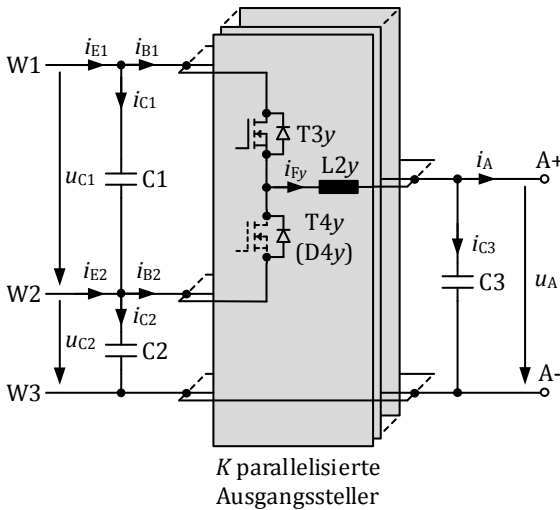


Abbildung 4.11: Parallelisierte Ausgangssteller (siehe auch [2P])

4.3.1 Schaltleistung

Werden nur die Transistoren T2_x und T3/T3_y eingesetzt, beträgt die zu installierende normierte Schaltleistung genau wie bei der HILEM-1 Schaltung:

$$p_{\text{Schalt,norm}} = 2 \cdot \left(1 + \frac{\delta_i}{2}\right) \cdot u_{G,\text{diff,norm}} \quad (4.38)$$

Werden zur Verringerung der Durchlassverluste alle Transistoren T1_x - T4 eingesetzt, verdoppelt sich der Wert entsprechend. Sofern die Ausgangsspannung u_A immer im Bereich $u_{G,\text{min}} \cdot u_{G,\text{max}}$ liegt und u_{C1} als konstant angenommen wird, gilt die Schaltleistung sowohl beim Anschluss eines dreiphasigen als auch beim Anschluss eines einphasigen Wechselrichters.

4.3.2 Drosselaufwand

Die Berechnung des Drosselaufwands wird allgemein für M gleiche Eingangssteller und K gleiche Ausgangsteller durchgeführt. Folglich sind K Ausgangsdrosseln L_{2y} ($y \in \{1, 2, \dots, K\}$) vorhanden. Die Grenze $u_{G,\max}$ entspreche der maximalen Eingangsspannung $u_{G,\max}^*$. Die Kondensatorspannungen u_{C1} und u_{C2} werden so gewählt, dass $u_{C2} = u_{G,\min}^*$ und $u_{C1} + u_{C2} = u_{G,\max}^*$ gilt. Die Stromrippel Δi_{Dx} in den eingangsseitigen Drosseln L_{1x} ergeben sich damit zu:

$$\Delta i_{Dx} = \frac{u_{G,\max}^*}{L_{1x} \cdot f_{sw}} \cdot \left(-\frac{u_{Gx,\text{norm}}^2}{u_{G,\text{diff,norm}}} \right. \quad (4.39)$$

$$\left. + u_{Gx,\text{norm}} \cdot \left(\frac{2}{u_{G,\text{diff,norm}}} - 1 \right) - \frac{1}{u_{G,\text{diff,norm}}} + 1 \right)$$

Die Stromrippel zeigen einen parabelförmigen Verlauf in Abhängigkeit von den normierten Eingangsspannungen $u_{Gx,\text{norm}}$. In Abbildung 4.12 sind beispielhafte Kurven für verschiedene Werte von $u_{G,\text{diff,norm}}$ aufgetragen.

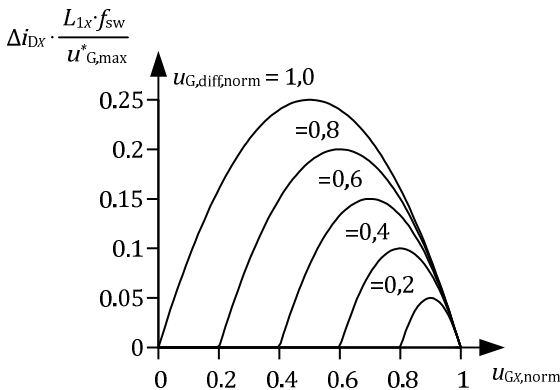


Abbildung 4.12: Stromrippel bei verschiedenen $u_{G,\text{diff,norm}}$

Die Stromrippel Δi_{Fy} in den ausgangsseitigen Drosseln L2y hängen in gleicher Weise von der normierten Ausgangsspannung $u_{A,norm}$ ab:

$$\Delta i_{Fy} = \frac{u_{G,max}^*}{L_{2y} \cdot f_{sw}} \cdot \left(-\frac{u_{A,norm}^2}{u_{G,diff,norm}} \right. \quad (4.40)$$

$$\left. + u_{A,norm} \cdot \left(\frac{2}{u_{G,diff,norm}} - 1 \right) - \frac{1}{u_{G,diff,norm}} + 1 \right)$$

Die maximalen Stromrippel über die möglichen Bereiche von $u_{Gx,norm}$ und $u_{A,norm}$ betragen:

$$\Delta i_{Dx,max} = \frac{u_{G,max}^*}{L_{1x} \cdot f_{sw}} \cdot \frac{u_{G,diff,norm}}{4} \quad (4.41)$$

$$\Delta i_{Fy,max} = \frac{u_{G,max}^*}{L_{2y} \cdot f_{sw}} \cdot \frac{u_{G,diff,norm}}{4} \quad (4.42)$$

Die maximalen Stromrippel gelten auch für den Fall $u_{G,max} < u_{G,max}^*$ (siehe Abbildung 4.2.a auf Seite 40). Die maximal durch L1x und L2y fließenden Ströme ergeben sich zu:

$$\hat{i}_{Dx,max} = i_{Gx,max} + \frac{1}{2} \cdot \underbrace{\Delta i_{Dx,max}}_{\delta_i \cdot i_{Gx,max}} \quad (4.43)$$

$$\hat{i}_{Fy,max} = \bar{i}_{Fy,max} + \frac{1}{2} \cdot \underbrace{\Delta i_{Fy,max}}_{\delta_i \cdot \bar{i}_{Fy,max}} \quad (4.44)$$

Für die Summe der Eingangsströme $i_{G,max}$ und für den mittleren Strom pro Ausgangsstelle $\bar{i}_{Fy,max}$ gilt:

$$i_{G,max} = \sum_{x=1}^M i_{Gx,max} \quad (4.45)$$

$$\bar{i}_{Fy,max} = \frac{i_{G,max}}{K} \quad (4.46)$$

4.3 Analyse, Dimensionierung und Vergleich verschiedener Schaltungen HILEM-2 Schaltung

Die benötigten Induktivitätswerte L_{1x} und L_{2y} ergeben sich aus dem bezogenen Stromrippel δ_i :

$$L_{1x} = \frac{u_{G,\max}^*}{\delta_i \cdot f_{sw} \cdot i_{Gx,\max}} \cdot \frac{u_{G,\text{diff,norm}}}{4} \quad (4.47)$$

$$L_{2y} = \frac{u_{G,\max}^*}{\delta_i \cdot f_{sw} \cdot \bar{i}_{Fy,\max}} \cdot \frac{u_{G,\text{diff,norm}}}{4} \quad (4.48)$$

Die in den M Drosseln L_{1x} sowie den K Drosseln L_{2y} insgesamt zu speichernde Energiemenge beträgt:

$$W_{L,\text{ges}} = M \cdot \frac{1}{2} \cdot L_{1x} \cdot \hat{i}_{Dx,\max}^2 + K \cdot \frac{1}{2} \cdot L_{2y} \cdot \hat{i}_{Fy,\max}^2 \quad (4.49)$$

Diese Energiemenge gilt auch für den Fall $u_{G,\max} < u_{G,\max}^*$ und beträgt in normierter Darstellung:

$$W_{L,\text{ges,norm}} = \frac{1}{f_{sw}} \cdot \frac{(2 + \delta_i)^2}{\delta_i} \cdot \frac{u_{G,\text{diff,norm}}}{16} \quad (4.50)$$

Der Wert $W_{L,\text{ges,norm}}$ ist im Vergleich zu der HILEM-1 Schaltung doppelt so groß (siehe Gleichung (4.33) auf Seite 55).

4.4 Hochsetzsteller

Nachdem der Bauteilaufwand der HILEM-1 und der HILEM-2 Schaltung ausführlich dargelegt wurde, wird in den folgenden vier Abschnitten der Aufwand von Schaltungen mit ähnlicher Funktion ermittelt.

Eine verbreitete Lösung zum individuellen MPP-Tracking mehrerer Stränge stellen Hochsetzsteller nach Abbildung 4.13 dar (siehe auch [8E, 75]). Die Schaltung kann auch mit zwei MOSFETs pro Steller aufgebaut werden, um die Durchlassverluste in den Dioden zu verringern.

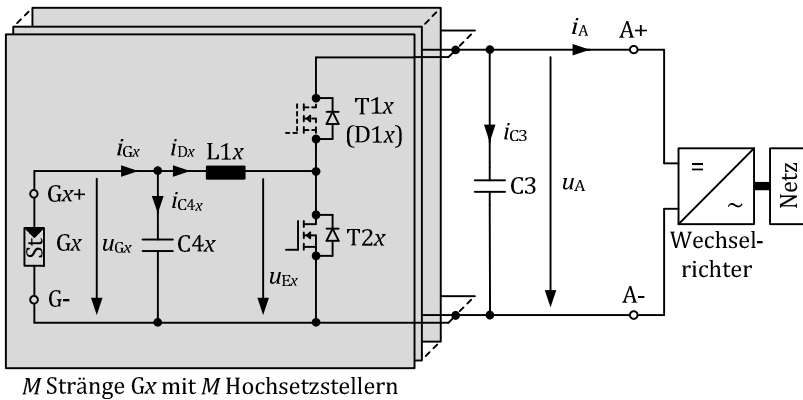


Abbildung 4.13: Konventionelle Hochsetzsteller zum individuellen MPP-Tracking (siehe auch [8E, 75])

4.4.1 Schaltleistung

Die Hochsetzsteller aus Abbildung 4.13 sollen alle Eingangsspannungen u_{Gx} auf die Ausgangsspannung u_A hochsetzen, welche mindestens $u_{G,max}$ betragen muss. Die Transistoren sind dabei auf die größtmögliche Eingangsspannung $u_{G,max}^*$ auszulegen (siehe auch Abbildung 4.2 auf Seite 40). Wenn nur die Transistoren T2x eingesetzt werden und ein

dreiphasiger Wechselrichter angeschlossen wird, beträgt die zu installierende Schaltleistung:

$$p_{\text{Schalt}} = \sum_{x=1}^M u_{G,\text{max}}^* \cdot \underbrace{\left(1 + \frac{\delta_i}{2}\right)}_{i_{Dx,\text{max}}} \cdot i_{Gx,\text{max}} \quad (4.51)$$

In normierter Darstellung ergibt sich der folgende Wert:

$$p_{\text{Schalt,norm}} = \left(1 + \frac{\delta_i}{2}\right) \quad (4.52)$$

Werden zusätzlich die Transistoren T1x eingesetzt, verdoppelt sich die Schaltleistung entsprechend. Beim Anschluss eines einphasigen Wechselrichters pulsiert üblicherweise die Spannung u_A , wodurch die Spannungsbelastung der Transistoren und damit die Schaltleistung etwas zunimmt.

Die normierten Schaltleistungen der untersuchten Schaltungen werden in Abschnitt 4.8 nochmals aufgeführt und miteinander verglichen.

4.4.2 Drosselaufwand

Die Stromrippel Δi_{Dx} in den Drosseln L1x steigen mit zunehmender Ausgangsspannung u_A . Es wird also der Fall $u_A = u_{G,\text{max}} = u_{G,\text{max}}^*$ untersucht, welches der ungünstigste Fall für die Auslegung von L1x darstellt. Die Größen Δi_{Dx} zeigen eine quadratische Abhängigkeit von den normierten Eingangsspannungen $u_{Gx,\text{norm}}$:

$$\Delta i_{Dx} = \frac{u_{G,\text{max}}^*}{L_{1x} \cdot f_{\text{sw}}} \cdot (-u_{Gx,\text{norm}}^2 + u_{Gx,\text{norm}}) \quad (4.53)$$

Die Stromrippel sind in Abbildung 4.14 dargestellt. Sie erreichen ihr Maximum bei $u_{Gx,\text{norm}} = 0,5$.

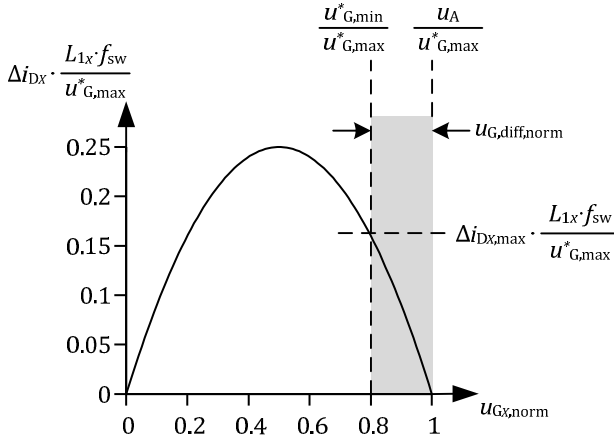


Abbildung 4.14: Stromripple der Hochsetzsteller bei $u_A = u_{G,\max}^*$

Die Drosseln der Hochsetzsteller können von vornherein nur für eine begrenzte Eingangsspannungsdifferenz $u_{G,\text{diff}}$ dimensioniert werden. Sofern $u_{G,\text{min}}^*$ immer über der Hälfte von $u_A = u_{G,\text{max}}^*$ liegt, wird der Hochpunkt des Stromrippels nicht erreicht. Dies ist mit dem in Abbildung 4.14 grau markierten Bereich beispielhaft dargestellt. Für einen fairen Vergleich mit den anderen Schaltungen wird deshalb der maximale Stromripple im grau dargestellten Bereich bestimmt:

$$\Delta i_{Dx,\text{max}} = \frac{u_{G,\text{max}}^*}{L_{1x} \cdot f_{sw}} \quad (4.54)$$

$$\cdot \begin{cases} -u_{G,\text{diff},\text{norm}}^2 + u_{G,\text{diff},\text{norm}} & \text{für } u_{G,\text{diff},\text{norm}} < \frac{1}{2} \\ \frac{1}{4} & \text{für } u_{G,\text{diff},\text{norm}} \geq \frac{1}{2} \end{cases}$$

Die maximal durch L_{1x} fließenden Ströme $\hat{i}_{Dx,\text{max}}$ betragen:

$$\hat{i}_{Dx,\max} = i_{Gx,\max} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta i_{Dx,\max}}{\delta_i \cdot i_{Gx,\max}} \quad (4.55)$$

Die notwendige Größe der Induktivitäten L_{1x} lässt sich aus dem maximalen bezogenen Stromrippel δ_i für den in Abbildung 4.14 grau markierten Bereich berechnen. Weitergehende Dimensionierungskriterien, wie z.B. die erreichbare Dynamik im Stromregelkreis bleiben der Einfachheit halber außen vor.

$$L_{1x} = \frac{u_{G,\max}^*}{\delta_i \cdot f_{sw} \cdot i_{Gx,\max}} \quad (4.56)$$

$$\cdot \begin{cases} -u_{G,\text{diff,norm}}^2 + u_{G,\text{diff,norm}} & \text{für } u_{G,\text{diff,norm}} < \frac{1}{2} \\ \frac{1}{4} & \text{für } u_{G,\text{diff,norm}} \geq \frac{1}{2} \end{cases}$$

Unter der Voraussetzung, dass alle Stränge gleich ausgeführt sind, beträgt die in den M Drosseln L_{1x} insgesamt zu speichernde Energiemenge:

$$W_{L,\text{ges}} = M \cdot \frac{1}{2} \cdot L_{1x} \cdot \hat{i}_{Dx,\max}^2 \quad (4.57)$$

In normierter Darstellung ergeben sich die Werte:

$$W_{L,\text{ges,norm}} = \frac{1}{f_{sw}} \cdot \frac{(2 + \delta_i)^2}{\delta_i} \quad (4.58)$$

$$\cdot \begin{cases} \frac{-u_{G,\text{diff,norm}}^2 + u_{G,\text{diff,norm}}}{8} & \text{für } u_{G,\text{diff,norm}} < \frac{1}{2} \\ \frac{1}{32} & \text{für } u_{G,\text{diff,norm}} \geq \frac{1}{2} \end{cases}$$

Die normierten Energien der untersuchten Schaltungen werden in Abschnitt 4.8 nochmals aufgeführt und miteinander verglichen.

4.5 Sperrwandler

Sofern sich die Strangspannungen u_{Gx} nur wenig voneinander unterscheiden, können Sperrwandler nach Abbildung 4.15 (siehe auch [46, 99]) gewisse Vorteile gegenüber Hochsetzstellern bieten. Die Sperrwandler gleichen dabei die Differenz zur höchsten vorkommenden Strangspannung $u_{G,max}$ aus. Die Übersetzungsverhältnisse der gekoppelten Induktivitäten werden sinnvollerweise zu $\ddot{u} < 1$ gewählt.

$$\ddot{u} = \frac{W_{sek}}{W_{pri}} \quad (4.59)$$

Die Induktivitäten können auch mit jeweils einer Wicklung und Mittelanzapfung ausgeführt werden. Der Spezialfall mit $\ddot{u} = 1$ und einer Wicklung pro Induktivität entspricht den Hochsetzstellern aus Abschnitt 4.4.

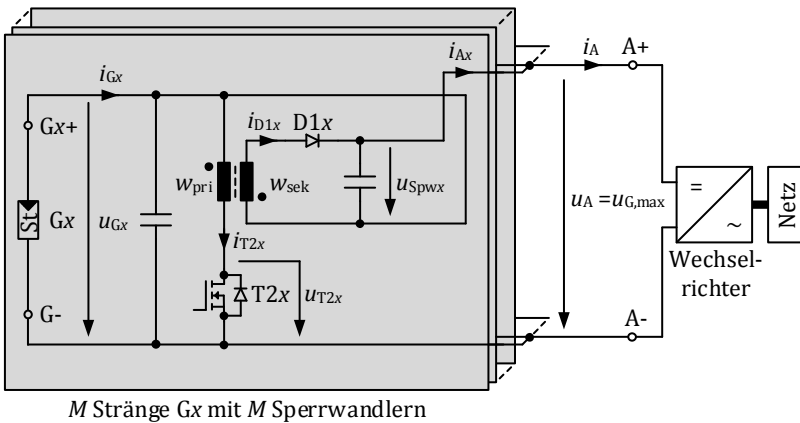


Abbildung 4.15: Sperrwandler (siehe auch [46])

Die Stromverläufe in den gekoppelten Induktivitäten sind in Abbildung 4.16.a dargestellt. Für die weiteren Betrachtungen werden die Streuinduktivitäten vernachlässigt, siehe Abbildung 4.16.b.

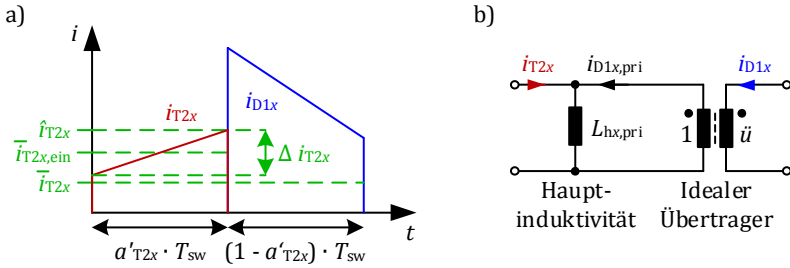


Abbildung 4.16: Stromverläufe und Ersatzschaltbild der gekoppelten Induktivität

4.5.1 Schaltleistung

Im Folgenden wird die zu installierende Schaltleistung beim Anschluss eines dreiphasigen Wechselrichters für $u_A = u_{G,\max}^*$ berechnet. Im einphasigen Fall fällt die Schaltleistung aufgrund der pulsierenden Ausgangsspannung u_A etwas höher aus.

Zunächst treten die Eingangsleistungen p_{Gx} , die von den Strängen Gx geliefert werden, an den Ausgängen der in Abbildung 4.15 grau markierten Schaltungsteilen wieder auf. Sie führen dort unter Vernachlässigung der Verluste zu den Strömen i_{Ax} :

$$p_{Gx} = u_{Gx} \cdot i_{Gx} = u_{G,\max}^* \cdot i_{Ax} \quad (4.60)$$

Die Sperrwandler liefern jeweils eine Ausgangsspannung u_{Spwx} , die der Differenz zwischen Wechselrichtereingangsspannung $u_{G,\max}^*$ und Strangspannung u_{Gx} entspricht:

$$u_{Spwx} = u_{G,\max}^* - u_{Gx} \quad (4.61)$$

Jeder Sperrwandler überträgt dabei mit p_{Spwx} nur einen Teil der vom jeweiligen Strang gelieferten Leistung. Aus p_{Spwx} können die mittleren Transistorströme \bar{i}_{T2x} berechnet werden:

$$p_{\text{Spwx}} = u_{\text{Spwx}} \cdot i_{\text{Ax}} = u_{\text{Gx}} \cdot \bar{i}_{\text{T2x}} \quad (4.62)$$

Um die zu installierende Schaltleistung zu bestimmen, werden als erstes die an den Transistoren T2x auftretenden Spannungen u_{T2x} berechnet. In der Praxis werden diese noch etwas höher ausfallen, da die Streuinduktivitäten in den gekoppelten Drosseln zu zusätzlichen Überspannungen führen [99].

$$u_{\text{T2x}} = u_{\text{Gx}} + \frac{u_{\text{Spwx}}}{\ddot{u}} = \frac{u_{\text{G,max}}^* + u_{\text{Gx}} \cdot (\ddot{u} - 1)}{\ddot{u}} \quad (4.63)$$

Aus Gleichung (4.63) ist zu erkennen, dass die Werte u_{T2x} unter der Bedingung $\ddot{u} < 1$ mit kleiner werdenden u_{Gx} zunehmen. Die höchsten Spannungen $u_{\text{T2x,max}}$ treten also bei $u_{\text{Gx}} = u_{\text{G,min}}^*$ auf.

Aus der Bedingung, dass die Spannungszeitflächen an den Hauptinduktivitäten mittelwertfrei sein müssen, lassen sich die Einschaltverhältnisse a'_{T2x} im nichtlückenden Fall berechnen:

$$a'_{\text{T2x}} = \frac{u_{\text{G,max}}^* - u_{\text{Gx}}}{u_{\text{G,max}}^* + u_{\text{Gx}} \cdot (\ddot{u} - 1)} \quad (4.64)$$

Die mittleren Ströme $\bar{i}_{\text{T2x,ein}}$ während der Zeitdauer in der die Transistoren T2x eingeschaltet sind, betragen (siehe auch Abbildung 4.16.a):

$$\bar{i}_{\text{T2x,ein}} = \frac{\bar{i}_{\text{T2x}}}{a'_{\text{T2x}}} \quad (4.65)$$

Mit dem gewünschten bezogenen Stromrippel $\delta_i = \Delta i_{\text{T2x}} / \bar{i}_{\text{T2x,ein}}$ lassen sich dann die Spitzenwerte \hat{i}_{T2x} der Transistorströme berechnen:

$$\hat{i}_{\text{T2x}} = \left(1 + \frac{\delta_i}{2}\right) \cdot \underbrace{\frac{i_{\text{Gx,max}} \cdot (u_{\text{G,max}}^* + u_{\text{Gx}} \cdot (\ddot{u} - 1))}{u_{\text{G,max}}^*}}_{\bar{i}_{\text{T2x,ein}}} \quad (4.66)$$

4.5 Analyse, Dimensionierung und Vergleich verschiedener Schaltungen Sperrwandler

Aus Gleichung (4.66) ist zu erkennen, dass die Werte \hat{i}_{T2x} unter der Bedingung $\ddot{u} < 1$ mit kleiner werdenden u_{Gx} zunehmen. Die höchsten Ströme $\hat{i}_{T2x,max}$ an den Transistoren ergeben sich also ebenfalls bei $u_{Gx} = u_{G,min}^*$.

Die in der gesamten Schaltung zu installierende Schaltleistung berechnet sich zu:

$$\begin{aligned}
 p_{\text{Schalt}} &= \sum_{x=1}^M u_{T2x,max} \cdot \hat{i}_{T2x,max} & (4.67) \\
 &= \sum_{x=1}^M \left(1 + \frac{\delta_i}{2}\right) \cdot \frac{i_{Gx,max} \cdot \left(u_{G,max}^* + u_{G,min}^*(\ddot{u} - 1)\right)^2}{\ddot{u} \cdot u_{G,max}^*}
 \end{aligned}$$

Das Übersetzungsverhältnis $\ddot{u} < 1$ ist ein Freiheitsgrad. Es kann so gewählt werden, dass die Schaltleistung abhängig von den zu erwartenden Minimal- und Maximalwerten der Strangspannungen möglichst klein wird:

$$\ddot{u} = \frac{u_{G,max}^* - u_{G,min}^*}{u_{G,min}^*} \quad \text{für} \quad u_{G,min}^* > \frac{1}{2} \cdot u_{G,max}^* \quad (4.68)$$

Die zu installierende Schaltleistung lässt sich mit dem Übersetzungsverhältnis aus Gleichung (4.68) normiert darstellen. Dabei wird vorausgesetzt, dass alle M Sperrwandler gleich ausgeführt sind.

$$\begin{aligned}
 p_{\text{Schalt,norm}} &= \left(1 + \frac{\delta_i}{2}\right) \cdot 4 \cdot \left(u_{G,diff,norm} - u_{G,diff,norm}^2\right) & (4.69) \\
 \text{für } u_{G,diff,norm} &< \frac{1}{2}
 \end{aligned}$$

Bei einer Auslegung mit dem Übersetzungsverhältnis $\ddot{u} < 1$ und beim Betrieb mit maximalem Eingangsstrom $i_{Gx} = i_{Gx,max}$ sinkt die maximal zulässige Spannungsdifferenz $u_{G,diff}$ wenn $u_{G,max}$ kleiner als $u_{G,max}^*$ wird. Dies ist ein Nachteil gegenüber der HILEM-1 und der HILEM-2 Schaltung und liegt darin begründet, dass der maximale Transistorstrom \hat{i}_{T2x} sonst die Grenze aus Gleichung (4.66) überschreitet. Mit der Idealisierung

$\delta_i = 0$ bleibt der berechnete Wert \hat{i}_{T2x} konstant, sofern die folgende Bedingung eingehalten wird:

$$\frac{u_{G,\min}}{u_{G,\max}} = \frac{u_{G,\min}^*}{u_{G,\max}^*} \quad (4.70)$$

4.5.2 Drosselaufwand

Der Drosselaufwand wird unter den Voraussetzungen berechnet, dass das Übersetzungsverhältnis \hat{u} nach Gleichung (4.68) gewählt ist und $u_A = u_{G,\max}^*$ beträgt. Wenn die Eingangsströme i_{Gx} konstant bleiben und die Eingangsspannungen u_{Gx} variabel sind, treten die maximalen Stromrippel $\Delta i_{T2x,\max}$ bezogen auf die maximalen Werte von $\bar{i}_{T2x,\text{ein}}$ immer bei den Aussteuergraden $a'_{T2x} = 0,5$ auf. Diese Aussteuergrade ergeben sich bei den minimalen Eingangsspannungen $u_{Gx} = u_{G,\min}^* > 0,5 \cdot u_{G,\max}^*$. Um bei diesen Eingangsspannungen den bezogenen Stromrippel $\delta_i = \Delta i_{T2x,\max} / \bar{i}_{T2x,\text{ein},\max}$ zu erhalten, muss die Hauptinduktivität $L_{hx,\text{pri}}$ wie folgt gewählt werden:

$$L_{hx,\text{pri}} = \frac{u_{G,\max}^*}{\delta_i \cdot f_{sw} \cdot i_{Gx,\max}} \cdot \frac{1 - u_{G,\text{diff},\text{norm}}}{4 \cdot u_{G,\text{diff},\text{norm}}} \quad (4.71)$$

Wenn alle Stränge gleich ausgeführt sind, ergibt sich die insgesamt in den gekoppelten Induktivitäten zu speichernde Energiemenge:

$$W_{L,\text{ges}} = M \cdot \frac{1}{2} \cdot L_{hx,\text{pri}} \cdot \hat{i}_{T2x,\max}^2 \quad (4.72)$$

Diese Energiemenge beträgt in normierter Darstellung:

$$W_{L,\text{ges},\text{norm}} = \frac{1}{f_{sw}} \cdot \frac{(2 + \delta_i)^2}{\delta_i} \cdot \frac{-u_{G,\text{diff},\text{norm}}^2 + u_{G,\text{diff},\text{norm}}}{8} \quad (4.73)$$

$$\text{für } u_{G,\text{diff},\text{norm}} < \frac{1}{2}$$

4.6 1 aus M Schalter

Die Anschlüsse mehrerer Solarmodulstränge lassen sich auch mit einer Schaltung nach Abbildung 4.17 zusammenfassen [2P]. Angenommen, der Strang G1 liefert die niedrigste der M Spannungen u_{Gx} , so wird der Transistor T11 dauernd eingeschaltet. Über die Diode D21 ergibt sich dann ein Freilaufpfad für den Drosselstrom i_F . Die anderen Transistoren T1x werden so getaktet, dass sich die gewünschten Modulströme i_{Gx} einstellen. [2P]

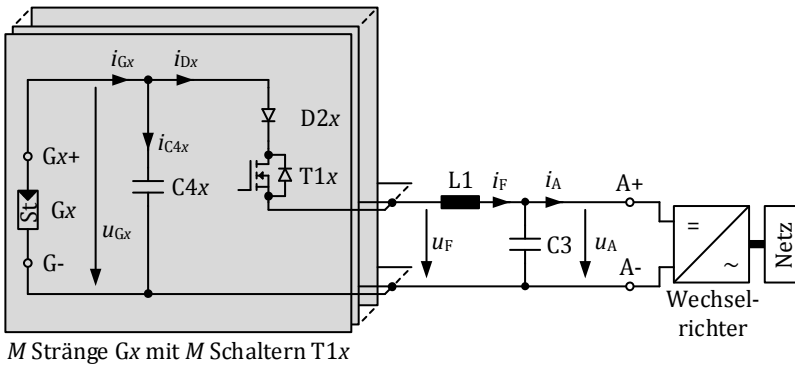


Abbildung 4.17: 1 aus M Schalter (siehe auch [2P])

Die Transistoren T1x können auf die maximal zu erwartende Differenz $u_{G,max} - u_{G,min}$ dimensioniert werden [2P], was bei den Schaltungen aus den Abschnitten 2.3.5 und 2.3.6 (ab Seite 30) nicht möglich ist. Für den Fall, dass alle Transistoren T1x gleichzeitig abgeschaltet werden, müssen dann aber Maßnahmen gegen Überspannung getroffen werden. Entsprechende Vorschläge finden sich in [2P]. Es ist zu beachten, dass alle Halbleiter T1x und D2x dazu in der Lage sein müssen, die vollen Drosselströme i_F zu führen. Deshalb ist die Schaltung für eine hohe Anzahl von Strängen weniger geeignet [2P].

Der Ausgangsstrom i_A ergibt sich aus der Summe aller Strangströme i_{Gx} [2P]:

$$i_A \approx i_G = \sum_{x=1}^M i_{Gx} \quad (4.74)$$

Die Spannung u_A ergibt sich aus der Leistungsbilanz [2P]:

$$u_A \approx u_G = \frac{p_G}{i_G} = \frac{\sum_{x=1}^M p_{Gx}}{i_G} = \frac{\sum_{x=1}^M u_{Gx} \cdot i_{Gx}}{i_G} \quad (4.75)$$

Im Gegensatz zur HILEM-1 und HILEM-2 Schaltung ist keine Pufferung pulsierender Leistung möglich, wie sie bei einphasigen Wechselrichtern auftritt.

4.6.1 Schaltleistung

Wenn die Transistoren T1x auf die Spannungsdifferenz $u_{G,diff} = u_{G,max} - u_{G,min}$ dimensioniert werden, beträgt die zu installierende Schaltleistung:

$$p_{Schalt} = M \cdot u_{G,diff} \cdot \underbrace{\left(1 + \frac{\delta_i}{2}\right) \cdot \underbrace{\sum_{x=1}^M i_{Gx,max}}_{i_{G,max}}}_{i_{F,max}} \quad (4.76)$$

In normierter Darstellung ergibt sich der folgende Wert:

$$p_{Schalt,norm} = \left(1 + \frac{\delta_i}{2}\right) \cdot M \cdot u_{G,diff,norm} \quad (4.77)$$

4.6.2 Drosselaufwand

Der Stromrippel Δi_F erreicht sein Maximum wenn die Spannung u_F für 50% einer Taktperiode $u_{G,max}$ und für die anderen 50% $u_{G,min}$ beträgt. Die Spannung u_A liegt dann genau zwischen $u_{G,max}$ und $u_{G,min}$. Dieser Fall kann auch bei mehr als zwei Strängen auftreten. Abbildung 4.18 zeigt ein Beispiel, bei dem drei Stränge Gx mit der jeweiligen Zeitdauer T_x aufgeschaltet werden, wobei die die ersten beiden Stränge dieselbe Spannung liefern.

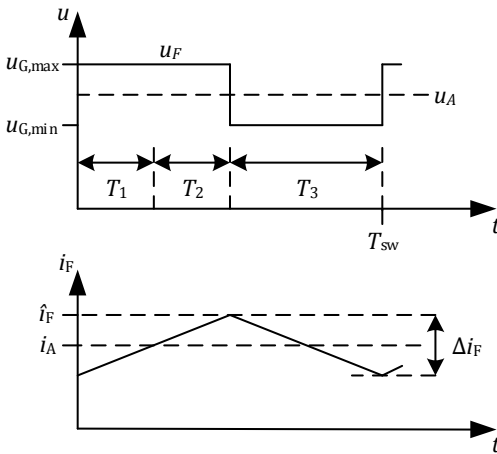


Abbildung 4.18: Stromrippel in der Drossel L1

Der maximale Stromrippel $\Delta i_{F,max}$ beträgt damit:

$$\Delta i_{F,max} = \frac{u_{G,max}^*}{L_1 \cdot f_{sw}} \cdot \frac{u_{G,diff,norm}}{4} \quad (4.78)$$

Der maximal durch die Drossel L1 fließende Strom ergibt sich zu:

$$\hat{i}_{F,\max} = i_{G,\max} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta i_{F,\max}}{\delta_i \cdot i_{G,\max}} \quad (4.79)$$

Aus dem bezogenen Stromrippel δ_i lässt sich der benötigte Induktivitätswert für L1 ausrechnen:

$$L_1 = \frac{u_{G,\max}^*}{\delta_i \cdot f_{sw} \cdot i_{G,\max}} \cdot \frac{u_{G,\text{diff,norm}}}{4} \quad (4.80)$$

Die maximal in der Drossel L1 zu speichernde Energiemenge $W_{L,\text{ges}}$ beträgt dann:

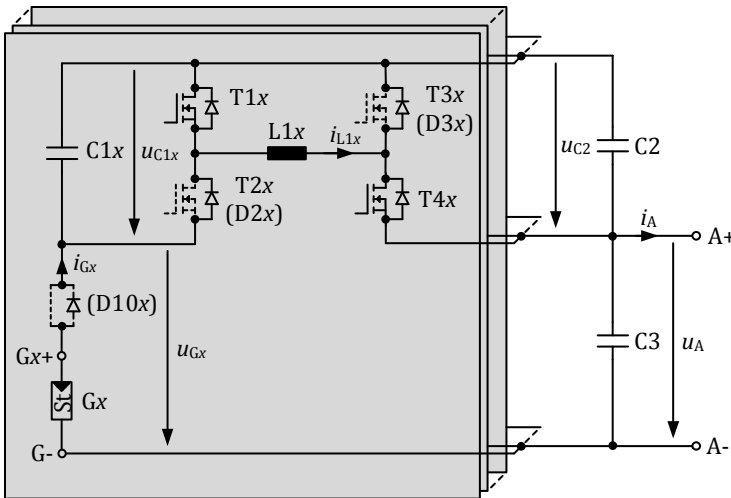
$$W_{L,\text{ges}} = \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot \hat{i}_{F,\max}^2 \quad (4.81)$$

Diese Energiemenge lässt sich wieder normiert darstellen:

$$W_{L,\text{ges,norm}} = \frac{1}{f_{sw}} \cdot \frac{(2 + \delta_i)^2}{\delta_i} \cdot \frac{u_{G,\text{diff,norm}}}{32} \quad (4.82)$$

4.7 Bidirektionale DC-DC Steller

In [2P, 74] und Abschnitt 2.3.7 (Seite 32) wird eine Topologie beschrieben, mit der sich geringe Spannungsdifferenzen zwischen verschiedenen Modulsträngen ausgleichen lassen. Die Topologie ist in Abbildung 4.19 detailliert dargestellt. Dabei ist jedem Strang G_x ein bidirektionaler DC-DC-Steller ($T1_x - T4_x / D2_x - D3_x$) zugeordnet. Die Transistoren $T2_x$ und $T3_x$ sind nicht unbedingt notwendig, sie können jedoch dazu benutzt werden um die Durchlassverluste in den Dioden $D2_x$ und $D3_x$ zu minimieren [2P]. Falls die DC-DC-Steller nicht auf die vollen Eingangsspannungen u_{G_x} dimensioniert werden, können die Dioden $D10_x$ Überspannungen bei externen Kurzschlüssen zwischen G_{x+} und G_- verhindern [2P].



M Stränge G_x mit
 bidirektionalen DC-DC-Stellern

Abbildung 4.19: Bidirektionale DC-DC Steller mit Zählpfeilen (siehe auch [2P, 74])

4.7.1 Schaltleistung

Die zu installierende Schaltleistung wird für den Fall berechnet, dass die Transistoren T2x und T3x nicht eingesetzt werden. Weiterhin sei ein dreiphasiger Wechselrichter angeschlossen. Die höchsten Spannungen und Ströme treten dann an den Transistoren T1x und T4x auf, wenn $M - 1$ Stränge Gz ($z \in \{1..M - 1\}$) die Spannung $u_{G,max}$ liefern und ein Strang GM die niedrigere Spannung $u_{G,min}$ liefert. Alle Stränge stellen dabei dieselben Ströme $i_{Gz} = i_{GM} = i_{Gx,max}$ bereit. Abbildung 4.20 zeigt diesen Betriebsfall wobei diejenigen Halbleiter, die gerade nicht benutzt werden, nicht eingezeichnet sind.

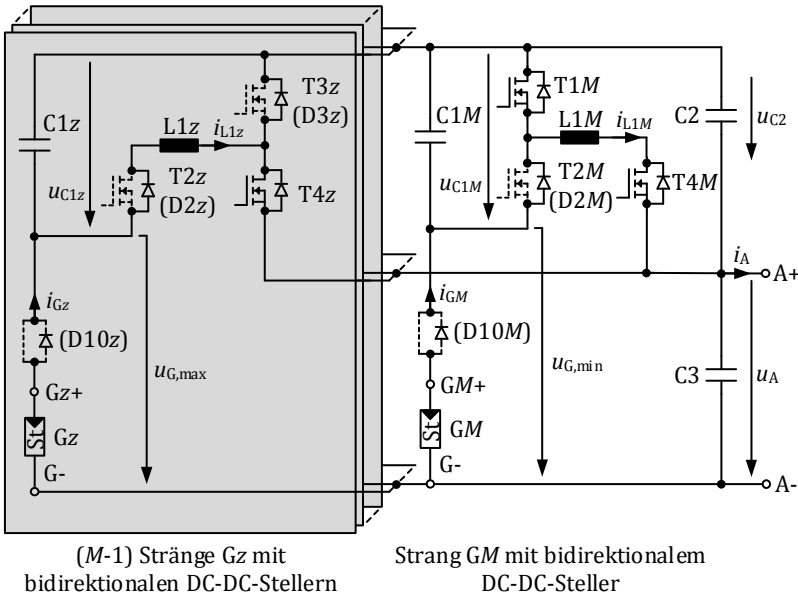


Abbildung 4.20: Bidirektionale DC-DC Steller; Die Eingangsspannungen u_{Gx} sind so gewählt, dass die höchsten Spannungen bzw. Ströme an T1x und T4x auftreten; Transistoren die in diesem Betriebsfall ausgeschaltet bleiben sind nicht dargestellt

In dem in Abbildung 4.20 rechts dargestellten Steller wird der Transistor T1M getaktet und der Transistor T4M dauerhaft eingeschaltet. In den restlichen Stellern werden die Transistoren T4z getaktet und die Dioden D2z leiten dauernd.

Die Ausgangsspannung u_A sei glatt und betrage ohne Berücksichtigung der Verluste [2P]:

$$u_A = \frac{p_G}{i_G} = \frac{\sum_{x=1}^M p_{Gx}}{i_G} = \frac{\sum_{x=1}^M u_{Gx} \cdot i_{Gx}}{i_G} \quad (4.83)$$

Die Kondensatorspannung u_{C2} muss in Abbildung 4.20 mindestens $u_{G,max} - u_A$ betragen, kann aber auch um den Betrag u_{Zus} größer gewählt werden. Abbildung 4.21 verdeutlicht die Zusammenhänge mit Spannungspfeilen.

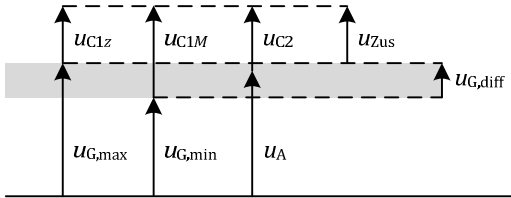


Abbildung 4.21: Verdeutlichung der Spannungsverhältnisse mit Spannungspfeilen

Der Transistor T1M wird im gezeigten Betriebsfall mit der höchsten Spannung beansprucht. Grundsätzlich kann aber an allen Transistoren die Spannung $u_{T,max}$ auftreten:

$$u_{T,max} = u_{C1M} = \underbrace{u_{G,max} - u_{G,min}}_{u_{G,diff}} + u_{Zus} \quad (4.84)$$

Die mittleren Drosselströme \bar{i}_{L1z} in den links dargestellten Stellern entsprechen den Modulströmen i_{Gz} . Der mittlere Drosselstrom \bar{i}_{L1M} im rechts dargestellten Steller ergibt sich aus der Leistungsbilanz und ist deutlich größer:

$$\bar{i}_{L1M} = i_A \cdot \frac{1 + \frac{u_{Zus}}{u_{G,diff}}}{1 + \frac{u_{Zus}}{u_{G,diff}} \cdot \frac{i_A}{i_{GM}}} \quad (4.85)$$

Wenn $u_{Zus} = 0$ gewählt wird, entspricht der mittlere Strom in der Drossel L1M dem Ausgangstrom i_A und damit dem M -fachen der Modulströme. Dies ist sehr ungünstig für die Auslegung, speziell wenn eine große Anzahl an Strängen vorhanden ist. Der maximale Drosselstrom kann dadurch reduziert werden, dass $u_{Zus} > 0$ gewählt wird. Dabei steigt allerdings die Spannungsbeanspruchung der Halbleiter.

Die maximalen Ströme, die an den Transistoren T1x und T4x auftreten können, betragen unter Berücksichtigung des Stromrippels:

$$i_{T1x,max} = i_{T4x,max} = \hat{i}_{L1M,max} = \left(1 + \frac{\delta_i}{2}\right) \cdot \bar{i}_{L1M,max} \quad (4.86)$$

Die zu installierende Schaltleistung beträgt bei M Strängen:

$$\begin{aligned} p_{Schalt} &= 2 \cdot M \cdot u_{T,max} \cdot \left(1 + \frac{\delta_i}{2}\right) \cdot \bar{i}_{L1M,max} \\ &= \frac{2 \cdot M^2 \cdot (u_{G,diff} + u_{Zus})^2}{u_{G,diff} + M \cdot u_{Zus}} \cdot \left(1 + \frac{\delta_i}{2}\right) \cdot i_{Gx,max} \end{aligned} \quad (4.87)$$

Die Spannung u_{Zus} kann jetzt so gewählt werden, dass die Schaltleistung minimal wird. Dies ist der Fall bei:

$$u_{Zus} = \frac{M - 2}{M} \cdot u_{G,diff} \quad (4.88)$$

Die normierte Schaltleistung beträgt dann:

$$p_{Schalt,norm} = \left(1 + \frac{\delta_i}{2}\right) \cdot 8 \cdot \frac{M - 1}{M} \cdot u_{G,diff,norm} \quad (4.89)$$

4.7.2 Drosselaufwand

Bei der Betrachtung nach Abbildung 4.20 tritt der höchste Strom an der Drossel L_{1M} auf. Sofern alle Eingangsströme i_{Gx} denselben Wert aufweisen und die Spannung u_{Zus} nach Gleichung (4.88) gewählt wird, beträgt der maximale Mittelwert des Stroms $\bar{i}_{L_{1M}}$:

$$\bar{i}_{L_{1M},\max} = 2 \cdot i_{Gx,\max} \quad (4.90)$$

Am rechten Steller aus Abbildung 4.20 tritt ebenfalls die höchste zu schaltende Spannung $u_{C_{1M}}$ auf. Der höchste Stromripple in L_{1M} ergibt sich daher bei einem Aussteuergrad von 50% am Transistor T1M:

$$\Delta i_{L_{1M},\max} = \frac{1}{L_{1x} \cdot f_{sw}} \cdot \frac{u_{C_{1M}}}{4} \quad (4.91)$$

Der maximal durch L_{1M} fließende Strom $\hat{i}_{L_{1M},\max}$ ergibt sich zu:

$$\hat{i}_{L_{1M},\max} = \bar{i}_{L_{1M},\max} + \frac{1}{2} \cdot \underbrace{\frac{\Delta i_{L_{1M},\max}}{\delta_i \cdot \bar{i}_{L_{1M},\max}}}_{\delta_i} \quad (4.92)$$

Aus dem bezogenen Stromripple δ_i lassen sich die benötigten Induktivitätswerte für L_{1x} ausrechnen:

$$L_{1x} = \frac{u_{G,\max}^*}{\delta_i \cdot f_{sw} \cdot i_{Gx,\max}} \cdot \frac{u_{G,\text{diff,norm}}}{4} \cdot \frac{M-1}{M} \quad (4.93)$$

Die gesamte Energiemenge, die in den Drosseln L_{1x} gespeichert werden muss, beträgt:

$$W_{L,\text{ges}} = M \cdot \frac{1}{2} \cdot L_{1x} \cdot \hat{i}_{L_{1M},\max}^2 \quad (4.94)$$

Dieser Wert beträgt in normierter Darstellung:

$$W_{L,\text{ges,norm}} = \frac{1}{f_{sw}} \cdot \frac{(2 + \delta_i)^2}{\delta_i} \cdot \frac{M-1}{M} \cdot \frac{u_{G,\text{diff,norm}}}{8} \quad (4.95)$$

4.8 Bewertung der HILEM-1 und HILEM-2 Schaltung

In diesem Abschnitt werden die zuvor untersuchten Schaltungen mit Gleichspannungsausgang miteinander verglichen und bewertet. Dies ermöglicht eine Einordnung der HILEM-1 und der HILEM-2 Schaltung gegenüber dem Stand der Technik. Tabelle 4.2 zeigt zunächst, in welchem Bereich sich die Ausgangsspannungen bewegen und ob eine Pufferung pulsierender Leistung möglich ist.

Schaltung	Ausgangsspannungsbereich	Pufferung pulsierender Leistung
HILEM-1	$u_{G,\min} \leq \bar{u}_A \leq u_{G,\max}$	Ja
HILEM-2	$u_{G,\min} \leq \bar{u}_A \leq u_{G,\max}$	Ja
Hochsetzsteller	$u_{G,\max} \leq u_A$	Ja
Sperrwandler	$u_{G,\max} \leq u_A$	Ja
1 aus M Schalter	$u_{G,\min} \leq u_A \leq u_{G,\max}$	Nein
Bidirektionale DC-DC-Steller	$u_{G,\min} \leq \bar{u}_A \leq u_{G,\max}$	Ja

Tabelle 4.2: Vergleich verschiedener Schaltungen zum MPP-Tracking

Tabelle 4.3 führt auf, wie viele Transistoren und damit Gate-Units in Abhängigkeit von der Anzahl M der Stränge benötigt werden. Bei den meisten Schaltungen können die Durchlassverluste in den Freilaufdioden verringert werden, wenn die doppelte Anzahl an MOSFETs eingesetzt wird. Die HILEM-2 Schaltung erlaubt den Einsatz mehrerer phasenversetzt taktender Ausgangssteller. Die Zahl K gibt dabei die Anzahl solcher Ausgangssteller an ($K \in \{1,2,3, \dots\}$).

4.8 Analyse, Dimensionierung und Vergleich verschiedener Schaltungen
Bewertung der HILEM-1 und HILEM-2 Schaltung

Schaltung	Anzahl Transistoren	Verringerte Durchlassverluste mit zusätzl. MOSFETs
HILEM-1 1 Transistor pro Steller	$M + 1$	Nein
HILEM-1 2 Transistoren pro Steller	$2M + 2$	Ja
HILEM-2 1 Transistor pro Steller	$M + K$	Nein
HILEM-2 2 Transistoren pro Steller	$2M + 2K$	Ja
Hochsetzsteller 1 Transistor pro Steller	M	Nein
Hochsetzsteller 2 Transistoren pro Steller	$2M$	Ja
Sperrwandler 1 aus M Schalter	M	Nein
Bidirektionale DC-DC-Steller 2 Transistoren pro Steller	$2M$	Nein
Bidirektionale DC-DC-Steller 4 Transistoren pro Steller	$4M$	Ja

Tabelle 4.3: Vergleich verschiedener Schaltungen zum MPP-Tracking

Tabelle 4.4 führt die normierten Schaltleistungen beim Anschluss eines dreiphasigen Wechselrichters auf. Bei der HILEM-1 und HILEM-2 Schaltung gelten die Schaltleistungen auch im einphasigen Fall, wenn die Bedingung $u_{G,\min} \leq u_A \leq u_{G,\max}$ erfüllt ist.

Die normierte Schaltleistung der Hochsetzsteller ist unabhängig von der normierten Spannungsdifferenz $u_{G,\text{diff,norm}}$. Bei allen anderen Schaltungen steigen die Schaltleistungen mit zunehmendem $u_{G,\text{diff,norm}}$ an. Bis auf den Sperrwandler gelten alle Schaltleistungen auch für

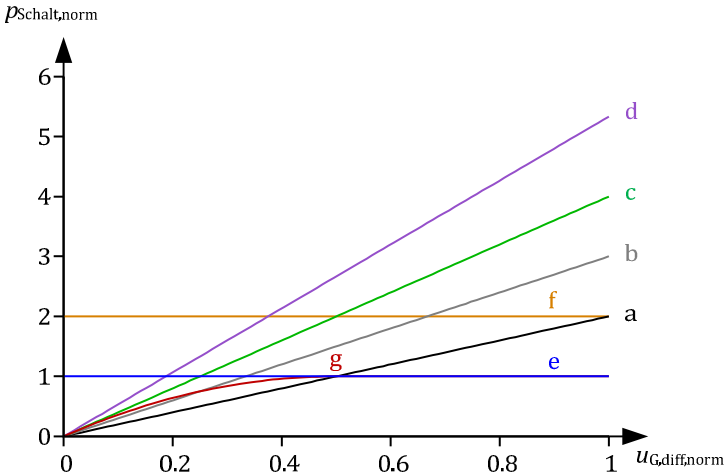
4.8 Analyse, Dimensionierung und Vergleich verschiedener Schaltungen
Bewertung der HILEM-1 und HILEM-2 Schaltung

$u_{G,\max} < u_{G,\max}^*$. Beim Sperrwandler ist ein Betrieb mit $u_{G,\max} < u_{G,\max}^*$ möglich, jedoch werden dann, wie in Abschnitt 4.5.1 (Seite 70) erklärt, die maximal möglichen Differenzspannungen $u_{G,\text{diff}}$ geringer.

Schaltung	Normierte Schaltleistung $p_{\text{Schalt,norm}}$
HILEM-1 1 Transistor pro Steller	$\left(1 + \frac{\delta_i}{2}\right) \cdot 2 \cdot u_{G,\text{diff,norm}}$
HILEM-1 2 Transistoren pro Steller	$\left(1 + \frac{\delta_i}{2}\right) \cdot 4 \cdot u_{G,\text{diff,norm}}$
HILEM-2 1 Transistor pro Steller	$\left(1 + \frac{\delta_i}{2}\right) \cdot 2 \cdot u_{G,\text{diff,norm}}$
HILEM-2 2 Transistoren pro Steller	$\left(1 + \frac{\delta_i}{2}\right) \cdot 4 \cdot u_{G,\text{diff,norm}}$
Hochsetzsteller 1 Transistor pro Steller	$\left(1 + \frac{\delta_i}{2}\right)$
Hochsetzsteller 2 Transistoren pro Steller	$\left(1 + \frac{\delta_i}{2}\right) \cdot 2$
Sperrwandler	$\left(1 + \frac{\delta_i}{2}\right) \cdot 4 \cdot (u_{G,\text{diff,norm}} - u_{G,\text{diff,norm}}^2)$ für $u_{G,\text{diff,norm}} < \frac{1}{2}$ und $u_{G,\max} = u_{G,\max}^*$ Die Schaltleistung kann aufgrund von Überspannungen durch Streuinduktivitäten auch größer sein.
1 aus M Schalter	$\left(1 + \frac{\delta_i}{2}\right) \cdot M \cdot u_{G,\text{diff,norm}}$
Bidirektionale DC-DC-Steller 2 Transistoren pro Steller	$\left(1 + \frac{\delta_i}{2}\right) \cdot 8 \cdot \frac{M-1}{M} \cdot u_{G,\text{diff,norm}}$

Tabelle 4.4: Schaltleistung verschiedener Schaltungen zum MPP-Tracking;
Normierung: siehe Abschnitt 4.1

4.8 Analyse, Dimensionierung und Vergleich verschiedener Schaltungen Bewertung der HILEM-1 und HILEM-2 Schaltung



Hilem-1, Hilem-2

1 Transistor pro Steller: — a

2 Transistoren pro Steller*: — c

*: Verringerte

Durchlassverluste durch
zusätzliche MOSFETs

Hochsetzsteller

1 Transistor pro Steller: — e

2 Transistoren pro Steller*: — f

Sperrwandler:

— g

1 aus 2 Schalter: — a

1 aus 3 Schalter: — b

1 aus 4 Schalter: — c

Bidirektionale DC-DC Steller

2 Transistoren pro Steller

2 Stränge: — c

3 Stränge: — d

Abbildung 4.22: Schaltleistung verschiedener Schaltungen zum MPP-Tracking;
 $\delta_i = 0$

Eine schnelle Übersicht über die normierten Schaltleistungen bietet die grafische Darstellung in Abbildung 4.22. Der normierte Stromrippel δ_i ist dabei zu null gewählt. Wenn auf zusätzliche MOSFETs zur Verringerung der Durchlassverluste in den Dioden verzichtet wird, ist für $u_{G,diff,norm} < 0,5$ die Schaltleistung der HILEM-1, der HILEM-2 und der „1 aus 2“ Schaltung am geringsten.

Die Bedeutung der Grenze $u_{G,diff,norm} = 0,5$ soll noch an einem kleinen Beispiel erläutert werden. Angenommen eine HILEM-1 oder HILEM-2 Schaltung wird an einen einphasigen Wechselrichter angeschlossen, dessen Eingangsspannungsbereich 360..900V beträgt, so kann die Differenz zwischen verschiedenen Strängen bei einer Auslegung mit $u_{G,diff,norm} = 0,5$ maximal 450V betragen. Ein Strang kann also z.B. mit 100V betrieben werden, während ein anderer 550V liefert. Ebenso ist denkbar, dass ein Strang 450V und ein anderer 900V liefert. In der Praxis treten so große Spannungsdifferenzen in den Punkten maximaler Leistung nur äußerst selten auf, so dass eine Auslegung mit $u_{G,diff,norm} \ll 0,5$ realistisch ist.

Tabelle 4.5 führt die Anzahl der benötigten Drosseln in den verschiedenen Schaltungen auf. Weiterhin sind die normierten Werte der induktiv zu speichernden Energien aufgelistet.

Eine schnelle Übersicht über die induktiv zu speichernden Energien bietet Abbildung 4.23. Die Kurven sind alle auf dieselbe Schaltfrequenz normiert. Durch den Einsatz von MOSFETs, die z.B. nur auf $u_{G,max} - u_{G,min}$ ausgelegt werden müssen, lassen sich in der Regel höhere Schaltfrequenzen erzielen, als mit IGBTs, die spannungsmäßig auf $u_{G,max}^*$ ausgelegt sind. Der Vorteil für die Schaltungen, bei denen die Transistoren nur einen Teil der Solargeneratorspannung schalten, fällt dann noch größer aus, als direkt aus der Abbildung ersichtlich.

4.8 Analyse, Dimensionierung und Vergleich verschiedener Schaltungen
Bewertung der HILEM-1 und HILEM-2 Schaltung

Schaltung	Anzahl Drosseln	Normierte Energie in den Drosseln $W_{L,ges,norm}$
HILEM-1	M	$\frac{1}{f_{sw}} \cdot \frac{(2+\delta_i)^2}{\delta_i} \cdot \frac{u_{G,diff,norm}}{32}$
HILEM-2	$M + K$	$\frac{1}{f_{sw}} \cdot \frac{(2+\delta_i)^2}{\delta_i} \cdot \frac{u_{G,diff,norm}}{16}$
Hochsetzsteller	M	$\frac{1}{f_{sw}} \cdot \frac{(2+\delta_i)^2}{\delta_i} \cdot \frac{-u_{G,diff,norm}^2 + u_{G,diff,norm}}{8}$ <p>für $u_{G,diff,norm} < \frac{1}{2}$</p> $\frac{1}{f_{sw}} \cdot \frac{(2+\delta_i)^2}{\delta_i} \cdot \frac{1}{32}$ <p>für $u_{G,diff,norm} \geq \frac{1}{2}$</p>
Sperrwandler	M	$\frac{1}{f_{sw}} \cdot \frac{(2+\delta_i)^2}{\delta_i} \cdot \frac{-u_{G,diff,norm}^2 + u_{G,diff,norm}}{8}$ <p>für $u_{G,diff,norm} < \frac{1}{2}$</p> <p>und $u_{G,max} = u_{G,max}^*$</p>
1 aus M Schalter	1	$\frac{1}{f_{sw}} \cdot \frac{(2+\delta_i)^2}{\delta_i} \cdot \frac{u_{G,diff,norm}}{32}$
Bidirektionale DC-DC-Steller	M	$\frac{1}{f_{sw}} \cdot \frac{(2+\delta_i)^2}{\delta_i} \cdot \frac{M-1}{M} \cdot \frac{u_{G,diff,norm}}{8}$

Tabelle 4.5: Drosselaufwand verschiedener Schaltungen zum MPP-Tracking; Normierung: siehe Abschnitt 4.1

4.8 Analyse, Dimensionierung und Vergleich verschiedener Schaltungen Bewertung der HILEM-1 und HILEM-2 Schaltung

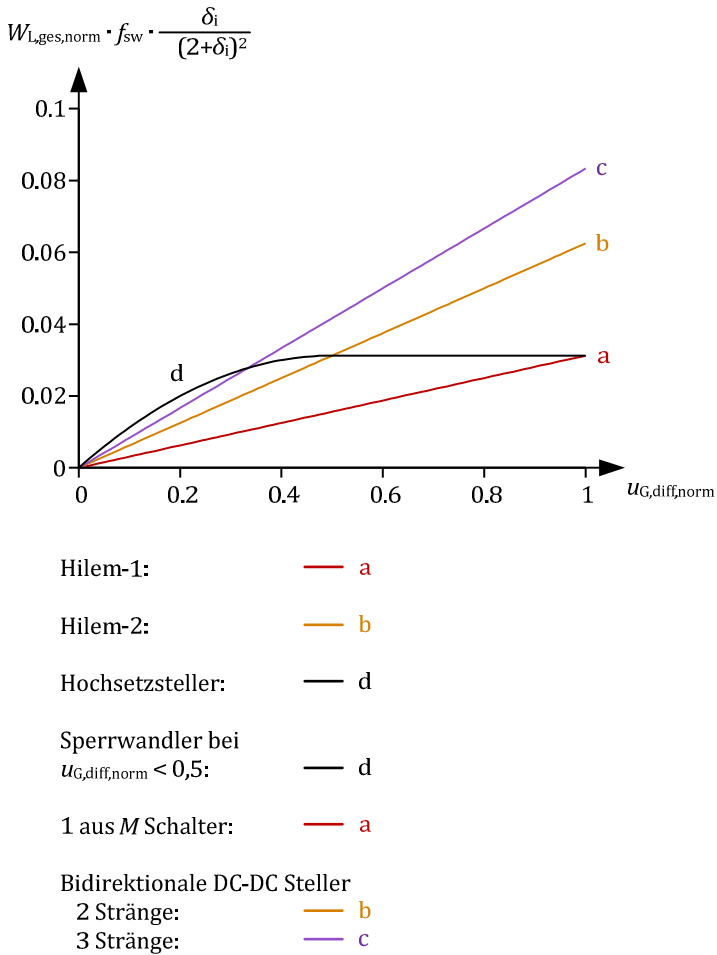


Abbildung 4.23: Induktiv zu speichernde Energie in verschiedenen Schaltungen zum individuellen MPP-Tracking

Zusammengefasst lässt sich folgendes festhalten:

- Die HILEM-1 Schaltung ist für $u_{G,diff,norm} < 0,5$ unter denjenigen mit der geringsten Schaltleistung, sofern von der Möglichkeit,

die Durchlassverluste durch zusätzliche MOSFETs zu verringern, keinen Gebrauch gemacht wird. Im anderen Fall ist die Schaltleistung für $u_{G,diff,norm} < 0,5$ immer noch geringer als die eines Hochsetzstellers mit zusätzlichen MOSFETs zur Überbrückung der Freilaufdioden. Die HILEM-1 Schaltung ist weiterhin unter denjenigen Topologien mit der geringsten bezogenen Energiemenge, die in Induktivitäten zu speichern ist.

- Die Schaltleistung der HILEM-2 Schaltung ist ebenso klein wie diejenige der HILEM-1 Schaltung. Die induktiv zu speichernde Energiemenge ist bei gleicher Schaltfrequenz jedoch doppelt so groß. Dafür ermöglicht die HILEM-2 Schaltung zusätzlich einen räumlich verteilten Aufbau nach Abbildung 4.8 (Seite 56).
- Sperrwandler sind im Rahmen der einfachen Betrachtung und für $u_{G,diff,norm} < 0,5$ sowie $u_{G,max} = u_{G,max}^*$ konventionellen Hochsetzstellern in puncto Schaltleistung überlegen. In der Praxis treten ab gewissen Leistungen jedoch oft Überspannungen an den Halbleitern auf, die durch Streuinduktivitäten der gekoppelten Drosseln verursacht werden. Weiterhin sinkt die mögliche Differenzspannung $u_{G,diff}$ mit abnehmendem $u_{G,max}$.
- Die „1 aus M “ Schaltung ist unter denjenigen mit geringster induktiv zu speichernder Energie. Die Schaltleistung steigt aber proportional mit M an. Damit wird die Schaltung ab einer gewissen Anzahl von Strängen schnell uninteressant. Außerdem ist keine Pufferung pulsierender Leistung möglich.
- Die Schaltung mit bidirektionalen DC-DC-Stellern ist in puncto Schaltleistung, Anzahl der Transistoren und Drosselaufwand eher nachteilig gegenüber anderen Schaltungen.

In den letzten Abschnitten wurden verschiedene Schaltungen untersucht, welche alle ein individuelles MPP-Tracking ermöglichen und einen Gleichspannungsausgang aufweisen. Dabei werden unter Berücksichtigung aller Eigenschaften die HILEM-1 und die HILEM-2 Schaltung für viele Anwendungsfälle als sehr vorteilhaft angesehen.

4.9 HILEM-grid Schaltung

Dieser Abschnitt behandelt die dritte neue Topologie, die sogenannte HILEM-grid Schaltung (siehe Abbildung 4.24 und [2P, 9E]). Die Schaltung eignet sich zum individuellen MPP-Tracking mehrerer Stränge, sie erzeugt aber anders als die vorangegangenen Topologien keine Gleichspannung am Ausgang, sondern einen Wechselstrom bzw. ein Drehstromsystem. Als Besonderheit sind entweder die Plus- oder die Minuspole aller Solarmodulstränge mit dem Neutralleiter verbunden, was den Einsatz an Dünnschichtsolarzellen bzw. rückseitenkontaktierten Solarzellen erlaubt [9E]. Weiterhin wird dadurch verhindert, dass am Solargenerator netzfrequente kapazitive Ableitströme auftreten.

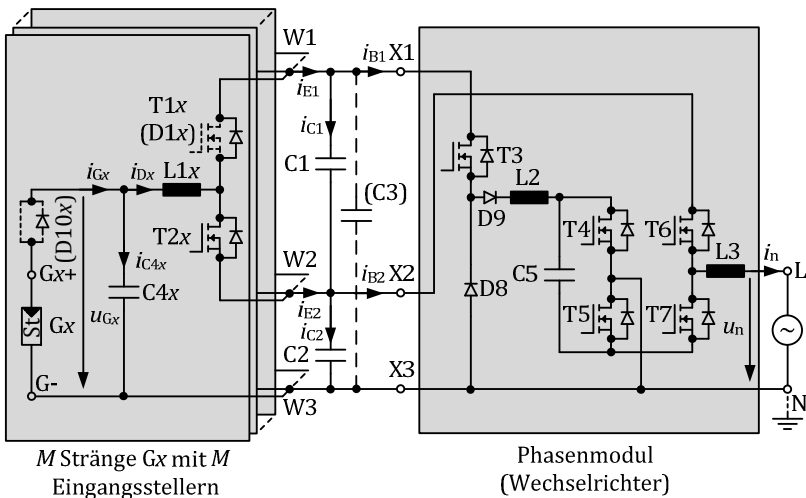


Abbildung 4.24: HILEM-grid Schaltung, einphasig (siehe auch [2P, 9E])

Die HILEM-grid Schaltung besteht aus M Eingangsstellern und je nach Art der Einspeisung aus einem beziehungsweise drei blindleistungsfähigen Phasenmodulen, welche an $X1 - X3$ miteinander verbunden sind [9E]. In dieser Arbeit sind exemplarisch die Minuspole der Solargeneratoren mit dem Neutralleiter verbunden. Sofern die Pluspole mit dem

4.9 Analyse, Dimensionierung und Vergleich verschiedener Schaltungen HILEM-grid Schaltung

Neutralleiter verbunden werden sollen, müssen die Leistungshalbleiter in umgekehrter Richtung eingesetzt werden [9E]. Die Eingangssteller werden mit den Aussteuergraden a'_{Dx} getaktet und funktionieren gleich wie bei der HILEM-2 Schaltung. Die Einschaltzeiten T_{T1x} und T_{T2x} berechnen sich nach Gleichung (4.9) (Seite 46). Zugehörige Zeitverläufe sind in Abbildung 4.10 (Seite 58) zu finden. Die Phasenmodule basieren auf einer vom Autor erfundenen transformatorlosen Wechselrichterschaltung, welche in Abbildung 4.25 dargestellt ist. Zu der Schaltung aus Abbildung 4.25 sind mittlerweile eine Patentschrift [1P] sowie ausführliche Dimensionierungshinweise und Versuchsergebnisse [6E, 7E] veröffentlicht.

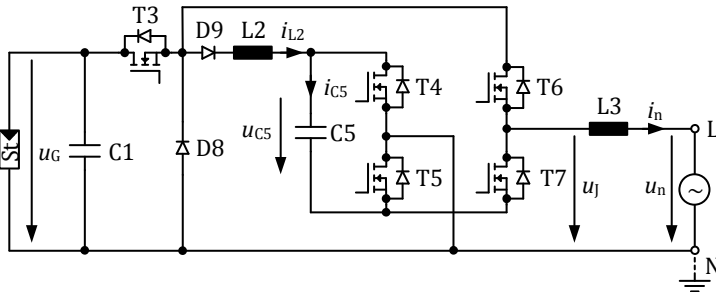


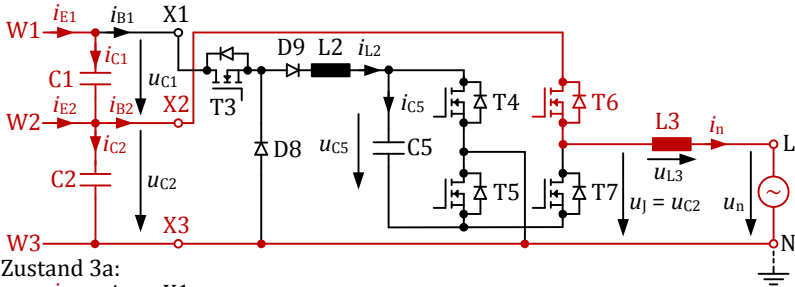
Abbildung 4.25: Transformatorlose Wechselrichterschaltung für Dünnschicht- oder rückseitenkontaktierte Solarzellen (siehe auch [1P, 6E, 7E])

Eine ähnliche Funktionalität wie die HILEM-grid Schaltung erreicht man grundsätzlich auch durch die Kombination einer HILEM-1 oder HILEM-2 Schaltung mit einer Wechselrichtertopologie, bei der ein Pol der Gleichspannungsseite auf Erd- oder Neutrallerpotential liegt. Die Schaltung aus Abbildung 4.25 zählt zu diesen Topologien, weitere sind in Abschnitt 2.2.1 (Seite 21) aufgeführt. Ein Vorteil der HILEM-grid Schaltung gegenüber einer solchen Kombination ist jedoch, dass man sich ähnlich wie bei den Vorschlägen aus [3P] die ausgangsseitigen Steller der HILEM-1 bzw. HILEM-2 Schaltung spart.

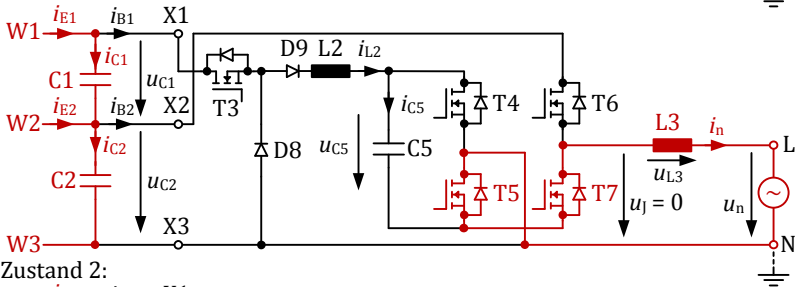
4.9 Analyse, Dimensionierung und Vergleich verschiedener Schaltungen

HILEM-grid Schaltung

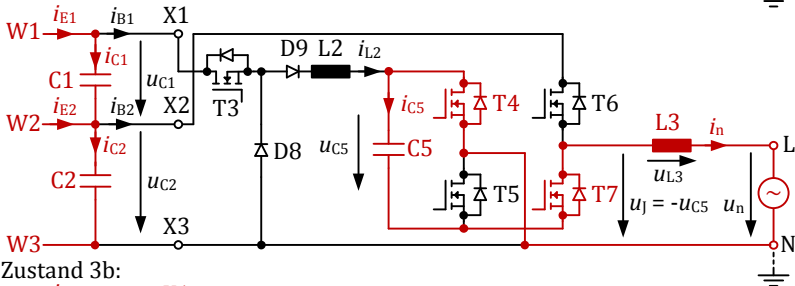
Zustand 1:



Zustand 3a:



Zustand 2:



Zustand 3b:

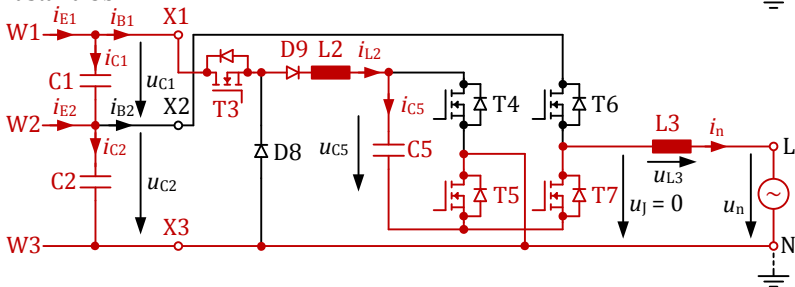


Abbildung 4.26: Schaltzustände des Phasenmoduls (siehe auch [9E])

Die Funktion eines Phasenmoduls der HILEM-grid Schaltung ist in Abbildung 4.26 gezeigt. Anstatt der Netzdrossel L3 kann selbstverständlich auch ein LCL-Filter eingesetzt werden. Für die Kondensatorspannungen an C1 und C2 gilt die folgende Ungleichung [9E]:

$$u_{C2} \leq u_{Gx} \leq u_{C1} + u_{C2} \quad (4.96)$$

Während der positiven Halbwelle der Netzspannung werden abwechselnd die Schaltzustände 1 und 3a benutzt. Diese Betriebsart ähnelt einem Tiefsetzsteller. Die ans Netz abgegebene Leistung wird dabei den Punkten X2 und X3 entnommen. Während der negativen Halbwelle werden abwechselnd die Zustände 2 und 3b benutzt. Im Zustand 2 wird Energie vom fliegenden Kondensator C5 zum Netz übertragen. Im Freilaufzustand 3b wird dieser wieder von der DC-Seite aus resonant nachgeladen. Die Energie wird dabei aus den Punkten X1 und X3 entnommen. [9E]

Die unterschiedlichen Schaltzustände werden anhand einer Pulsweitenmodulation (PWM) gewählt. Die Einschaltzeiten berechnen sich unter Vernachlässigung der Verriegelungszeiten mit dem gewünschten Mittelwert u'_j der getakteten Ausgangsspannung u_j über eine Pulsperiode: [9E]

$$T_1 = a'_{j, \text{pos}} \cdot T_{\text{sw}} \quad | \quad T_{3a} = (1 - a'_{j, \text{pos}}) \cdot T_{\text{sw}} \quad (4.97)$$

$$T_2 = a'_{j, \text{neg}} \cdot T_{\text{sw}} \quad | \quad T_{3b} = (1 - a'_{j, \text{neg}}) \cdot T_{\text{sw}} \quad (4.98)$$

$$a'_{j, \text{pos}} = \frac{u'_j}{u_{C2}} \quad | \quad a'_{j, \text{neg}} = \frac{-u'_j}{u_{C5}} \quad | \quad T_{\text{sw}} = \frac{1}{f_{\text{sw}}} \quad (4.99)$$

Die Größe \bar{u}_{C5} gibt dabei den Mittelwert der Kondensatorspannung u_{C5} über eine Pulsperiode an. Abbildung 4.27 verdeutlicht das Schema der PWM für den Fall $\bar{u}_{C5} > u_{C2}$. Um dieselben Spannungszeitflächen zu erreichen, sind die aktiven Zustände in der positiven Halbwelle länger als in der negativen Halbwelle.

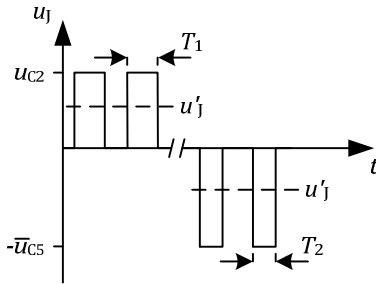


Abbildung 4.27: PWM-Schema des Phasenmoduls (basierend auf [4E])

Die Energie, die dem fliegenden Kondensator C5 im Zustand 2 entnommen wird, beträgt nach [6E]:

$$\Delta W_{C5} = u'_j \cdot i_n \cdot T_{sw} \quad (4.100)$$

Die Spannung an C5 verringert sich dabei von $u_{C5,max}$ auf $u_{C5,min}$, siehe Abbildung 4.28.

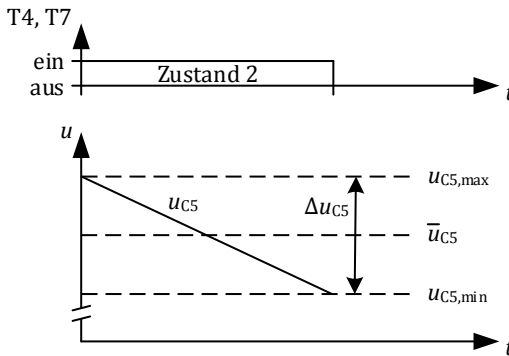


Abbildung 4.28: Entladevorgang des fliegenden Kondensators C5

Die Differenz Δu_{C5} beträgt nach [6E, 7E]:

$$\begin{aligned} \Delta u_{C5} &= u_{C5,\max} - u_{C5,\min} && (4.101) \\ &= u_{C5,\max} - \sqrt{u_{C5,\max}^2 - \frac{2 \cdot \Delta W_{C5}}{C_5}} \\ &= \sqrt{u_{C5,\min}^2 + \frac{2 \cdot \Delta W_{C5}}{C_5}} - u_{C5,\min} \end{aligned}$$

Der fliegende Kondensator wird im Zustand 2 vom Netzstrom i_n entladen. Wenn der Stromrippel auf i_n vernachlässigbar klein ist, verringert sich die Spannung u_{C5} linear über die Zeit (siehe Abbildung 4.28). Die mittlere Spannung \bar{u}_{C5} liegt dann genau zwischen $u_{C5,\min}$ und $u_{C5,\max}$: [7E]

$$\bar{u}_{C5} = \frac{u_{C5,\min} + u_{C5,\max}}{2} \quad (4.102)$$

Die Energiemenge ΔW_{C5} muss dem fliegenden Kondensator im Freilaufzustand 3b wieder zugeführt werden. Grundsätzlich kann der Ladestrom eines fliegenden Kondensators entweder durch parasitäre Widerstände³ oder durch eine Drossel, welche mit dem Kondensator einen Resonanzkreis bildet⁴, begrenzt werden. Bei der HILEM-grid Schaltung wird die zweite Option, also die eines resonanten Ladevorgangs mit automatischer Abschaltung im Stromnulldurchgang gewählt. Der Vorteil liegt darin, dass ein hoher Spannungshub am fliegenden Kondensator zulässig ist und dieser damit wie in [6E] beschrieben kapazitätsmäßig sehr klein ausfallen kann. Der resonante Ladestrompfad ist in Abbildung 4.29.a dargestellt. Der Kondensator C3 ist optional und kann einen zusätzlichen niederinduktiven Pfad zwischen X1 und X3 bereitstellen [9E].

³ siehe Schaltung in Abbildung 2.12.a (Seite 24) [57, 58]

⁴ siehe Schaltungen in Abbildung 2.12.b (Seite 24) [11S, 44, 96] und Abbildung 4.25 (Seite 92) [1P, 6E, 7E]

4.9 Analyse, Dimensionierung und Vergleich verschiedener Schaltungen
HILEM-grid Schaltung

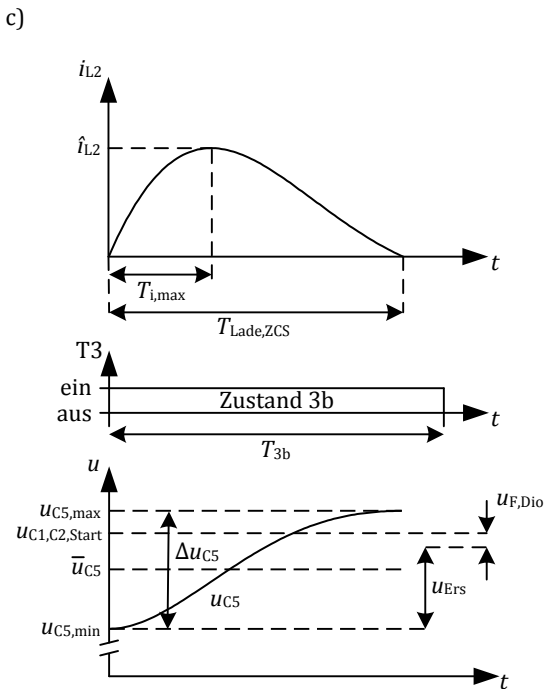
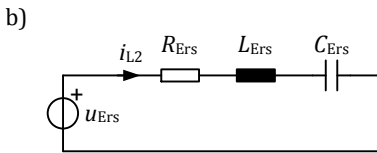
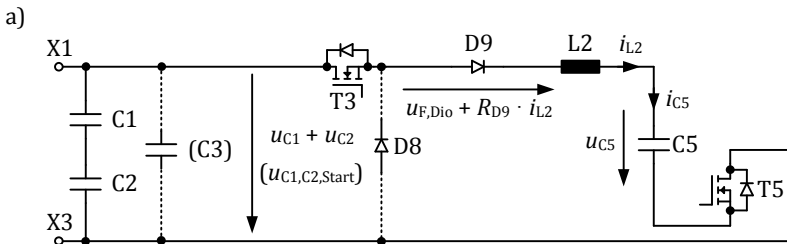


Abbildung 4.29: Resonanter Nachladevorgang; a) Strompfad; b) RLC-Ersatzschaltkreis; c) Zeitverläufe; (siehe auch [7E, 9E])

b) RLC-

Die Zeitverläufe zum resonanten Ladevorgang finden sich in Abbildung 4.29.c. Nach dem stromlosen Einschalten von T3 steigt der Ladestrom i_{L2} bis zum Maximalwert \hat{i}_{L2} an und klingt dann wieder ab. Der Verlauf von i_{L2} entspricht einer Sinushalbschwingung, die von parasitären Bauteilwiderständen gedämpft wird [9E].

Je größer die Spannungsdifferenz Δu_{C5} ist, um die der fliegende Kondensator im vorherigen Zustand 2 entladen wurde, desto höher wird der Spitzenwert \hat{i}_{L2} . Die Diode D9 beendet den Ladevorgang nach der Zeitdauer $T_{\text{Lade,ZCS}}$ sobald der Ladestrom $i_{L2} = 0$ erreicht. Diese Zeitdauer ist in erster Linie abhängig von den Bauteilparametern L_2 und C_5 . Die Diode D8 schützt den Transistor T3 vor Überspannung, wenn dieser vor Beendigung des Ladevorgangs abgeschaltet wird. Es entstehen dabei jedoch zusätzliche Schaltverluste in T3. (siehe auch [7E])

Der Ladestrompfad lässt sich ähnlich wie in [7E, 11S, 96] durch einen RLC-Ersatzschaltkreis nach Abbildung 4.29.b modellieren. Mit diesem Modell kann die Dauer des resonanten Ladevorgangs und der Spitzenwert des Ladestroms bestimmt werden.

Der Ersatzwiderstand R_{Ers} (Abbildung 4.29.b) setzt sich aus den Durchlasswiderständen der MOSFETs T3 und T5, dem Bahnwiderstand der Diode D9 und den parasitären Widerständen der im Nachladepfad liegenden Kondensatoren, Induktivitäten und Leiterbahnen zusammen. Die Ersatzkapazität C_{Ers} berechnet sich aus den Kapazitätswerten der Kondensatoren C1 – C3 und C5:

$$C_{\text{Ers}} = \frac{1}{\frac{1}{C_{1,2,3}} + \frac{1}{C_5}} \quad (4.103)$$

$$C_{1,2,3} = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}} + C_3 \quad (4.104)$$

Die Ersatzinduktivität L_{Ers} setzt sich aus dem Induktivitätswert von L_2 und den parasitären Induktivitäten der im Nachladepfad liegenden Bauteile und Leiterbahnen zusammen [7E]:

$$L_{\text{Ers}} = L_2 + L_{\text{parasitär}} \quad (4.105)$$

Die Resonanzkreisfrequenz ω_E des gedämpften Schwingkreises mit Serienwiderstand berechnet sich zu [7E, 50, 96]:

$$\omega_E = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2} \quad (4.106)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_{\text{Ers}} \cdot C_{\text{Ers}}}} \quad (4.107)$$

$$\delta = \frac{R_{\text{Ers}}}{2 \cdot L_{\text{Ers}}} \quad (4.108)$$

Die Diode D9 beendet den Ladevorgang im Nulldurchgang von i_{L_2} , sofern T3 nicht vorher abgeschaltet wird. Der Nulldurchgang tritt nach der Zeitdauer $T_{\text{Lade,ZCS}}$ auf [7E]:

$$T_{\text{Lade,ZCS}} = \frac{\pi}{\omega_E} \quad (4.109)$$

Für die weiteren Berechnungen wird der Ladekoeffizient k_L eingeführt. Sofern der resonante Ladevorgang im Nulldurchgang von D9 beendet wird, ist $k_L = 1$. Wird der Ladevorgang vorher durch Verlassen des Zustands 3b beendet, gibt der Koeffizient das Verhältnis zwischen der Ladedauer T_{3b} und der Dauer, die für einen vollständigen Ladevorgang notwendig wäre, an: [7E]

$$k_L = \begin{cases} 1 & \text{für } T_{3b} \geq T_{\text{Lade,ZCS}} \\ \frac{T_{3b}}{T_{\text{Lade,ZCS}}} & \text{für } T_{3b} < T_{\text{Lade,ZCS}} \end{cases} \quad (4.110)$$

Der Ladestrom i_{L_2} zeigt den folgenden zeitlichen Verlauf [7E, 96]:

4.9 Analyse, Dimensionierung und Vergleich verschiedener Schaltungen HILEM-grid Schaltung

$$i_{L2} = \frac{u_{Ers}}{\omega_E \cdot L_{Ers}} \cdot e^{-\delta t} \cdot \sin(\omega_E t) \quad \text{für } t \leq T_{Lade,ZCS} \quad (4.111)$$

Der Verlauf der Kondensatorspannung u_{C5} ergibt sich durch Integration des Ladestroms [7E]:

$$u_{C5} = u_{C5,min} + \frac{1}{C_5} \cdot \int_0^t i_{L2} dt \quad (4.112)$$

Zu Beginn des Ladevorgangs bei $t = 0$ liegt an der Reihenschaltung aus C1 und C2 die Spannung $u_{C1,C2,Start}$ an:

$$u_{C1,C2,Start} = u_{C1}(t = 0) + u_{C2}(t = 0) \quad (4.113)$$

Die Ersatzspannung u_{Ers} in Abbildung 4.29.b berechnet sich aus der Differenz zwischen $u_{C1,C2,Start}$ und $u_{C5,min}$. Zusätzlich wird die Vorwärtsspannung $u_{F,Dio}$ der Diode D9 berücksichtigt. Die entsprechenden Zusammenhänge sind in Abbildung 4.29.c grafisch dargestellt.

$$u_{Ers} = u_{C1,C2,Start} - u_{C5,min} - u_{F,Dio} \quad (4.114)$$

Die minimale Kondensatorspannung $u_{C5,min}$ ist in Gleichung (4.114) noch nicht bekannt. Für die Berechnung der Ersatzspannung u_{Ers} werden daher ähnlich wie in [7E] die Gleichungen (4.101), (4.106), (4.107), (4.109) - (4.112) und (4.114) benutzt, welche zu folgendem Ergebnis führen:

$$u_{Ers} = \frac{-A \cdot u_{C1,C2,Start} + A \cdot u_{F,Dio} + \sqrt{A^2 \cdot \left((u_{C1,C2,Start} - u_{F,Dio})^2 + \frac{\Delta W_{C5}}{C_5} \left(2 - \frac{4}{A} \right) \right)}}{A^2 - 2A} \quad (4.115)$$

Der Koeffizient A beträgt nach [7E]:

$$A = \frac{C_{Ers}}{C_5} \cdot \left(1 - e^{-\frac{\pi \cdot \delta}{\omega_E} k_L} \cdot \left(\cos(\pi \cdot k_L) + \frac{\delta}{\omega_E} \cdot \sin(\pi \cdot k_L) \right) \right) \quad (4.116)$$

Der Hochpunkt des Ladestroms i_{L2} (Abbildung 4.29.c) tritt zum Zeitpunkt $T_{i,max}$ auf [7E]:

$$T_{i,max} = \frac{\arctan\left(\frac{\omega_E}{\delta}\right)}{\omega_E} \quad (4.117)$$

Der maximale Wert von i_{L2} ist wichtig für die Dimensionierung der Bauteile, welche am Ladevorgang beteiligt sind. Sofern der Hochpunkt von i_{L2} erreicht wird, also $T_{3b} \geq T_{i,max}$ ist, beträgt dieser: [7E]

$$\hat{i}_{L2} = \frac{u_{Ers}}{\omega_0 \cdot L_{Ers}} \cdot e^{-\frac{\delta \cdot \arctan\left(\frac{\omega_E}{\delta}\right)}{\omega_E}} \quad (4.118)$$

Die Zeitdauer T_{3b} lässt sich mit Hilfe der Gleichung (4.98) berechnen. Ein Betrieb bei $T_{3b} < T_{i,max}$ ist möglich, führt aber zu sehr großen Ladeströmen und ist für die Praxis nicht relevant. Es wird daher auf die analytische Berechnung des Maximalstroms für diesen Fall verzichtet.

Die Kondensatorspannung u_{C2} muss mindestens einen Wert aufweisen, der ungefähr der Netzscheitelspannung entspricht (siehe Abbildung 4.26 auf Seite 93, Zustand 1 und 3a). Der genaue Wert ist abhängig vom netzfrequenten Spannungsabfall an der Ausgangsdrossel L3, welcher vor allem von der eingespeisten Blindleistung abhängt.

Die mittlere Spannung am Kondensator C5 entspricht ungefähr $u_{C1} + u_{C2}$ und ist normalerweise größer als u_{C2} . Dadurch liegen im Zustand 2 betragsmäßig höhere Ausgangsspannungen $|u_j|$ als im Zustand 1 an. Die Freilaufzustände 3b sind dann länger als die Freilaufzustände 3a. Dies ist günstig für die Dimensionierung des Resonanzkreises, da auch bei hohen Modulationsgraden eine gewisse Zeitdauer für den Ladevorgang im Zustand 3b verbleibt.

Bei der transformatorlosen Wechselrichterschaltung aus Abbildung 4.25 (Seite 92) wird der fliegende Kondensator C5 in den Freilaufphasen aus der Eingangsgleichspannung u_G nachgeladen [7E]. Hier ist die untere Grenze von u_G durch eine Mindestladedauer von C5 vorgegeben. Im

4.9 Analyse, Dimensionierung und Vergleich verschiedener Schaltungen HILEM-grid Schaltung

Gegensatz dazu wird bei der HILEM-grid Schaltung die Spannung $u_{C1} + u_{C2}$ zum Laden des fliegenden Kondensators C5 verwendet. Diese kann höher als die Eingangsspannungen u_{Gx} gewählt werden. Im Umkehrschluss kann die HILEM-grid Schaltung, wie bereits in [2P] erwähnt, bei niedrigeren Eingangsgleichspannungen als die transformatorlose Wechselrichterschaltung aus Abbildung 4.25 betrieben werden. Der gleiche Vorteil gilt auch gegenüber den Schaltungen aus Abbildung 2.12 (Seite 24).

Beim Bereitstellen von Blindleistung ist zu beachten, dass der fliegende Kondensator der HILEM-grid Schaltung bei $u' < 0$ und $i_n > 0$ Energie von der Netzseite aufnehmen muss und seine Spannung dann in jeder Netzperiode kurz ansteigt. Die formelmäßigen Zusammenhänge werden in [7E] an der Topologie aus Abbildung 4.25 (Seite 92) hergeleitet.

Zur weiteren analytischen Betrachtung lassen sich die M Eingangssteller ähnlich wie bei der HILEM-1 Schaltung zu einem Ersatzsteller nach Abbildung 4.30 zusammenfassen [9E]. Die Transistoren T1x (Abbildung 4.24, Seite 91) können dabei optional zur Verringerung der Durchlassverluste eingesetzt werden [2P].

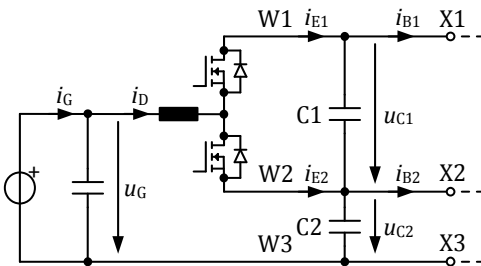


Abbildung 4.30: Ersatzsteller (siehe auch [9E])

Die Ersatzgrößen i_G , u_G und i_D berechnen sich wie bei der HILEM-1 Schaltung nach den Gleichungen (4.15) - (4.17), siehe Seite 47.

Die Kondensatorspannungen u_{C1} und u_{C2} können nicht unabhängig voneinander geregelt werden, da dafür zu wenig Stelleingriffe vorhanden sind. Wenn die Spannung u_{C2} geregelt wird, stellt sich an u_{C1} aber unter gewissen Bedingungen automatisch ein stabiles Spannungsniveau ein [9E]. Dieser natürliche Symmetrieffekt wurde an einer speziellen Zellschaltung für Multilevel-Umrichter mit Batterieanbindung entdeckt und in [4E] erstmals beschrieben. Die Zellschaltung ist der Vollständigkeit halber im Anhang A.2 gezeigt.

Unter der Annahme, dass an den Kondensatoren C1 und C2 der verlustfreien HILEM-grid Schaltung konstante Spannungen anliegen, hängen die Mittelwerte der Ströme i_{B1} und i_{B2} (Abbildung 4.26, Seite 93) wie folgt von der Wirkleistung P_n an der Netzseite ab (siehe auch [4E, 9E]):

$$\bar{i}_{B1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{P_n}{u_{C1} + u_{C2}} \quad (4.119)$$

$$\bar{i}_{B2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{P_n}{u_{C2}} \quad (4.120)$$

Unter Vernachlässigung des Stromrippels teilen die Eingangssteller den Ersatzstrom i_D wie folgt auf [9E]:

$$\bar{i}_{E1} = i_D \cdot \frac{u_G - u_{C2}}{u_{C1}} \quad (4.121)$$

$$\bar{i}_{E2} = i_D \cdot \left(1 - \frac{u_G - u_{C2}}{u_{C1}}\right) \quad (4.122)$$

Damit ergeben sich die folgenden mittleren Kondensatorströme \bar{i}_{C1} und \bar{i}_{C2} [4E]:

$$\bar{i}_{C1} = \bar{i}_{E1} - \bar{i}_{B1} \quad (4.123)$$

$$\bar{i}_{C2} = \bar{i}_{E1} + \bar{i}_{E2} - \bar{i}_{B1} - \bar{i}_{B2} \quad (4.124)$$

Die Spannung an C2 kann über den Stelleingriff der Wirkleistung P_n geregelt werden. Der zugehörige Kondensatorstrom i_{C2} ist damit im

4.9 Analyse, Dimensionierung und Vergleich verschiedener Schaltungen HILEM-grid Schaltung

Mittel null. Damit die Spannung an C1 von selbst einen stabilen Wert erreicht, müssen die folgenden Bedingungen eingehalten werden: [9E]

- $\frac{1}{2} \cdot u_G < u_{C2} < u_G$
- $u_{C1} + u_{C2} > u_G$
- $i_D > 0$

Abbildung 4.31 verdeutlicht den Symmetrieeffekt grafisch am Beispiel von $u_{C2} = 0,9 \cdot u_G$ und $\bar{i}_{C2} = 0$. Die Ströme \bar{i}_{E1} , \bar{i}_{B1} und $\bar{i}_{C1} = \bar{i}_{E1} - \bar{i}_{B1}$ hängen von der Kondensatorspannung u_{C1} ab. Es ergibt sich ein stabiler Arbeitspunkt, in dem der Kondensatorstrom \bar{i}_{C1} die x-Achse schneidet. [9E]

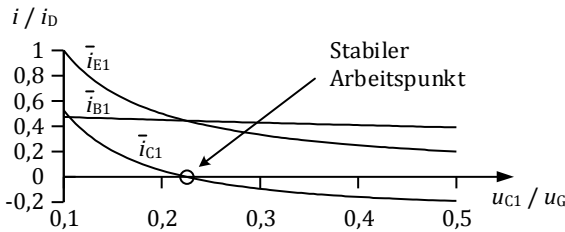


Abbildung 4.31: bezogene Ströme i / i_D über bezogene Kondensatorspannung u_{C1} / u_G [9E]

Der stabile Arbeitspunkt ergibt sich aus den Gleichungen (4.119) - (4.124) [4E, 9E]:

$$u_{C1} = \frac{2 \cdot (u_G - u_{C2}) \cdot u_{C2}}{2 \cdot u_{C2} - u_G} \quad (4.125)$$

$$\text{für } \frac{1}{2} \cdot u_G < u_{C2} < u_G$$

In Abbildung 4.32 sind die Kondensatorspannung u_{C1} sowie die Summe $u_{C1} + u_{C2}$ in Abhängigkeit von u_{C2} dargestellt. Alle Kondensatorspannungen sind auf die Ersatzspannung u_G normiert.

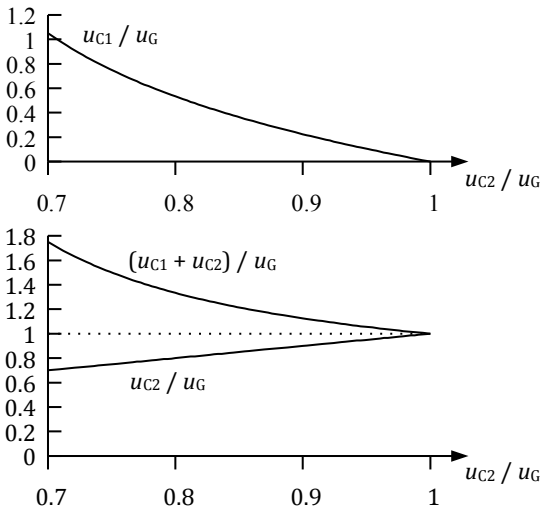


Abbildung 4.32: Zusammenhang der Kondensatorspannungen nach Gleichung (4.125)

Wird die Gleichung (4.125) nach u_{C2} aufgelöst, ergeben sich zwei Lösungen. Die folgende Lösung liegt innerhalb der gültigen Betriebsbereiche und gibt an, welche Spannung u_{C2} notwendig ist, um eine gewünschte Spannung u_{C1} einzustellen.

$$u_{C2} = \frac{u_G - u_{C1} + \sqrt{u_{C1}^2 + u_G^2}}{2} \quad (4.126)$$

Im Falle einer einphasigen Einspeisung tritt eine pulsierende Energie auf, die hauptsächlich in den Kondensatoren C1 und C2 gepuffert wird [9E]. Die beiden zugehörigen Kondensatorspannungen pendeln dann um die entsprechenden Arbeitspunkte, während die Spannungen u_{Gx} von der Regelung konstant gehalten werden [9E]. Die pulsierenden Spannungen u_{C1} und u_{C2} lassen sich mit Hilfe von nichtlinearen Differentialgleichungen darstellen, die jedoch nicht analytisch lösbar sind. Um trotzdem einen Eindruck über die Zeitverläufe und die Extremwerte der Kondensatorspannungen zu erhalten, werden im

Folgendes einige Simulationen durchgeführt. Dabei sind Mittelwerte über eine Pulsperiode mit einem Apostroph (') gekennzeichnet.

Die Ströme i'_{B1} und i'_{B2} hängen bei einer reinen Wirkleistungseinspeisung vom zeitlichen Verlauf der Leistung p'_j und vom Vorzeichen des Spannungssollwertes u'_j ab (siehe auch [4E]). Die Leistung p'_j tritt aus Wechselrichterseite vor der Netzdrossel L3 auf und stellt einen Mittelwert pro Pulsperiode dar. Der Einfachheit halber wird vernachlässigt, dass der Kondensator C5 in bestimmten Betriebspunkten auch einen kleinen Teil der pulsierenden Energie puffert.

$$p'_j = \underbrace{\hat{u}_j \cdot \cos(\omega t)}_{u'_j} \cdot \underbrace{\hat{i}_n \cdot \cos(\omega t)}_{i'_n} \quad (4.127)$$

$$i'_{B1} = \begin{cases} \frac{p'_j}{u_{C1} + u_{C2}} & \text{für } u'_j < 0 \\ 0 & \text{für } u'_j \geq 0 \end{cases} \quad (4.128)$$

$$i'_{B2} = \begin{cases} 0 & \text{für } u'_j < 0 \\ \frac{p'_j}{u_{C2}} & \text{für } u'_j \geq 0 \end{cases} \quad (4.129)$$

Der Ersatzeingangstrom i'_D ist eine Größe, die als konstanter Wert vorgegeben wird. Die Amplitude \hat{i}_n des Netzstroms wird dazu benutzt, den Mittelwert der Kondensatorspannung u_{C2} zu regeln. Die Leistung p'_D , welche sich aus u_G und i'_D ergibt, wird zur Vorsteuerung verwendet:

$$P_n \approx \frac{\hat{u}_j \cdot \hat{i}_n}{2} \approx p'_D = u_G \cdot i'_D \quad (4.130)$$

Damit die folgenden Simulationsergebnisse unabhängig von der Ersatzspannung u_G , der Leistung p_D und der Netzfrequenz f_n darstellbar sind, wird die normierte Größe $C_{2,\text{norm}}$ eingeführt. Sie gibt an, welche Kapazität der Kondensator C2 im Verhältnis zu einer Bezugskapazität C_{Bezug} aufweist.

$$C_{2,\text{norm}} = C_2 / \underbrace{\left(\frac{p_D}{f_n \cdot u_G^2} \right)}_{C_{\text{Bezug}}} \quad (4.131)$$

Neben der normierten Kapazität $C_{2,\text{norm}}$ ist das Kapazitätsverhältnis C_1/C_2 ein weiterer Freiheitsgrad bei der Schaltungsdimensionierung.

Abbildung 4.33 zeigt typische Verläufe der Spannungen und Ströme in der HILEM-grid Schaltung. Die mittlere Spannung an C2 wird dabei zu $\bar{u}_{C2} = 0,9 \cdot u_G$ geregelt.

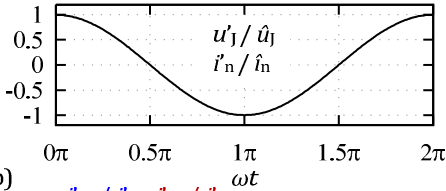
Teil a) zeigt den Sollwert u'_j und den Netzstrom i'_n , bezogen auf ihre jeweiligen Amplituden. Aufgrund der reinen Wirkleistungseinspeisung liegen die beiden Kurven übereinander. Teil b) zeigt die Ausgangsströme i'_{E1} und i'_{E2} des Ersatzstellers, jeweils bezogen auf den konstanten Ersatzeingangsstrom i'_D . Die bezogenen Eingangsströme i'_{B1} und i'_{B2} des Phasenmoduls sind in c) dargestellt. Dabei fließt i'_{B2} während der positiven und i'_{B1} während der negativen Halbwelle von u'_j . Teil d) zeigt den Verlauf der Kondensatorspannungen u_{C1} und u_{C2} , sowie der Summe $u_{C1} + u_{C2}$. Die Werte aus d) sind alle auf die Ersatzeingangsspannung u_G normiert.

Die Extremwerte der Spannungen aus Abbildung 4.33.d sind in Abbildung 4.34 für verschiedene Parameter aufgetragen. In a) wird dabei der Mittelwert der bezogenen Kondensatorspannung \bar{u}_{C2}/u_G variiert, in b) die normierte Kapazität $C_{2,\text{norm}}$ und in c) das Kapazitätsverhältnis C_1/C_2 . Damit erhält man hilfreiche Anhaltspunkte zur Dimensionierung der Kondensatoren C1 und C2.

4.9 Analyse, Dimensionierung und Vergleich verschiedener Schaltungen

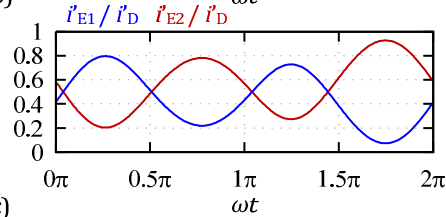
HILEM-grid Schaltung

a)

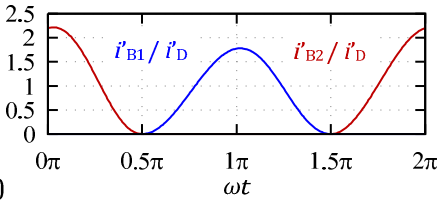


Rand-
bedingungen:
 $C_{2, \text{norm}} = 1,2$
 $C_1 / C_2 = 5$
 $\bar{u}_{C2} / u_G = 0,9$

b)



c)



d)

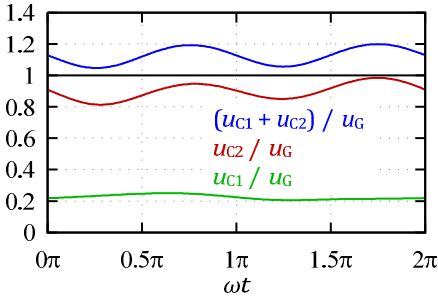


Abbildung 4.33: Simulationsergebnisse: Spannungs- und Stromverläufe in der HILEM-grid Schaltung

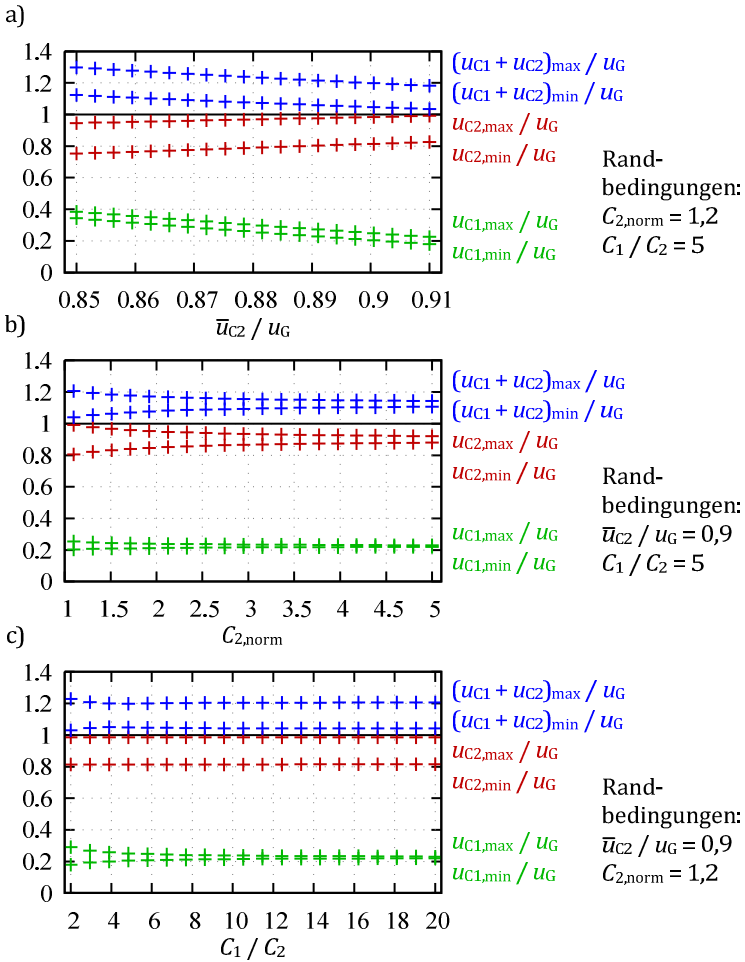


Abbildung 4.34: Simulationsergebnisse: Extremwerte der Spannungen u_{C1} , u_{C2} und $u_{C1} + u_{C2}$, aufgetragen über mittlere normierte Kondensatorspannung \bar{u}_{C2} / u_G (a), normierte Kapazität $C_{2,\text{norm}}$ (b) und Kapazitätsverhältnis C_1 / C_2 (c)

4.9.1 Bauteilaufwand

Im folgenden Unterabschnitt wird kurz auf den Bauteilaufwand der HILEM-grid Schaltung (Abbildung 4.24, Seite 91) eingegangen.

Die Bauteile T3 - T5, T7 und D8 müssen alle ähnlich große Spannungen sperren können (siehe Tabelle 4.6). Diese liegen in der Größenordnung der höchsten auftretenden DC-Eingangsspannungen $u_{G,max}^*$. Der Transistor T6 wird dagegen mit etwa doppelt so hoher Spannung beansprucht [9E]. Sofern für T6 eine Reihenschaltung zweier Transistoren verwendet wird, findet sich in [2P] eine Schutzbeschaltung zur Spannungsbegrenzung während der Schaltvorgänge.

Die Transistoren T1x und T2x müssen nur die Spannung u_{C1} sperren [9E]. Diese ist im Betrieb meistens etwas höher als $u_{G,max} - u_{G,min}$, da sie nicht direkt geregelt werden kann, sondern sich durch den natürlichen Symmetrieeffekt nach Gleichung (4.125) einstellt. Bei einer einphasigen Einspeisung pulsieren sowohl u_{C1} als auch u_{C2} . Um die Bedingung $u_{C1} \leq u_{Gx} \leq u_{C1} + u_{C2}$ zu erfüllen, muss der Mittelwert von u_{C1} dann eine zusätzliche Reserve zur Pufferung der pulsierenden Leistung enthalten. Trotzdem ist die Spannung an T1x und T2x normalerweise deutlich geringer als an den restlichen Transistoren.

Sofern C1, T1x und T2x nicht für die vollen Eingangsspannungen ausgelegt werden, ist zu beachten, dass die Kondensatoren C1 und C2 zum Beispiel beim Zuschalten des Solargenerators einen kapazitiven Spannungsteiler bilden. C1 muss daher eine ausreichende Kapazität aufweisen. Weiterhin können optionale Dioden D10x zum Schutz bei externen Kurzschlüssen an den Eingängen vorgesehen werden [9E]. Bei der Dimensionierung von den Bauteilen D10x ist zu berücksichtigen, ob diese zusätzlich auch gegen Verpolung des Solargenerators schützen sollen, oder ob transiente Überspannungen auftreten können.

Die Diode D9, welche den resonanten Ladevorgang des fliegenden Kondensators beendet, muss deutlich geringere Spannungen sperren als

die Solargeneratoren liefern. Der Einsatz einer Diode mit geringer Sperrspannung wirkt sich daher positiv auf die Kosten als auch auf die Durchlassverluste aus. Die Bauteile T4, T6 und T7 müssen dazu in der Lage sein, den Spitzenwert \hat{i}_n des Netzstroms zu führen. Der Spitzenwert \hat{i}_{L2} des Nachladestroms kann dagegen deutlich größer als \hat{i}_n werden, was bei der Dimensionierung von T3, T5, D8 und D9 zu berücksichtigen ist.

Halbleiter	Spannung	Max. Strom
T1x (D1x), T2x	u_{C1}	$\hat{i}_{Dx,max} = \left(1 + \frac{\delta_i}{2}\right) \cdot i_{Gx,max}$
T3	$u_{C1} + u_{C2}$	\hat{i}_{L2}
T4	u_{C5}	\hat{i}_n
T5	u_{C5}	$\hat{i}_{L2} + \hat{i}_n$
T6	$u_{C2} + u_{C5}$	\hat{i}_n
T7	u_{C2}	\hat{i}_n
D8	$u_{C1} + u_{C2}$	\hat{i}_{L2}
D9	$u_{C5} - u_{C1} - u_{C2}$	\hat{i}_{L2}
D10x	Mindestens $u_{C1} + u_{C2}$	$i_{Gx,max}$

Tabelle 4.6: Spannungen und maximale Ströme an den Halbleitern der HILEM-grid Schaltung

Die Schaltleistung in den Eingangsstellern berechnet sich gleich wie bei der HILEM-1 und der HILEM-2 Schaltung in Abhängigkeit von der maximalen Kondensatorspannung $u_{C1,max}$ und in Abhängigkeit vom bezogenen Stromrippel δ_i :

$$p_{\text{Schalt,Eingangssteller}} = \sum_{x=1}^M \left[u_{C1,max} \cdot \underbrace{\left(1 + \frac{\delta_i}{2}\right) \cdot i_{Gx,max}}_{i_{Dx,max}} \right] \quad (4.132)$$

Gleichung (4.132) gilt dann, wenn die Transistoren T1x zur Verringerung der Durchlassverluste in den Freilaufdioden der Eingangssteller nicht eingesetzt werden. Mit den Transistoren T1x verdoppelt sich die Schaltleistung entsprechend. Wie schon beschrieben ist bei der

4.9 Analyse, Dimensionierung und Vergleich verschiedener Schaltungen HILEM-grid Schaltung

HILEM-grid Schaltung die Spannung u_{C1} meist etwas größer als $u_{G,max} - u_{G,min}$. Dies führt dann zu einer etwas höheren Schaltleistung als bei den Eingangsstellern der HILEM-1 und der HILEM-2 Schaltung. Der genaue Betrag ist stark davon abhängig, ob ein- oder mehrphasig eingespeist wird und welche Arbeitspunkte an den Solargeneratoren auftreten können. Zur genauen Ermittlung der Spannungsbeanspruchung von T1x, T2x und C1 wird daher eine Simulation der jeweiligen Anwendungsfälle empfohlen.

Die Schaltleistung in den Phasenmodulen berechnet sich durch Aufsummieren aller Produkte aus Spannung und Strom an den jeweiligen Transistoren T3 – T7. Alle dazu notwendigen Angaben finden sich in Tabelle 4.6.

Die in den Drosseln L1x insgesamt zu speichernde Energie berechnet sich gleich wie bei der HILEM-2 Schaltung. Die maximalen Stromrippel in L1x treten bei gegebenem u_{C1} und u_{C2} immer bei den Eingangsspannungen $u_{Gx} = u_{C2} + 0,5 \cdot u_{C1}$ auf. Um bei diesen Spannungen einen maximalen bezogenen Stromrippel δ_i von

$$\delta_i = \frac{\Delta i_{Dx,max}}{i_{Gx,max}} \quad (4.133)$$

zu erhalten, müssen die Drosseln L1x die folgenden Induktivitätswerte aufweisen:

$$L_{1x} = \frac{1}{4} \cdot \frac{u_{C1,max}}{\delta_i \cdot f_{sw} \cdot i_{Gx,max}} \quad (4.134)$$

Die insgesamt in den Drosseln der Eingangssteller zu speichernde Energiemenge beträgt dann:

$$W_{L1x,ges} = \frac{1}{f_{sw}} \cdot \frac{(2 + \delta_i)^2}{\delta_i} \cdot \frac{u_{C1,max}}{32} \cdot M \cdot i_{Gx,max} \quad (4.135)$$

Diese Energiemenge ist proportional zur maximalen Kondensatorspannung $u_{C1,max}$, welche wie erwähnt bei der HILEM-grid Schaltung etwas höher ausfallen kann als bei der HILEM-1 und HILEM-2 Schaltung.

Die Drossel L_2 befindet sich im resonanten Ladepfad für den fliegenden Kondensator C_5 . Ihre maximal zu speichernde Energie berechnet sich mit dem Spitzenwert \hat{i}_{L_2} aus der Gleichung (4.118) zu:

$$W_{L_2} = \frac{1}{2} \cdot L_2 \cdot \hat{i}_{L_2}^2 \quad (4.136)$$

Der Induktivitätswert von L_2 kann in der Praxis sehr klein ausfallen. In dem 3,7kW Prototyp, welcher in [9E] beschrieben wird, beträgt L_2 beispielsweise nur 500nH bei einer Schaltfrequenz von 12kHz. Die Sättigungsgrenze der dort verwendeten Drossel wird im Datenblatt [26D] mit 100A angegeben, was einer Energie von 2,5mJ entspricht. Die Drossel des Prototyps ist als kleines SMD-Bauteil mit den Abmessungen 19mm x 19mm x 12mm ausgeführt.

Die HILEM-grid Schaltung ist ein Dreipunkt-Wechselrichter [9E]. Das Phasenmodul bzw. die Phasenmodule werden dabei aus den Spannungen u_{C1} und $u_{C1} + u_{C2}$ gespeist. Diese beiden Spannungen decken etwa dieselben Bereiche ab wie die Eingangsspannungen u_{Gx} . Die Drossel L_3 , beziehungsweise ein entsprechendes LCL-Filter, ist daher vom Aufwand her vergleichbar wie bei anderen Dreipunkt-Wechselrichterschaltungen, sofern diese mit ähnlichen Spannungen aus dem Solargenerator gespeist werden. Beispiele für einphasige Dreipunkt-Wechselrichter finden sich in Abbildung 2.10.b/c (Seite 22), Abbildung 2.12 (Seite 24), sowie Abbildung 4.25 (Seite 92). Beispiele für dreiphasige Wechselrichter mit ähnlichem Filteraufwand sind der NPC [78] und der T-Type Inverter [71, 92], wenn bei denen der Neutralleiter mit dem Mittelpunkt des Zwischenkreises verbunden ist.

4.10 Bewertung der HILEM-grid Schaltung

In diesem Abschnitt wird die HILEM-grid Schaltung kurz gegenüber anderen Lösungen mit ähnlicher Funktionalität bewertet. Zunächst erfüllt die HILEM-grid Schaltung die folgenden Anforderungen (siehe auch [9E]):

- Individuelles MPP-Tracking mehrerer Stränge
- Eignung für Dünnschicht- oder rückseitenkontaktierte Solarmodule
- Vermeidung netzfrequenter kapazitiver Ableitströme am Solargenerator
- Blindleistungsfähigkeit
- Pufferung pulsierender Leistung bei einphasiger Einspeisung

Diese Anforderungen werden größtenteils auch durch Kombination von z.B.

- einer HILEM-1 Schaltung $(u_{G,\min} \leq \bar{u}_A \leq u_{G,\max})$ Kat. A
- einer HILEM-2 Schaltung $(u_{G,\min} \leq \bar{u}_A \leq u_{G,\max})$ Kat. A
- 1 aus M Schaltern $(u_{G,\min} \leq u_A \leq u_{G,\max})$ Kat. A
- bidirektionalen DC-DC Stellern $(u_{G,\min} \leq \bar{u}_A \leq u_{G,\max})$ Kat. A
- Hochsetzstellern $(u_{G,\max} \leq u_A)$ Kat. B
- Sperrwandlern $(u_{G,\max} \leq u_A)$ Kat. B

mit anderen alternativen Wechselrichterschaltungen erreicht, bei denen ein Pol des Solargenerators auf Erd- oder Neutralleiterpotential liegt. Je nach der Höhe der erreichbaren Ausgangsspannung u_A sind die oben genannten Schaltungen zum individuellen MPP-Tracking in die Kategorien A und B unterteilt.

Die alternativen Wechselrichterschaltungen aus Abbildung 2.11 (Seite 23) erlauben alle einen Betrieb mit geringeren Mindesteingangsspannungen als die HILEM-grid Schaltung, unabhängig davon ob sie mit einer

Topologie der Kategorie A oder B kombiniert werden. Jedoch benötigen alle Schaltungen aus Abbildung 2.11 Induktivitäten, die dazu in der Lage sein müssen die volle Energie zu speichern, welche in einer Pulsperiode von der Gleich- zur Wechselstromseite übertragen wird. Die HILEM-grid Schaltung ist hier im Vorteil, da in deren Phasenmodulen nur deutlich geringere Energiemengen induktiv gespeichert werden müssen, was sich positiv auf die Kosten und den Bauraum auswirkt. Weiterhin ist die Schaltung aus Abbildung 2.11.a nicht dazu in der Lage, einen Blindstrom ins Netz einzuspeisen [6E, 58].

In Abbildung 2.12 (Seite 24) und Abbildung 4.25 (Seite 92) sind drei alternative Schaltungen gezeigt, welche einen fliegenden Kondensator verwenden. Bei der Schaltung aus Abbildung 2.12.a wird der Ladestrom des fliegenden Kondensators durch parasitäre Widerstände begrenzt [57, 58], was eine relativ große Kapazität erforderlich macht. Die anderen beiden Schaltungen laden den fliegenden Kondensator resonant nach, wodurch ein hoher Spannungshub an selbigem zulässig wird und seine Kapazität dadurch sehr klein gewählt werden kann. Die Schaltung aus Abbildung 4.25 (Seite 92) hat gegenüber derjenigen aus Abbildung 2.12.b (Seite 24) den Vorteil, dass der fliegende Kondensator nur für eine Netzhalbwelle benötigt wird und weniger Transistoren notwendig sind [7E]. Die fliegenden Kondensatoren aller drei alternativen Schaltungen werden immer in den Freilaufphasen nachgeladen. Dies setzt eine gewisse Dauer der Freilaufzustände voraus, wodurch die Eingangsspannungen dieser Topologien einen gewissen Prozentsatz über der Netzscheitelspannung liegen müssen. Dies kann nachteilig sein, wenn zum individuellen MPP-Tracking eine Schaltung der Kategorie A verwendet wird.

Die HILEM-grid Schaltung benutzt ebenfalls einen fliegenden Kondensator. Dieser kann aber wie im letzten Abschnitt beschrieben mit höheren Spannungen als am Solargenerator anliegen nachgeladen werden. Dadurch ergeben sich geringere Mindesteingangsspannungen als bei den drei Alternativen aus dem letzten Absatz.

4.10 Analyse, Dimensionierung und Vergleich verschiedener Schaltungen Bewertung der HILEM-grid Schaltung

Aufgrund der Vielzahl in der Praxis auftretenden Anforderungen und Randbedingungen kann keine pauschale Aussage getroffen werden, dass eine bestimmte Schaltung allen anderen stets überlegen sei. Die HILEM-grid Schaltung ist jedoch aufgrund ihrer Eigenschaften für viele Anwendungsfälle eine sehr interessante Topologie.

5 Regelung

In diesem Kapitel wird auf die Regelung der HILEM-1, der HILEM-2 und der HILEM-grid Schaltung eingegangen. Zunächst werden geeignete Regler- und Filterbausteine mit ihren Übertragungsfunktionen beschrieben. Im Anschluss daran werden kaskadierte Reglerstrukturen für die verschiedenen Schaltungen vorgestellt. Die Kaskadierung bringt den Vorteil einer einfachen Beschreibung und einer einfachen Begrenzungsbehandlung mit sich. Die dabei erreichbare Dynamik ist für die praktische Anwendung völlig ausreichend.

Bei allen drei Schaltungen lassen sich die Verluste in den Freilaufdioden durch den Einsatz zusätzlicher MOSFETs verringern. Da ein Ziel dieser Arbeit das Erreichen hoher Wirkungsgrade ist, werden die Reglerstrukturen für diesen Fall beschrieben. Sofern die zusätzlichen MOSFETs nicht eingesetzt werden, können die Drosselströme lücken, was dann beim Reglerentwurf entsprechend zu berücksichtigen ist.

Zur besseren Übersichtlichkeit werden physikalische Größen in blau dargestellt. Zeitdiskrete Größen, die im Steuerungssystem auftreten, werden in rot dargestellt. Sofern eine Größe sowohl physikalisch als auch zeitdiskret auftritt, ist die zeitdiskrete Größe mit einem Apostroph (') gekennzeichnet.

5.1 Regler- und Filterbausteine

5.1.1 Zeitdiskreter Stromzustandsregler

Zur unterlagerten Regelung der verschiedenen Ströme werden zeitdiskrete Zustandsregler nach Abbildung 5.1 eingesetzt. Die Struktur

5.1 Regelung

Regler- und Filterbausteine

wird in [81] vorgestellt und in [36, 82] weiter behandelt.⁵ Ein Zustandsregler verfügt über mehr Freiheitsgrade als ein klassischer PI-Regler, wodurch in vielen Fällen ein besseres Einschwingverhalten der geregelten Größen erzielt werden kann [82]. Bei dem Regler in Abbildung 5.1 werden der Sollwert i'_w und der Istwert i' mit unterschiedlichen Vorfaktoren auf den Reglerausgang u'_{Re} geführt. Zum Erreichen einer stationären Genauigkeit wird die Regelabweichung aufintegriert und mit dem Faktor k_I gewichtet. Eine Rechenzeit von einem Abtastintervall T_A ist in Form einer zusätzlichen Zustandsgröße berücksichtigt, welche mit k_T multipliziert wird.

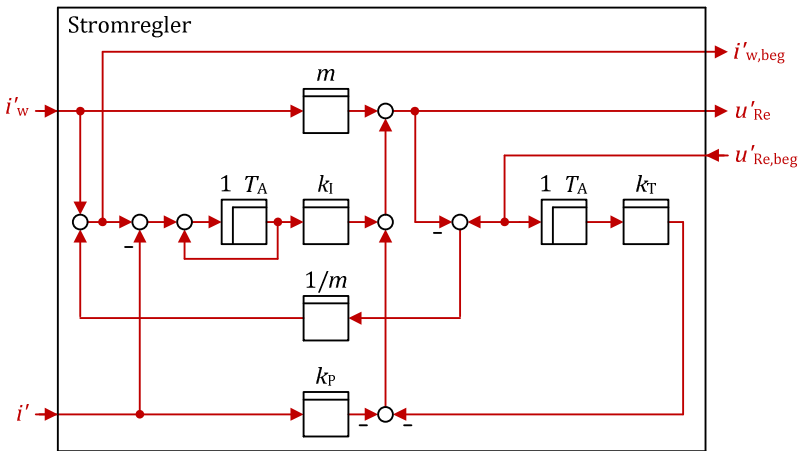
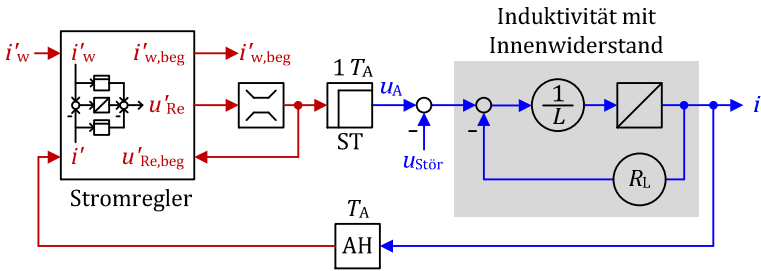


Abbildung 5.1: Zeitdiskreter Stromzustandsregler (siehe auch [36, 81])

Ein kompletter Stromregelkreis, bestehend aus Zustandsregler und Strecke, ist in Abbildung 5.2 dargestellt. Die begrenzte Reglerausgangsgröße $u'_{Re,beg}$ wird zurückgeführt, um ein unkontrolliertes Aufintegrieren der Regelabweichung zu verhindern wenn das Stellglied ST an seine Ausstergrenzen gerät. Die Induktivitäten sind als RL-Glied modelliert, was die Berücksichtigung eines ohmschen Anteils erlaubt.

⁵ Siehe Seite 157ff. von [81], Seite 187ff. von [82] und Seite 51ff. von [36]



ST: Stellglied mit Totzeit
 AH: Abtast- und Halteglied (Messung)
 —: Größe im Steuerungssystem
 —: physikalische Größe


 : Begrenzung

Abbildung 5.2: Stromregelkreis

Die Reglerparameter zur Abbildung 5.1 werden in [36] angegeben:

$$m = (1 - z_w) \cdot \frac{R_L}{1 - e^{-\frac{T_A}{\tau_L}}} \quad (5.1)$$

$$k_I = (1 - z_w) \cdot (1 - z_{St}) \cdot \frac{R_L}{1 - e^{-\frac{T_A}{\tau_L}}} \quad (5.2)$$

$$k_P = \left((1 - z_w) \cdot (1 - z_{St}) \right) \quad (5.3)$$

$$+ \left(1 - z_w - z_{St} + e^{-\frac{T_A}{\tau_L}} \right) \cdot e^{-\frac{T_A}{\tau_L}} \cdot \frac{R_L}{1 - e^{-\frac{T_A}{\tau_L}}}$$

$$k_T = 1 - z_w - z_{St} + e^{-\frac{T_A}{\tau_L}} \quad (5.4)$$

$$\tau_L = \frac{L}{R_L} \quad (5.5)$$

Zur Berechnung der Parameter werden die Bauteilwerte L und R_L , die Abtastzeit T_A , sowie die Regelungseigenwerte z_w und z_{St} benötigt. Die

5.1 Regelung

Regler- und Filterbausteine

Regelungseigenwerte sind wie folgt mit den Einschwingzeitkonstanten τ_w und τ_{St} verknüpft [82]:

$$z_w = e^{-\frac{T_A}{\tau_w}} \quad (5.6)$$

$$z_{St} = e^{-\frac{T_A}{\tau_{St}}} \quad (5.7)$$

Die Führungsübertragungsfunktion der geschlossenen Regelstrecke hängt von dem Regelungseigenwert z_w ab und lässt sich wie folgt z-transformiert darstellen [36, 82]:

$$\frac{i'(z)}{i'_w(z)} = \frac{1 - z_w}{z \cdot (z - z_w)} \quad (5.8)$$

Die Rücktransformation der Gleichung (5.8) ergibt die folgende Differenzgleichung:

$$i'_{k+2} = z_w \cdot i'_{k+1} + (1 - z_w) \cdot i'_{w,k} \quad (5.9)$$

Der Regelungseigenwert z_w kann im Bereich von $0 \leq z_w < 1$ gewählt werden. Bei $z_w = 0$ wird der gewünschte Sollwert innerhalb von zwei Abtastschritten erreicht. Bei $z_w > 0$ nähert sich der Strom seinem Sollwert mit einem exponentiellen Verlauf an (Abbildung 5.3, [36]). Je größer z_w und damit auch τ_w gewählt wird, desto länger dauert dieser Vorgang. Je kleiner z_w gewählt wird, desto eher führen Abweichungen der Bauteilparameter zu Instabilitäten.

Mit einer zeitdiskreten Modellierung der Stromregelstrecke ergibt sich die folgende Störübertragungsfunktion, welche von den beiden Regelungseigenwerten z_w und z_{St} abhängt [36]:

$$\frac{i'(z)}{u_{Stör}(z)} = -\frac{1 - e^{-\frac{T_A}{\tau_L}}}{R_L} \cdot \frac{\left(z + 1 - z_w - z_{St} + e^{-\frac{T_A}{\tau_L}}\right) \cdot (z - 1)}{z \cdot (z - z_{St}) \cdot (z - z_w)} \quad (5.10)$$

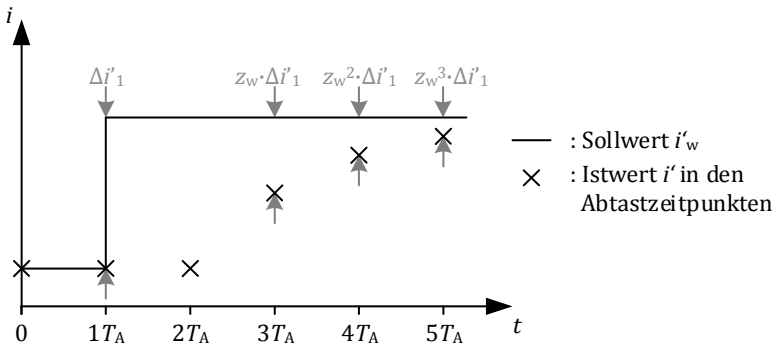


Abbildung 5.3: Sprungantwort für $z_w = 0,5$ (siehe auch [36])

Der Reglerparameter k_p nimmt mit zunehmendem z_w und z_{St} ab. Je kleiner k_p ist, desto weniger wirkt das Rauschen der Strommesswerte auf die Reglerausgangsgröße [82].

Der Stromregler nach Abbildung 5.1 gibt zusätzlich zur Reglerausgangsgröße u'_{Re} einen Wert $i'_{w,beg}$ aus. Im unbegrenzten Fall entspricht dieser dem Sollwert i'_w . Ansonsten entspricht er demjenigen Sollwert, bei dem gerade die Begrenzung einsetzt.

Gemäß [82] kann ein dem Stromregelkreis überlagerter PI-Regler nach dem symmetrischen Optimum ausgelegt werden. Dafür wird die Summe der kleinen Zeitkonstanten benötigt. Sie beträgt laut [82]:

$$T_{\Sigma,i} = 2 \cdot T_A + \tau_w \quad (5.11)$$

5.1.2 Zeitdiskreter PI-Regler

Bei den verschiedenen Schaltungen kommen in den überlagerten Spannungsregelkreisen PI-Regler zum Einsatz. Die zeitkontinuierliche Übertragungsfunktion eines solchen Reglers lautet [82]:

5.1 Regelung

Regler- und Filterbausteine

$$G_{PI}(s) = k_p + \frac{k_I}{T_{RN} \cdot s} = k_p + \frac{k_I}{s} \quad (5.12)$$

Mit Hilfe der Trapezregel [68] lässt sich die zeitdiskrete Übertragungsfunktion $G_{PI}(z)$ berechnen und daraus das Signalflussbild ableiten (Abbildung 5.4).

$$G_{PI}(z) = \frac{y'_{Re}(z)}{u'_w(z) - u'(z)} = k_p + k_I \cdot \frac{T_A}{2} \cdot \frac{z + 1}{z - 1} \quad (5.13)$$

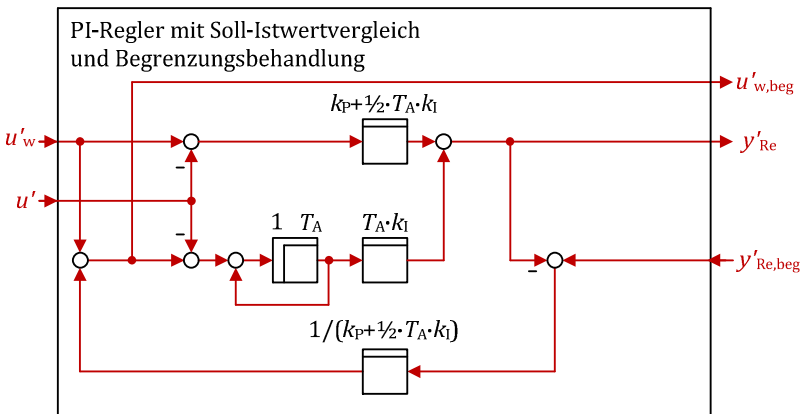


Abbildung 5.4: Zeitdiskreter PI-Regler

Um bei einer Begrenzung der Stellgröße ein unkontrolliertes Aufsummieren des Integrators zu verhindern wird die begrenzte Reglerausgangsgröße $y'_{Re,beg}$ zurückgeführt. Das zugrunde liegende Prinzip wird auch in [82] beschrieben. Der Regler gibt zusätzlich zur Reglerausgangsgröße y'_{Re} einen Wert $u'_{w,beg}$ aus. Im unbegrenzten Fall entspricht dieser dem Sollwert u'_w . Im begrenzten Fall entspricht er demjenigen Sollwert, bei dem das Stellglied gerade an seine Begrenzung gerät.

5.1.3 Führungsgrößenfilter

Um das Überschwingen geregelter Größen bei Führungsgrößen sprüngen zu verringern, können PT1-Führungsgrößenfilter zum Einsatz kommen. Die zeitkontinuierliche Übertragungsfunktion eines PT1-Gliedes lautet: [84]

$$G_{PT1}(s) = \frac{1}{1 + T_{PT1} \cdot s} \quad (5.14)$$

Die Funktion lässt sich mit Hilfe der Trapezregel [68] zeitdiskret darstellen:

$$G_{PT1}(z) = \frac{y'(z)}{x'(z)} = \frac{T_A \cdot (z + 1)}{z \cdot (T_A + 2 \cdot T_{PT1}) + T_A - 2 \cdot T_{PT1}} \quad (5.15)$$

Aus der zeitdiskreten Übertragungsfunktion ergibt sich die folgende Differenzgleichung:

$$y'_k = \frac{T_A}{2 \cdot T_{PT1} + T_A} \cdot (x'_k + x'_{k-1}) + \frac{2 \cdot T_{PT1} - T_A}{2 \cdot T_{PT1} + T_A} \cdot y'_{k-1} \quad (5.16)$$

Das zugehörige Signalflussbild ist in Abbildung 5.5 dargestellt. Da im nachfolgenden Regelkreis eine Begrenzung auftreten kann, wird die begrenzte Ausgangsgröße y'_{beg} zurückgeführt.

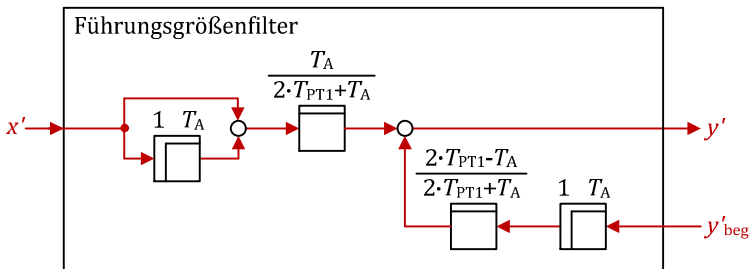


Abbildung 5.5: Führungsgrößenfilter (PT1)

5.1.4 Moving Average Filter

Ein zeitdiskretes Moving Average Filter [67] bildet den gleitenden Mittelwert über die Zeit T_{MA} . Dabei werden die letzten $N = T_{MA}/T_A$ Abtastschritte gemittelt. Die zugehörige Differenzgleichung findet sich in der Formel (5.17).

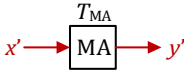


Abbildung 5.6: Moving Average Filter

Die Übertragungsfunktion $G_{MA}(s)$ lässt sich mit den Rechenregeln aus [68] als Summe von Totzeitgliedern darstellen, siehe Gleichung (5.18). Moving Average Filter werden zum Beispiel dafür benötigt, um die Mittelwerte aus sich periodisch ändernden Spannungen zu berechnen.

$$y'_k = \sum_{i=0}^{N-1} \frac{1}{N} \cdot x'_{k-i} \quad (5.17)$$

$$G_{MA}(s) = \frac{y(s)}{x(s)} = \sum_{i=0}^{N-1} \frac{1}{N} \cdot e^{-\frac{i}{N} T_{MA} \cdot s} \quad (5.18)$$

5.2 HILEM-1 Schaltung

Eine einfache kaskadierte Reglerstruktur für die HILEM-1 Schaltung (Abbildung 4.4 auf Seite 44 und Abbildung 5.7.a auf Seite 126) wurde bereits in [8E] vorgestellt. Im folgenden Abschnitt wird nun eine erweiterte Struktur beschrieben, welche auch Stellgrößenbeschränkungen berücksichtigt. Zusätzlich werden Berechnungsvorschriften zum Ermitteln der Reglerparameter vorgestellt.

Die HILEM-1 Schaltung weist innerhalb der elektrischen Schnittstellen $Gx+$, $G-$, $A+$ und $A-$ die folgenden $2M + 2$ Energiespeicher auf [8E]:

- M eingangsseitige Kondensatoren $C4x$
- M eingangsseitige Drosseln $L1x$
- Kondensator $C1$
- Ausgangsseitiger Kondensator $C3$

Die folgenden $2M + 2$ Messwerte müssen erfasst werden [8E]:

- M Eingangsspannungen u_{Gx}
- M Ströme i_{Dx} durch die eingangsseitigen Drosseln $L1x$
- Spannung u_{C1} am Kondensator $C1$
- Ausgangsspannung u_A

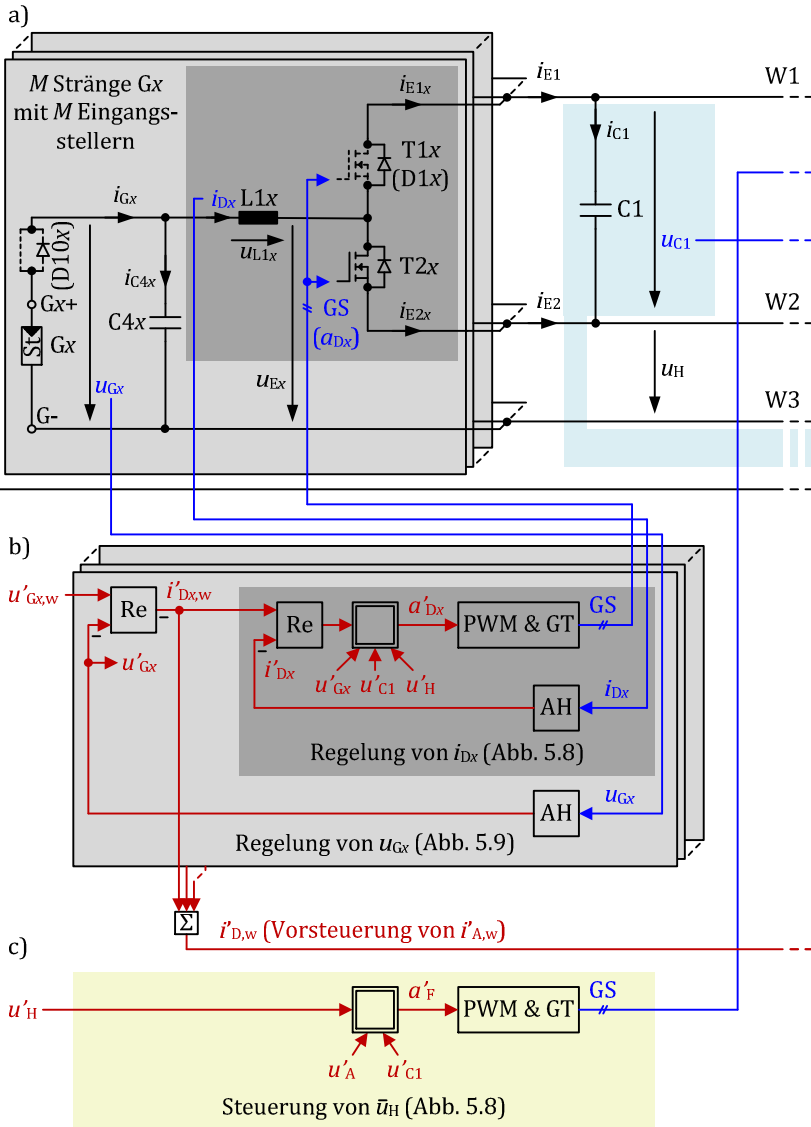
Weiterhin werden die folgenden Sollwerte benötigt [8E]:

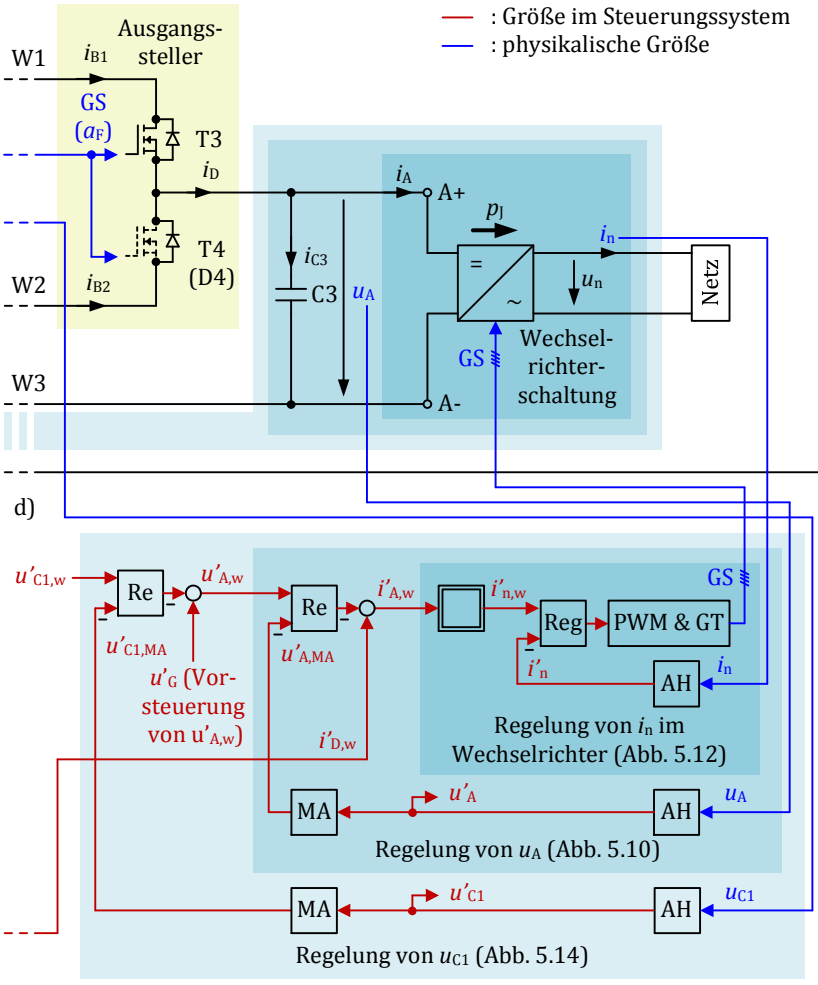
- M Sollwerte $u'_{Gx,w}$ für die Eingangsspannungen
- Sollwert u'_H
- Sollwert $u'_{C1,w}$ für die Spannung am Kondensator $C1$

Eine Übersicht über die kaskadierte Reglerstruktur findet sich in Abbildung 5.7. Der in b) gezeigte Teil dient zur Regelung der Eingangsspannungen u_{Gx} , der in c) dargestellte Teil zur Steuerung der

5.2 Regelung

HILEM-1 Schaltung





AH: Abtast- und Halteglied	PWM & GT: Pulsbreitenmodulation & Gatetreiber
GS: Gatesignal	: Nichtlinearität
MA: Moving Average Filter	

Abbildung 5.7: Übersicht der kaskadierten Reglerstrukturen für die HILEM-1 Schaltung; stark vereinfacht; einphasiger Fall; ohne Begrenzungsbehandlung; (basierend auf [8E])

mittleren Spannung \bar{u}_H und der in d) gezeigte Teil zur Regelung der Kondensatorspannung u_{C1} . Die Regelung des Wechselrichters ist der Vollständigkeit halber ebenfalls in d) dargestellt, allerdings stark vereinfacht. Die Wechselrichterregelung erhält von der Regelung der HILEM-1 Schaltung einen Sollwert $i'_{A,w}$ für den Wechselrichtereingangstrom i_A . Die einzelnen Regelkreise werden in den folgenden Unterabschnitten noch detailliert beschrieben.

5.2.1 Regelung der Eingangsspannungen u_{Gx}

Die Reglerstruktur soll ein individuelles MPP-Tracking mehrerer Stränge ermöglichen. Grundsätzlich können Softwarealgorithmen zum MPP-Tracking Spannungssollwerte [42, 61], Stromsollwerte [98] oder Aussteuergrade [52] vorgeben. Bei Änderungen der Einstrahlungsstärke können sich die von den Solargeneratoren im MPP gelieferten Ströme sehr schnell um relativ große Beträge ändern (siehe Abbildung 2.4 auf Seite 15). Die Spannungen im MPP ändern sich dabei nur in einem relativ kleinen Maße (siehe Abbildung 3.1.b auf Seite 37). Eine Regelung der Spannungen ist daher deutlich besser für langsame MPP-Tracking Algorithmen geeignet als eine Regelung der Ströme.

Für die HILEM-1 Schaltung wird eine kaskadierte Reglerstruktur gewählt, der M Spannungssollwerte u'_{Gx} zugeführt werden. Die Ströme i_{Dx} , die durch die eingangsseitigen Drosseln L_{1x} fließen, stellen sich unter Berücksichtigung des ohmschen Anteils R_{L1x} nach der folgenden Differentialgleichung ein:

$$\frac{di_{Dx}}{dt} = \frac{1}{L_{1x}}(u_{L1x} - R_{L1x} \cdot i_{Dx}) \quad (5.19)$$

Die mittleren Drosselspannungen während einer Pulsperiode hängen von den Aussteuergraden a'_F und a'_{Dx} ab (siehe auch [8E]):

$$\bar{u}_{L1x} = u_{Gx} - a'_{Dx} \cdot u_{C1} - \underbrace{(u_A - a'_F \cdot u_{C1})}_{\bar{u}_H} \quad (5.20)$$

Die unterlagerten Stromregelkreise mit Zustandsreglern nach Abbildung 5.1 sind in Abbildung 5.8 dargestellt. Die Aussteuergrade a'_{Dx} der eingangsseitigen Steller ergeben sich aus den Reglerausgangsgrößen u'_{Re} . Die Eingangsspannungen u_{Gx} und die Ausgangsspannung u_A werden gemessen und als u'_{Gx} und u'_A zur Vorsteuerung benutzt. Die Kondensatorspannung u_{C1} wird ebenfalls gemessen und als u'_{C1} zur Berechnung der Aussteuergrade benutzt. Der Mittelwert \bar{u}_H der Spannung u_H wird über den Aussteuergrad a'_F des ausgangsseitigen Stellers beeinflusst. Es erfolgt eine Steuerung auf den Sollwert u'_H . (siehe auch [8E])

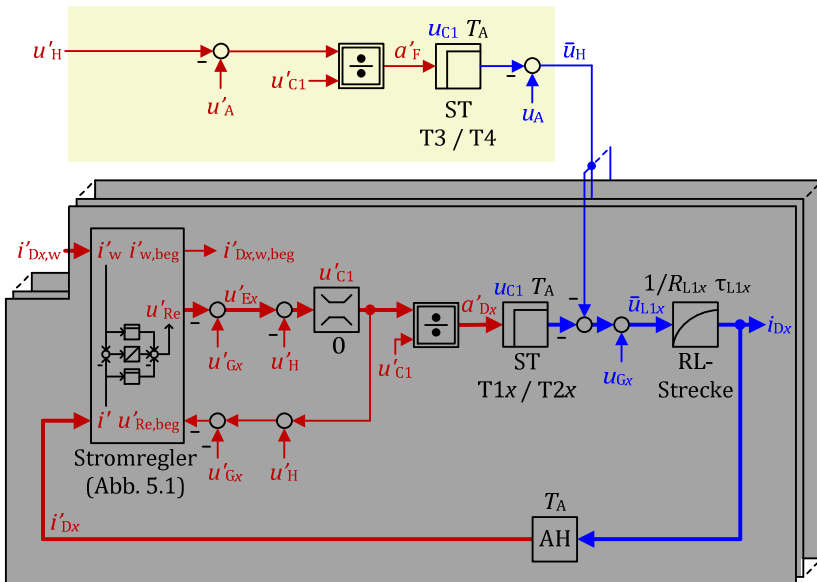


Abbildung 5.8: Regelkreise für i_{Dx} (basierend auf [8E])

Die überlagerte Eingangsspannungsregelung ist analog zu [8E] mit PI-Reglern ausgeführt, welche die Sollwerte $i'_{Dx,w}$ für die Drosselströme vorgeben (Abbildung 5.9). Im einphasigen Fall pulsiert die Spannung u_A mit doppelter Netzfrequenz. Diese Pulsation verursacht aufgrund der Totzeiten einen Wechselanteil auf den Drosselströmen i_{Dx} und damit auf

den Spannungen u_{Gx} . Die gewählten Stromzustandsregler (Abbildung 5.8) weisen im Vergleich zu PI-Stromreglern mit Parametern nach dem Betragsoptimum [84] eine hohe Dynamik auf, wodurch die unerwünschten Wechselanteile auf u_{Gx} auch bei kleinen Werten von L_{1x} und C_{4x} relativ gering ausfallen.

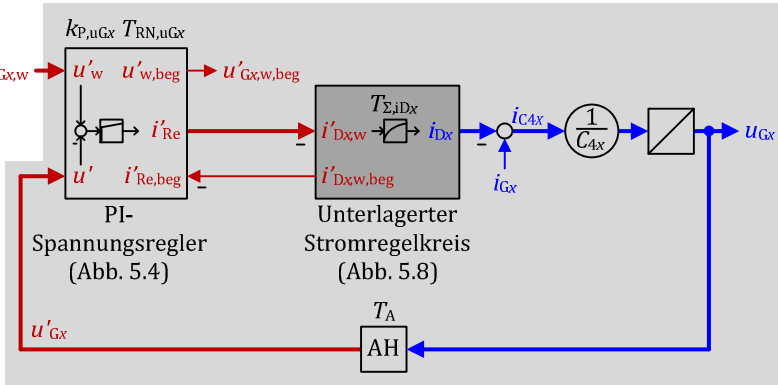


Abbildung 5.9: Regelkreise für u_{Gx} (basierend auf [8E])

Die Parameter $k_{P,uGx}$ und $T_{RN,uGx}$ für die überlagerten PI-Spannungsregler lassen sich nach dem symmetrischen Optimum [82, 84] berechnen. Wenn alle Eingänge hardwaremäßig identisch sind, wählt man die Parameter sinnvollerweise für alle Stränge gleich.

$$T_{RN,uGx} = k_{TRN,uGx} \cdot T_{\Sigma,iDx} \quad (5.21)$$

$$k_{P,uGx} = \frac{C_{4x}}{\sqrt{T_{\Sigma,iDx} \cdot T_{RN,uGx}}} \quad (5.22)$$

Die Koeffizienten $k_{TRN,uGx}$ sind Freiheitsgrade und geben die Verhältnisse zwischen den Reglernachstellzeiten und den Summen der kleinen Zeitkonstanten $T_{\Sigma,iDx}$ (Gleichung (5.11)) der unterlagerten Stromregelkreise an.

Wenn die unterlagerten Stromregelkreise als PT1-Glieder mit den Zeitkonstanten $T_{\Sigma, iDx}$ vereinfacht werden, betragen die Übertragungsfunktionen der geschlossenen Regelkreise (siehe auch [84]):

$$G_{uGx}(s) = \frac{u_{Gx}}{u'_{Gx,w}} \quad (5.23)$$

$$= \frac{1 + T_{RN,uGx} \cdot s}{1 + T_{RN,uGx} \cdot s + \frac{T_{RN,uGx} \cdot C_{4x}}{k_{P,uGx}} s^2 + \frac{T_{\Sigma, iDx} \cdot T_{RN,uGx} \cdot C_{4x}}{k_{P,uGx}} s^3}$$

Die Zählerterme der Übertragungsfunktionen führen zu einem Überschwingen bei sprungförmigen Änderungen der Sollwerte. Dies kann bei Bedarf durch zusätzliche Führungsgrößenfilter verringert werden. In [84] werden dafür PT1-Glieder mit der Zeitkonstante $T_{RN,uGx}$ vorgeschlagen.

5.2.2 Regelung der Ausgangsspannung u_A

Die Ausgangsspannung u_A wird über die vom Wechselrichter ins Netz eingespeiste Leistung geregelt [8E]. Ein PI-Regler nach Abbildung 5.10 gibt dabei den gewünschten Strom $i'_{C3,w}$ für den Ausgangskondensator C3 vor. Der Strom i_D am Ausgangssteller entspricht der Summe der Drosselströme i_{Dx} [8E]. Der Wechselrichtereingangsstrom i_A kann deshalb mit den begrenzten Ausgangsgrößen $i'_{Dx,w,beg}$ der Eingangsspannungsregler vorgesteuert werden. Die Summe davon beträgt:

$$i'_{D,w,beg} = \sum_{x=1}^M i'_{Dx,w,beg} \quad (5.24)$$

In Abbildung 5.10 ist in der oberen Bildhälfte ein optionales Moving Average Filter (MA) vorgesehen, um bei Bedarf das Rauschen der Vorsteuerung mit $i'_{D,w,beg}$ zu unterdrücken.

5.2 Regelung HILEM-1 Schaltung

Die Regelung gibt dem Wechselrichter einen Sollleistungsstrom $i'_{A,w}$ vor [8E]. Dieser berechnet daraus einen netzseitigen Leistungsollwert $P'_{n,w}$. Optional kann der Wirkungsgrad η'_{WR} berücksichtigt werden:

$$P'_{n,w} = \eta'_{WR} \cdot u'_A \cdot i'_{A,w} \quad (5.25)$$

Sofern der Wechselrichter wie z.B. nach Abbildung 5.11 einphasig ausgeführt ist, ist der Strom i_A mit einem Rippel doppelter Netzfrequenz überlagert. Die Übertragungsfunktion $G_{iA}(s, t)$ ist dann zeitvariant.

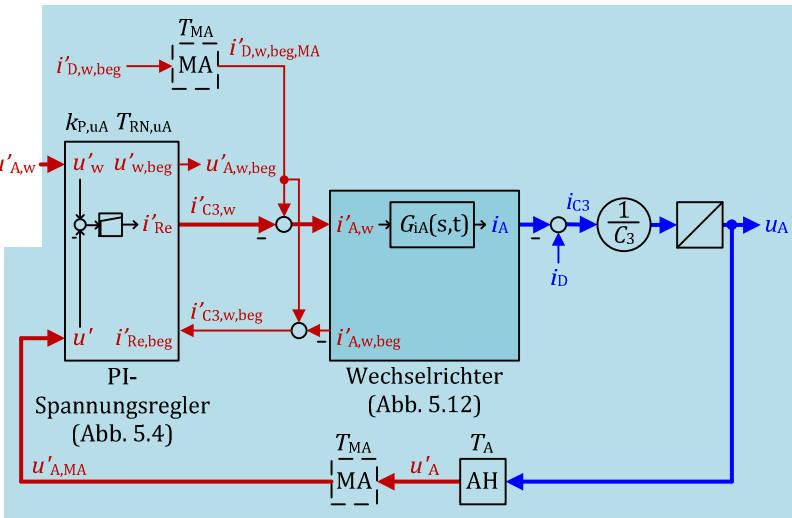


Abbildung 5.10: Regelkreis für u_A (basierend auf [8E])

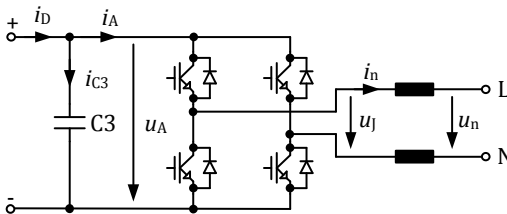


Abbildung 5.11: Einphasiger Wechselrichter

Abbildung 5.12 zeigt wie im einphasigen Fall der Netzstromsollwert $i'_{n,w}$ aus dem DC-seitigen mittleren Stromsollwert $i'_{A,w}$ und der gewünschten Phasenverschiebung φ'_{UI} berechnet wird. Der DC-seitige Strom i_A ergibt sich im regelungstechnischen Modell aus dem Netzstrom i_n , der getakteten Ausgangsspannung u_j , der Spannung u_A und dem Wirkungsgrad η_{WR} , welcher für einen Leistungsfluss von der DC- zur AC-Seite eingezeichnet ist.

Für die Regelung des einphasigen Netzstroms i_n eignet sich z.B. eine Struktur mit einem verallgemeinerten Integrator⁶. Der verallgemeinerte Integrator stellt sicher, dass keine Phasen- und Amplitudenfehler zwischen Soll- und Istwert des Netzstroms verbleiben. Dreiphasige Wechselrichter können auch mit Hilfe eines rotierenden Koordinatensystems geregelt werden [82]. Da die Regelung eines Wechselrichters zum Stand der Technik zählt, wird auf eine weitere Detaillierung des Netzstromregelkreises verzichtet.

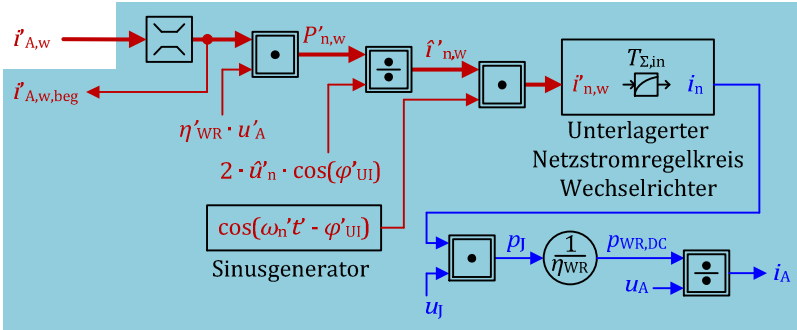


Abbildung 5.12: Regelungstechnisches Modell des einphasigen Wechselrichters

⁶ Der verallgemeinerte Integrator wird in [42, 60, 80] ausführlich beschrieben und ist im englischen auch unter dem Namen „Second Order Generalized Integrator“ [48] bekannt

Die im einphasigen Fall auftretende pulsierende Leistung wird im Kondensator C3 gepuffert (Abbildung 5.11). Dadurch ist auch die Spannung u_A mit einem Rippel doppelter Netzfrequenz überlagert. Der Rippel wird im Spannungsmesspfad durch ein optionales Moving Average Filter mit der Mittelungszeit $T_{MA} = 1/(2 \cdot f_n)$ unterdrückt (Abbildung 5.10 und [8E]). Im dreiphasigen Fall ist das Moving Average Filter nicht notwendig.

Im Folgenden wird ein einfaches Verfahren angegeben, um die Reglerparameter $k_{P,uA}$ und $T_{RN,uA}$ nach dem symmetrischen Optimum [82, 84] zu bestimmen. Im Falle eines dreiphasigen Wechselrichters entspricht die Summenzeitkonstante $T_{\Sigma,iA,MA}$ (Gleichung (5.26)) der Ersatzzeitkonstante $T_{\Sigma,in}$ der Führungsübertragungsfunktion des geschlossenen, unterlagerten Netzstromregelkreises. Im Falle eines einphasigen Wechselrichters wird die Summenzeitkonstante $T_{\Sigma,iA,MA}$ im Wesentlichen durch die mittlere Totzeit $T_{MA}/2$ des Moving Average Filters bestimmt. Der Koeffizient $k_{TRN,uA}$ ist ein Freiheitsgrad und gibt das Verhältnis zwischen Nachstellzeit und Summenzeitkonstante an.

$$T_{\Sigma,iA,MA} = \begin{cases} T_{\Sigma,in} & \text{ohne Moving Average Filter} \\ T_{\Sigma,in} + \frac{T_{MA}}{2} & \text{mit Moving Average Filter} \end{cases} \quad (5.26)$$

$$T_{RN,uA} = k_{TRN,uA} \cdot T_{\Sigma,iA,MA} \quad (5.27)$$

$$k_{P,uA} = \frac{C_3}{\sqrt{T_{\Sigma,iA,MA} \cdot T_{RN,uA}}} \quad (5.28)$$

Wenn der unterlagerte Stromregelkreis und das Moving Average Filter gemeinsam als PT1-Glied mit der Zeitkonstante $T_{\Sigma,iA,MA}$ angenähert werden, beträgt die Übertragungsfunktion $F_{o,uA}$ des offenen Regelkreises:

$$\begin{aligned}
 F_{o,uA}(s) &= \frac{u'_{A,MA,offen}}{u'_{A,w}} && (5.29) \\
 &= \underbrace{\left(k_{P,uA} + \frac{k_{P,uA}}{T_{RN,uA} \cdot s} \right)}_{\text{PI-Spannungsregler}} \cdot \underbrace{\frac{1}{1 + T_{\Sigma,iA,MA} \cdot s}}_{\substack{\text{Stromregler} \\ + \text{Moving} \\ \text{Average Filter}}} \cdot \underbrace{\frac{1}{C_3 \cdot s}}_{\text{Strecke}}
 \end{aligned}$$

Eine Stabilitätsuntersuchung kann z.B. mit dem Frequenzkennlinienverfahren [53] erfolgen. In Abbildung 5.13 ist die Übertragungsfunktion $F_{o,uA}$ am Beispiel von $k_{TRN,uA} = 6$ und unter Verwendung eines Moving Average Filters mit $T_{MA} = 10\text{ms}$ gezeigt. Der unterlagerte Netzstromregelkreis ist mit einem Regler nach Abbildung 5.1 und den Parametern $T_A = 1/(8\text{kHz})$ und $\tau_w = 80\mu\text{s}$ ausgeführt. Die rote Kurve ist nach Gleichung (5.29) aufgetragen. Bei der blauen Kurve wurde dagegen auf die Näherungen mit PT1-Gliedern verzichtet. Der unterlagerte Netzstromregelkreis ist hier nach Gleichung (5.8) und das Moving Average Filter nach Gleichung (5.18) mit $N = 160$ modelliert. Man erkennt, dass die Durchtrittsfrequenz in beiden Fällen im Bereich der höchsten Phasenreserve liegt und die Näherung für dieses Beispiel eine Berechnung der Reglerparameter mit ausreichender Genauigkeit ermöglicht.

5.2 Regelung

HILEM-1 Schaltung

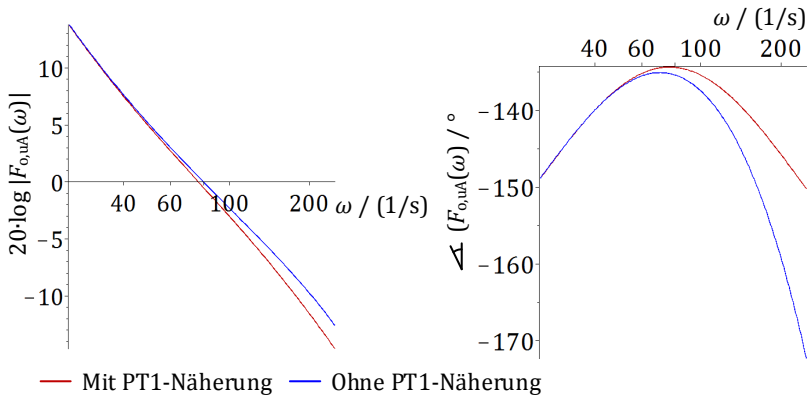


Abbildung 5.13: Betrag und Phase des offenen Regelkreises für u_A

Aus den Gleichungen (5.26) - (5.29) ergibt sich die geschlossene Übertragungsfunktion $G_{u_A,MA}(s)$. Diese gibt das Verhalten zwischen dem Sollwert $u'_{A,w}$ und dem Messwert $u'_{A,MA}$ nach dem Moving Average Filter wieder.

$$\begin{aligned}
 G_{u_A,MA}(s) &= \frac{u'_{A,MA}}{u'_{A,w}} = \frac{F_{o,uA}(s)}{1 + F_{o,uA}(s)} & (5.30) \\
 &= \frac{1 + k_{TRN,uA} \cdot T_{\Sigma,iA,MA} \cdot s}{1 + k_{TRN,uA} \cdot T_{\Sigma,iA,MA} \cdot s + k_{TRN,uA}^{\frac{3}{2}} \cdot T_{\Sigma,iA,MA}^2 \cdot s^2 + k_{TRN,uA}^{\frac{3}{2}} \cdot T_{\Sigma,iA,MA}^3 \cdot s^3}
 \end{aligned}$$

Das Moving Average Filter lässt sich als PT1-Glied mit der Zeitkonstante $T_{MA}/2$ annähern. Damit ergibt sich die Übertragungsfunktion $G_{u_A}(s)$ vom Sollwert $u'_{A,w}$ zur Spannung u'_A . Sofern kein Moving Average Filter vorhanden ist, gilt $T_{MA} = 0$.

$$G_{uA}(s) = \frac{u'_A}{u'_{A,w}} = G_{uA,MA}(s) / \frac{1}{1 + \frac{T_{MA}}{2} \cdot s} \quad (5.31)$$

Optionales Moving
Average Filter

$$= \frac{(1 + k_{TRN,uA} \cdot T_{\Sigma,iA,MA} \cdot s) \cdot \left(1 + \frac{T_{MA}}{2} \cdot s\right)}{1 + k_{TRN,uA} \cdot T_{\Sigma,iA,MA} \cdot s + k_{TRN,uA}^2 \cdot T_{\Sigma,iA,MA}^2 \cdot s^2 + k_{TRN,uA}^3 \cdot T_{\Sigma,iA,MA}^3 \cdot s^3}$$

Die Polstellen von $G_{uA,MA}(s)$ und $G_{uA}(s)$ lassen sich mit einem in [51]⁷ beschriebenen Verfahren näherungsweise berechnen. Ein allgemeines Polynom $P(s)$

$$P(s) = 1 + a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3 \quad (5.32)$$

lässt sich unter der Voraussetzung

$$|a_1| \gg \left| \frac{a_2}{a_1} \right| \gg \left| \frac{a_3}{a_2} \right| \quad (5.33)$$

durch die folgende Gleichung annähern [51]:

$$P(s) \approx (1 + a_1 s) \cdot \left(1 + \frac{a_2}{a_1} s\right) \cdot \left(1 + \frac{a_3}{a_2} s\right) \quad (5.34)$$

Aus den Nennertermen von (5.30) und (5.31) lassen sich die folgenden Koeffizienten bzw. deren Quotienten ablesen:

$$a_1 = k_{TRN,uA} \cdot T_{\Sigma,iA,MA} \quad (5.35)$$

$$\frac{a_2}{a_1} = \sqrt{k_{TRN,uA}} \cdot T_{\Sigma,iA,MA} \quad (5.36)$$

$$\frac{a_3}{a_2} = T_{\Sigma,iA,MA} \quad (5.37)$$

⁷ Siehe Seite 289ff. von [51]

Damit ergibt sich die folgende angenäherte Übertragungsfunktion $G_{u_A, \text{Polst.approx}}$. Diese wird im nächsten Unterabschnitt 5.2.3 zur Bestimmung der Reglerparameter für die Regelung von u_{C1} benutzt.

$$G_{u_A, \text{Polst.approx}}(s) \quad (5.38)$$
$$= \frac{1 + \frac{T_{MA}}{2} \cdot s}{(1 + \sqrt{k_{\text{TRN}, u_A}} \cdot T_{\Sigma, iA, MA} \cdot s) \cdot (1 + T_{\Sigma, iA, MA} \cdot s)}$$

5.2.3 Regelung der Kondensatorspannung u_{C1}

Die Leistung p_{C1} am Kondensator C1 entspricht der Differenz zwischen Eingangsleistung $p_D = u_G \cdot i_D$ und Ausgangsleistung $p_F = u_A \cdot i_D$. Die Kondensatorspannung u_{C1} kann daher wie in Abbildung 5.14 gezeigt mit einem PI-Regler über den Stelleingriff der Ausgangsspannung u_A geregelt werden. [8E]

Die Ausgangsspannung u_A entspricht näherungsweise der Ersatzspannung u_G , weshalb diese vorgesteuert werden kann [8E]. Ein optionales Moving Average Filter unterdrückt das Rauschen von u'_G .

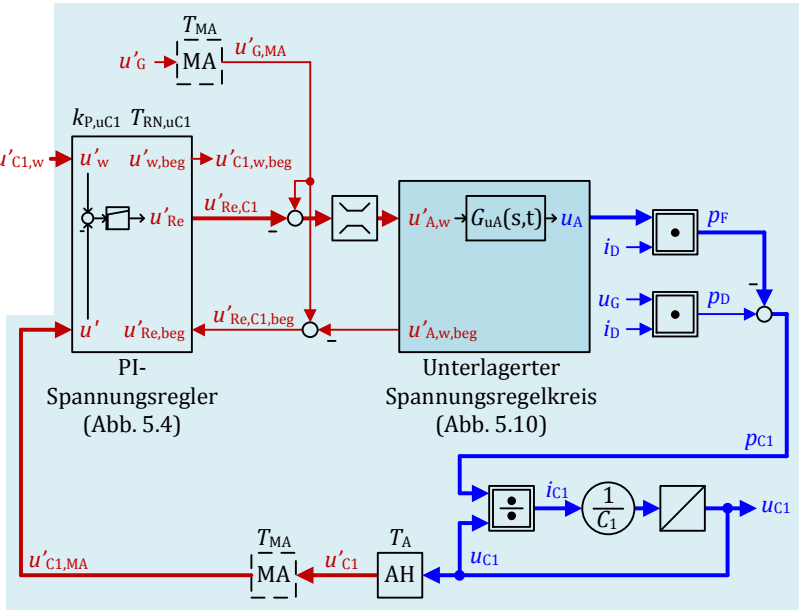


Abbildung 5.14: Regelkreis für u_{C1} (basierend auf [8E])

Die Leistung p_{C1} lässt sich unter Berücksichtigung der Übertragungsfunktion G_{uA} des unterlagerten Spannungsregelkreises wie folgt ausdrücken [8E]:

$$p_{C1} = \underbrace{u_G \cdot i_D}_{p_D} + \underbrace{G_{uA} \cdot u'_{Re,C1} \cdot i_D - G_{uA} \cdot u'_{G,MA} \cdot i_D}_{-p_F} \quad (5.39)$$

Die Übertragungsfunktion von der Reglerausgangsgröße $u'_{Re,C1}$ zur Kondensatorspannung u_{C1} lautet damit [8E]:

$$\frac{u_{C1}(s)}{u'_{Re,C1}(s)} = G_{uA}(s) \cdot \frac{i_D}{u_{C1}} \cdot \frac{1}{C_1} \cdot \frac{1}{s} \quad (5.40)$$

Die Streckenverstärkung hängt vom Strom i_D und von der Kondensatorspannung u_{C1} ab. Die Reglerparameter müssen daher im Betrieb laufend nachgeführt werden. Wenn ein einphasiger Wechselrichter angeschlos-

sen wird, ist die Spannung u_A mit einem Rippel doppelter Netzfrequenz überlagert. Dieser wird im Messpfad durch ein Moving Average Filter mit der Mittelungszeit $T_{MA} = 1/(2 \cdot f_n)$ unterdrückt. Im dreiphasigen Fall ist dieses Filter nicht notwendig. [8E]

In der Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises lässt sich das Moving Average Filter als PT1-Glied annähern:

$$\begin{aligned}
 F_{o,uC1}(s) &= \frac{u'_{C1,MA.offen}}{u'_{C1,w}} & (5.41) \\
 &= \underbrace{\left(k_{P,uC1} + \frac{k_{P,uC1}}{T_{RN,uC1} \cdot s} \right)}_{\text{PI-Spannungsregler}} \cdot \underbrace{G_{uA}(s)}_{\substack{\text{Unter-} \\ \text{lagertes} \\ \text{Regelkreis}}} \cdot \underbrace{\frac{i_D}{u_{C1}} \cdot \frac{1}{C_1} \cdot \frac{1}{s}}_{\text{Strecke}} \cdot \underbrace{\frac{1}{1 + \frac{T_{MA}}{2} s}}_{\substack{\text{Optionales} \\ \text{Moving} \\ \text{Average} \\ \text{Filter}}}
 \end{aligned}$$

Durch Einsetzen der Näherung (5.38) für $G_{uA}(s)$ ergibt sich:

$$\begin{aligned}
 F_{o,uC1,Polst.approx.}(s) & & (5.42) \\
 &= \left(k_{P,uC1} + \frac{k_{P,uC1}}{T_{RN,uC1} \cdot s} \right) \cdot \frac{i_D}{u_{C1}} \cdot \frac{1}{C_1} \cdot \frac{1}{s} \\
 &\quad \cdot \frac{1}{\left(1 + \sqrt{k_{TRN,uA}} \cdot T_{\Sigma,iA,MA} \cdot s \right) \cdot \left(1 + T_{\Sigma,iA,MA} \cdot s \right)}
 \end{aligned}$$

Die Reglerparameter $k_{P,uC1}$ und $T_{RN,uC1}$ für den überlagerten PI-Spannungsregler lassen sich wieder nach dem symmetrischen Optimum [84] berechnen. Aufgrund der sich im Betrieb dynamisch ändernden Streckenverstärkung und der getroffenen Näherungen muss für den Koeffizienten $k_{TRN,uC1}$ ein etwas größerer Wert als bei den anderen PI-Spannungsreglern gewählt werden.

$$T_{\Sigma,uA,MA} = \sqrt{k_{TRN,uA}} \cdot T_{\Sigma,iA,MA} + T_{\Sigma,iA,MA} \quad (5.43)$$

$$T_{RN,uC1} = k_{TRN,uC1} \cdot T_{\Sigma,uA,MA} \quad (5.44)$$

$$k_{P,uC1} = \frac{C_1}{\sqrt{T_{\Sigma,uA,MA} \cdot T_{RN,uC1}}} \cdot \frac{u'_{C1,MA}}{i'_D} \quad (5.45)$$

Zur beispielhaften Stabilitätsuntersuchung nach dem Frequenzkennlinienverfahren [53] ist die Übertragungsfunktion $F_{o,uC1}$ in Abbildung 5.15 dargestellt. Die Spannungsregler sind mit $k_{TRN,uA} = 6$ und $k_{TRN,uC1} = 16$ ausgelegt. Es sind Moving Average Filter für u_A und u_{C1} mit $T_{MA} = 10\text{ms}$ vorhanden. Der unterlagerte Netzstromregler ist nach Abbildung 5.1 mit den Parametern $T_A = 1/(8\text{kHz})$ und $\tau_w = 80\mu\text{s}$ ausgeführt.

Die rote Kurve ist mit den Gleichungen (5.41) und (5.31) aufgetragen. Bei der blauen Kurve wurde dagegen auf Näherungen mit PT1-Gliedern verzichtet. Der unterlagerte Netzstromregelkreis ist hier nach Gleichung (5.8) und die Moving Average Filter sind nach Gleichung (5.18) mit $N = 160$ modelliert. Man erkennt, dass die Näherungen sich kaum bemerkbar machen und die Durchtrittsfrequenz in beiden Fällen im Bereich der höchsten Phasenreserve liegt.

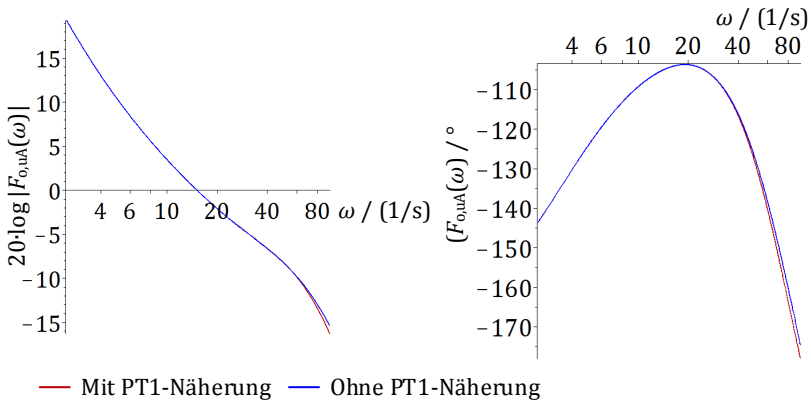


Abbildung 5.15: Betrag und Phase des offenen Regelkreises für u_{C1}

In der Praxis muss bei kleinen Strömen i_D die Reglerverstärkung $k_{Pu,C1}$ begrenzt werden. Dabei bietet es sich an, gleichzeitig den Integralanteil des PI-Reglers zu deaktivieren, damit eine ausreichende Phasenreserve verbleibt.

Die angenäherte Übertragungsfunktion $G_{u_{C1}}(s)$ vom Sollwert $u'_{C1,w}$ zur Kondensatorspannung u'_{C1} enthält das Zählerpolynom $Z_{Gu_{C1}}(s)$. Dessen größte Zeitkonstante T_1 lässt sich durch ein PT1-Führungsgrößenfilter kompensieren. Damit wird das Überschwingen bei Sollwertsprüngen deutlich vermindert.

$$G_{u_{C1}}(s) = \frac{u'_{C1}}{u'_{C1w}} = \frac{Z_{Gu_{C1}}(s)}{N_{Gu_{C1}}(s)} = \frac{F_{o,u_{C1}}(s)}{1 + F_{o,u_{C1}}(s)} / \underbrace{\frac{1}{1 + \frac{T_{MA}}{2} \cdot s}}_{\substack{\text{Optionales} \\ \text{Moving} \\ \text{Average} \\ \text{Filter}}} \quad (5.46)$$

$$Z_{Gu_{C1}}(s) = \left(1 + \frac{k_{TRN,u_{C1}} \cdot (\sqrt{k_{TRN,uA}} + 1) \cdot T_{\Sigma,iA,MA} \cdot s}{T_1} \right) \quad (5.47)$$

$$\cdot \left(1 + \frac{k_{TRN,uA} \cdot T_{\Sigma,iA,MA} \cdot s}{T_2} \right) \cdot \left(1 + \frac{T_{MA}}{T_3} \cdot s \right)$$

5.2.4 Sollwertvorgabe

Die Sollwerte $u'_{Gx,w}$ für die Eingangsspannungen werden von den MPP-Tracking Algorithmen geliefert [8E]. Bekannte Vertreter solcher Algorithmen sind (siehe auch Literaturrecherche in [16S, 17S]):

- Perturb and Observe Algorithmus [42]
- Direct Search Algorithmus [79]
- Incremental Conductance Algorithmus [61]

Abbildung 5.16 zeigt am Beispiel von Spannungszählpfeilen, wie die Sollwerte u'_H und $u'_{C1,w}$ anhand der Sollwerte $u'_{Gx,w}$ gewählt werden. Die Ausgangsspannung u_A kann aufgrund einer einphasigen Einspeisung pulsieren. Der grau dargestellte Spannungsbereich umfasst alle $u'_{Gx,w}$, sowie gegebenenfalls den Pulsationsbereich von u_A .

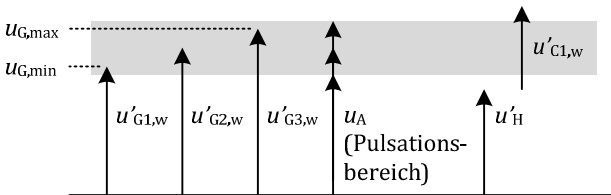


Abbildung 5.16: Sollwertvorgabe von u'_H und $u'_{C1,w}$

Der Sollwert $u'_{C1,w}$ muss etwas größer als der graue Bereich gewählt werden, damit eine ausreichende Regelreserve für dynamische Vorgänge verbleibt.

Im Gegensatz zur Kondensatorspannung u_{C1} lässt sich der Wert u'_H in jeder Pulsperiode beliebig schnell verändern. u'_H kann nun so gewählt werden, dass die Regelreserve aufgeteilt wird, das heißt dass u'_H und $u'_H + u'_{C1,w}$ vom grauen Spannungsbereich etwa gleich weit entfernt sind. Alternativ dazu kann u'_H auch in jedem Abtastschritt so gewählt werden, dass mindestens ein Transistor dauernd eingeschaltet ist. Dies verringert

die Schaltverluste ähnlich wie die Flat-Top Modulation [91] bei einer Drehstrombrückenschaltung.

Der minimale und der maximale Wert von u_A werden im einphasigen Fall mittels einer Näherung bestimmt. Dabei wird wie in Abschnitt 4.2 davon ausgegangen, dass die am Ausgangsteller auftretende Leistung $p_F = u_A \cdot i_D$ wesentlich geringeren Pulsationen als die vom Wechselrichter umgesetzte Leistung p_I unterliegt.

Die mittlere Energie im Kondensator C3 wird über den geglätteten Wert $u'_{G,MA}$ der Ersatzspannung u_G berechnet:

$$\overline{W}_{C3} \approx \frac{1}{2} \cdot C_3 \cdot u'^2_{G,MA} \quad (5.48)$$

Die Differenz ΔW_{C3} zwischen maximaler bzw. minimaler Energie in C3 und dem Mittelwert \overline{W}_{C3} ergibt sich wie folgt:

$$\Delta W_{C3} = \frac{1}{2\omega_n} \cdot S_{1J} \quad (5.49)$$

Die Grundswingungsscheinleistung S_{1J} an der AC-Seite kann näherungsweise aus den Größen $u'_{G,MA}$ und $i'_{D,w,beg,MA}$ berechnet werden:

$$S_{1J} \approx \frac{u'_{G,MA} \cdot i'_{D,w,beg,MA}}{\cos(\varphi'_{UI})} \quad (5.50)$$

Die erwarteten Extremwerte von u_A liegen dann bei:

$$u_{A,max/min} \approx \sqrt{\frac{2 \cdot (\overline{W}_{C3} \pm \Delta W_{C3})}{C_3}} \quad (5.51)$$

5.3 HILEM-2 Schaltung

Die HILEM-2 Schaltung (Abbildung 4.9 auf Seite 57 und Abbildung 5.17.a auf Seite 146) weist im Gegensatz zur HILEM-1 Schaltung innerhalb der elektrischen Schnittstellen G_{x+} , G_- , $A+$ und $A-$ zwei weitere Energiespeicher $L2$ und $C2$ auf. Zur Regelung müssen daher die folgenden $2M + 4$ Messwerte erfasst werden:

- M Eingangsspannungen u_{Gx}
- M Ströme i_{Dx} durch die eingangsseitigen Drosseln $L1x$
- Strom i_F durch die ausgangsseitige Drossel $L2$
- Spannung u_{C1} am Kondensator $C1$
- Spannung u_{C2} am Kondensator $C2$
- Ausgangsspannung u_A

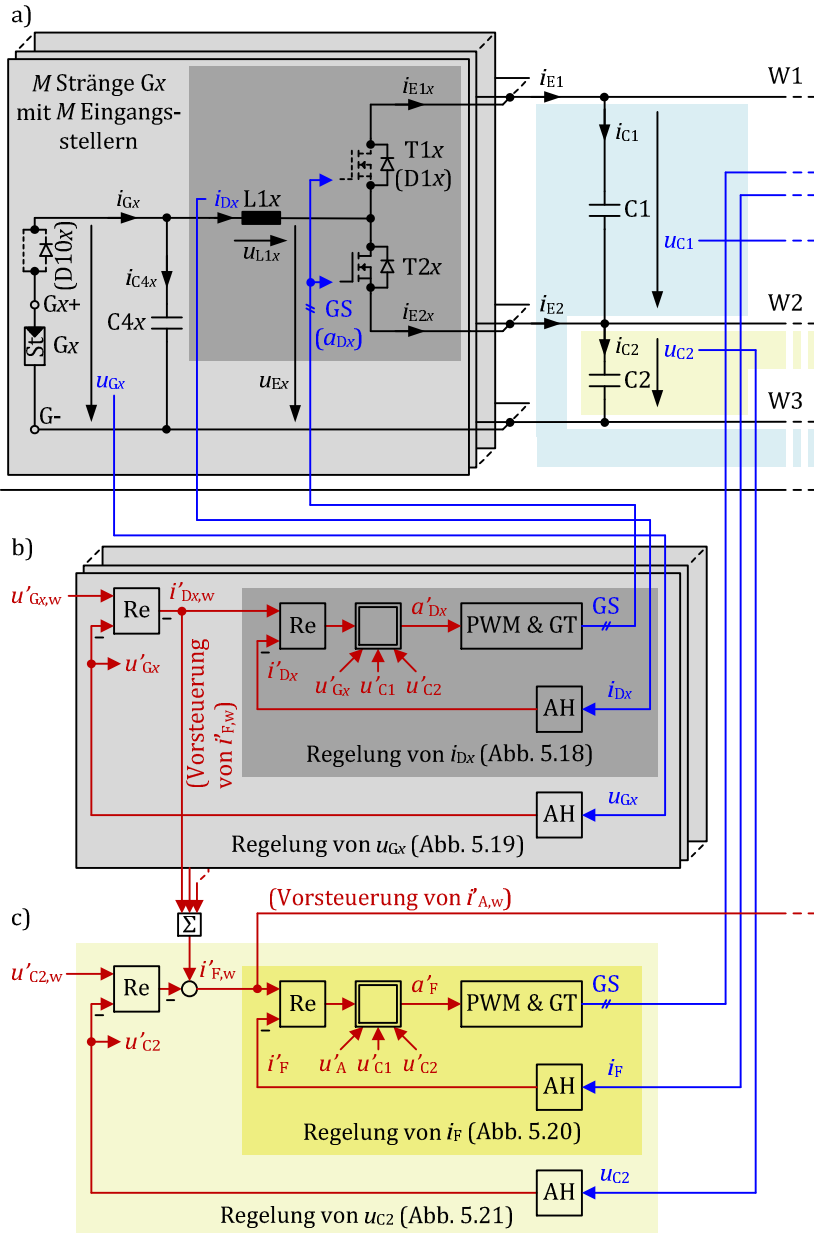
Die folgenden Sollwerte werden benötigt:

- M Sollwerte $u'_{Gx,w}$ für die Eingangsspannungen
- Sollwert $u'_{C1,w}$ für die Spannung am Kondensator $C1$
- Sollwert $u'_{C2,w}$ für die Spannung am Kondensator $C2$

Eine Übersicht über die kaskadierte Reglerstruktur findet sich in Abbildung 5.17. Der in b) gezeigte Teil dient dazu die Eingangsspannungen u_{Gx} zu regeln, Teil c) dient zur Regelung der Kondensatorspannung u_{C2} und Teil d) zur Regelung von u_{C1} . Die Regelung des Wechselrichters ist der Vollständigkeit halber ebenfalls in d) dargestellt, allerdings stark vereinfacht. Die Wechselrichterregelung erhält von der Regelung der HILEM-2 Schaltung einen Sollwert $i'_{A,w}$ für den Wechselrichtereingangstrom i_A .

5.3 Regelung

HILEM-2 Schaltung



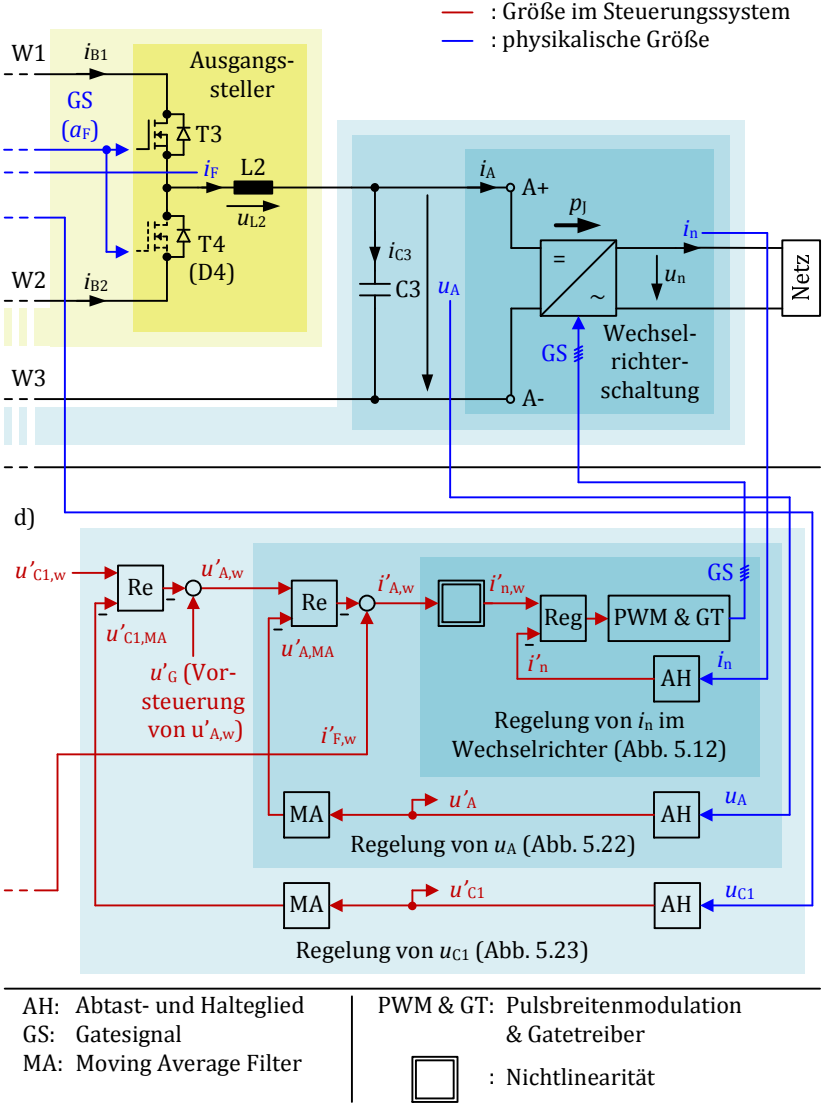


Abbildung 5.17: Übersicht der kaskadierten Reglerstrukturen für die HILEM-2 Schaltung; stark vereinfacht; einphasiger Fall; ohne Begrenzungsbehandlung

5.3.1 Regelung der Eingangsspannungen u_{Gx}

Zur Regelung der Eingangsspannungen u_{Gx} werden ähnlich wie bei der HILEM-1 Schaltung Kaskaden aus überlagerten Spannungsreglern und unterlagerten Stromreglern benutzt. Die Spannungen, die an den eingangsseitigen Drosseln $L1x$ gemittelt über eine Pulsperiode anliegen, hängen von den Aussteuergraden a'_{Dx} ab:

$$\bar{u}_{L1x} = u_{Gx} - u_{C2} - a'_{Dx} \cdot u_{C1} \quad (5.52)$$

Die unterlagerten Stromregelkreise mit Zustandsreglern nach Abbildung 5.1 sind in Abbildung 5.18 dargestellt. Die Eingangsspannungen u_{Gx} und die Kondensatorspannung u_{C2} werden gemessen und zur Vorsteuerung benutzt. Die überlagerten Spannungsregelkreise sind mit PI-Reglern ausgeführt (Abbildung 5.19). Die Parameter der Spannungsregler lassen sich wieder nach dem symmetrischen Optimum berechnen (siehe Abschnitt 5.2.1).

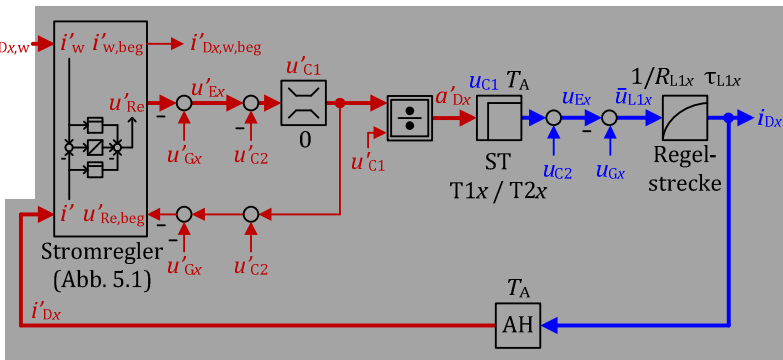


Abbildung 5.18: Regelkreise für i_{Dx}

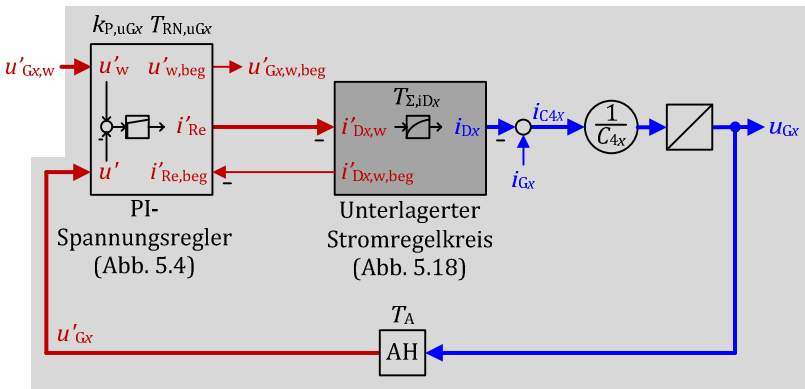


Abbildung 5.19: Regelkreise für u_{Gx}

5.3.2 Regelung der Kondensatorspannung u_{C2}

Die Differenz zwischen der Summe der Eingangsströme i_{Dx} und dem Strom i_F durch die ausgangsseitige Drossel L2 tritt am Kondensator C2 auf:

$$i_{C2} = i_D - i_F = \sum_{x=1}^M i_{Dx} - i_F \quad (5.53)$$

Die Eingangsströme i_{Dx} werden dazu benutzt um die Eingangsspannungen u_{Gx} zu regeln. Somit bleibt der Strom i_F als Freiheitsgrad zur Regelung der Kondensatorspannung u_{C2} übrig.

Der unterlagerte Regelkreis für i_F ist in Abbildung 5.20 dargestellt. Es kommt wieder ein Zustandsregler nach Abbildung 5.1 zum Einsatz. Die Kondensatorspannung u_{C2} und die Ausgangsspannung u_A werden gemessen und zur Vorsteuerung benutzt.

5.3 Regelung

HILEM-2 Schaltung

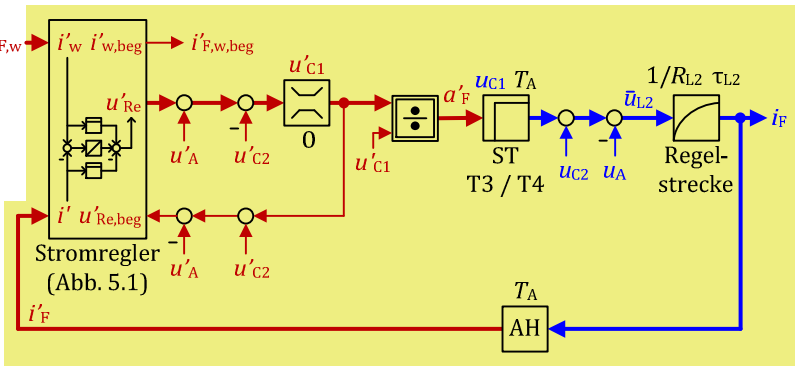


Abbildung 5.20: Regelkreis für i_F

Der überlagerte Spannungsregelkreis für den Kondensator C2 ist in Abbildung 5.21 gezeigt. Hier wird der Wert $i'_{D,w,beg}$, also die Summe der begrenzten Sollwerte für die Eingangsströme i_{Dx} zur Vorsteuerung von $i'_{F,w}$ benutzt.

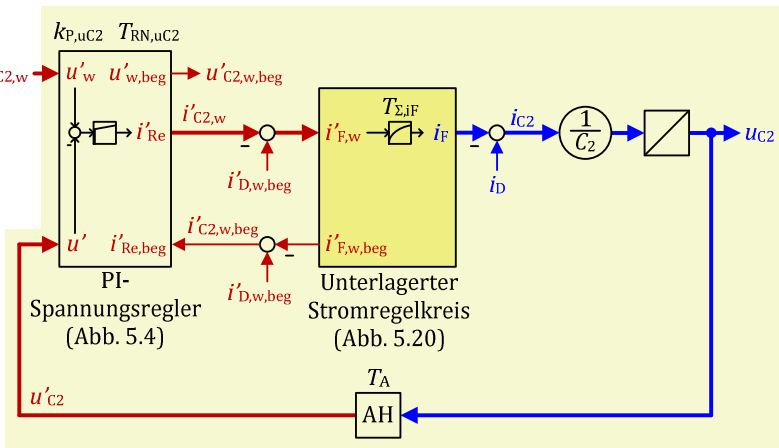


Abbildung 5.21: Regelkreis für u_{C2}

Die Parameter für den überlagerten Spannungsregler berechnen sich in bewährter Weise nach dem symmetrischen Optimum:

$$T_{RN,uC2} = k_{TRN,uC2} \cdot T_{\Sigma,IF} \quad (5.54)$$

$$k_{P,uC2} = \frac{C_2}{\sqrt{T_{\Sigma,IF} \cdot T_{RN,uC2}}} \quad (5.55)$$

Ein optionales PT1-Führungsgrößenfilter mit der Zeitkonstante $T_{RN,uC2}$ verringert das Überschwingen bei Sollwertsprüngen.

5.3.3 Regelung der Ausgangsspannung u_A

Die Regelung der Ausgangsspannung u_A geschieht im Wesentlichen wie bei der HILEM-1 Schaltung (siehe Abschnitt 5.2.2 ab Seite 131). Als Stelleingriff dient wieder die vom Wechselrichter ans Netz abgegebene Leistung. Bei der HILEM-2 Schaltung wird jedoch der Sollwert $i'_{F,w,beg}$ als Vorsteuerung für den Wechselrichtereingangsstrom i_A verwendet.

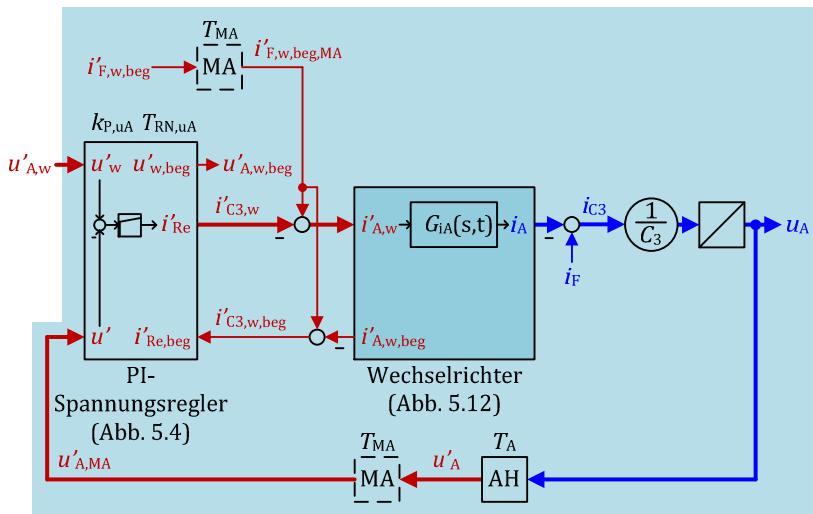


Abbildung 5.22: Regelkreis für u_A

5.3.4 Regelung der Kondensatorsspannung u_{C1}

Die Leistung p_{C1} am Kondensator C1 entspricht der Eingangsleistung p_D abzüglich der Ausgangsleistung p_F und der Leistung p_{C2} am Kondensator C2:

$$p_{C1} = \underbrace{p_D}_{u_G \cdot i_D} - \underbrace{p_F}_{u_A \cdot i_F} - \underbrace{p_{C2}}_{u_{C2} \cdot i_{C2}} \quad (5.56)$$

Die Kondensatorspannung u_{C1} wird über den Steuereingriff der Ausgangsspannung u_A geregelt, siehe Abbildung 5.23. Der Regelkreis entspricht im Wesentlichen dem der HILEM-1 Schaltung (siehe Abschnitt 5.2.3, Seite 138). Die zusätzlich auftretende Leistung p_{C2} ist im Mittel null und muss deshalb nicht gesondert berücksichtigt werden.

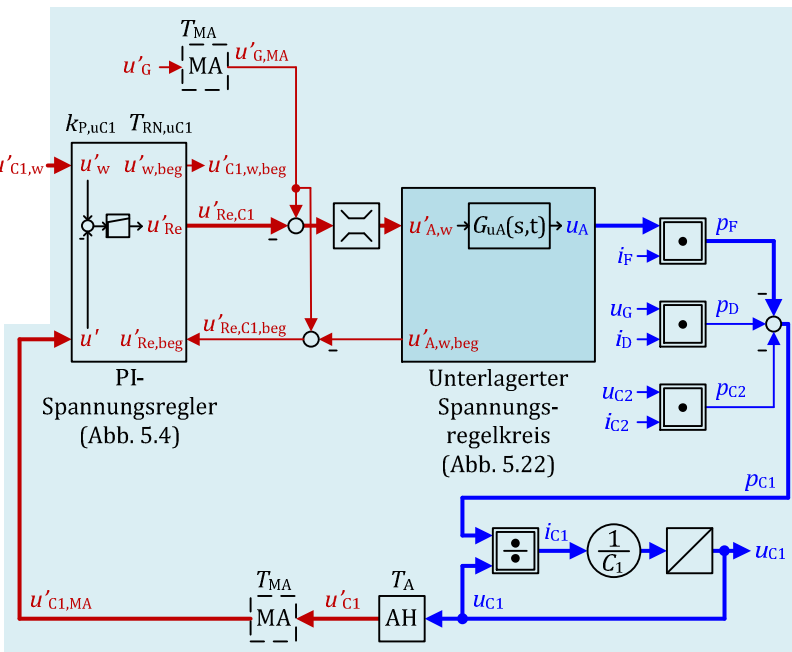


Abbildung 5.23: Regelkreis für u_{C1}

5.3.5 Sollwertvorgabe

Die Sollwerte der Eingangsspannungen $u'_{Gx,w}$ werden wie bei der HILEM-1 Schaltung von MPP-Tracking Algorithmen vorgegeben. Der Pulsationsbereich der Ausgangsspannung u_A kann im einphasigen Fall nach Abschnitt 5.2.4 (Seite 143) berechnet werden.

Der grau dargestellte Spannungsbereich in Abbildung 5.24 umfasst alle $u'_{Gx,w}$ und den Pulsationsbereich von u_A . Um eine ausreichende Regelreserve für dynamische Vorgänge zu erhalten muss der Sollwert $u'_{C2,w}$ etwas unter dem grauen Bereich und die Summe der Sollwerte $u'_{C1,w} + u'_{C2,w}$ etwas über dem grauen Bereich liegen.

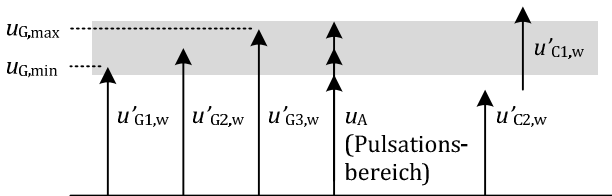


Abbildung 5.24: Sollwertvorgabe von $u'_{c1,w}$ und $u'_{c2,w}$

5.4 HILEM-grid Schaltung

Für die HILEM-grid Schaltung (Abbildung 4.24 auf Seite 91 und Abbildung 5.25.a auf Seite 156) wurde in [9E] bereits eine einfache kaskadierte Reglerstruktur vorgestellt. Im folgenden Abschnitt wird nun eine erweiterte Struktur beschrieben, welche die auftretenden Stellgrößenbeschränkungen berücksichtigt. Weiterhin werden Berechnungsvorschriften zum Ermitteln der Reglerparameter gezeigt.

Eine einphasige HILEM-grid Schaltung weist $2M + 5$ Energiespeicher auf [9E]:

- M eingangsseitige Drosseln $L1x$
- M eingangsseitige Kondensatoren $C4x$
- Kondensator $C1$
- Kondensator $C2$
- Nachladedrossel $L2$
- Fliegender Kondensator $C5$
- Wechselstromseitige Drossel $L3$

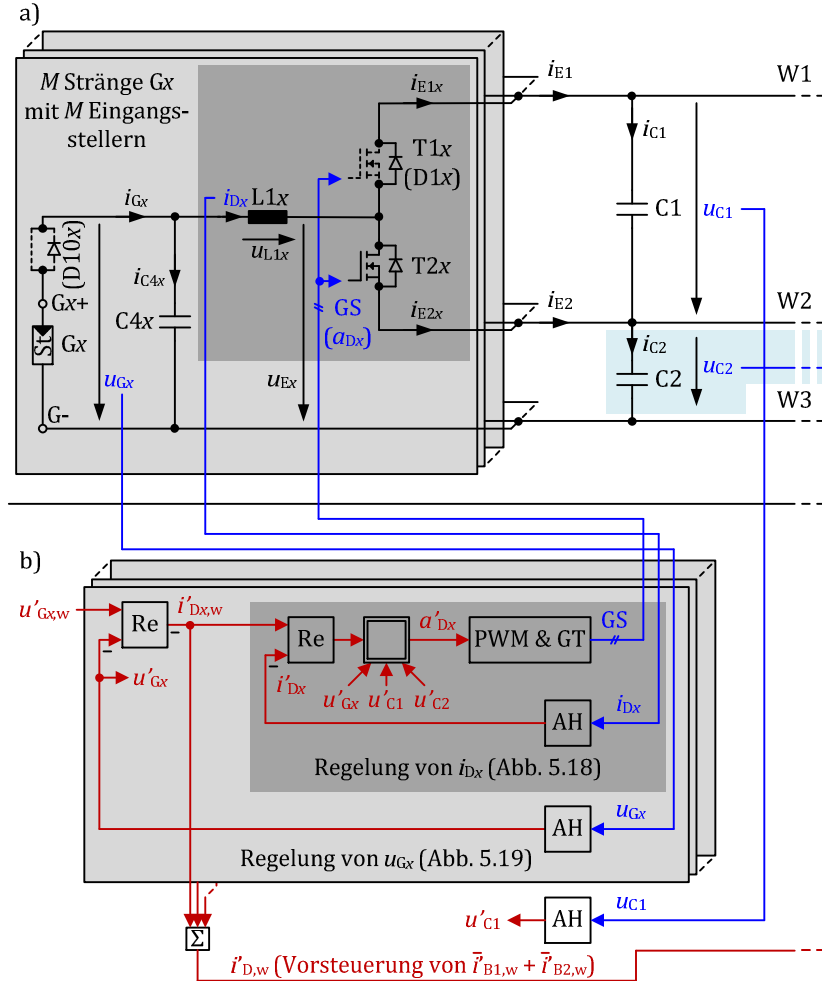
Zur Regelung müssen die folgenden $2M + 5$ Messwerte erfasst werden [9E]:

- M Eingangsspannungen u_{Gx}
- M Drosselströme i_{Dx}
- Kondensatorspannung u_{C1}
- Kondensatorspannung u_{C2}
- Kondensatorspannung u_{C5}
- Netzspannung u_n
- Netzstrom i_n

Der Strom durch die Nachladedrossel $L2$ wird automatisch von der Diode $D9$ bei null abgeschaltet und braucht daher nicht gemessen zu

5.4 Regelung
HILEM-grid Schaltung

werden [9E]. Die Spannung am fliegenden Kondensator C5 muss für die



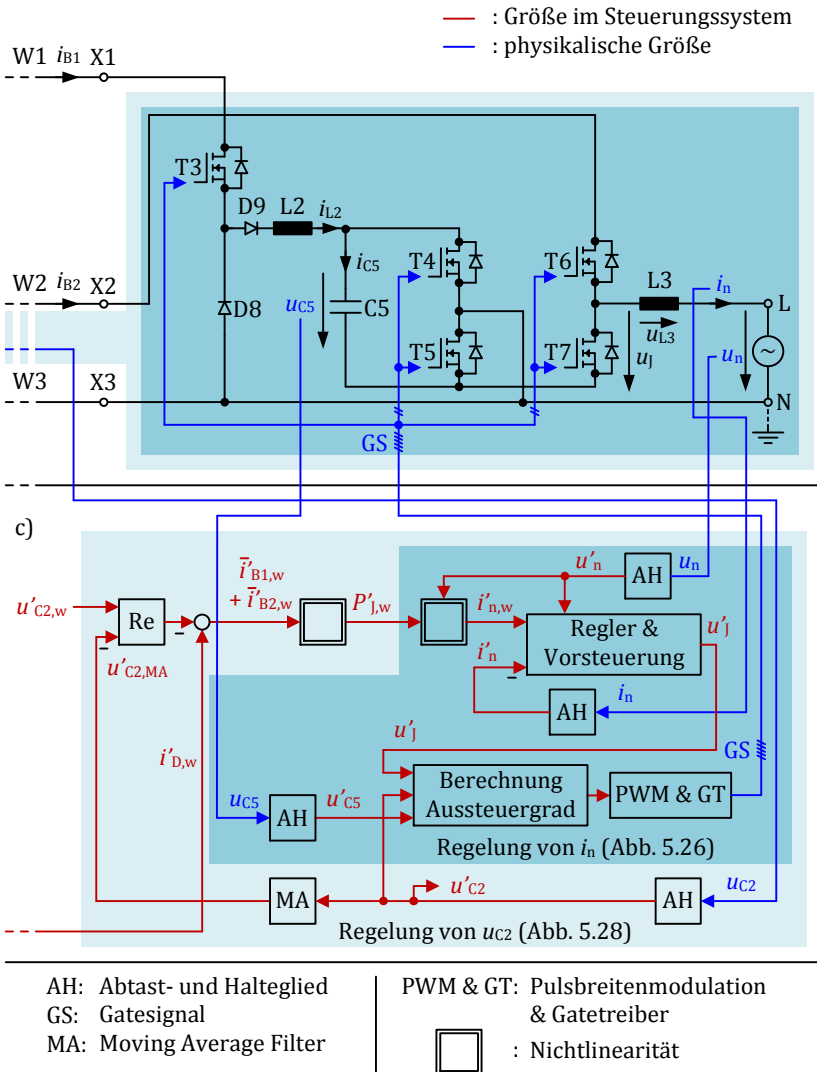


Abbildung 5.25: Übersicht der kaskadierten Reglerstrukturen für die HILEM-grid Schaltung; stark vereinfacht; einphasiger Fall; ohne Begrenzungsbehandlung (basierend auf [9E])

Berechnung der Schaltzeiten an der Wechselstromseite erfasst werden. Sie muss jedoch nicht geregelt werden, da sie sich automatisch einstellt.

Die Regelung benötigt die folgenden Sollwerte [9E]:

- M Sollwerte $u'_{Gx,w}$ für die Eingangsspannungen
- Sollwert $u'_{C2,w}$ für die Spannung am Kondensator C2

Eine vereinfachte Übersicht über die kaskadierte Reglerstruktur findet sich in Abbildung 5.25. Der in b) gezeigte Teil dient zur Regelung der Eingangsspannungen u_{Gx} , während der in c) gezeigte Teil zur Regelung der Kondensatorspannung u_{C2} über den Stelleingriff der ins Netz eingespeisten Leistung dient. Die Spannung am Kondensator C1 stellt sich durch den natürlichen Symmetrieeffekt abhängig von u_G und u_{C2} automatisch ein (Abschnitt 4.9 ab Seite 103 und [4E, 9E]).

5.4.1 Regelung der Eingangsspannungen u_{Gx}

Die Regelung der Eingangsspannungen u_{Gx} erfolgt wie bei der HILEM-2 Schaltung durch Kaskaden aus unterlagerten Stromzustandsreglern und überlagerten PI-Reglern. Die Strukturen aus Abschnitt 5.3.1 (Seite 148), welche in ähnlicher Form auch in [9E] vorgestellt wurden, können unverändert übernommen werden.

5.4.2 Regelung der Kondensatorspannung u_{C2}

Die Regelung der Kondensatorspannung u_{C2} erfolgt über den Stelleingriff der Wechselrichterausgangsleistung. In Abbildung 5.26 ist ein Modell für den Leistungsverlauf an einem einzelnen Phasenmodul dargestellt (siehe auch [9E]). Aus dem Leistungssollwert $P'_{j,w}$ und der gewünschten Phasenverschiebung φ'_{UI} wird zunächst die notwendige Amplitude $i'_{n,w}$ des Netzstroms ermittelt. Aus der Amplitude wird dann der sinusförmige Sollwert $i'_{n,w}$ berechnet. Der Netzstromregelkreis ist in Abbildung 5.27 dargestellt. Der Regler für den Netzstrom i_n soll hier

nicht weiter detailliert werden. Es eignet aber wie bei der HILEM-1 und der HILEM-2 Schaltung z.B. ein Regler der einen verallgemeinerten Integrator [42, 60, 80] zur Unterdrückung von Amplituden- und Phasenfehlern enthält. Weiterhin lässt sich der netzfrequente Anteil der Spannung u_{L3} mit den Werten $\hat{i}'_{n,w}$, u'_n , ω'_n und φ'_{UI} vorsteuern.

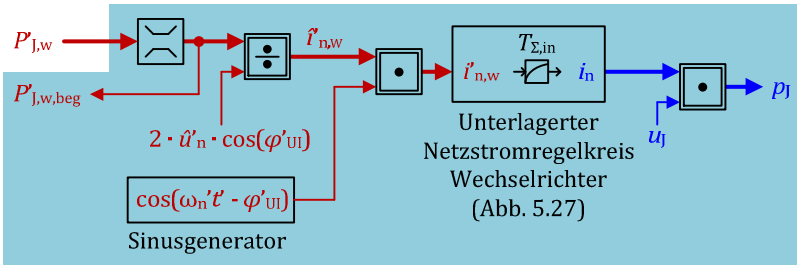


Abbildung 5.26: Einphasiges Modell für den Verlauf der Leistung p_j mit unterlagertem Regelkreis für i_n (basierend auf [9E])

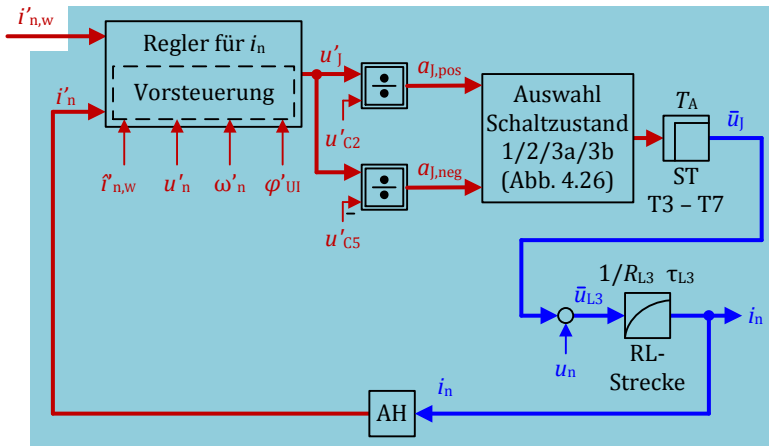


Abbildung 5.27: Regelkreis für i_n ; einphasiger Fall

5.4 Regelung HILEM-grid Schaltung

Die Leistung p_j vor der Netzdrossel L3 berechnet sich zu:

$$p_j = u_j \cdot i_n \quad (5.57)$$

Der Regelkreis für die Kondensatorspannung u_{C2} ist in Abbildung 5.28 dargestellt. Die Spannung u_{C2} ist im einphasigen Fall mit einem hohen Rippel behaftet, weshalb ein Moving Average Filter im Messpfad vorgesehen ist. Die Mittelungszeit ist mit $T_{MA} = 1/f_n$ doppelt so groß wie bei der einphasigen HILEM-1 und HILEM-2 Schaltung gewählt. Dies ist darin begründet, dass bei der HILEM-grid Schaltung eine Periodizität von u_{C2} mit einfacher Netzfrequenz vorhanden ist, während die Periodizität bei den anderen beiden Schaltungen mit doppelter Netzfrequenz auftritt.

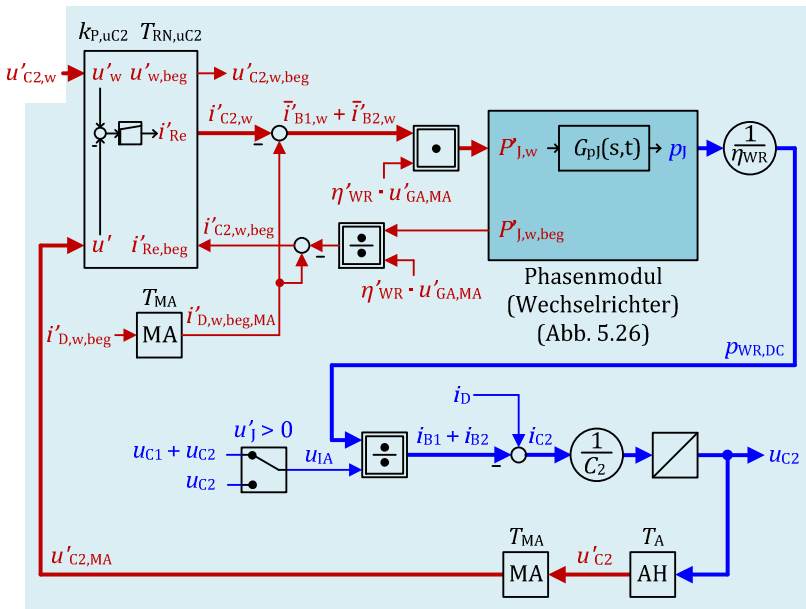


Abbildung 5.28: Regelkreis für u_{C2} (basierend auf [9E])

Sofern man vernachlässigt, dass im Kondensator C5 auch gewisse Energiemengen zwischengespeichert werden, berechnet sich die Summe der Wechselrichtereingangsströme $i_{B1} + i_{B2}$ unter Berücksichtigung eines mittleren Wirkungsgrades η_{WR} basierend auf [9E] zu:

$$i_{B1} + i_{B2} = \frac{1}{\eta_{WR}} \cdot \frac{p_j}{u_{IA}} \quad (5.58)$$

$$u_{IA} = \begin{cases} u_{C2} & \text{für } u'_j > 0 \\ u_{C1} + u_{C2} & \text{für } u'_j \leq 0 \end{cases} \quad (5.59)$$

Der Kondensatorstrom i_{C2} beträgt dann [9E]:

$$i_{C2} = i_D - i_{B1} - i_{B2} \quad (5.60)$$

Der zur Regelung von u_{C2} verwendete Sollwert $P'_{j,w}$ für die Wechselrichterausgangsleistung wird aus dem Sollwert $i'_{C2,w}$ und der Vorsteuerung $i'_{D,w,beg,MA}$ berechnet. Optional kann der Wirkungsgrad η'_{WR} des Phasenmoduls berücksichtigt werden:

$$P'_{j,w} = \eta'_{WR} \cdot u'_{GA,MA} \cdot (i'_{D,w,beg,MA} - i'_{C2,w}) \quad (5.61)$$

Die Größe u_{IA} und damit die Übertragungsfunktion vom Sollwert $P'_{j,w}$ zum Kondensatorstrom i_{C2} ändert sich sprunghaft mit jedem Nulldurchgang der Größe u'_j . Die Größe $u'_{GA,MA}$ stellt einen Art Mittelwert der sich sprunghaft ändernden Größe u_{IA} dar. Sie berechnet sich aus den gemittelten Kondensatorspannungen $u'_{C1,MA}$ und $u'_{C2,MA}$: [9E]

$$u'_{GA,MA} = \frac{2 \cdot u'_{C2,MA} \cdot (u'_{C1,MA} + u'_{C2,MA})}{2 \cdot u'_{C2,MA} + u'_{C1,MA}} \quad (5.62)$$

Die Größen $u'_{C1,MA}$ und $u'_{C2,MA}$ werden mit Moving Average Filtern nach Abbildung 5.29 gebildet [9E].

5.4 Regelung

HILEM-grid Schaltung

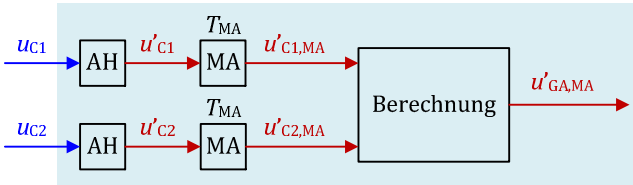


Abbildung 5.29: Berechnung von $u'_{GA,MA}$ [9E]

Die Parameter $k_{P,uC2}$ und $T_{RN,uC2}$ für den PI-Spannungsregler lassen sich nach dem symmetrischen Optimum [82, 84] berechnen. Die Zeitkonstante $T_{\Sigma,iB,MA}$ ergibt sich aus der Ersatzzeitkonstante $T_{\Sigma,in}$ der Führungsübertragungsfunktion des geschlossenen, unterlagerten Netzstromregelkreises und der mittleren Totzeit $T_{MA}/2$ des Moving Average Filters. Die Streckenverstärkung ändert sich aufgrund des springenden Wertes u_{IA} dynamisch im Betrieb. Der Parameter $k_{TRN,uC2}$ ist daher ausreichend groß zu wählen.

$$T_{\Sigma,iB,MA} = T_{\Sigma,in} + \frac{T_{MA}}{2} \quad (5.63)$$

$$T_{RN,uC2} = k_{TRN,uC2} \cdot T_{\Sigma,iB,MA} \quad (5.64)$$

$$k_{P,uC2} = \frac{C_2}{\sqrt{T_{\Sigma,iB,MA} \cdot T_{RN,uC2}}} \quad (5.65)$$

Zur Verringerung des Überschwingens bei sprungförmigen Sollwertänderungen kann für $u'_{C2,w}$ ein PT1-Sollwertfilter mit der Zeitkonstante $T_{RN,uC2}$ verwendet werden.

5.4.3 Sollwertvorgabe

Auch bei der HILEM-grid Schaltung werden die Sollwerte $u'_{Gx,w}$ der Eingangsspannungen von MPP-Tracking Algorithmen vorgegeben [9E]. Abbildung 5.30 verdeutlicht, wie der zugehörige Sollwert $u'_{C2,w}$ gewählt wird.

Der grau markierte Bereich in Abbildung 5.30 beinhaltet alle $u'_{Gx,w}$. Die Kondensatorspannungen u_{C1} und u_{C2} pulsieren um ihre Arbeitspunkte (siehe auch [9E]). Die genauen Verläufe von u_{C1} und u_{C2} werden durch nichtlineare Differentialgleichungen beschrieben, die sich nicht analytisch lösen lassen. Ein Ansatz für eine analytische Näherung findet sich in [4E]. Mit dieser Näherung kann die Höhe der Spannungspulsationen abhängig von der erwarteten Scheinleistung an der Wechselstromseite berechnet werden. Für eine genauere Berechnung der Pulsationshöhe bieten sich Kennfelder an, die z.B. zuvor per Simulation ermittelt werden.

Unter Berücksichtigung einer Regelreserve ergibt sich ein Wert $u_{C2,max}$, der an C2 nicht überschritten werden soll (Abbildung 5.30.b, links). Durch Abzug der entsprechenden Pulsationsamplitude $\Delta u_{C2}/2$ lässt sich ein erster mittlerer Sollwert $u'_{C2,w,1}$ berechnen.

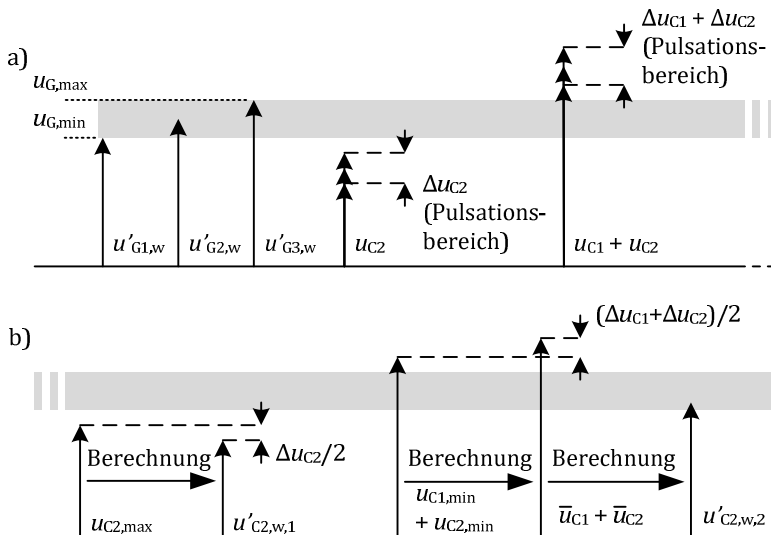


Abbildung 5.30: Sollwertvorgabe von $u'_{C2,w}$

Für die Summenspannung an C1 und C2 ergibt sich ein Wert $u_{C1,\min} + u_{C2,\min}$, der unter Berücksichtigung einer Regelreserve nicht unterschritten werden soll. Aus diesem Wert lässt sich mit der Pulsationsamplitude $(\Delta u_{C1} + \Delta u_{C2})/2$ die minimale Summe der Arbeitspunkte $\bar{u}_{C1} + \bar{u}_{C2}$ berechnen. Der zugehörige mittlere Sollwert $u'_{C2w,2}$ ergibt sich dann aus der folgenden Gleichung:

$$u'_{C2w,2} = \frac{(\bar{u}_{C1} + \bar{u}_{C2}) \cdot u_G}{2 \cdot (\bar{u}_{C1} + \bar{u}_{C2}) - u_G} \quad (5.66)$$

Zuletzt werden die beiden Sollwerte $u'_{C2w,1}$ und $u'_{C2w,2}$ miteinander verglichen. Da die Summe $u_{C1} + u_{C2}$ mit abnehmenden u_{C2} größer wird, muss der kleinere von beiden Sollwerten der Regelung zugeführt werden.

6 Versuchsaufbau

In diesem Kapitel wird ein modularer Versuchsaufbau vorgestellt, der zum Test der HILEM-1, der HILEM-2 und der HILEM-grid Schaltung verwendet wird. Eine Übersicht ist in Abbildung 6.1.a zu finden.

Die leistungselektronischen Komponenten sind als Einschubplatinen für einen 19" Baugruppenträger ausgeführt und können flexibel miteinander verdrahtet werden. Abbildung 6.2.d zeigt die Komponenten im eingebauten Zustand. Abbildung 6.2.a zeigt eine Einschubplatine mit zwei MOSFET-Brückenzeigen (siehe auch [8E, 9E]). Diese wurde im Rahmen der studentischen Arbeiten [14S, 15S] entwickelt und wird in der HILEM-1, der HILEM-2 und der HILEM-grid Schaltung für die Eingangs- bzw. Ausgangsstelle verwendet. Ein 3,7kVA Phasenmodul für die HILEM-grid Schaltung ist in Abbildung 6.2.b gezeigt (siehe auch [9E]). Abbildung 6.2.c zeigt einen 3,7kVA Wechselrichter, der als H-Brücke ausgeführt ist und ebenfalls im Rahmen der Arbeiten [14S, 15S] aufgebaut wurde. Dieser wird bei verschiedenen Messungen an den Ausgang der HILEM-1 bzw. HILEM-2 Schaltung angeschlossen und speist dann wie in Abbildung 5.11 (Seite 132) und [8E] einphasig ins Netz ein.

Die leistungselektronischen Anschlüsse sind über zusätzliche Schütze nach außen geführt. Die Zuordnungen der Klemmen G_x+ , $G-$, L und N finden sich in Abbildung 4.4 (HILEM-1 Schaltung, Seite 44), Abbildung 4.9 (HILEM-2 Schaltung, Seite 57), Abbildung 5.11 (H-Brücke, Seite 132) und Abbildung 4.24 (HILEM-grid Schaltung, Seite 91). Gleichstromseitig wird entweder ein Labornetzteil oder ein dreisträngiger Solargenerator angeschlossen. Wechselstromseitig kann entweder direkt oder über einen Trenntrafo ins Netz eingespeist werden. Zur Steuerung und Regelung wird das am Elektrotechnischen Institut entwickelte „ETI-DSP-System“ verwendet (Abbildung 6.1). Dieses basiert auf einem digitalen Signalprozessor des Typs „TMS320C6748“ von „Texas Instruments“. Soll- und Messwerte können dabei von einem PC aus vorgegeben bzw. ausgelesen werden. Nähere Informationen zum ETI-DSP-System finden

sich in [39]. Das DSP-System, die Gate-Units und die Schütze werden separat aus dem Netz versorgt. Die Auslegungsdaten und verwendeten Bauteile der verschiedenen Schaltungen sind in Tabelle 6.1 - Tabelle 6.3 aufgeführt.

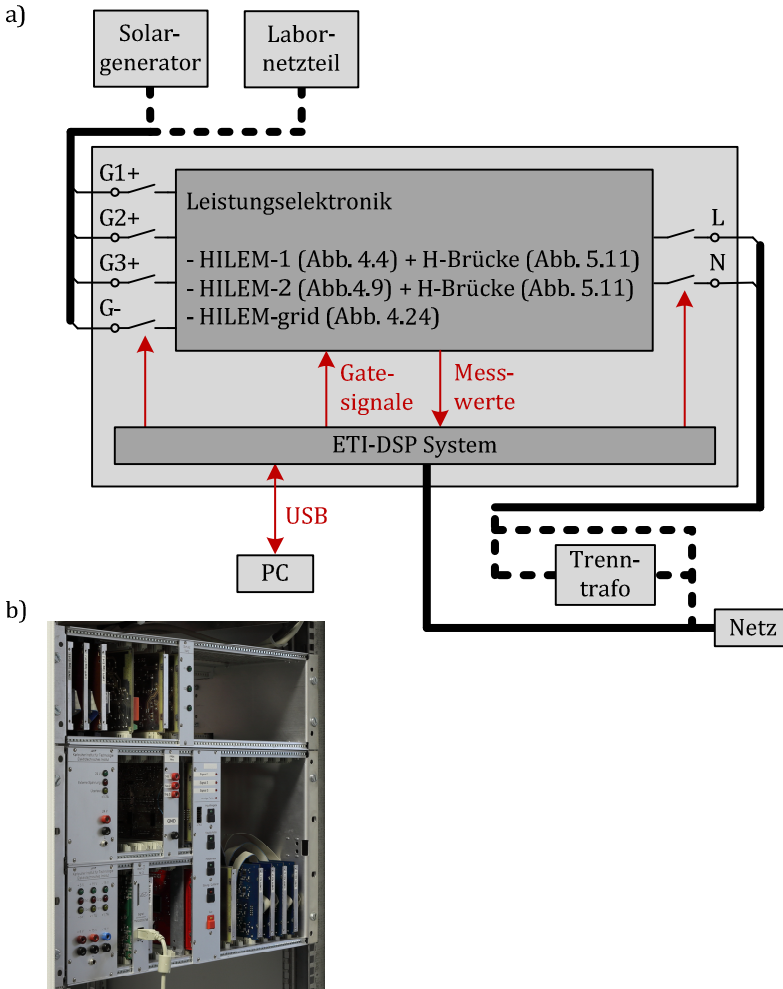


Abbildung 6.1: Versuchsaufbau: Übersicht (a), ETI-DSP-System (b)

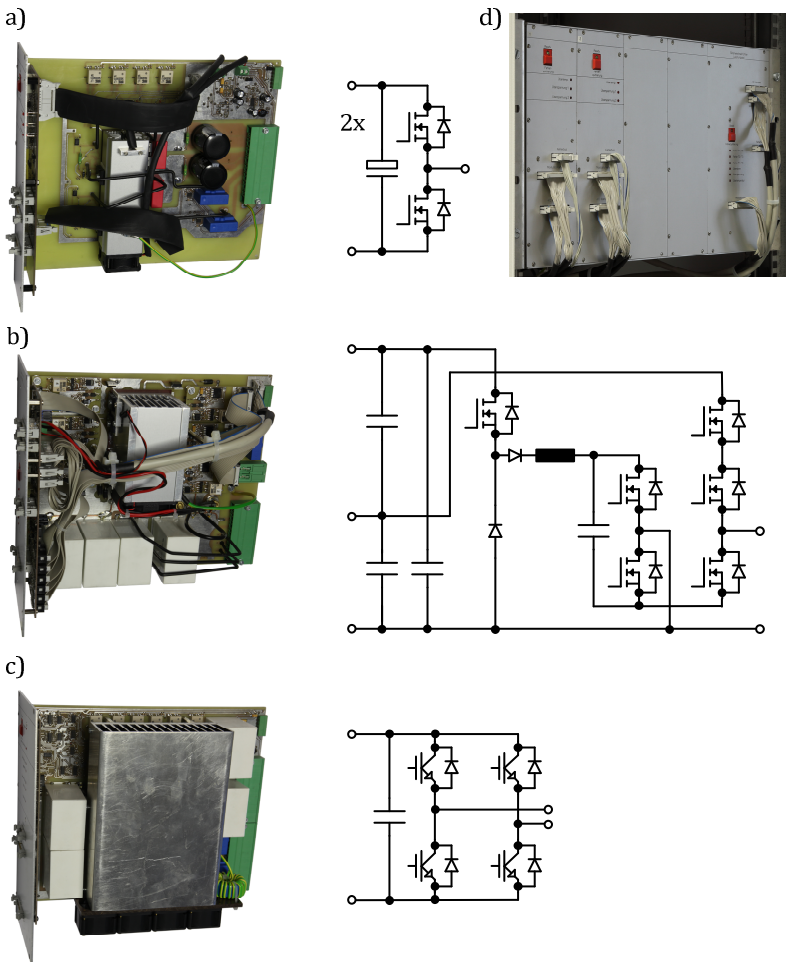


Abbildung 6.2: Versuchsaufbau: MOSFET-Brückenzeige (a), Phasenmodul (b), H-Brücke (c), Baugruppenträger mit eingebauter Leistungselektronik (d); (siehe auch Versuchsaufbauten in [8E], [9E])

6 Versuchsaufbau

HILEM-1 Schaltung		
Auslegungsgröße	Symbol	Wert
Anzahl Stränge	M	3
Maximale Eingangsspannung	$u_{G,\max}^*$	850V
Maximale Differenzspannung	$u_{G,\max} - u_{G,\min}$	120V
Maximaler Summeingangsstrom	$i_{G,\max}$	32A
Maximale Eingangsleistung	$p_{G,\max}$	27,2kW
Bauteil	Wert / Bezeichnung	Kommentar
T1x, T2x	Infineon IPP320N20N3G	Si-MOSFET $u_{DS,\max} = 200V$ $i_{D@T_C=100^\circ C} = 22A$ $R_{DS(on)} = 32m\Omega$ [25D]
T3, T4	Infineon IPP110N20N3G	Si-MOSFET $u_{DS,\max} = 200V$ $i_{D@T_C=100^\circ C} = 63A$ $R_{DS(on)} = 10,7m\Omega$ [24D]
L1x	720 μ H	$\Delta i_{Dx,\max} = 2,82A$ bei $u_{C1} = 130V$ und $f_{sw} = 16kHz$ (entspricht $\delta_i = 26,4\%$ bei $i_{Gx,\max} = 32A/3 = 10,67A$)
C1	8800 μ F / 160V	Elektrolytkondensator
C3	500 μ F / 900V	Folienkondensator; Auslegung zur Pufferung pulsierender Leistung eines einphasigen 3,7kVA / 50Hz Wechselrichters
C4x	50 μ F / 900V	Folienkondensator

Tabelle 6.1: Auslegungsdaten und Bauteile der HILEM-1 Schaltung (die Schaltung aus [8E] ist ähnlich ausgelegt)

HILEM-2 Schaltung		
Auslegungsgröße	Symbol	Wert
Anzahl Stränge	M	3
Maximale Eingangsspannung	$u_{G,\max}^*$	850V
Maximale Differenzspannung	$u_{G,\max} - u_{G,\min}$	120V
Maximaler Summeneingangsstrom	$i_{G,\max}$	32A
Maximale Eingangsleistung	$p_{G,\max}$	27,2kW
Bauteil	Wert / Bezeichnung	Kommentar
L2	240 μ H	$\Delta i_{F,\max} = 8,46A$ bei $u_{C1} = 130V$ und $f_{sw} = 16kHz$ (entspricht $\delta_i = 26,4\%$ bei $\bar{i}_{F,\max} = 32A$)
C2	100 μ F / 900V	Folienkondensator
Alle anderen Bauteile: siehe Tabelle 6.1		

Tabelle 6.2: Auslegungsdaten und Bauteile der HILEM-2 Schaltung

HILEM-grid Schaltung		
Auslegungsgröße	Symbol	Wert
Anzahl Stränge	M	3
Min. Eingangsspannung im MPP	$u_{G,\min}$	400V
Max. Eingangsspannung im MPP	$u_{G,\max}^*$	800V
Nennscheinleistung einphasig	$S_{n,N}$	3,7kVA
Netzspannung	U_n	230V
Netzfrequenz	f_n	50Hz

6 Versuchsaufbau

Bauteil	Wert / Bezeichnung	Kommentar
T1x, T2x	Infineon IPP320N20N3G	Si-MOSFET $u_{DS,max} = 200V$ $i_{D@T_c=100^\circ C} = 22A$ $R_{DS(on)} = 32m\Omega$ [25D]
T3, T5	CREE C2M0025120D	SiC-MOSFET $u_{DS,max} = 1200V$ $i_{D@T_c=100^\circ C} = 60A$ $R_{DS(on)} = 25m\Omega$ [19D]
T4, T7	CREE C2M0040120D	SiC-MOSFET $u_{DS,max} = 1200V$ $i_{D@T_c=100^\circ C} = 40A$ $R_{DS(on)} = 40m\Omega$ [20D]
T6	2x CREE C2M0040120D in Reihe	SiC-MOSFET $u_{DS,max} = 1200V$ $i_{D@T_c=100^\circ C} = 40A$ $R_{DS(on)} = 40m\Omega$ [20D]
D9	IXYS DSEI60-02A	$u_{RRM} = 200V$ $i_{FAVM@T_c=85^\circ C} = 69A$ [22D]
L1x	720 μ H	Test der Regelung in Abschnitt 7.1.3 und 7.2.2 $\Delta i_{Dx,max} = 1,88A$ bei $u_{C1} = 130V$ und $f_{sw} = 24kHz$ (entspricht $\delta_i = 58,8\%$ bei $i_{Gx,max} = 3,2A$ und einer Nennleistung von $P_n = 3,7kW$)
L1x	2,6mH	Wirkungsgradmessung in Abschnitt 7.4 $\Delta i_{Dx,max} = 0,52A$ bei $u_{C1} = 130V$ und $f_{sw} = 24kHz$ (entspricht $\delta_i = 16,3\%$ bei $i_{Gx,max} = 3,2A$ und einer Nennleistung von $P_n = 3,7kW$)

HILEM-grid Schaltung		
Bauteil	Wert / Bezeichnung	Kommentar
L2	Coilcraft SER2011-501ML (500nH)	+ zusätzliche parasitäre Leitungsinduktivität
L3	5mH	
C1	8850 μ F / 160V	Elektrolytkondensator + paralleler Folienkondensator
C2	450 μ F / 900V	Folienkondensator
C3, C4x, C5	50 μ F / 900V	Folienkondensator

Tabelle 6.3: Auslegungsdaten und Bauteile der HILEM-grid Schaltung (die Schaltung aus [9E] ist ähnlich ausgelegt)

Die Regelungsalgorithmen sind nach Kapitel 5 programmiert. Die für die verschiedenen Schaltungen verwendeten Parameter sind in Tabelle 6.4 - Tabelle 6.6 zu finden. Die Sollwerte $u'_{Gx,w}$ für die Eingangsspannungen werden rampenförmig von den MPP-Tracking Algorithmen vorgegeben, so dass an dieser Stelle keine Führungsgrößenfilter verwendet werden.

Die Spannungs- und Strommesswerte werden im DSP-System von A/D-Wandlern des Typs „Texas Instruments THS1206“ mit 12 Bit und 1,5 MS/s erfasst. Zur Erhöhung der Auflösung und zur Störunterdrückung wird eine Mittelwertbildung mehrerer Messwerte angewandt. Diese erstreckt sich, abhängig von der weiteren Verwendung, über 8 Einzelmesswerte in einem Zeitraum von 4,7 μ s oder über eine komplette Pulsperiode.

6 Versuchsaufbau

HILEM-1 Schaltung		
	Parameter	Zeit / Zeitkonstante
Abtastfrequenz HILEM Schaltung	$f_A = 16\text{kHz}$	$T_A = 62,5\mu\text{s}$
Schaltfrequenz HILEM Schaltung	$f_{sw1} = 16\text{kHz}$ $f_{sw2} = 32\text{kHz}$ (umschaltbar)	
Abtastfrequenz Wechselrichter	$f_{A,n} = 8\text{kHz}$	$T_{A,n} = 125\mu\text{s}$
Schaltfrequenz Wechselrichter	$f_{sw,n} = 8\text{kHz}$	
Stromregler i_{Dx} (L1x)	$z_{w,iDx} = 0,286$ $z_{St,iDx} = 0,594$	$\tau_{w,iDx} = 50\mu\text{s}$ $\tau_{St,iDx} = 120\mu\text{s}$
Stromregler i_n (Netzstrom)		$T_{\Sigma,in} = 330\mu\text{s}$
Spannungsregler u_{Gx}	$k_{TRN,uGx} = 6$	$T_{RN,uGx} = 1,05\text{ms}$
Spannungsregler u_A	$k_{TRN,uA} = 6$	$T_{RN,uA} = 32,0\text{ms}$
Spannungsregler u_{C1}	$k_{TRN,uC1} = 16$	$T_{RN,uC1} = 294\text{ms}$
Führungsgrößenfilter für $u'_{C1,w}$		$T_{PT1,uC1,w} = 294\text{ms}$

Tabelle 6.4: Parameter der HILEM-1 Schaltung und des am DC-Ausgang angeschlossenen einphasigen Wechselrichters für die Messungen in Abschnitt 7.1 und 7.2

HILEM-2 Schaltung		
	Parameter	Zeit / Zeitkonstante
Stromregler i_F (L2)	$z_{w,iF} = 0,286$ $z_{St,iF} = 0,594$	$\tau_{w,iF} = 50\mu\text{s}$ $\tau_{St,iF} = 120\mu\text{s}$
Spannungsregler u_{C2}	$k_{TRN,uC2} = 9$	$T_{RN,uC2} = 1,57\text{ms}$
Führungsgrößenfilter für $u'_{C2,w}$		$T_{PT1,uC2,w} = 1,57\text{ms}$
Alle weiteren Parameter: siehe Tabelle 6.4		

Tabelle 6.5: Parameter der HILEM-2 Schaltung für die Messungen in Abschnitt 7.1 und 7.2

HILEM-grid Schaltung		
	Parameter	Zeit / Zeitkonstante
Abtastfrequenz	$f_A = 12\text{kHz}$	$T_A = 83,3\mu\text{s}$
Schaltfrequenz T1x - T2x	$f_{sw1..2} = 24\text{kHz}$	
Schaltfrequenz T3 - T7	$f_{sw3..7} = 12\text{kHz}$	
Stromregler i_{Dx} (L1x)	$z_{w,iDx} = 0,189$ $z_{St,iDx} = 0,499$	$\tau_{w,iDx} = 50\mu\text{s}$ $\tau_{St,iDx} = 120\mu\text{s}$
Stromregler i_n (Netzstrom)		$T_{\Sigma,in} = 247\mu\text{s}$
Spannungsregler u_{Gx}	$k_{TRN,uGx} = 6$	$T_{RN,uGx} = 1,3\text{ms}$
Spannungsregler u_{C2}	$k_{TRN,uC2} = 9$	$T_{RN,uC2} = 92\text{ms}$
Führungsgrößenfilter für $u'_{C2,w}$		$T_{PT1,uC2,w} = 92\text{ms}$

Tabelle 6.6: Parameter der HILEM-grid Schaltung für die Messungen der Regelungseigenschaften in Abschnitt 7.1 und 7.2. Die Wirkungsgradmessungen in Abschnitt 7.4 werden aufgrund anderer Drosseln L1x mit abweichenden Reglerparametern durchgeführt.

7 Versuchsergebnisse

In diesem Kapitel werden Versuchsergebnisse zur HILEM-1, zur HILEM-2 und zur HILEM-grid Schaltung gezeigt. Zunächst wird untersucht, wie die kaskadierten Reglerstrukturen auf sprungförmige Änderungen der Eingangsströme reagieren. Um die Unterschiede zwischen der HILEM-1 und der HILEM-2 Schaltung zu verdeutlichen, werden die Spannungsverläufe an den Sammelleitungen W1 - W3 betrachtet. Bei der HILEM-grid Schaltung wird zusätzlich die Blindleistungsfähigkeit nachgewiesen. Danach werden die Wirkungsgrade aller drei Topologien ermittelt. Abschließend wird eine Gesamtsystemerprobung mit der HILEM-1 Schaltung und einem realen Solargenerator durchgeführt. Diese Erprobung wird dazu genutzt, um zu untersuchen welcher Mehrertrag sich bei Teilverschattung durch ein individuelles MPP-Tracking erzielen lässt.

7.1 Dynamisches Verhalten der Regelung – Ausfall eines Strangs

Die Reglerstrukturen der HILEM Schaltungen müssen dazu in der Lage sein, die Eingangsspannungen u_{Gx} bei veränderlichen Eingangsströmen i_{Gx} konstant zu halten. Die Sollwerte für die Spannungen u_{Gx} werden von den MPP-Tracking Algorithmen vorgegeben und verändern sich normalerweise nur langsam. Dagegen können sich die Eingangsströme i_{Gx} durch Schattenwurf oder durch das Öffnen eines DC-Lasttrennschalters relativ schnell um hohe Beträge verändern.

Das dynamische Verhalten der Regelung bei plötzlichem Ausfall eines Solarmodulstrangs wird mit einem Versuchsaufbau nach Abbildung 7.1 getestet. Die Prüflinge werden dabei aus einem Labornetzteil gespeist. Die Eingänge $Gx+$ sind über Widerstände voneinander entkoppelt, so dass verschiedene Eingangsspannungen u_{Gx} eingeregelt werden können. Die Einspeisung ins Netz erfolgt einphasig. Dadurch kann gezeigt

7.1 Versuchsergebnisse

Dynamisches Verhalten der Regelung – Ausfall eines Strangs

werden, wie sich die Schaltung verhält, wenn sie pulsierende Leistung puffert. Weiterhin ist aus regelungstechnischer Sicht der einphasige Fall anspruchsvoller als der dreiphasige Fall, da die dann benötigten Moving Average Filter zu zusätzlichen Totzeiten führen. Die Leistung an der Wechselstromseite beträgt zunächst 3,7kW bei geschlossenem Schalter S1. Der Schalter wird im Verlauf der Messung geöffnet, um die Antwort auf einen Störgrößensprung zu erfassen.

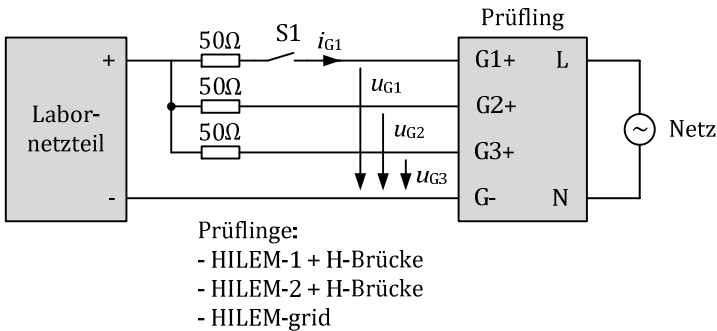


Abbildung 7.1: Versuchsaufbau zur Untersuchung des Verhaltens bei Ausfall eines Solarmodulstrangs

7.1.1 HILEM-1 Schaltung

Abbildung 7.2 zeigt das dynamische Verhalten der HILEM-1 Schaltung (Abbildung 4.4 auf Seite 44) bei plötzlichem Ausfall eines Strangs. Größen mit Apostroph (') sind abgetastete Werte des Steuerungssystems, Größen ohne Apostroph sind mit einem Oszilloskop gemessen. Am Gleichspannungsausgang der HILEM-1 Schaltung ist eine H-Brücke angeschlossen. Diese speist aus Sicherheitsgründen und zur Vermeidung von kapazitiven Ableitströmen am Laboraufbau über einen Trenntransformator ins Netz ein. Bei einem kommerziellen Produkt würde dieser Trenntransformator natürlich wegfallen.

Die Eingangssteller der HILEM-1 Schaltung sind eigentlich für Leistungen von bis zu 27,2kW ausgelegt (siehe Kapitel 6). In diesem Versuch ist die Leistung aber durch die H-Brücke auf 3,7kW begrenzt, wodurch sich kleinere zulässige Eingangsströme $i_{Gx,max}$ ergeben. Damit die bezogenen Stromripple $\delta_i = \Delta i_{Dx,max} / i_{Gx,max}$ in einem sinnvollen Bereich liegen, würde man in diesem Fall eigentlich größere Drosseln L_{1x} wählen. Die Werte von 720 μ H werden jedoch beibehalten, um zu zeigen dass die gewählte Reglerstruktur mit Stromzustandsregler auch bei kleinen Werten von L_{1x} und C_{4x} , sowie hohen Pulsationen auf der Wechselrichtereingangsspannung u_A in der Lage ist, die Eingangsspannungen u_{Gx} konstant zu halten.

In Teil a) der Abbildung 7.2 ist der Eingangsstrom i_{G1} dargestellt. Dieser wird zur Ermittlung des dynamischen Verhaltens bei $t = 0$ abgeschaltet.

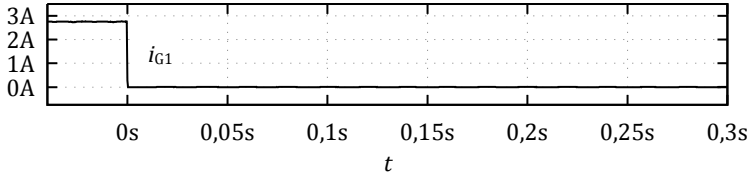
Teil b) zeigt die Ströme $i'_{D1}..i'_{D3}$ in den Eingangsdrosseln, sowie den Summenstrom $i'_b = i'_{D1} + i'_{D2} + i'_{D3}$. Ebenfalls dargestellt ist der Sollwert $i'_{A,w}$ des Wechselrichtereingangsstroms.

In Teil c) sind die drei Eingangsspannungen $u'_{G1}..u'_{G3}$ gezeigt. Die Spannung u'_{G1} zeigt einen kleinen Einbruch zum Zeitpunkt des Abschaltens. Sie wird aber schnell wieder auf ihren Sollwert von 500V eingeregelt. Die Ausgangsspannung u'_A ist aufgrund der einphasigen Leistungseinspeisung von einem Rippel doppelter Netzfrequenz überlagert. Der DC-Kondensator C3 ist dabei mit 135 μ F/kW relativ klein für einen einphasigen Wechselrichter. Es ist zu erkennen, dass der Rippel doppelter Netzfrequenz auf den Eingangsspannungen $u'_{G1}..u'_{G3}$ trotz kleiner Drosseln L_{1x} und kleiner Kondensatoren C_{4x} von nur 50 μ F sehr gut von der Regelung unterdrückt wird. Dies kann gegenüber konventionellen einphasigen Wechselrichterschaltungen (z.B. gegenüber solchen aus Abschnitt 2.2.1 ab Seite 21) zu einem Mehrertrag führen, da sich die Spannungen am Solargenerator nicht permanent mit doppelter Netzfrequenz um den MPP herum bewegen [8E].

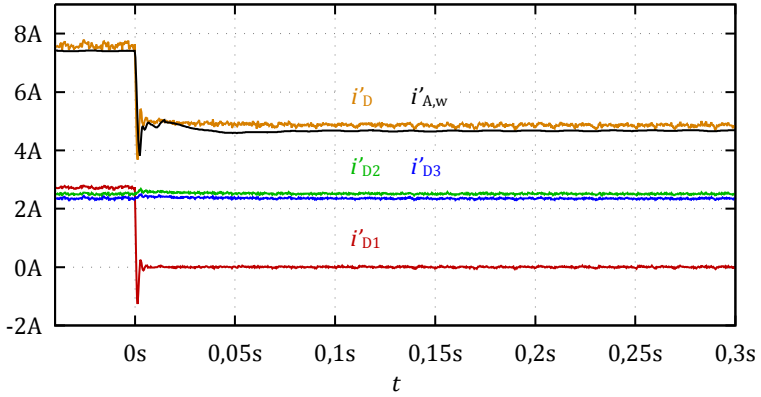
7.1 Versuchsergebnisse

Dynamisches Verhalten der Regelung – Ausfall eines Strangs

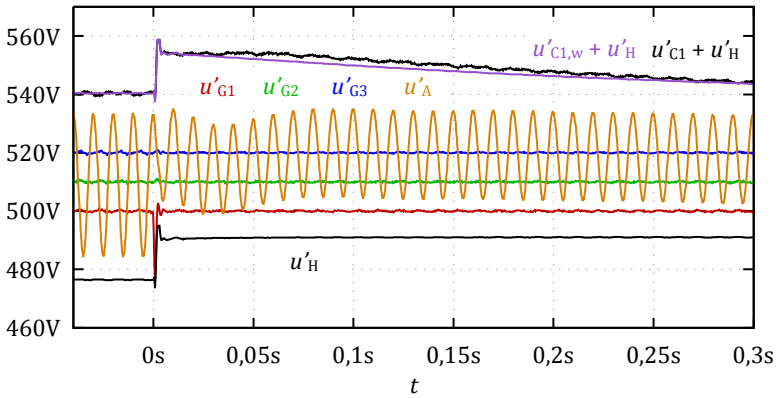
a)



b)



c)



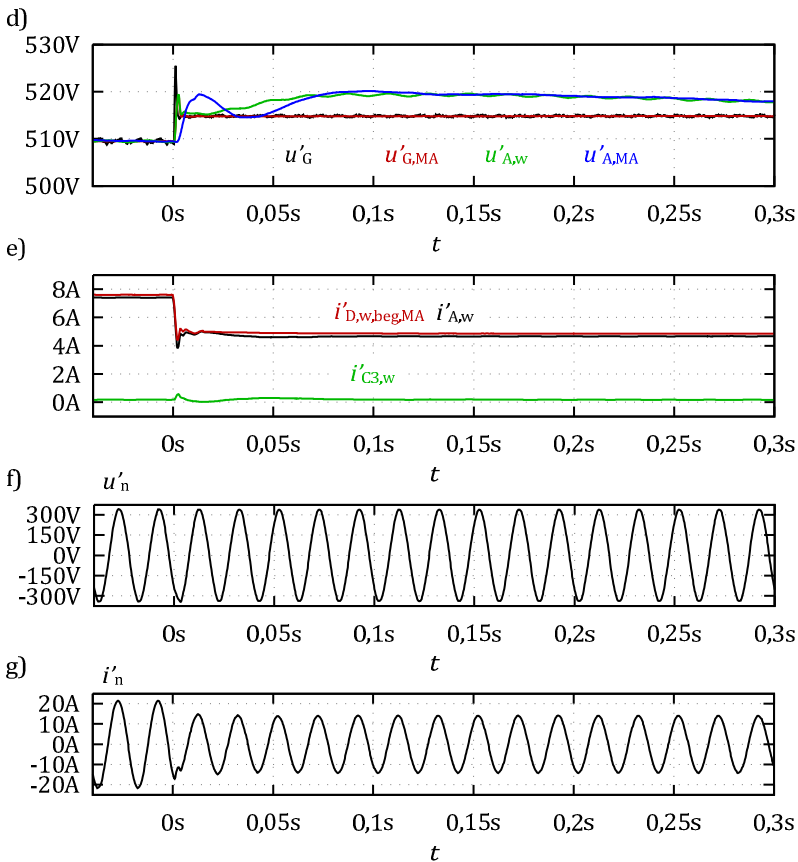


Abbildung 7.2: HILEM-1 Schaltung: Verhalten der Regelung bei Ausfall eines Strangs

Der Wert von u'_H wird in c) so eingestellt, dass stets eine Regelreserve zu u'_{Gx} und u'_A verbleibt. In violett ist die Summe des Sollwerts $u'_{C1,w}$ und der Größe u'_H dargestellt. Der Sollwert $u'_{C1,w}$ ist bereits mit einem PT1-Führungsgrößenfilter geglättet. Auch hier verbleibt eine Regelreserve zu u'_{Gx} und u'_A . Die Summe aus dem Istwert u'_{C1} und u'_H ist in schwarz dargestellt.

7.1 Versuchsergebnisse

Dynamisches Verhalten der Regelung – Ausfall eines Strangs

Teil d) zeigt in grün den Sollwert $u'_{A,w}$ der Ausgangsspannung u_A . Dieser wird vom überlagerten Regelkreis für die Kondensatorspannung C1 bereitgestellt (siehe Abbildung 5.14 auf Seite 139). Die Ersatzgröße u'_G wird per Moving Average Filter geglättet und als $u'_{G,MA}$ zur Vorsteuerung benutzt. Das Filter ist auf eine Glättungszeit von 10ms eingestellt, welche bei sprungartigen Veränderungen der Eingangsgröße u'_G kurzzeitig auf 2ms verkürzt wird. Durch die dynamische Anpassung der Glättungszeit kann schnell auf hohe Leistungssprünge reagiert werden, welche nur selten vorkommen.

Die Größe $u'_{A,w}$ zeigt eine leichte 50Hz Komponente. Dies ist keine Schwingneigung, sondern auf eine netzfrequente Einstreuung in die Messelektronik zurückzuführen, welche von den Moving Average Filtern mit 10ms Glättungszeit nicht eliminiert werden kann. Aufgrund der kleinen Amplitude wurde von weiteren Gegenmaßnahmen abgesehen.

Die Differenz zwischen dem Sollwert $u'_{A,w}$ und dem geglätteten Wert $u'_{A,MA}$ wird auf einen PI-Regler geführt (siehe Abbildung 5.10 auf Seite 132). Die entsprechende Reglerausgangsgröße $i'_{C3,w}$ ist in e) dargestellt. Die Vorsteuerung $i'_{D,w,beg,MA}$ abzüglich der Größe $i'_{C3,w}$ ergibt den Sollwert $i'_{A,w}$ des Wechselrichtereingangsstroms. Der Wert $i'_{D,w,beg,MA}$ wird von einem Moving Average Filter geglättet. Dieses ist auf eine Glättungszeit von 10ms eingestellt, welche bei sprungartigen Veränderungen der Eingangsgröße $i'_{D,w,beg}$ kurzzeitig auf 2ms verkürzt wird.

Die Netzspannung u'_n und der abgetastete Netzstrom i'_n sind in f) und g) dargestellt. Durch den überwiegend glatten Sollwert $i'_{A,w}$ des Wechselrichtereingangsstroms ergibt sich eine sehr gute Sinusform von i'_n .

7.1.2 HILEM-2 Schaltung

Das Verhalten der HILEM-2 Schaltung (Abbildung 4.9 auf Seite 57) bei sprungförmiger Änderung eines Eingangsstroms ist in Abbildung 7.3 dargestellt. Am Ausgang befindet sich wieder eine H-Brücke, welche über einen Trenntransformator maximal 3,7kW einphasig ins Netz einspeist. Wie bei der HILEM-1 Schaltung sind auch hier die Induktivitätswerte L_{1x} und L_2 für höhere Leistungen von bis zu 27,2kW ausgelegt.

Teil a) zeigt den Eingangsstrom i_{G1} des ersten Strangs, der bei $t = 0$ abgeschaltet wird. Während bei der HILEM-1 Schaltung der Ausgangsstrom i_D direkt von den Strömen durch die eingangsseitigen Drosseln L_{1x} abhängt, wird der Ausgangsstrom i_F bei der HILEM-2 Schaltung separat geregelt. Die abgetasteten Werte i'_{Dx} und i'_F , sowie der Sollwert $i'_{A,w}$ des Wechselrichtereingangsstroms sind in b) dargestellt.

Die Eingangsspannungen u'_{Gx} sind in c) dargestellt. Diese werden trotz der hohen Pulsationen auf der Wechselrichtereingangsspannung u'_A konstant gehalten. Die Sollwerte $u'_{C1,w}$ und $u'_{C2,w}$ sind bereits mit einem PT1-Führungsgrößenfilter geglättet, wobei die Zeitkonstante für $u'_{C1,w}$ deutlich größer als für $u'_{C2,w}$ ist. Auch hier wird eine Regelreserve zu u'_{Gx} und u'_A eingehalten. Die zugehörigen Istwerte u'_{C1} und $u'_{C1} + u'_{C2}$ sind in schwarz dargestellt.

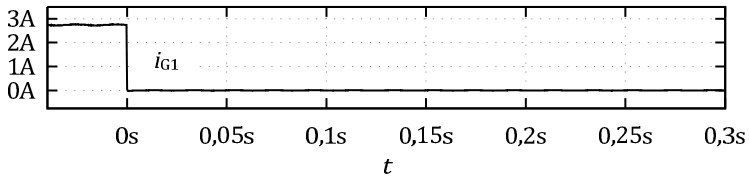
Teil d) zeigt wichtige Größen des Regelkreises für die Kondensatorspannung C2 (siehe Abbildung 5.21 auf Seite 150). Der Sollwert $i'_{F,w}$ für den Strom durch die Drossel L2 setzt sich dabei aus der Vorsteuerung $i'_{D,w,beg}$ abzüglich der Reglerausgangsgröße $i'_{C2,w}$ zusammen.

Teil e) zeigt in grün den Sollwert $u'_{A,w}$ der Ausgangsspannung u_A . Dieser wird vom überlagerten Regelkreis für die Kondensatorspannung C1 bereitgestellt (siehe Abbildung 5.23 auf Seite 152). Die Ersatzgröße u'_G

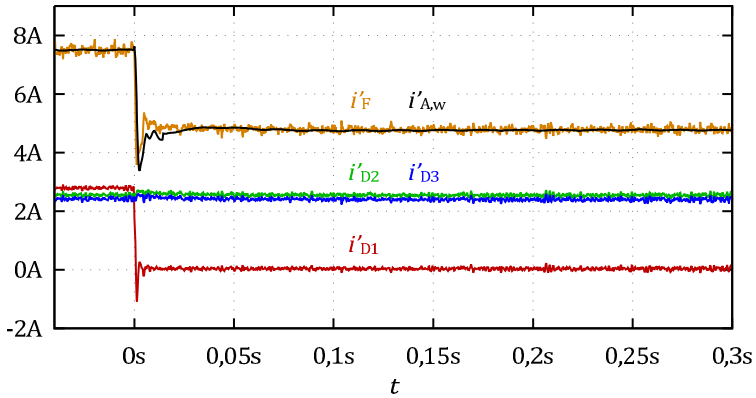
7.1 Versuchsergebnisse

Dynamisches Verhalten der Regelung – Ausfall eines Strangs

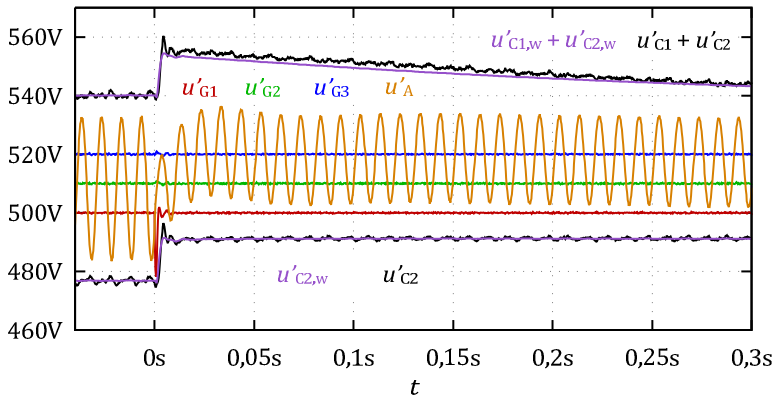
a)



b)



c)



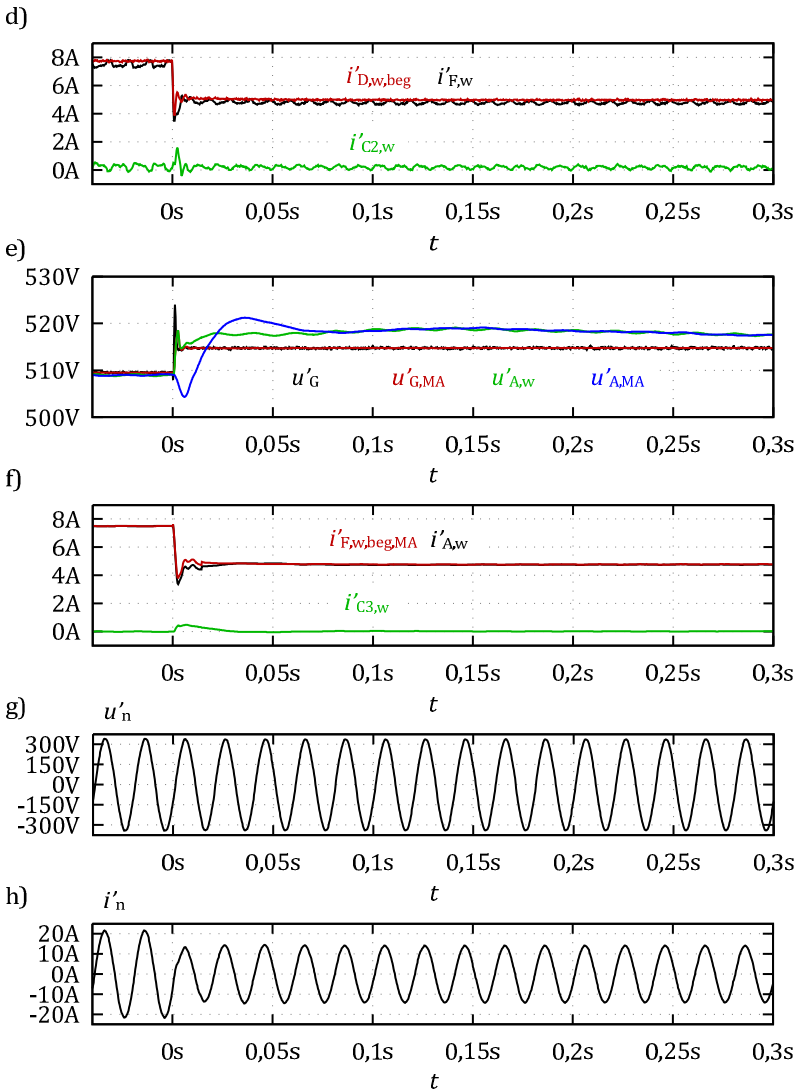


Abbildung 7.3: HILEM-2 Schaltung: Verhalten der Regelung bei Ausfall eines Strangs

wird per Moving Average Filter geglättet und als $u'_{G,MA}$ zur Vorsteuerung benutzt. Das Filter ist auf eine Glättungszeit von 10ms eingestellt, welche bei sprunghaften Veränderungen der Eingangsgröße u'_G kurzzeitig auf 2ms verkürzt wird.

Die Differenz zwischen dem Sollwert $i'_{A,w}$ und dem geglätteten Wert $u'_{A,MA}$ wird auf einen PI-Regler geführt (siehe Abbildung 5.22 auf Seite 151). Die entsprechende Reglerausgangsgröße $i'_{C3,w}$ ist in f) dargestellt. Die Vorsteuerung $i'_{F,w,beg,MA}$ abzüglich der Größe $i'_{C3,w}$ ergeben den Sollwert $i'_{A,w}$ des Wechselrichtereingangsstroms. Der Wert $i'_{F,w,beg,MA}$ wird von einem Moving Average Filter geglättet. Dieses ist wieder auf eine Glättungszeit von 10ms eingestellt, welche bei sprunghaften Veränderungen der Eingangsgröße $i'_{F,w,beg}$ kurzzeitig auf 2ms verkürzt wird.

Die Netzspannung u'_n und der zugehörige abgetastete Netzstrom i'_n sind in g) und h) gezeigt. Auch hier zeigt der Verlauf von i'_n eine sehr gute Sinusform.

7.1.3 HILEM-grid Schaltung

Abbildung 7.4 zeigt das dynamische Verhalten einer einphasigen HILEM-grid Schaltung (Abbildung 4.24, Seite 91), welche ohne Trenntransformator direkt ins 230V Netz einspeist. Zum Zeitpunkt $t = 0$ wird der Eingangsstrom i_{G1} abgeschaltet.

Teil a) zeigt den Verlauf von i_{G1} . Die abgetasteten Drosselströme $i'_{D1} \dots i'_{D3}$ sowie der Summenstrom $i'_D = i'_{D1} + i'_{D2} + i'_{D3}$ sind in b) dargestellt.

Teil c) zeigt die drei Eingangsspannungen $u'_{G1} \dots u'_{G3}$. Ebenfalls dargestellt sind die Kondensatorspannung u'_{C2} sowie die Summe $u'_{C1} + u'_{C2}$. Die Kondensatorspannung u'_{C1} findet sich in d). Die Spannungen u'_{C1} und u'_{C2} pulsieren aufgrund der einphasigen Einspeisung. Es tritt eine Periodizität mit einfacher Netzfrequenz auf.

Die Drosseln L_{1x} führen mit $720\mu\text{H}$ zu einem relativ hohen bezogenen Stromripple von $\delta_i = 58,8\%$ bei einer Ausgangsleistung von $3,7\text{kW}$ (siehe Tabelle 6.3 auf Seite 170). In Verbindung mit den kleinen Kapazitätswerten der Eingangskondensatoren C_{4x} von nur $50\mu\text{F}$ lässt sich so aber die hohe Qualität der Eingangsspannungsregelung zeigen. Obwohl die Kondensatorspannung u_{C2} mit hohen Amplituden pulsiert und L_{1x} sowie C_{4x} relativ klein sind, weisen die geregelten Eingangsspannungen $u'_{G1} \cdot u'_{G3}$ nur sehr kleine Pulsationen auf.

Die abgetastete Spannung am fliegenden Kondensator C5 ist in c) orange aufgetragen. Während der positiven Halbwelle der in g) dargestellten Netzspannung u'_n wird der fliegende Kondensator nicht benutzt, so dass seine Spannung hier konstant bleibt. Der Sollwert $u'_{C2,w}$ und der geglättete Istwert $u'_{C2,MA}$ sind ebenfalls in c) dargestellt. Diese beiden Größen werden auf einen PI-Regler nach Abbildung 5.28 (Seite 160) geführt.

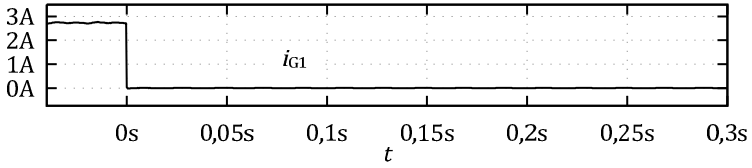
Die Vorsteuerung $i'_{D,w,beg,MA}$ abzüglich der Reglerausgangsgröße $i'_{C2,w}$ ergeben den Sollwert $\vec{i}'_{B1,w} + \vec{i}'_{B2,w}$. Die genannten Größen sind in e) dargestellt. Der Wert $i'_{D,w,beg,MA}$ ist mit einem Moving Average Filter geglättet, das auf eine Mittelungszeit von 20ms eingestellt ist. Die Mittelungszeit wird bei sprunghaften Veränderungen der Eingangsgröße $i'_{D,w,beg}$ kurzzeitig auf 2ms verkürzt.

Der Wert $u'_{GA,MA}$, welcher sich aus den gemittelten Kondensatorspannungen $u'_{C1,MA}$ und $u'_{C2,MA}$ berechnet (siehe Gleichung (5.62) auf Seite 161) ist in f) dargestellt. Im stationären Fall liegt $u'_{GA,MA}$ aufgrund der Verluste leicht unter der Ersatzeingangsspannung u'_G . Bei dynamischen Vorgängen zeigen sich größere Abweichungen zu u'_G . Der Wert $u'_{GA,MA}$ wird zur Berechnung des Leistungssollwertes an der Wechselstromseite benutzt.

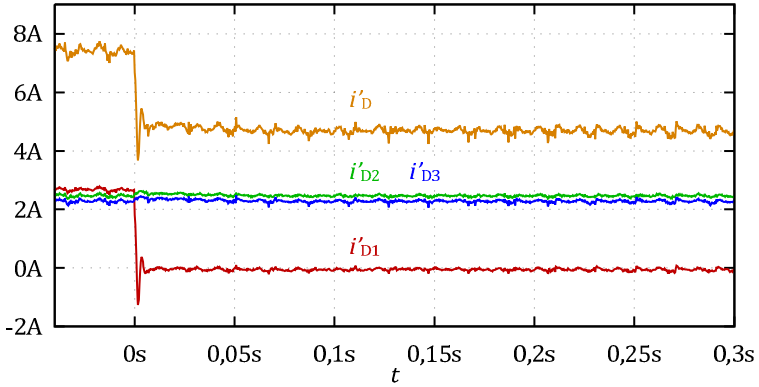
7.1 Versuchsergebnisse

Dynamisches Verhalten der Regelung – Ausfall eines Strangs

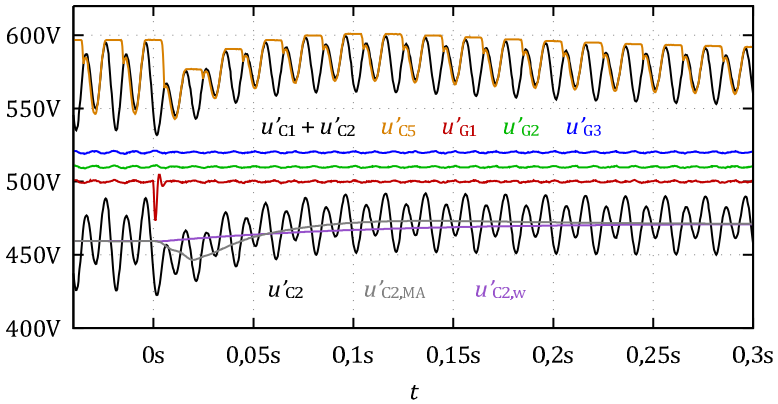
a)



b)



c)



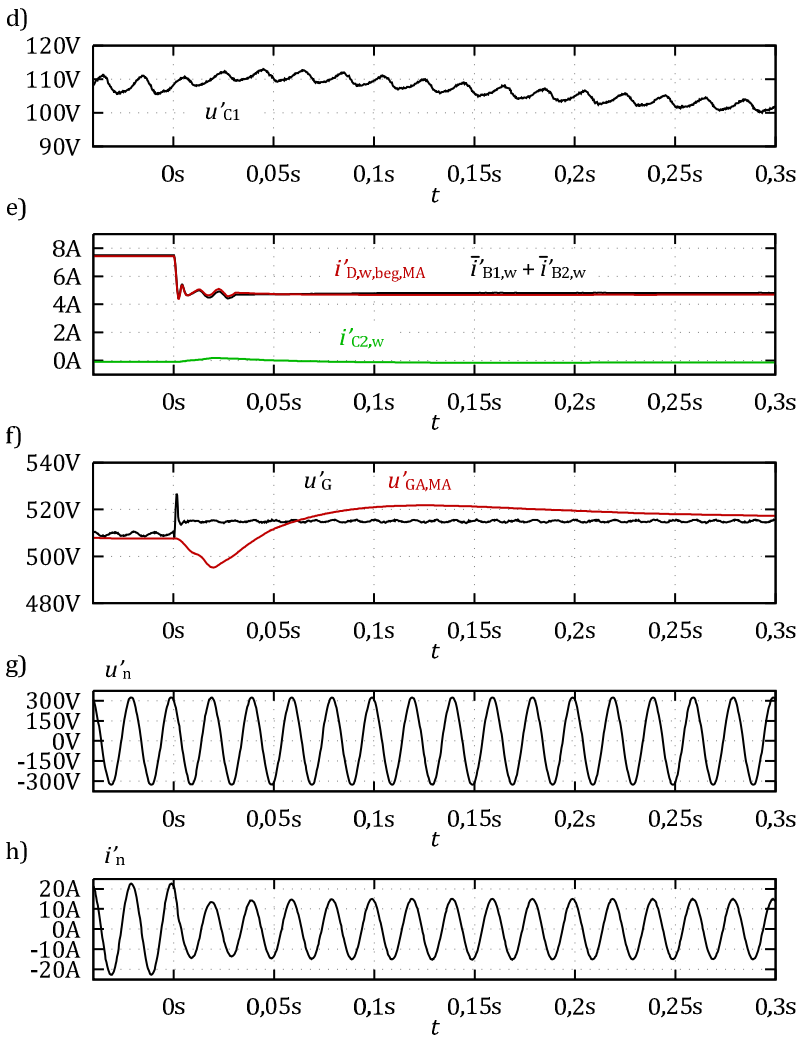


Abbildung 7.4: HILEM-grid Schaltung: Verhalten der Regelung bei Ausfall eines Strangs

Die in d) aufgetragene Spannung u'_{c1} stellt sich durch den natürlichen Symmetrieeffekt automatisch ein und wird nicht separat geregelt.

Der abgetastete Netzstrom i'_n ist in h) dargestellt. Er liegt bei diesen Messungen in Phase zur Netzspannung u'_n und zeigt einen sehr guten sinusförmigen Verlauf.

7.2 Stationärer Betrieb

7.2.1 HILEM-1 und HILEM-2 Schaltung – Spannungsverläufe an W1 - W3

Wie in Abschnitt 4.3 beschrieben eignet sich die HILEM-2 Schaltung besser für einen verteilten Aufbau als die HILEM-1 Schaltung. Die folgenden Messungen verdeutlichen dies.

Abbildung 7.5 zeigt die Spannungsverläufe an den Sammelleitungen W1 - W3 der HILEM-1 Schaltung. Weiterhin sind die drei Eingangsspannungen u_{Gx} , die Ausgangsspannung u_A , der Sollwert u'_H und die Summe $u'_H + u'_{c1}$ aufgetragen. Während bei der vorhergehenden Untersuchung des dynamischen Verhaltens hauptsächlich abgetastete Werte des Steuerungssystems verwendet wurden, sind hier mit Ausnahme von u'_H und $u'_H + u'_{c1}$ Oszilloskopmessdaten aufgetragen. Teil a) und b) zeigen die Verläufe über den Zeitraum einer Netzperiode während in c) ein kleinerer Ausschnitt dargestellt ist.

Die Spannung u_H ist im einphasigen Fall mit einem Rippel doppelter Netzfrequenz wie auch mit einem taktfrequenten Rippel überlagert. Der taktfrequente Rippel führt bei einer großen räumlichen Ausdehnung von W1 - W3 zu unerwünschten kapazitiven Ableitströmen.

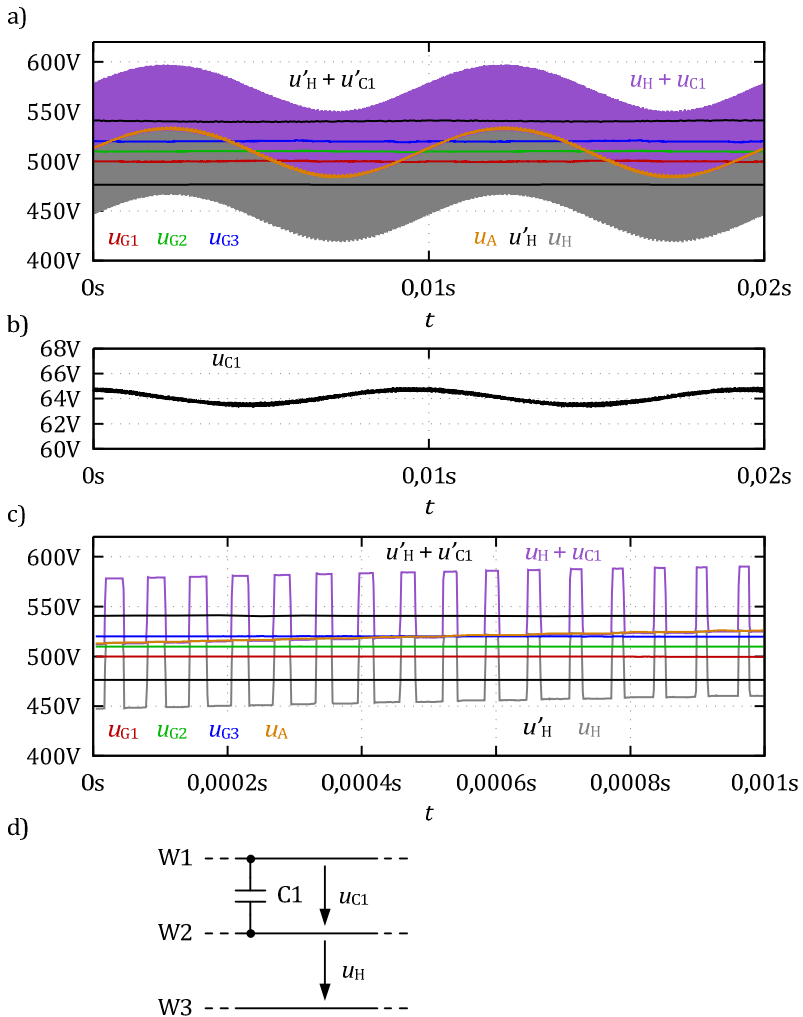


Abbildung 7.5: HILEM-1 Schaltung mit einphasigem Wechselrichter: Spannungsverläufe im stationären Betrieb bei einer Ausgangsleistung von 3,7kW; Größen mit Apostroph (') sind abgetastete Werte des Steuerungssystems

7.2 Versuchsergebnisse
Stationärer Betrieb

Abbildung 7.6 zeigt die Spannungsverläufe an den Sammelleitungen W1 - W3 der HILEM-2 Schaltung. Hier sind ausschließlich Oszilloskopmessdaten aufgetragen. Es ist zu erkennen, dass die Spannungen u_{C1} und u_{C2} im einphasigen Fall nur noch mit einem niederfrequenten Rippel überlagert sind, so dass die kapazitiven Ableitströme deutlich reduziert sind.

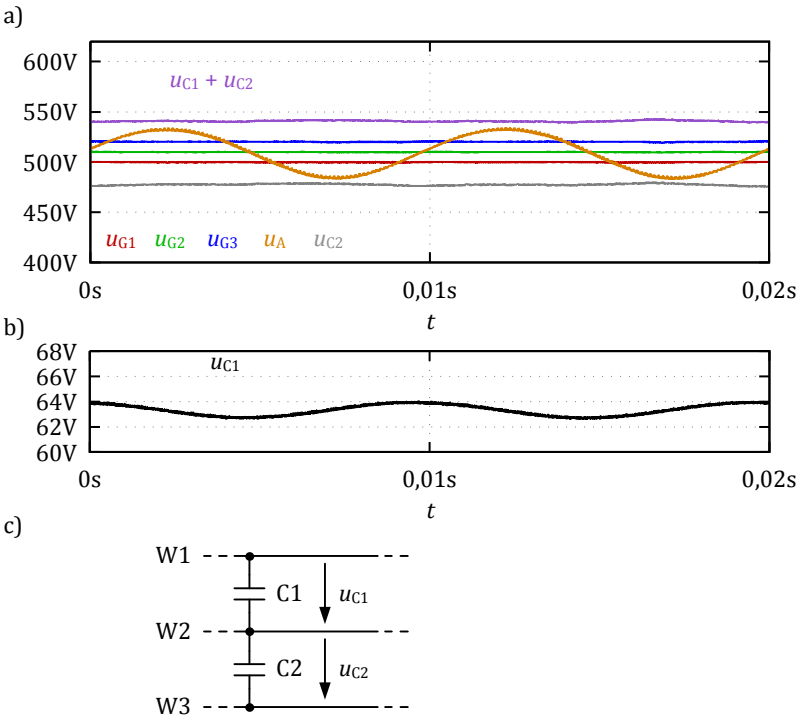


Abbildung 7.6: HILEM-2 Schaltung mit einphasigem Wechselrichter: Spannungsverläufe im stationären Betrieb bei einer Ausgangsleistung von 3,7kW

7.2.2 HILEM-grid Schaltung – Blindleistungsbereitstellung

In diesem Abschnitt werden Messergebnisse präsentiert, die die Blindleistungsfähigkeit der HILEM-grid Schaltung nachweisen. Dazu werden die wichtigsten Zeitverläufe bei verschiedenen Phasenwinkeln φ_{UI} aufgezeichnet. Die HILEM-grid Schaltung speist einphasig ins Netz ein und es kommen die Reglerstrukturen aus Abschnitt 5.4 zum Einsatz.

Um die grundlegenden Verläufe zu zeigen werden in Abbildung 7.7 zunächst Messergebnisse bei reiner Wirkleistungseinspeisung gezeigt. Eine solche Messung wurde in ähnlicher Form schon einmal in [9E] durchgeführt. Abbildung 7.8 zeigt dann Messergebnisse bei zusätzlicher Blindleistungseinspeisung und positivem sowie negativem Phasenwinkel. Der gewählte Leistungsfaktor übertrifft mit $\cos(\varphi_{UI}) = 0,8$ die Anforderungen der „VDE-AR-N 4105:2011-08“ [35].

Größen, welche mit einem Apostroph (') gekennzeichnet sind, werden vom Steuerungssystem aufgezeichnet und sind mit 12kHz abtastet. Größen ohne Apostroph sind mit einem Oszilloskop gemessen.

Plot a) zeigt jeweils die Netzspannung und b) den zugehörigen Netzstrom bei einer Scheinleistung von 3,7kVA. Da das Oszilloskop mit einer höheren Abtastrate als das Steuerungssystem aufzeichnet, sind die Stromrippel auf den Netzströmen zu erkennen.

Die Eingangsspannungen $u_{G1} \dots u_{G3}$, die Kondensatorspannungen u_{C2} und u_{C5} sowie die Summen $u_{C1} + u_{C2}$ sind in c) dargestellt. Der taktfrequente Spannungsrippel auf dem fliegenden Kondensator C5 ist im Gegensatz zu den vorherigen Messungen aus Abschnitt 7.1.3 nun sichtbar, weil in c) Oszilloskopmessdaten aufgetragen sind.

Sofern Blindleistung bereitgestellt wird, muss der fliegende Kondensator C5 zu den Zeitpunkten, in denen $u_j < 0$ und $i_n > 0$ trägt, Energie von

7.2 Versuchsergebnisse
Stationärer Betrieb

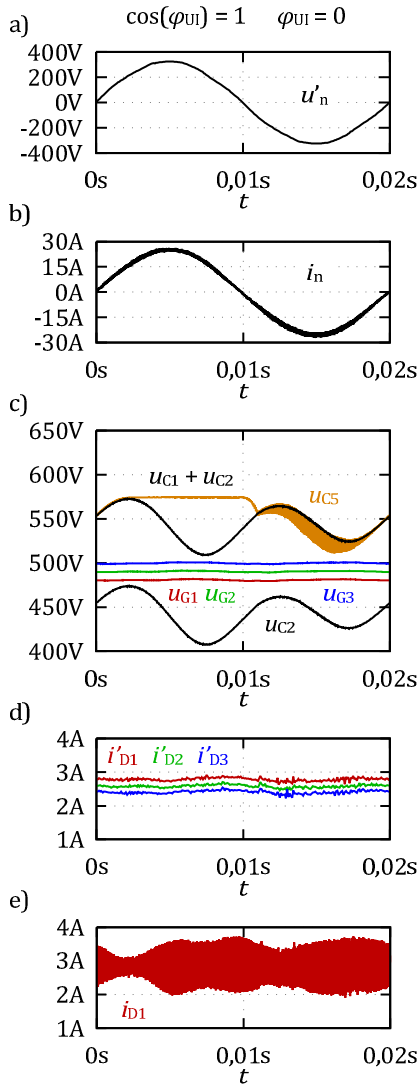


Abbildung 7.7: HILEM-grid Schaltung: gemessene Zeitverläufe; $S = 3,7\text{kVA}$; $\cos(\varphi_{U1}) = 1$

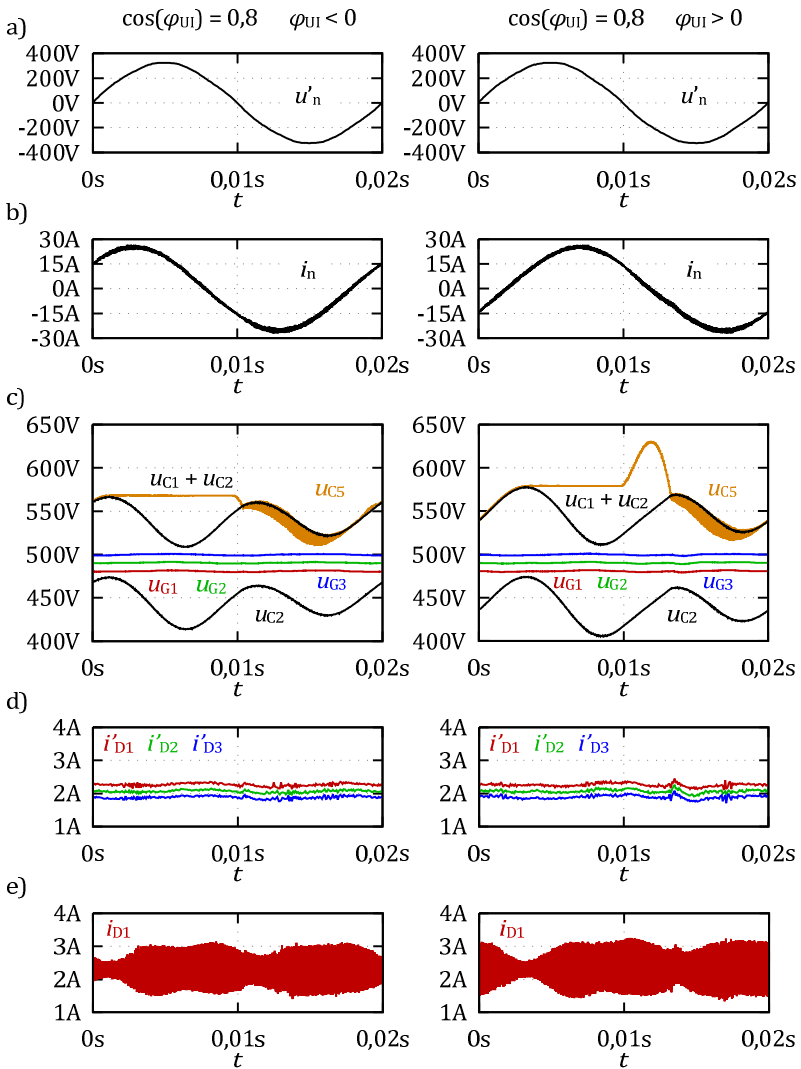


Abbildung 7.8: HILEM-grid Schaltung: gemessene Zeitverläufe; $S = 3,7\text{kVA}$; $\cos(\varphi_{UI}) = 0,8$

der AC-Seite aufnehmen. Auf der rechten Seite von Abbildung 7.8.c) ist zu erkennen, dass dies zu kurzzeitigen Erhöhungen der Spannung u_{C5} über $u_{C1} + u_{C2}$ hinaus führen kann.

Die vom Steuerungssystem abgetasteten Strommesswerte durch die Eingangsdröseln $L1x$ sind in d) dargestellt. Um die Höhe der Stromrippel sichtbar zu machen, wird der Strom in der ersten Drossel zusätzlich mit einem Oszilloskop gemessen und in e) aufgetragen.

7.3 Wirkungsgrad HILEM-1- und HILEM-2 Schaltung

Wirkungsgradmessungen sind üblicherweise recht großen Toleranzen unterworfen, wenn die gemessene Ausgangsleistung einer Schaltung durch die gemessene Eingangsleistung dividiert wird [8E]. Eine Messmethode, welche es erlaubt die Verluste der HILEM-1 und der HILEM-2 Schaltung genauer zu messen wurde in [8E] vorgestellt und ist in Abbildung 7.9 gezeigt. An den Spannungsmesseingängen des Leistungsmessgeräts liegen dabei deutlich kleinere Spannungen an, als später von den Solargeneratoren geliefert werden. So können kleinere Messbereiche benutzt werden, wodurch sich die Messfehler der ermittelten Verlustleistung verringern.

Es wird angenommen, dass zwei Stränge G1 und G2 eine höhere Spannung als ein dritter Strang G3 liefern. Diese Differenzspannung wird von einem Labornetzteil im Bereich von $u_{LNT} = 25V..100V$ bereitgestellt. Der Ausgangsstrom i_A wird über einen veränderlichen Widerstand eingestellt. Eine modifizierte Regelungssoftware sorgt dafür, dass alle Ströme i_{Gx} gleich groß sind. Das Steuerungssystem, Schütze und die Gate-Units des Prüflings werden extern versorgt, so dass diese Verluste nicht mitgemessen werden. Weiterhin sind die optionalen Schutzdioden D10x (Abbildung 4.4 auf Seite 44 und Abbildung 4.9 auf Seite 57) nicht bestückt. Die Kondensatorspannung u_{C1} wird wie auch in [8E] auf einen Wert geregelt, der ca. 10V größer als u_{LNT} ist.

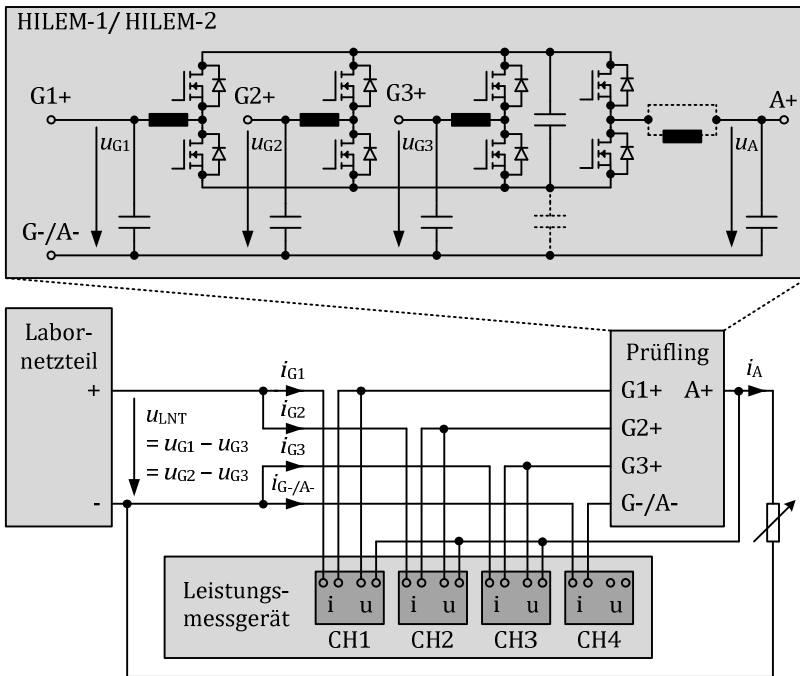


Abbildung 7.9: Versuchsaufbau zur Verlustmessung (siehe auch [8E]); Vereinfachte Darstellung

Die Leistungen $P_{CH1} \dots P_{CH3}$ werden mit einem Leistungsmessgerät des Typs „LMG670“ von ZES Zimmer gemessen. Die Summe aus $P_{CH1} \dots P_{CH3}$ wird vom Prüfling aufgenommen und entspricht damit der Verlustleistung in der Leistungselektronik [8E]:

$$P_{VP} = P_{CH1} + P_{CH2} + P_{CH3} \quad (7.1)$$

Der vierte Kanal des Leistungsmessgeräts wird wie in [8E] zur Kontrolle benutzt, dass kein nennenswerter Gleichanteil im Strom $i_{G-/A-}$ auftritt.

Bei der folgenden Vermessung der HILEM-1 und HILEM-2 Schaltung befinden sich aus Sicherheitsgründen noch Zwischenkreisladewiderstände parallel zum Kondensator C1. Die dort auftretenden Verluste

werden herausgerechnet, so dass sie das Messergebnis der leistungselektronischen Verluste nicht verfälschen.

7.3.1 HILEM-1 Schaltung

Die Verluste der HILEM-1 Schaltung sind in Abbildung 7.10 abhängig von der Eingangsspannungsdifferenz und vom Ausgangsstrom i_A aufgetragen. Kreuze stellen Messpunkte dar, die Kurven sind interpoliert. Die roten Kurven zeigen die Verluste bei einer Schaltfrequenz von 16kHz und die blauen Kurven bei 32kHz, wenn alle Transistoren T1x – T4 getaktet werden. Bei niedrigen Ausgangsströmen ist eine höhere Schaltfrequenz von Vorteil, da dadurch die Stromrippel in den Drosseln kleiner sind. Bei höheren Ausgangsströmen sind geringere Frequenzen von Vorteil, da die Schaltverluste dadurch abnehmen. Bei den grünen und orangen Kurven wird der Sollwert u'_H in jeder Pulsperiode so gewählt, dass der Transistor T23 des dritten Eingangsstellers dauernd eingeschaltet ist. Dadurch verringern sich die Schaltverluste gegenüber den ersten beiden Messungen ähnlich wie bei der Flat-Top Modulation [91] einer Drehstrombrückenschaltung. Der Einfluss dieser Maßnahme ist bei 32kHz größer als bei 16kHz.

Die maximalen, durch das Leistungsmessgerät verursachten Messunsicherheiten werden für alle vier Fälle nach den Angaben im Benutzerhandbuch [28] ermittelt. Die Messpunkte liegen unter Berücksichtigung dieser Unsicherheiten immer innerhalb des grau gepunkteten interpolierten Bereichs.

Weiterhin wird eine Diode des Typs „20ETS12“ bei Raumtemperatur vermessen. Dieser Typ kann für D10x zum Einsatz kommen. Die violetten Kurven aus Abbildung 7.10 geben die interpolierten Gesamtverluste $P_{V,DiO}$ in drei solchen Eingangsdioden wieder, wenn jede Diode den Strom $i_A/3$ führt. Die maximale zugehörige Messunsicherheit ist violett gepunktet dargestellt, sie ist jedoch so klein, dass sie in der Grafik kaum erkennbar ist.

7.3 Versuchsergebnisse

Wirkungsgrad HILEM-1- und HILEM-2 Schaltung

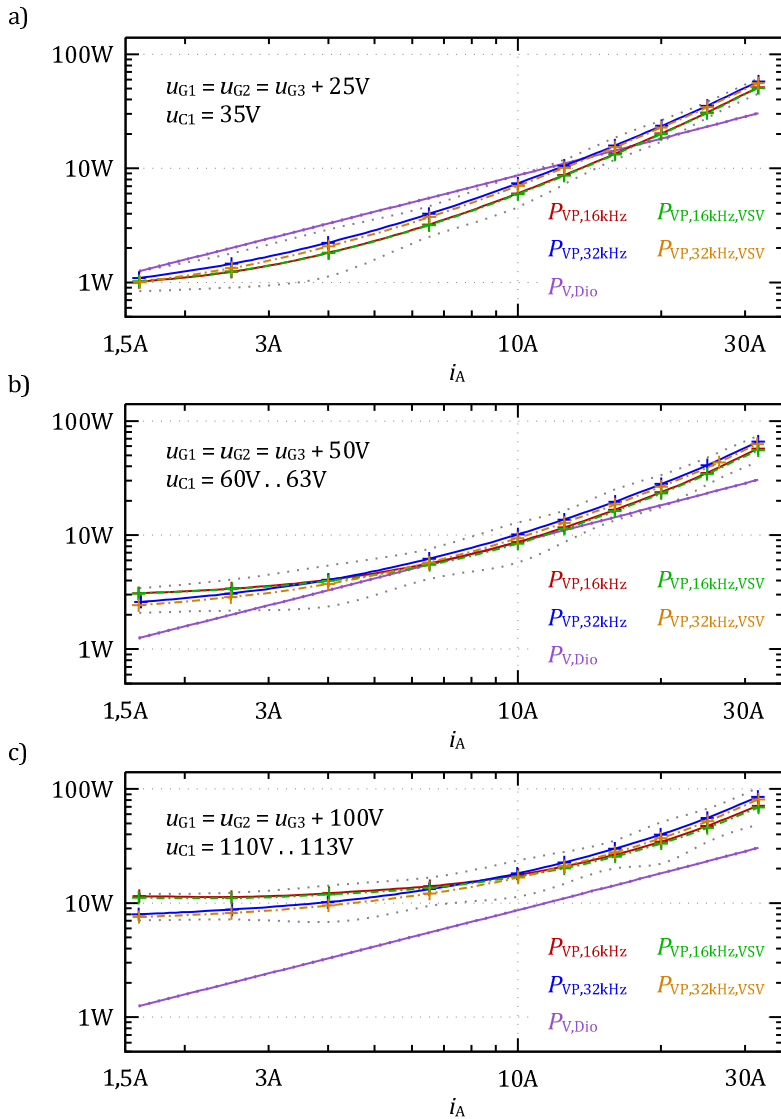


Abbildung 7.10: Verluste in der Leistungselektronik der HILEM-1 Schaltung

7.3 Versuchsergebnisse

Wirkungsgrad HILEM-1- und HILEM-2 Schaltung

Aus den Verlusten können nun die Wirkungsgrade der Leistungselektronik bestimmt werden [8E]:

$$\eta = \frac{P_A}{P_A + P_{VP}} = \frac{u_A \cdot i_A}{u_A \cdot i_A + P_{VP}} = \frac{(u_{G1} - u_{CH1}) \cdot i_A}{(u_{G1} - u_{CH1}) \cdot i_A + P_{VP}} \quad (7.2)$$

Sollen die Verluste in den optionalen Dioden D10x mit berücksichtigt werden, so ergibt sich folgender Wirkungsgrad:

$$\eta = \frac{(u_{G1} - u_{CH1} - u_{F,Dio}) \cdot i_A}{(u_{G1} - u_{CH1} - u_{F,Dio}) \cdot i_A + P_{VP} + \underbrace{u_{F,Dio} \cdot i_A}_{P_{V,Dio}}} \quad (7.3)$$

Die Vorwärtsspannung $u_{F,Dio}$ wird dabei aus den Messwerten der Diode „20ETS12“ für jeweils ein Drittel des Ausgangsstroms i_A interpoliert.

Die Unsicherheit des Wirkungsgrades lässt sich mit dem Gaußschen Fehlerfortpflanzungsgesetz aus den maximalen Unsicherheiten des Leistungsmessgerätes berechnen [28, 67]. Als Beispiel für den Fall, dass die Dioden D10x nicht vorhanden sind, ergibt sich folgender Wert [8E]:

$$\Delta\eta = \left| \frac{\partial\eta}{\partial P_{VP}} \right| \cdot \Delta P_{VP} + \left| \frac{\partial\eta}{\partial u_A} \right| \cdot \Delta u_A + \left| \frac{\partial\eta}{\partial i_A} \right| \cdot \Delta i_A \quad (7.4)$$

Abbildung 7.11.a zeigt den Wirkungsgrad der Leistungselektronik der HILEM-1 Schaltung, aufgetragen über die Ausgangsleistung $P_A = u_A \cdot i_A$. Der Wirkungsgrad wird für verschiedene Eingangsspannungen berechnet. Strang 3 liefert dabei immer eine um 100V geringere Spannung als die Stränge 1 und 2. Es wird für jeden Punkt der kleinere der beiden Werte $P_{VP,16kHz,VSV}$ und $P_{VP,32kHz,VSV}$ aus Abbildung 7.10.c verwendet. Die Linien zwischen den Kreuzen sind interpoliert. Die nach Gleichung (7.4) berechnete Messunsicherheit ist gepunktet dargestellt.

Der maximale Wirkungsgrad in Abbildung 7.11.a beträgt $\eta = 99,80\% \pm 0,05\%$ bei $u_{G1} = u_{G2} = 850V$ und $u_{G3} = 750V$. Alle Unsicherheitsangaben in dieser Arbeit sind absolute Werte und werden in Prozentpunkten angegeben.

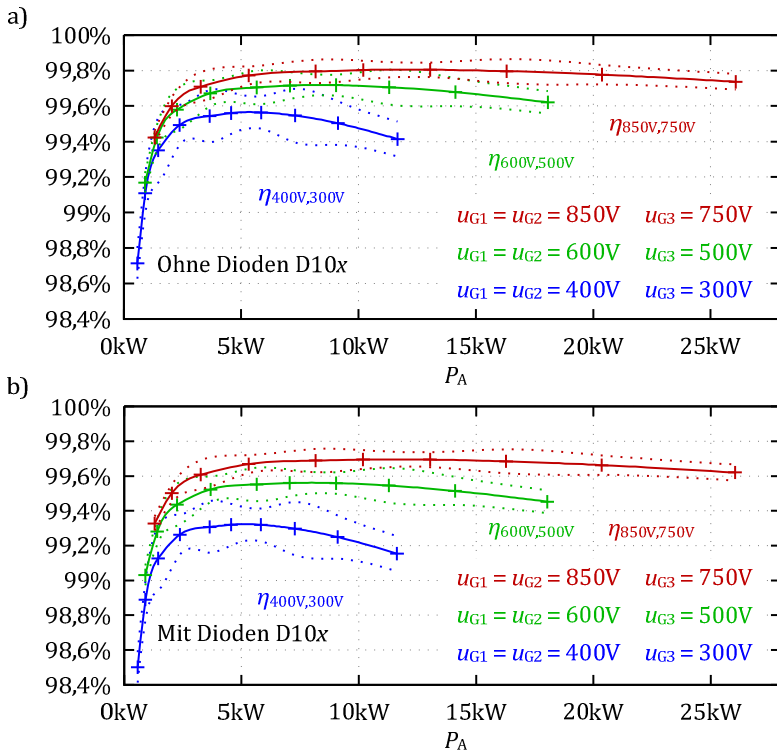


Abbildung 7.11: Wirkungsgrad in der Leistungselektronik der HILEM-1 Schaltung

In Abbildung 7.11.b werden zusätzlich die Verluste in den optionalen Schutzdioden D10x berücksichtigt. Der maximale Wirkungsgrad beträgt hier $\eta = 99,69\% \pm 0,05\%$ bei $u_{G1} = u_{G2} = 850V$ und $u_{G3} = 750V$.

Bei der Bewertung der Wirkungsgrade ist zu berücksichtigen, dass im Falle einer konventionellen Parallelschaltung mehrerer Stränge (Abbildung 2.5 auf Seite 16) oft Strangdioden eingesetzt werden, welche auch Verluste verursachen. Diese Strangdioden werden durch den Einsatz von D10x obsolet, so dass Abbildung 7.11.a die eigentlichen Zusatzverluste zeigt.

In [8E] konnte noch ein geringfügig höherer Wirkungsgrad von $\eta = 99,85\% \pm 0,06\%$ erzielt werden. Dort wurden etwas teurere Transistoren T1x - T2x, sowie größere Drosseln L1x, welche zu kleineren Stromrippeln führen, verwendet. Die genannten Wirkungsgrade wurden alle für eine maximale Differenzspannung $u_{G,\max} - u_{G,\min}$ von 100V berechnet. Abbildung 7.10 zeigt, dass die Verluste bei geringeren Differenzspannungen abnehmen. Im Betrieb sind also durchaus noch höhere als die angegebenen Wirkungsgrade erreichbar.

7.3.2 HILEM-2 Schaltung

Die Verluste der HILEM-2 Schaltung werden nach der gleichen Methode wie bei der HILEM-1 Schaltung ermittelt und sind in Abbildung 7.12 aufgetragen. Die roten Kurven zeigen die Verluste in der Leistungselektronik bei einer Schaltfrequenz von 16kHz und die blauen Kurven bei 32kHz. Die interpolierten Einhüllenden der Messunsicherheiten sind grau gepunktet dargestellt. Es werden immer alle Transistoren T1x - T4 getaktet. In violett sind zusätzlich die Gesamtverluste dreier Eingangsdiode D10x vom Typ „20ETS12“ aufgetragen.

Abbildung 7.13.a zeigt den Wirkungsgrad ohne Dioden D10x, der nach dem gleichen Prinzip wie bei der HILEM-1 Schaltung berechnet wird. Dabei wird für jeden Punkt immer der kleinere der beiden Werte $P_{VP,16kHz}$ und $P_{VP,32kHz}$ aus Abbildung 7.12.c verwendet. Der maximale Wirkungsgrad beträgt hier $\eta = 99,83\% \pm 0,05\%$ bei $u_{G1} = u_{G2} = 850V$ und $u_{G3} = 750V$.

Abbildung 7.13.b zeigt den Wirkungsgrad mit den optionalen Dioden D10x. Der maximale Wirkungsgrad beträgt hier $\eta = 99,73\% \pm 0,06\%$ bei $u_{G1} = u_{G2} = 850V$ und $u_{G3} = 750V$.

Zur Einordnung der Wirkungsgrade dient noch ein Zahlenwert aus der Literatur. In [43] werden für die zusätzlichen Wirkungsgradeinbußen,

7.3 Versuchsergebnisse

Wirkungsgrad HILEM-1- und HILEM-2 Schaltung

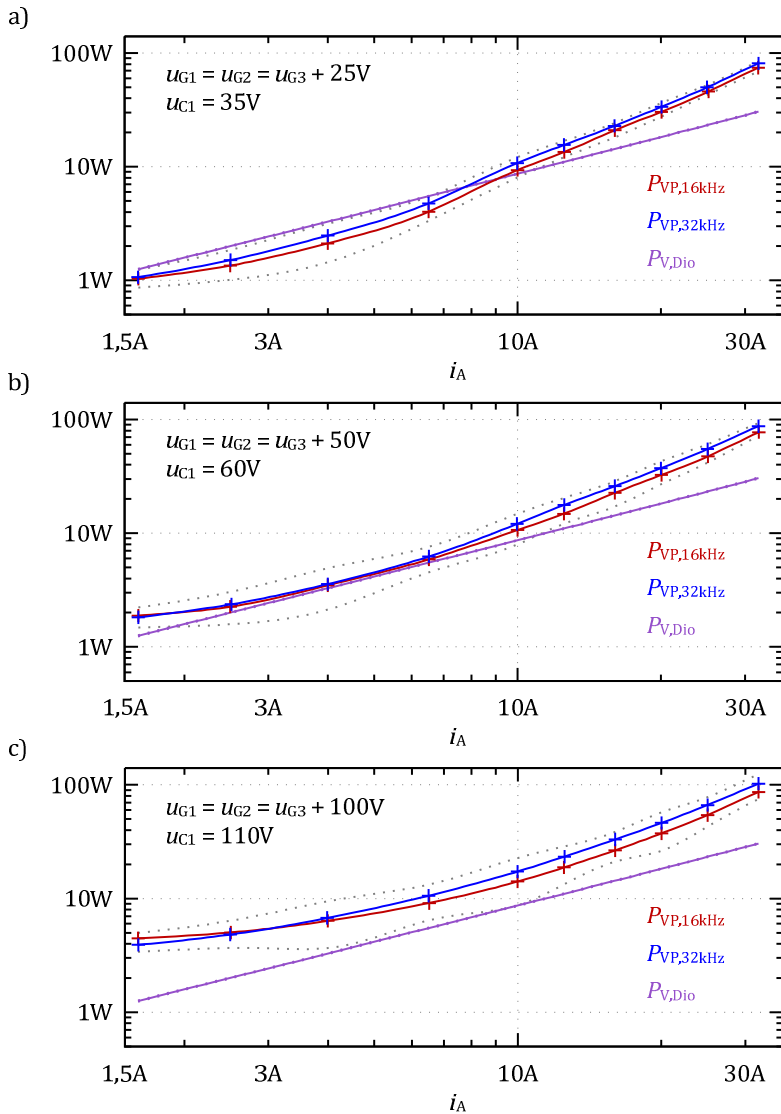


Abbildung 7.12: Verluste in der Leistungselektronik der HILEM-2 Schaltung

7.3 Versuchsergebnisse

Wirkungsgrad HILEM-1- und HILEM-2 Schaltung

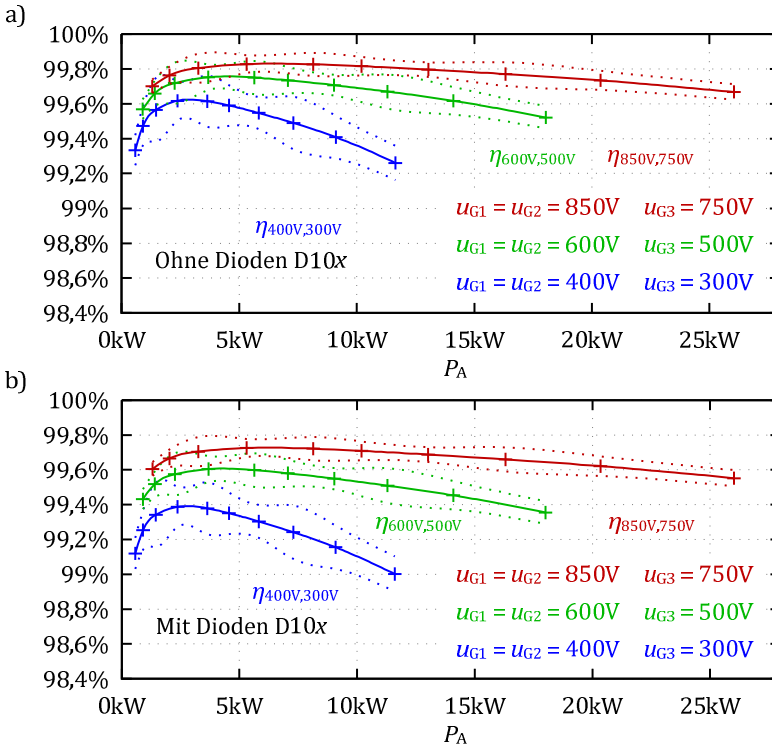


Abbildung 7.13: Wirkungsgrad in der Leistungselektronik der HILEM-2 Schaltung

welche durch IGBT-basierte Hochsetzsteller in Solarwechselrichtern verursacht werden, typische Werte von 1. .2% genannt. Die Hochsetzsteller erreichen also Wirkungsgrade im Bereich von ungefähr 98. .99%. Durch den Einsatz von Siliziumkarbid-Halbleitern lassen sich diese Werte sicherlich noch etwas vergrößern, diese Bauteile sind aber relativ teuer in der Anschaffung. Bei der HILEM-1 und der HILEM-2 Schaltung werden die außergewöhnlich hohen Wirkungsgrade dagegen mit einfachen Silizium-MOSFETs erreicht.

7.4 Wirkungsgrad HILEM-grid Schaltung

Der Wirkungsgrad der HILEM-grid Schaltung wird nach Abbildung 7.14 mit einem Leistungsmessgerät des Typs „LMG670“ von ZES Zimmer ermittelt. Dabei versorgt ein Labornetzteil alle drei parallelgeschalteten DC-Eingänge mit einer konstanten Spannung. Die HILEM-grid Schaltung speist direkt ins 230V Netz ein. Eine modifizierte Steuerungssoftware stellt sicher, dass an allen Anschlüssen $Gx+$ dieselben Ströme fließen. Der Leistungsfaktor beträgt $\cos(\varphi_{UI}) = 1$.

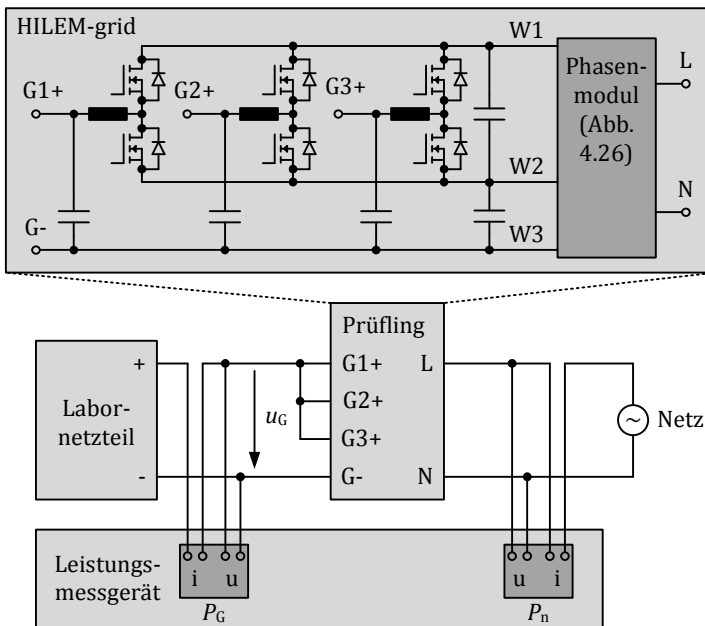


Abbildung 7.14: Versuchsaufbau zur Wirkungsgragemessung der HILEM-grid Schaltung; Vereinfachte Darstellung

Die Steuerung, Schütze sowie die Gate-Units werden extern versorgt. Es sind keine Schutzdioden D10x (Abbildung 4.24 auf Seite 91) vorhanden. Die Leistung P_R , die an Zwischenkreisentladewiderständen, an

7.4 Versuchsergebnisse

Wirkungsgrad HILEM-grid Schaltung

Widerständen zur Spannungsmessung sowie in den Spannungsmesspfaden des Leistungsmessgerätes anfällt, wird berechnet und von der gemessenen DC-Leistung P_G abgezogen. Diese Maßnahmen stellen sicher, dass ausschließlich die Verluste in der Leistungselektronik in den Wirkungsgrad η eingehen.

$$\eta = \frac{P_n}{P_G - P_R} \quad (7.5)$$

Die Messergebnisse sind in Abbildung 7.15 für verschiedene Eingangsspannungen u_G und verschiedene Ausgangsleistungen P_n gezeigt. Die durchgezogenen Linien zwischen den Messpunkten sind interpoliert. Die gepunkteten Linien zeigen die interpolierte maximale Messunsicherheit des Leistungsmessgerätes nach dem Gaußschen Fehlerfortpflanzungsgesetz [28, 67] inklusive der Unsicherheit aufgrund der Toleranzen der Entlade- und Messwiderstände.

Der höchste gemessene Wirkungsgrad in der Leistungselektronik beträgt $\eta = 98,3\% \pm 0,7\%$ bei $u_G = 400V$ und $P_n = 936W$.

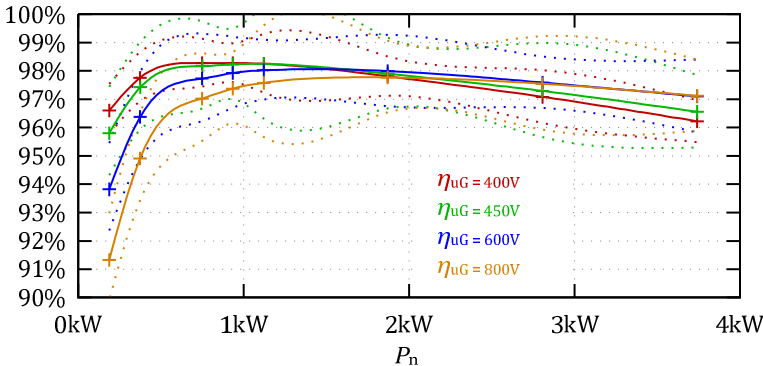


Abbildung 7.15: Wirkungsgrad in der Leistungselektronik der HILEM-grid Schaltung

Das zur Regelung verwendete ETI-DSP-System ist sehr flexibel und erlaubt eine schnelle Inbetriebnahme von verschiedensten leistungselektronischen Prototypen. Nachteilig ist jedoch die hohe Leistungsaufnahme von ca. 50W inklusive Schützen und Gate-Units aus dem 230V Netz. Es ist zu erwarten, dass diese Leistung bei einem auf den Wirkungsgrad optimierten Aufbau stark verringert werden kann. So wird beispielsweise bei verschiedenen kommerziellen Wechselrichtern in der 3,7kW Klasse ein Eigenverbrauch angegeben, welcher nicht über 4W liegt [29, 30].

Bei der HILEM-grid Schaltung müssen gegenüber den aufgezählten kommerziellen Wechselrichtern einige zusätzliche Messwerte erfasst und zusätzliche Transistoren angesteuert werden. Die erforderliche Rechenleistung nimmt ebenfalls leicht zu. Geht man in einer ersten Schätzung davon aus, dass die HILEM-grid Schaltung mit einem optimierten Steuerungssystem den doppelten maximalen Eigenverbrauch der kommerziellen Geräte aufweist, also eine konstante Leistung von 8W benötigt, so ergeben sich die in Abbildung 7.16 dargestellten Wirkungsgrade.

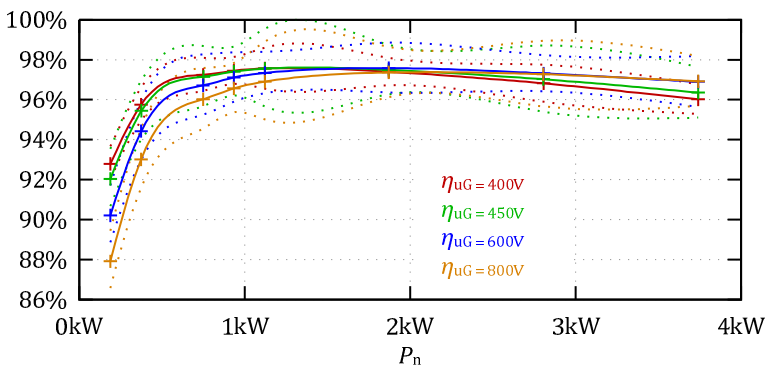


Abbildung 7.16: Wirkungsgrad der HILEM-grid Schaltung unter Berücksichtigung eines zusätzlichen Eigenverbrauchs von 8W

7.4 Versuchsergebnisse

Wirkungsgrad HILEM-grid Schaltung

Tabelle 7.1 zeigt die maximalen Wirkungsgrade, welche unter Berücksichtigung eines Eigenverbrauchs von 8W noch erreicht werden. Weiterhin sind in Tabelle 7.2 gewichtete Wirkungsgrade aufgeführt, bei denen ebenfalls ein Eigenverbrauch von 8W berücksichtigt ist. Die gewichteten Wirkungsgrade werden nach der Formel

$$\eta_{\text{EU,erw}} = 0,03 \cdot \eta_{5\%} + 0,06 \cdot \eta_{10\%} + 0,13 \cdot \eta_{20\%} + 0,1 \cdot \eta_{30\%} + 0,48 \cdot \eta_{50\%} + 0,2 \cdot \eta_{100\%} \quad (7.6)$$

berechnet, welche auch zur Ermittlung des europäischen Wirkungsgrades nach „DIN EN 50524:2010-04“ [31] verwendet wird. Die Annahme eines konstanten Eigenbedarfs entspricht zwar so nicht der Norm, man erhält aber dennoch einen Eindruck, welche europäischen Wirkungsgrade mit einem optimierten Steuerungssystem zu erwarten wären.

Spannung	Max. Wirkungsgrad	Max. Unsicherheit aufgrund der Leistungsmessung
400V	$\eta_{\text{max}} = 97,6\%$	$\Delta\eta_{\text{max}} = \pm 1,0\%$
600V	$\eta_{\text{max}} = 97,6\%$	$\Delta\eta_{\text{max}} = \pm 1,3\%$
800V	$\eta_{\text{max}} = 97,4\%$	$\Delta\eta_{\text{max}} = \pm 1,3\%$

Tabelle 7.1: Maximale Wirkungsgrade der HILEM-grid Schaltung unter Berücksichtigung eines zusätzlichen konstanten Eigenbedarfs von 8W

Spannung	Erwarteter europäischer Wirkungsgrad	Max. Unsicherheit aufgrund der Leistungsmessung
400V	$\eta_{\text{EU,erw}} = 96,9\%$	$\Delta\eta_{\text{EU,erw}} = \pm 0,8\%$
600V	$\eta_{\text{EU,erw}} = 96,9\%$	$\Delta\eta_{\text{EU,erw}} = \pm 1,3\%$
800V	$\eta_{\text{EU,erw}} = 96,5\%$	$\Delta\eta_{\text{EU,erw}} = \pm 1,4\%$

Tabelle 7.2: Erwartete europäische Wirkungsgrade bei einem zusätzlichen konstanten Eigenbedarf von 8W

Um die Wirkungsgrade besser einordnen zu können werden kurz einige Vergleichsbeispiele von anderen Wechselrichtertopologien aufgeführt. Die maximalen Wirkungsgrade von Wechselrichtern mit Netztransfor-

maturen werden in der Literatur [43, 96, 106] mit typischerweise 94.96% angegeben. Für die maximalen Wirkungsgrade von Wechselrichtern mit Hochfrequenz-Transformatoren werden in den gleichen Literaturquellen Werte von typischerweise 93.96,3% angegeben. Bei den genannten Topologien kann aufgrund der galvanischen Trennung entweder der Plus- oder der Minuspol des Solargenerators geerdet werden, so dass ein Einsatz mit Dünnschicht- oder rückseitenkontaktierten Solarzellen möglich ist. Die HILEM-grid Schaltung ist ebenfalls für diese Solarzelltypen geeignet, erlaubt aber als Mehrwert zusätzlich noch ein individuelles MPP-Tracking mehrerer Solarmodulstränge.

7.5 Mehrertrag am realen Solargenerator

Die HILEM-1 Schaltung wurde an einer institutseigenen Photovoltaikanlage erprobt. Der Solargenerator (Abbildung 7.17) besteht aus drei Strängen zu je 24 Modulen vom Typ „MQ36“. Die installierte Leistung beträgt laut [27D] 3,8kWp. Die Anlage besteht seit dem Jahr 1992, im Jahr 2000 wurde der komplette Solargenerator erneuert.



Abbildung 7.17: Institutseigene Photovoltaikanlage

Die Leistungskennlinien der drei Stränge wurden einmal bei wolkenlosem Himmel (14:30 Uhr) und einmal bei Bewölkung (18:03 Uhr) mit dem HILEM-1 Prototypen aufgenommen, siehe Abbildung 7.18. Dabei wurde an allen drei Strängen immer dieselbe Spannung $u_{Gx} = u_G$ eingeregelt. Der Wert u_G wurde schrittweise über einen Zeitraum von 37s verändert und die Leistungen aller drei Stränge immer gleichzeitig erfasst. Es sind nur solche Messreihen dargestellt, bei denen sich die

Einstrahlungsstärke während des Messzeitraums nicht nennenswert verändert hat.

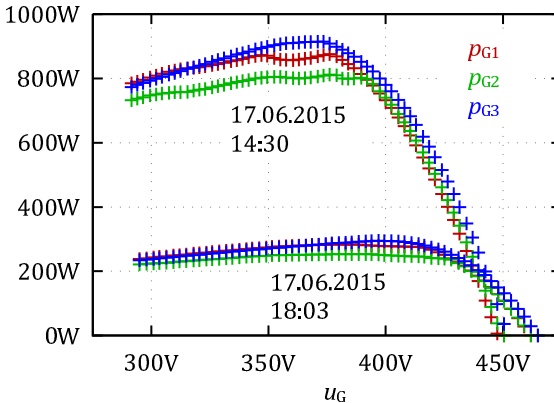


Abbildung 7.18: Kennlinien der drei Stränge bei verschiedenen Einstrahlungsbedingungen; keine Teilverschattung

Man erkennt, dass sich die drei Stränge voneinander unterscheiden, obwohl alle Module vom gleichen Typ sind, gleich ausgerichtet sind und keine Teilverschattung auftritt. Strang 1 und Strang 2 zeigen mehrere lokale Leistungsmaxima. Dies könnte auf Verschmutzung, Degradation oder Beschädigung zurückzuführen sein. Der Prototyp ist auch unter solchen Bedingungen in der Lage, jeden Strang in seinem individuellen globalen Leistungsmaximum zu betreiben.

Um den Mehrertrag, der sich durch individuelles MPP-Tracking ergibt, bestimmen zu können wird der Solargenerator künstlich verschattet, siehe Abbildung 7.19. An den Solargenerator ist die HILEM-1 Schaltung angeschlossen. Alle fünf Sekunden wird zwischen individuellem und gemeinsamem MPP-Tracking umgeschaltet, siehe Abbildung 7.20.a. Bei individuellem MPP-Tracking werden die drei Spannungswerte $u'_{G1,w,3T} \cdot u'_{G3,w,3T}$ von separaten Perturb and Observe Algorithmen vorgegeben. Bei gemeinsamem MPP-Tracking gibt ein einziger Perturb

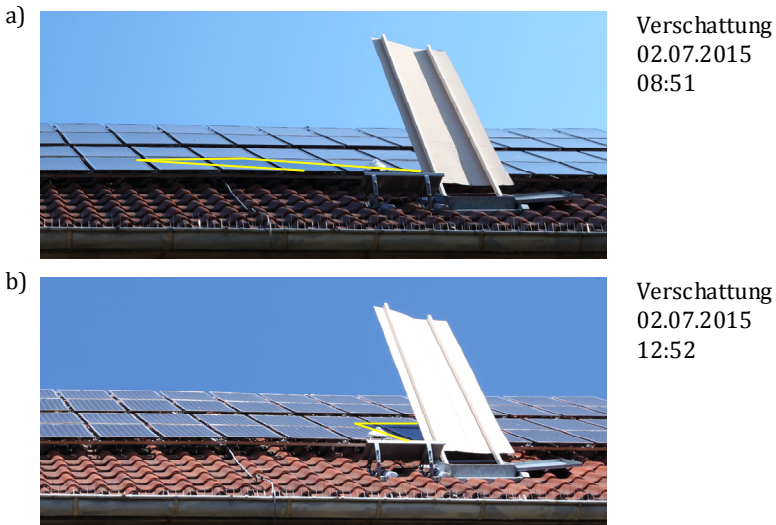


Abbildung 7.19: Künstliche Verschattung des Solargenerators

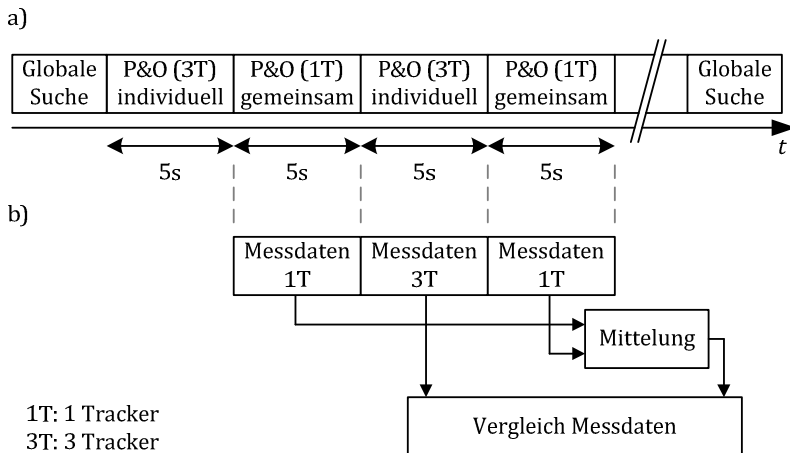


Abbildung 7.20: a) Zeitlicher Ablauf der Messung über den Tag; b) Verfahren zur Ermittlung des Mehrertrags

7.5 Versuchsergebnisse

Mehrertrag am realen Solargenerator

and Observe Algorithmus alle drei Sollwerte $u'_{G1,w,1T} = u'_{G2,w,1T} = u'_{G3,w,1T}$ gemeinsam vor. Etwa alle 5 Minuten erfolgt eine globale Suche, bei der die Leistungskennlinien aller drei Stränge zwischen Leerlaufspannung und minimaler Eingangsspannung der HILEM-1 Schaltung erfasst werden. Die Spannungen, bei denen sich globale Leistungsmaxima ergeben, werden dann den Perturb and Observe Algorithmen als neue Startwerte übergeben.

Die Spannungen u_{Gx} , die Ströme i_{Gx} und die Leistungen P_{Gx} aller drei Stränge werden zur Berechnung des Mehrertrags mit einem Leistungsmessgerät vom Typ „ZES Zimmer LMG 670“ erfasst.

Abbildung 7.21 zeigt die Ergebnisse einer Messung, die am 02.07.2015 durchgeführt wurde. Die gemessenen Spannungen der drei Stränge bei individuellem MPP-Tracking sind in Teil a) rot, grün und blau dargestellt. In orange ist die Spannung gezeigt, die bei gemeinsamem MPP-Tracking an allen drei Strängen eingestellt wird. Die Differenz zwischen höchster und niedrigster individueller Strangspannung $u_{Gx,3T}$ ist in b) dargestellt. Die Strangströme, welche bei individuellem MPP-Tracking auftreten, sind in c) gezeigt.

Teil d) zeigt die Summenleistung aller drei Stränge bei gemeinsamem MPP-Tracking. Die Mehrleistung $p_{G3T} - p_{G1T}$, die sich am Solargenerator bei individuellem MPP-Tracking ergibt, ist in e) orange dargestellt. In einigen Punkten fällt die Mehrleistung negativ aus. Dies liegt daran dass dort neue globale Leistungsmaxima aufgetreten sind, die die Perturb and Observe Algorithmen nicht finden. Erst nach der nächsten globalen Suche werden die Mehrleistungen wieder positiv.

Die Verlustleistung in der HILEM-1 Schaltung ist sehr klein gegenüber der Leistung des Solargenerators. Eine direkte Messung der Schaltungsverluste ist daher nicht mit ausreichender Genauigkeit möglich. Weiterhin werden bei jedem Umschaltvorgang zwischen gemeinsamem und individuellem MPP-Tracking interne Kondensatoren

umgeladen, deren dabei auftretende Energieaufnahme bzw. -abgabe mit in die Leistungsbilanz eingehen würde.

Stattdessen werden die Verluste in der Leistungselektronik anhand eines in Abbildung 7.22 dargestellten Kennfeldes ermittelt. Für das Kennfeld werden immer diejenigen der in Abbildung 7.10 (Seite 197) gezeigten Messdaten $P_{VP,16kHz,VSV}$ und $P_{VP,32kHz,VSV}$ verwendet, die zur geringeren Verlustleistung führen.

Die linear aus dem Kennfeld interpolierte Verlustleistung $P_{V,HILEM-1}$ ist in Abbildung 7.21.e schwarz dargestellt. In violett ist die nach der HILEM-1 Schaltung verbleibende Mehrleistung aufgetragen.

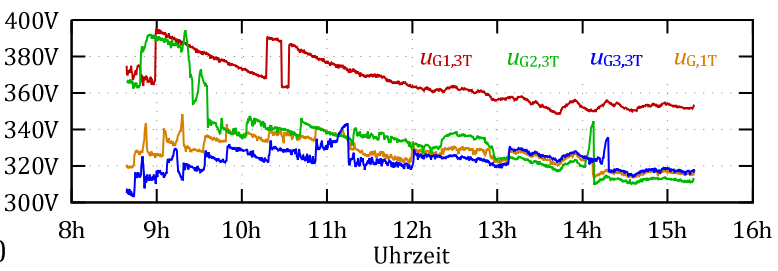
Die prozentuale Mehrleistung von gemeinsamem zu individuellem MPP-Tracking ist in f) aufgetragen. Die orange Kurve zeigt dabei die Mehrleistung am Solargenerator und die violette Kurve nach der HILEM-1 Schaltung. Gemittelt über den ganzen Messzeitraum ergibt sich am Solargenerator ein Mehrertrag von 1,18% und nach der HILEM-1 Schaltung ein Mehrertrag von 0,93%. Dieser Mehrertrag basiert auf einer Einzelmessung und kann so natürlich nicht pauschalisiert werden. Je nach Konfiguration der Stränge und den auftretenden Verschattungsbedingungen sind sowohl niedrigere als auch deutlich höhere Mehrerträge möglich.

In g) ist die prozentuale Differenz zwischen höchster und niedrigster individueller Strangspannung aufgetragen. Dies vermittelt in Verbindung mit f) einen Eindruck, welche Mehrleistung bei welcher Spannungsdifferenz $u_{G,max} - u_{G,min}$ erzielt werden kann. Fröhlichens kann z.B. mit weniger als 20% Spannungsunterschied zwischen den Strängen ein Mehrertrag von über 5% am Solargenerator gemessen werden. Zu berücksichtigen ist dabei, dass bis etwa 9:20 Uhr nur ein Strang eine wesentlich niedrigere Spannung im MPP als die anderen beiden liefert. Aufgrund der Veränderung der Schattenposition liefern dann ab etwa 9:40 zwei Stränge eine wesentlich niedrigere Spannung im

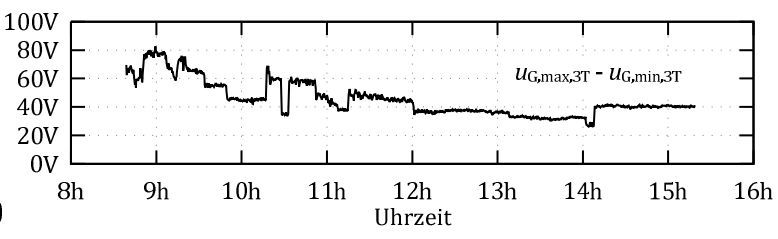
7.5 Versuchsergebnisse

Mehrtrag am realen Solargenerator

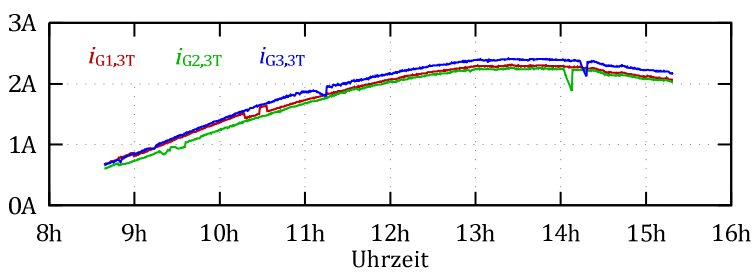
a)



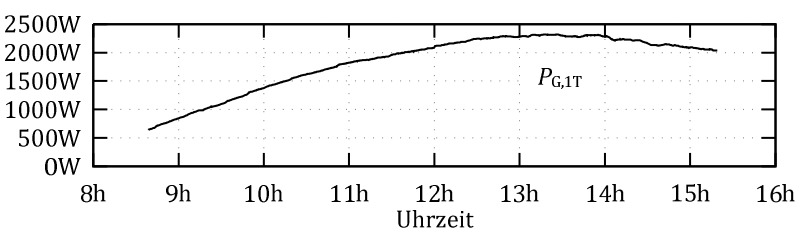
b)



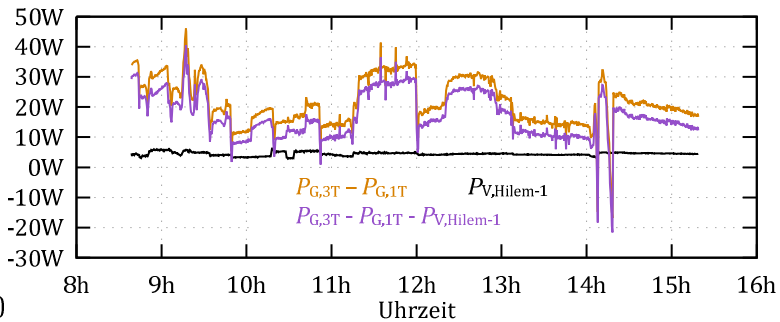
c)



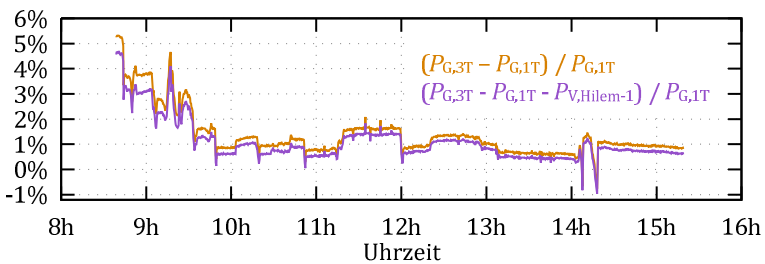
d)



e)



f)



g)

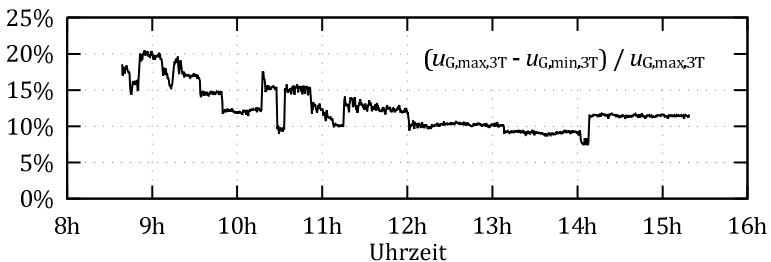


Abbildung 7.21: Untersuchung gemeinsames (1T) / individuelles (3T) MPP-Tracking; Messung vom 02.07.2015

MPP als der verbleibende. Neben dem Schattenwurf sorgen auch die unterschiedlichen Charakteristiken der einzelnen Modulstränge (Abbildung 7.18, Seite 208) für unterschiedliche Spannungen in den MPP.

7.5 Versuchsergebnisse

Mehrertrag am realen Solargenerator

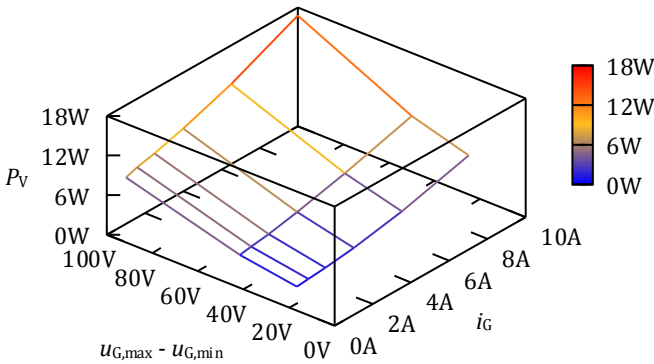


Abbildung 7.22: Verlustkennfeld der HILEM-1 Schaltung

Die interpolierten Werte $P_{V,HILEM-1}$ sind neben den Messtoleranzen mit zusätzlichen Ungenauigkeiten behaftet. Dies liegt daran, dass die Messungen aus Abschnitt 7.3 so durchgeführt wurden, dass immer an zwei Strängen die gleiche Spannung $u_{G1} = u_{G2}$ anliegt, sowie alle drei Stränge dieselben Ströme $i_{G1} = i_{G2} = i_{G3}$ liefern. Sind diese Bedingungen nicht erfüllt, ergeben sich andere Stromrippel in den Drosseln $L1x$, was zu leicht abweichenden Verlusten führen kann. Weiterhin unterscheiden sich die Ströme i_{Gx} in Abbildung 7.21.c in geringem Maße voneinander, wodurch die gesamten ohmschen Verluste in den Drosseln und Halbleitern leicht zunehmen können.

Die interpolierten Verluste der HILEM-1 Schaltung liegen aber unter den gegebenen Verschattungsbedingungen so deutlich unterhalb der Mehrleistung am Solargenerator, dass auch unter Berücksichtigung der Ungenauigkeiten und eines zusätzlichen Eigenbedarfs für die Steuerung ein signifikanter Mehrertrag zu erwarten ist. Die grundsätzliche Funktion der Ertragsoptimierung wurde somit im Gesamtsystem mit einem realen Solargenerator nachgewiesen.

8 Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wurden neue effiziente und aufwandsarme Schaltungen zum individuellen Maximum Power Point (MPP) Tracking mehrerer Solarmodulstränge untersucht: die HILEM-1, die HILEM-2 und die HILEM-grid Schaltung (HILEM: High Efficiency Low Effort MPP-Tracking Circuit). Jede der drei Schaltungen ist dabei für ein bestimmtes Anwendungsgebiet besonders optimiert.

Sobald Photovoltaikanlagen eine gewisse installierte Leistung erreichen, werden die zugehörigen Solargeneratoren in mehrere Stränge unterteilt. Die einzelnen Stränge werden im einfachsten Fall parallel geschaltet, was jedoch zu Leistungseinbußen führt, wenn sich die Spannungen verschiedener Stränge in ihren Punkten maximaler Leistung unterscheiden. Solche Unterschiede treten z.B. durch Teilverschattung, Temperaturunterschiede, unterschiedliche Einstrahlungsstärken oder unterschiedliche elektrische Konfigurationen der Stränge auf. Durch ein individuelles MPP-Tracking lassen sich diese Leistungseinbußen vermeiden.

Meistens unterscheiden sich die Spannungen verschiedener Stränge in ihren Punkten maximaler Leistung nur um relativ geringe Beträge voneinander. In diesen Fällen müssen die Leistungshalbleiter der HILEM Schaltungen nur für einen Bruchteil der Solargeneratorspannungen ausgelegt werden. Darüber hinaus sind nur relativ kleine passive Bauelemente in der Leistungselektronik notwendig. Diese Eigenschaften sparen Kosten wie auch Bauraum und wirken sich positiv auf die Wirkungsgrade aus.

Die HILEM-1 und die HILEM-2 Schaltung eignen sich für das individuelle MPP-Tracking einer beliebigen Anzahl von Solarmodulsträngen. Ausgangsseitig wird eine Gleichspannung bereitgestellt, so dass eine Kombination mit konventionellen Wechselrichtertopologien möglich ist. Eine Pufferung pulsierender Leistung, wie sie beim Anschluss

einphasiger Wechselrichter auftritt, ist ebenfalls möglich. Die HILEM-2 Schaltung erlaubt zusätzlich einen Aufbau, bei dem die Leistungselektronik räumlich auf mehrere Solarmodulstränge sowie den Wechselrichter verteilt sein kann.

Die HILEM-grid Schaltung stellt am Ausgang einen Wechselstrom bzw. ein Drehstromsystem zur direkten Netzeinspeisung bereit. Die Schaltung kombiniert so die Funktion eines individuellen MPP-Trackings mehrerer Stränge mit der eines blindleistungsfähigen transformatorlosen Wechselrichters. Als Besonderheit sind entweder die Plus- oder die Minuspole aller Solarmodulstränge mit dem Neutralleiter verbunden. Dies erlaubt zusätzlich den Betrieb mit Dünnschicht- oder rückseitenkontaktierten Solarzellen und minimiert die netzfrequenten Ableitströme.

Die vorliegende Arbeit behandelt ausführlich die Funktion und die Dimensionierung der HILEM Schaltungen. Weiterhin erfolgen Vergleiche mit anderen Topologien, welche die Unterschiede im Bauaufwand und den individuellen Eigenschaften darstellen. Für die HILEM-1, die HILEM-2, sowie für einige weitere alternative Schaltungen mit Gleichspannungsausgang erfolgt zudem eine normierte Berechnung der zu installierenden Schaltleistung und der induktiv zu speichernden Energie. Es zeigt sich, dass die neuen Schaltungen in vielen Fällen sehr vorteilhaft gegenüber dem Stand der Technik sind.

Für den Betrieb der HILEM Schaltungen werden kaskadierte Reglerstrukturen vorgeschlagen, die nach einer Identifizierung der Freiheitsgrade und Stelleingriffe ausführlich beschrieben werden. Darüber hinaus werden Formeln hergeleitet, die eine einfache Berechnung der Reglerparameter anhand der Bauteilwerte erlauben.

Die einwandfreie Funktion der HILEM Schaltungen, wie auch der zugehörigen Reglerstrukturen wird mit Hilfe von Prototypen nachgewiesen. Diese erreichen sehr hohe Wirkungsgrade. Bei der HILEM-1 Schaltung werden bis zu 99,80% in der Leistungselektronik

gemessen und bei der HILEM-2 Schaltung bis zu 99,83%. Zur Einordnung: bisher werden oft konventionelle Hochsetzsteller zum individuellen MPP-Tracking verwendet. Dazu finden sich in der Literatur typische Wirkungsgrade von 98..99%.

Bei der HILEM-grid Schaltung, welche zusätzlich zum individuellen MPP-Tracking bereits die Funktionalität eines Wechselrichters enthält, werden Wirkungsgrade von bis zu 98,3% in der Leistungselektronik gemessen. Bisher werden für Dünnschicht- oder rückseitenkontaktierte Solarmodule oft Wechselrichter mit Trenntransformator eingesetzt. Für diese Geräte finden sich in der Literatur ebenfalls typische Werte der maximalen Wirkungsgrade. Diese werden auch unter Berücksichtigung eines zusätzlichen Eigenverbrauchs für die Steuerung und die Gate-Units von dem HILEM-grid Prototypen übertroffen.

Weitere Messergebnisse zeigen das Zusammenspiel der HILEM-1 Schaltung mit einem realen dreisträngigen Solargenerator, der künstlich teilverschattet wird. Dabei wird über mehrere Stunden aufgezeichnet, welche Mehrleistung sich durch ein individuelles MPP-Tracking im Vergleich zu einem gemeinsamen MPP-Tracking der drei Stränge ergibt. In der Spitze wird eine Mehrleistung von über 5% am Solargenerator bei weniger als 20% Spannungsunterschied zwischen den einzelnen Strängen gemessen.

Diese Arbeit leistet einen Beitrag dazu, den Ertrag von Photovoltaikanlagen mit möglichst geringen Investitionskosten zu maximieren. Grundlegende Informationen zur Dimensionierung und zur Regelung helfen bei der Bewertung, der Auslegung und der Anwendung der HILEM Schaltungen.

A Anhang

A.1 Simulationsparameter für die Solargeneratorkennlinien

Für die Modellierung der Solarzellen nach dem Standardmodell werden folgende Parameter verwendet:

- $i_{ph} = 7,65549 \text{ A}$
- $i_S = 7,87236 \cdot 10^{-8} \text{ A}$
- $\frac{n \cdot k}{e} = 1,10920 \cdot 10^{-4} \frac{\text{V}}{\text{K}} \rightarrow n = 1,287$
- $R_S = 7,7315 \cdot 10^{-5} \Omega$
- $R_P = 9,9672 \Omega$

Die Parameter gelten bei einer Temperatur von 25°C sowie einer Einstrahlungsstärke von 1000W/m² und sind aus Tabelle 2 von [73] entnommen.

Ein Modul ist immer aus vier Gruppen zusammengesetzt. Jede Gruppe besteht aus 15 Solarzellen mit einer Bypassdiode DBP. Die Bypassdioden werden mit Parametern der Schottky-Diode „IXYS DSB 30 C 30PB“ [21D] modelliert.

Die Strangdioden DS werden mit Parametern der 1200V-Diode „International Rectifier 20ETS12“ [18D] modelliert:

Die Moduldioden DM der Matrixschaltung werden mit Parametern der Schottky-Diode „IXYS DSSK 40-008B“ [23D] modelliert.

A.2 Zellschaltung für Multilevel-Umrichter mit Batterieanbindung

Die Regelung der HILEM-grid Schaltung basiert auf einem natürlichen Symmetrieffekt, der an einer speziellen Zellschaltung für Multilevel-Umrichter mit Batterieanbindung entdeckt wurde, siehe Abbildung 8.1, [4E]. Die Schaltungsfunktion und der Symmetrieffekt werden in [4E] beschrieben, weitergehende Untersuchungen und Anwendungsvorschläge finden sich in [5E, 12S, 13S].

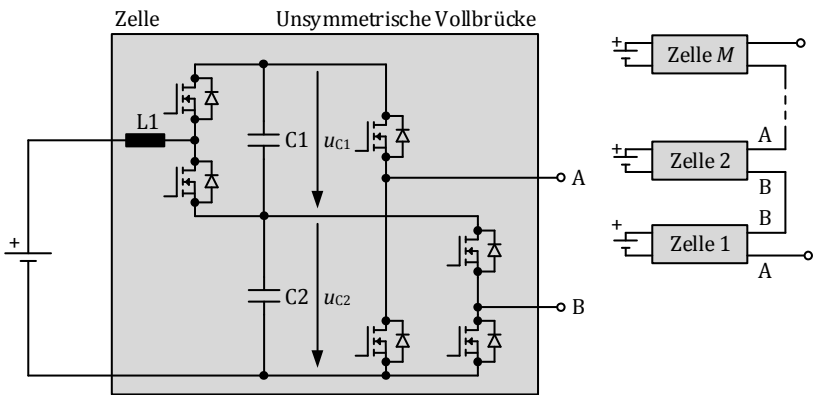


Abbildung 8.1: Zellschaltung für Multilevel-Umrichter, an der der natürliche Symmetrieffekt einer unsymmetrischen Vollbrücke entdeckt wurde (siehe [4E])



A.3 Software

Zum Lösen von Gleichungssystemen wurde die Software „Maple“ verwendet. Schaltungssimulationen und Simulationen der Regelkreise wurden mit „MATLAB / Simulink“ und „PLECS“ durchgeführt. Messdaten wurden mit dem „Monitoring Control Tool“ [39], „MATLAB“, „Microsoft Excel“ und „Gnuplot“ verarbeitet.

A.4 Abkürzungsverzeichnis

AC	-	Alternating Current
AH	-	Abtast- und Halteglied (Messung)
AM	-	Air Mass
DC	-	Direct Current
DSP	-	Digitaler Signalprozessor
ETI	-	Elektrotechnisches Institut
EVA	-	Ethylvinylacetat
GS	-	Gatesignal
GT	-	Gatetreiber
HILEM	-	High Efficiency Low Effort MPP-Tracking Circuit
IGBT	-	Insulated Gate Bipolar Transistor
KIT	-	Karlsruher Institut für Technologie
MA	-	Moving Average
MOSFET	-	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MPP	-	Maximum Power Point
NPC	-	Neutral Point Clamped
P&O	-	Perturb and Observe
PC	-	Personal Computer
PWM	-	Pulse Width Modulation
Re	-	Regler
SMD	-	Surface Mounted Device
ST	-	Stellglied
STC	-	Standard Conditions
TCO	-	Transparent Conductive Oxide
USB	-	Universal Serial Bus
ZCS	-	Zero Current Switching

Abkürzungen in Schaltbildern:

	-	Solar modul
	-	Solar modulstrang

A.5 Symbolverzeichnis

Größen:

a	- Aussteuergrad - Koeffizient
C	- Kapazität
e	- Eulersche Zahl - Elementarladung
f	- Frequenz
F	- Übertragungsfunktion
G	- Übertragungsfunktion
i	- Strom - Fortlaufende Nummer
k	- Fortlaufende Nummer abgetasteter Werte - Konstante - Reglerparameter - Koeffizient
K	- Anzahl der parallelisierten Ausgangssteller - Anzahl der Zellen
L	- Induktivität - Anzahl der Gruppen
m	- Reglerparameter
M	- Anzahl der Stränge
n	- Emissionskoeffizient
N	- Anzahl - Nennerpolynom
p	- Leistung
P	- Wirkleistung - Polynom
R	- Widerstand
s	- Punkt im s -Bereich (Laplace Transformation)
S	- Scheinleistung
t	- Zeit

A.5 Anhang

Symbolverzeichnis

T	- Zeitdauer
	- Zeitkonstante
	- absolute Temperatur
u	- Spannung
\ddot{u}	- Übersetzungsverhältnis
w	- Anzahl der Windungen
W	- Energie
x	- Nummer des Strangs ($x \in \{1..M\}$)
	- Eingangsgröße im regelungstechnischen Ersatzschaltbild
y	- Ausgangsgröße im regelungstechnischen Ersatzschaltbild
z	- Nummer des Strangs ($z \in \{1..M - 1\}$)
	- Punkt im z -Bereich (z -Transformation)
	- Regelungseigenwert
Z	- Zählerpolynom
δ	- bezogene Größe
	- Dämpfung
η	- Wirkungsgrad
τ	- Zeitkonstante
φ	- Winkel
ω	- Kreisfrequenz

Indizes:

0	- ω_0 : Resonanzkreisfrequenz eines ungedämpften Schwingkreises
1T	- 1 MPP-Tracker (Gemeinsames MPP-Tracking)
3T	- 3 MPP-Tracker (Individuelles MPP-Tracking)
A	- Ausgangsseite
	- Abtast (-zeit, -frequenz)
approx	- approximiert
B	- i_{B1} , i_{B2} : interne Ströme der HILEM-1, der HILEM-2 und der HILEM-grid Schaltung
beg	- begrenzt
Bezug	- Bezugsgröße
C	- Kondensator

CH	- Kanal
D	- Diode - Drain (MOSFET) - Eingangsseite der HILEM-1, der HILEM-2, der HILEM-grid, der 1 aus M Schaltung und des Hochsetzstellers nach dem Kondensator $C4x$
DA	- Diode A
DB	- Diode B
DC	- Gleichstromseite des Wechselrichters
diff	- Differenz
Dio	- Diode
DS	- Drain-Source
E	- u_{Ex} : interne Spannung zwischen $L1x$ und G- - i_{E1} , i_{E2} : interne Ströme der HILEM-1, der HILEM-2 und der HILEM-grid Schaltung - ω_E : Resonanzkreisfrequenz eines gedämpften Schwingkreises
Ers	- Ersatzgröße
erw	- erwartet
ein	- eingeschaltet
EU	- Europa
F	- Ausgangsseite der HILEM-1, der HILEM-2 und der 1 aus M Schaltung vor dem Kondensator C3 - $u_{F,Dio}$: Vorwärtsspannung einer Diode
FAVM	- i_{FAVM} : maximum average forward current
G	- Bezug auf Stränge
GA	- $u_{GA,MA}$: Stetiger Ersatzwert der sich sprungförmig ändernden Größe u_{IA}
Grp	- Gruppe
ges	- gesamt
h	- L_h : Hauptinduktivität
H	- u_H : Spannung zwischen W2 und W3 der HILEM-1 Schaltung
i	- Strom - δ_i bezogener Stromrippel

I	-	k_I : Integralverstärkung
IA	-	u_{IA} Spannung, aus der die HILEM-grid Schaltung gerade ihre Leistung bezieht
J	-	AC-Seite vor der Netzdrossel
L	-	Induktivität
	-	k_L : Ladekoeffizient
HILEM	-	HILEM Schaltung
Lade	-	Laden eines fliegenden Kondensators
LNT	-	Labornetzteil
Mdl	-	(Solar-) Modul
MA	-	Moving Average
max	-	maximal
min	-	minimal
MPP	-	Punkt maximaler Leistung (Maximum Power Point)
n	-	Netz
N	-	Nennwert
neg	-	negativ
norm	-	normiert
o	-	offen
P	-	parallel
	-	k_P : Proportionalverstärkung
parasitär	-	Parasitärer Bauteilwert
Ph	-	Photo (-strom)
PI	-	Proportional-Integralglied
Polst.	-	Polstellen
pos	-	positiv
pri	-	primär
PT1	-	Proportional-Verzögerungsglied 1. Ordnung
R	-	Widerstand
Re	-	Regler
RN	-	T_{RN} : Nachstellzeit eines Reglers
RRM	-	u_{RRM} : maximum repetitive reverse voltage
S	-	seriell
	-	Sättigung

Schalt	-	p_{Schalt} : zu installierende Schaltleistung
sek	-	sekundär
Spw	-	Sperrwandler
St	-	z_{St} : Regelungseigenwert
	-	τ_{St} : Einschwingzeitkonstante
Start	-	Startwert
Stör	-	Störgröße
sw	-	Schalt (-frequenz, -periodendauer)
T	-	Transistor
	-	k_T : Reglerparameter
TRN	-	k_{TRN} : Verhältnis zwischen Nachstellzeit und Summenzeitkonstante
u	-	Spannung
V	-	Verluste
VP	-	Verluste am Prüfling
VSV	-	Verringerte Schaltverluste
w	-	Sollwert
	-	z_w : Regelungseigenwert
	-	τ_w : Einschwingzeitkonstante
W1W2	-	u_{W1W2} : Spannung von Leitung W1 nach Leitung W2
WR	-	Wechselrichter
x	-	Nummer des Strangs ($x \in \{1..M\}$)
y	-	Nummer des parallelisierten Ausgangsstellers
z	-	Nummer des Strangs ($z \in \{1..M - 1\}$)
ZCS	-	Zero Current Switching
Zus	-	Zusatz
Σ	-	T_Σ : Summe der kleinen Zeitkonstanten

Sonstiges:

- \hat{x} - Spitzenwert von x
- \bar{x} - Arithmetischer Mittelwert von x
- Δx - Differenz
- x' - Zeitdiskrete Größe oder Mittelwert über eine Pulsperiode
- x^* - Der Stern weist darauf hin, dass $u_{G,\max}$ der höchsten zulässigen Eingangsspannung entspricht

A.6 Literaturverzeichnis

Patentanmeldungen des KIT mit eigenen Beiträgen

- [1P] M. Gommeringer, Patentschrift DE102013007077B4, *Schaltungsanordnung zur Wandlung zwischen Gleich- und Wechselspannung*, 2016.
- [2P] M. Gommeringer, A. Schmitt and J. Kolb, Offenlegungsschrift DE102014002592A1 / Europäische Patentanmeldung EP2911284A1, *Schaltungsanordnungen und Verfahren zum Abgreifen elektrischer Leistung von mehreren Modulsträngen*, 2015.
- [3P] J. Kolb and M. Gommeringer, Offenlegungsschrift DE102014005124A1, *Schaltungsanordnung und Verfahren zum Austausch elektrischer Energie*, 2015.

Veröffentlichungen mit eigenen Beiträgen

- [4E] M. Gommeringer, F. Kammerer, J. Kolb and M. Braun. *Novel DC-AC Converter Topology for Multilevel Battery Energy Storage Systems*. in *PCIM Europe 2013*. Nürnberg, D, 2013.
- [5E] J. Kolb, F. Kammerer, M. Gommeringer and M. Braun. *Anwendungspotentiale von Modularen Multilevelumrichtern in innovativen Antriebssystemen*. in *Antriebssysteme 2013 - Elektrik, Mechanik und Hydraulik in der Anwendung - Vorträge der 4. VDE/VDI-Tagung*. Nürtingen, D, 2013.
- [6E] M. Gommeringer, F. Kammerer, A. Schmitt and M. Braun. *A Transformerless Single-Phase PV Inverter Circuit for Thin-Film or Back-Side Contacted Solar Modules*. in *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Dallas, TX, USA, © 2014 IEEE.
- [7E] M. Gommeringer, F. Kammerer, A. Schmitt and M. Braun. *Dimensioning of a Transformerless Photovoltaic Inverter Circuit for Thin-Film or Back-Side Contacted Solar Modules*. in *17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE Europe)*. Genf, CH, © 2015 IEEE.
- [8E] M. Gommeringer, A. Schmitt, F. Kammerer and M. Braun. *An Ultra-Efficient Maximum Power Point Tracking Circuit for Photovoltaic Inverters*. in *IECON 2015 - 41st Annual Conference of*

the IEEE Industrial Electronics Society. Yokohama, Japan, © 2015 IEEE.

- [9E] M. Gommeringer, A. Schmitt and M. Braun. *A multi-string photovoltaic inverter for thin-film or back-side contacted solar modules*. in *The 8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD) 2016*. Glasgow, UK, 2016.

Sonstiges mit eigenen Beiträgen

- [10E] M. Gommeringer and A. Schmitt, *Foliensätze für das KIT - "Schaltungen zum Betrieb mehrerer Solarmodulstränge in ihrem Punkt maximaler Leistung" und "Power Maximizing Circuit"*. 2014 - 2016.

Betreute studentische Arbeiten

- [11S] P. Wellnitz, *Entwicklung eines einphasigen, transformatorlosen Photovoltaik-Wechselrichters mit geerdetem Photovoltaik-Generator*, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, 2012, (Ko-Betreuer: M. Gommeringer; alle Zitate in dieser Arbeit beziehen sich auf den zugehörigen fakultätsöffentlichen Vortrag vom 02.07.2012).
- [12S] M. Heinzmann, *Aufbau eines Batteriemoduls für Multilevel-Umrichter*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, 2012.
- [13S] A. Gemenetzi, *Leistungssteigerung und Optimierung einer Umrichterschaltung für Batterieanwendungen*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, 2013.
- [14S] C. Hofmann, *Aufbau eines neuartigen, einphasigen Wechselrichters mit kleinem Kondensatoraufwand*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, 2013.
- [15S] C. Radtke, *Inbetriebnahme und Test von universell einsetzbaren leistungselektronischen Wechselrichterbausteinen*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, 2014.
- [16S] D. Benzing, *Aufbau und Inbetriebnahme eines Prüfstands zur Vermessung von Solarwechselrichtern*, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, 2014.

- [17S] C. Schwinn, *Aufbau und Inbetriebnahme eines Testsystems zum Vergleich verschiedener Solarwechselrichterschaltungen*, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, 2014.

Datenblätter

- [18D] Datenblatt International Rectifier *20ETS12PbF* 2004.
[19D] Datenblatt Cree *C2M0025120D*, Rev. A, 2014.
[20D] Datenblatt Cree *C2M0040120D*, Rev. A, 2014.
[21D] Datenblatt IXYS *DSB 30 C 30PB* 2005.
[22D] Datenblatt IXYS *DSEI60-02A* 2000.
[23D] Datenblatt IXYS *DSSK 40-008B* 2005.
[24D] Datenblatt Infineon *IPB107N20N3 G, IPP110N20N3 G, IPI110N20N3 G*, Rev. 2.3, 2011.
[25D] Datenblatt Infineon *IPB320N20N3 G, IPP320N20N3 G, IPI320N20N3 G*, Rev. 2.3, 2011.
[26D] Datenblatt Coilcraft *Shielded Power Inductor SER2000*.
[27D] Datenblatt Telefunken Systemtechnik GmbH *Solarmodul MQ36D und MQ36K*.

Fremdliteratur

- [28] *Benutzerhandbuch Gerätefamilie LMG 600*, V1.011, ZES ZIMMER Electronic Systems GmbH, 2014.
[29] *Benutzerhandbuch Sunways Solar-Inverter NT 2500, NT 3700, NT 4200, NT 5000*, Sunways AG.
[30] *coolcept, coolcept-x - Installations- und Bedienungsanleitung*, Steca Elektronik GmbH, 2016.
[31] *DIN EN 50524 (VDE 0126-13):2010-04 - Datenblatt- und Typschildangaben von Photovoltaik-Wechselrichtern*. 2010.
[32] *Report IEA-PVPS T1-24:2014 - Snapshot of Global PV 1992-2013*, ISBN: 978-3-906042-19-0, International Energy Agency.
[33] *Report IEA PVPS T1-26:2015 - Snapshot of Global PV Markets - 2014*, ISBN: 978-3-906042-32-9, International Energy Agency.
[34] *Report IEA PVPS T1-29:2016 - Snapshot of Global Photovoltaic Markets - 2015*, ISBN: 978-3-906042-42-8, International Energy Agency.
[35] *VDE-AR-N 4105 Anwendungsregel: 2011-08 Erzeugungsanlagen am Niederspannungsnetz*. 2011.

- [36] C. Ackermann, *Optimale Regelung der permanentmagneterregten Synchronmaschine unter Nutzung des Reluktanzmoments*, Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, 2012.
- [37] S. V. Araujo, P. Zacharias and R. Mallwitz, *Highly Efficient Single-Phase Transformerless Inverters for Grid-Connected Photovoltaic Systems*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010. 57(9): p. 3118-3128.
- [38] S. V. Araujo, P. Zacharias and B. Sahan. *Novel Grid-Connected Non-Isolated Converters for Photovoltaic Systems with Grounded Generator*. in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*. Rhodes, 2008.
- [39] C. Axtmann, M. Boxriker and M. Braun. *A Custom, High-Performance Real Time Measurement and Control System for Arbitrary Power Electronic Systems in Academic Research and Education*. in *18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*. Karlsruhe, 2016.
- [40] N. D. Benavides and P. L. Chapman, *Power Budgeting of a Multiple-Input Buck-Boost Converter*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005. 20(6): p. 1303-1309.
- [41] G. Bettenwort, R. Juchem, M. Victor and T. Müller, Europäische Patentanmeldung EP2104200A1, *Verfahren zur Ansteuerung eines Multi-String Wechselrichters für Photovoltaikanlagen*, 2009.
- [42] B. Burger, *Transformatorloses Schaltungskonzept für ein dreiphasiges Inselnetz mit Photovoltaikgenerator und Batteriespeicher*, Dissertation, Universität Karlsruhe, Fakultät für Elektrotechnik, 1997.
- [43] B. Burger and D. Kranzer. *Extreme High Efficiency PV-Power Converters*. in *EPE '09. 13th European Conference on Power Electronics and Applications*. Barcelona, 2009.
- [44] B. Burger and H. Schmidt, Patentschrift DE102008048841B3, *Trennschaltung für Wechselrichter*, 2010.
- [45] B. Carsten. *Converter Component Load Factors; A Performance Limitation of Various Topologies*. in *International PCI Conference on Power Conversion*. München, 1988.
- [46] L. F. Casey and J. T. Mossoba, U.S. Patent Application Publication US2012/0161527A1, *Photovoltaic DC/DC Micro-Converter*, 2012.
- [47] K. W. R. Chew and L. Siek. *Single Inductor Quad-Input-Dual-Output Buck Converter for Photovoltaic Systems*. in *IECON 2010 -*

- 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. Glendale, AZ, 2010.
- [48] M. Ciobotaru, R. Teodorescu and F. Blaabjerg. *A New Single-Phase PLL Structure Based on Second Order Generalized Integrator*. in *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '06)*. 2006.
- [49] W. Cui, B. Yang, Y. Zhao, W. Li and X. He. *A Novel Single-Phase Transformerless Grid-Connected Inverter*. in *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. Melbourne, VIC, 2011.
- [50] W. Demtröder, *Experimentalphysik 2 - Elektrizität und Optik*, 6. Auflage, ISBN: 978-3-642-29943-8, Springer Spektrum, 2012.
- [51] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, ISBN: 978-0-7923-7270-7, Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [52] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo and M. Vitelli. *Optimizing Duty-cycle Perturbation of P&O MPPT Technique*. in *IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC 04*. 2004.
- [53] O. Föllinger, *Regelungstechnik*, 8. überarbeitete Auflage, ISBN: 3-7785-2336-8, Hüthig GmbH Heidelberg, 1994.
- [54] R. Gonzalez, E. Gubia, J. Lopez and L. Marroyo, *Transformerless Single-Phase Multilevel-Based Photovoltaic Inverter*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008. 55(7): p. 2694-2702.
- [55] R. Gonzalez Senosiain, J. Coloma Calahorra, L. Marroyo Palomo, J. Lopez Taberna and P. Sanchis Gurrupide, European Patent Application EP2053730A1, *Single-Phase Inverter Circuit for Conditioning and Converting DC Electrical Energy into AC Electrical Energy*, 2009.
- [56] D. Graovac, M. Pürschel and A. Kiep, *Application Note - MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters*, V 1.1, Infineon Technologies AG, 2006.
- [57] Y. Gu, W. Li, B. Yang, J. Wu, Y. Deng and X. He. *A Transformerless Grid Connected Photovoltaic Inverter with Switched Capacitors*. in *2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. Fort Worth, TX, 2011.
- [58] Y. Gu, W. Li, Y. Zhao, B. Yang, C. Li and X. He, *Transformerless Inverter With Virtual DC Bus Concept for Cost-Effective Grid-*

- Connected PV Power Systems*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013. 28(2): p. 793-805.
- [59] H. Häberlin, *Photovoltaics System Design and Practice*, ISBN: 978-1-119-99285-1, John Wiley & Sons Ltd, 2012.
- [60] M. Hauck, *Bildung eines dreiphasigen Inselnetzes durch unabhängige Wechselrichter im Parallelbetrieb*, Dissertation, Universität Fridericiana Karlsruhe, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, 2002.
- [61] K. H. Hussein, I. Muta, T. Hoshino and M. Osakada, *Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions*. IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution, 1995. 142(1): p. 59-64.
- [62] R. Inzunza, R. Okuyama, T. Tanaka and M. Kinoshita. *Development of a 1500Vdc Photovoltaic Inverter for Utility-Scale PV Power Plants*. in *2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC)*. Taipei, 2015.
- [63] M. Islam and R. Singer. *Design of a New Transformerless SepCuk Inverter Topology for Grid Connected Photovoltaics*. in *2014 5th International Renewable Energy Congress (IREC)*. Hammamet, 2014.
- [64] D. Karschny, Patentschrift DE19642522C1, *Wechselrichter*, 1998.
- [65] A. Khaligh, U.S. Patent Application Publication US2010/0148587A1, *Multiple-Input DC-DC Converter*, 2010.
- [66] A. Khaligh, J. Cao and Y.-J. Lee, *A Multiple-Input DC-DC Converter Topology*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009. 24(3): p. 862-868.
- [67] U. Kiencke and R. Eger, *Messtechnik - Systemtheorie für Elektrotechniker*, 6. Auflage, ISBN: 3-540-24310-0, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2005.
- [68] U. Kiencke and H. Jäkel, *Signale und Systeme*, 3. Auflage, ISBN: 978-3-486-57811-9, Oldenbourg Wissenschaftsverlag GmbH, 2005.
- [69] F. Kimura, H. Nakata, T. Takebayashi, N. Yamatotakada, H. Kodama and K. Nishida, Patentschrift DE10120595B4 *Solarenergiesystem*, 2004.
- [70] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen and F. Blaabjerg, *A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules*. IEEE

- Transactions on Industry Applications, 2005. 41(5): p. 1292-1306.
- [71] P. Knaup, International Application WO2007/048420A1, *Inverter*, 2007.
- [72] D. Krishna, H. Preckwinkel, N. Fröhleke and J. Böcker, *A Novel LC Resonant Based Partial Booster Scheme for Improved Efficiency and Reduced Cost of Transformerless Photovoltaic Inverters*, in *PCIM Europe 2013*. 2013: Nürnberg.
- [73] V. Lo Brano, A. Orioli, G. Ciulla and A. Di Gangi, *An improved five-parameter model for photovoltaic modules*. Solar Energy Materials & Solar Cells, 2010. 94: p. 1358-1370.
- [74] S. R. McCaslin and B. J. Williams, U.S. Patent Application Publication US2012/0319489A1, *Power Shuffling Solar String Equalization System*, 2012.
- [75] M. Meinhardt, G. Cramer, B. Burger and P. Zacharias, *Multi-String-Converter with Reduced Specific Costs and Enhanced Functionality*. Solar Energy, 2001. 69: p. 217-227.
- [76] K. Mertens, *Photovoltaik Lehrbuch zu Grundlagen, Technologien und Praxis*, ISBN: 978-3-446-43411-0, Carl Hanser Verlag München, 2013.
- [77] J. Myrzik, *Topologische Untersuchungen zur Anwendung von tief-/hochsetzenden Stellern für Wechselrichter*, Dissertation, Universität Gesamthochschule Kassel, Fachgebiet Elektrotechnik, 2000.
- [78] A. Nabae, I. Takahashi and H. Akagi, *A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter*. IEEE Transactions on Industry Applications, 1981. IA-17(5): p. 518-523.
- [79] T. L. Nguyen and K.-S. Low, *A Global Maximum Power Point Tracking Scheme Employing DIRECT Search Algorithm for Photovoltaic Systems*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010. 57(10): p. 3456-3467.
- [80] U. Nuß, *Blindleistungskompensation mit selbstgeführtem Stromrichter und kapazitivem Energiespeicher*, Arbeiten aus dem Elektrotechnischen Institut der Universität Karlsruhe, 1989.
- [81] U. Nuß, *Habilitationsschrift - Eine allgemeine Methodik zur Modellbildung und Reglersynthese für stromrichtergespeiste Antriebe auf Basis der zeitdiskreten Zustandsraumdarstellung*, Fakultät für Elektrotechnik der Universität Karlsruhe (TH), 1994.

- [82] U. Nuß, *Hochdynamische Regelung elektrischer Antriebe*, ISBN: 978-3-8007-3218-0, VDE Verlag, 2010.
- [83] C. R. Osterwald, T. J. McMahon and J. A. del Cueto, *Electrochemical corrosion of SnO₂:F transparent conducting layers in thin-film photovoltaic modules*. *Solar Energy Materials & Solar Cells*, 2003. 79.
- [84] G. Pfaff and C. Meier, *Regelung Elektrischer Antriebe II - Geregelte Gleichstromantriebe*, ISBN: 3-486-39411-8, R. Oldenbourg Verlag GmbH, München, 1982.
- [85] S. Poshtkouhi and O. Trescases. *Multi-input Single-inductor DC-DC Converter for MPPT in Parallel-Connected Photovoltaic Applications*. in *2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. Fort Worth, TX, 2011.
- [86] H. Preckwinkel, D. Krishna, N. Fröhleke and J. Böcker, *A New Topology for Solar Central Inverters with 99,2% Efficiency*, in *PCIM Europe 2013*. 2013: Nürnberg.
- [87] A. Rufer. *A Five-Level NPC Photovoltaic Inverter with an Actively Balanced Capacitive Voltage Divider*. in *PCIM Europe 2015*. Nürnberg, 2015.
- [88] H. Schmidt and B. Burger, Offenlegungsschrift DE102008050765A1, *Wechselrichteranordnung zum Einspeisen von photovoltaisch gewonnener Energie in ein öffentliches Netz*, 2009.
- [89] H. Schmidt, B. Burger and K. Kiefer, *Wechselwirkungen zwischen Solarmodulen und Wechselrichtern*. Fraunhofer-Institut für Solare Energiesysteme ISE, Electronic Publication in Fraunhofer Publica, 2007.
- [90] H. Schmidt, C. Siedle and J. Ketterer, Offenlegungsschrift DE10221592A1, *Wechselrichter sowie Verfahren zum Umwandeln einer elektrischen Gleichspannung in Wechselstrom*, 2003.
- [91] D. Schröder, *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*, 3. Auflage, ISBN: 978-3-540-89613-5, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2009.
- [92] M. Schweizer and J. W. Kolar, *Design and Implementation of a Highly Efficient Three-Level T-Type Converter for Low-Voltage Applications*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013. 28(2): p. 899-907.

- [93] E. Serban, M. Ordonez and C. Pondiche, *DC-Bus Voltage Range Extension in 1500 V Photovoltaic Inverters*. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2015. 3(4): p. 901-917.
- [94] J.-M. Shen, H.-L. Jou and J.-C. Wu, *Novel Transformerless Grid-Connected Power Converter With Negative Grounding for Photovoltaic Generation System*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012. 27(4): p. 1818-1829.
- [95] J.-W. Shin, H. Shin, J.-I. Ha and B.-H. Cho. *A Low-Common Mode Noise and High-Efficiency Buck-Buck-Boost inverter*. in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE*. 2013.
- [96] O. Stalter, P. Wellnitz and B. Burger. *Flying Capacitor Topology for Grounding of Single-Phase Transformer-less Three-Level Photovoltaic Inverters*. in *16th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'14 ECCE Europe)*. Lappeenranta, 2014.
- [97] R. Swanson, M. Cudzinovic, D. DeCeuster, V. Desai, J. Jürgens, N. Kaminar, W. Mulligan, L. Rodrigues-Barbarose, D. Rose, D. Smith, A. Terao and K. Wilson, *The surface polarization effect in high-efficiency silicon solar cells*. 15th PVSEC, 2005.
- [98] C. W. Tan, T. C. Green and C. A. Hernandez-Aramburo. *An Improved Maximum Power Point Tracking Algorithm with Current-Mode Control for Photovoltaic Applications*. in *2005 International Conference on Power Electronics and Drives Systems*. Kuala Lumpur, 2005.
- [99] U. Tietze and C. Schenk, *Halbleiter-Schaltungstechnik*, 11. Auflage, ISBN: 3-540-64192-0, Springer, 1999.
- [100] J. Vázquez, N. Vázquez, J. Vaquero, I. Méndez, C. Hernández and H. López. *An Integrated Transformerless Photovoltaic Inverter*. in *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Yokohama, 2015.
- [101] M. Victor, F. Greizer, S. Bremicker and U. Hübler, Patentschrift DE102004030912B3, *Verfahren zum Umwandeln einer elektrischen Gleichspannung einer Gleichspannungsquelle insbesondere einer Photovoltaik-Gleichspannungsquelle in eine Wechselspannung*, 2006.

- [102] H.-G. Wagemann and H. Eschrich, *Photovoltaik - Solarstrahlung und Halbleitereigenschaften - Solarzellenkonzepte und Aufgaben*, 1. Auflage, ISBN: 978-3-8351-0168-5, B.G.Teubner Verlag, 2007.
- [103] A. Wagner, *Photovoltaik Engineering*, 3. Auflage, ISBN: 978-3-642-05413-6, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2009.
- [104] G. R. Walker and P. C. Sernia, *Cascaded DC-DC Converter Connection of Photovoltaic Modules*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004. 19(4): p. 1130-1139.
- [105] W. Yu, J.-S. Lai, H. Qian and C. Hutchens, *High-Efficiency MOSFET Inverter with H6-Type Configuration for Photovoltaic Nonisolated AC-Module Applications*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011. 26(4): p. 1253-1260.
- [106] P. Zacharias and B. Burger. *Overview of Recent Inverter Developments for Grid Connected Systems*. in *Proc. of 21st European Photovoltaic Solar Energy Conference*. Dresden, 2006.
- [107] P. Zacharias and B. Sahan, Patentschrift DE102007028077B4, *Vorrichtung zur Einspeisung elektrischer Energie in ein Energieversorgungsnetz und Gleichspannungswandler für eine solche Vorrichtung (1)*, 2009.
- [108] P. Zacharias and B. Sahan, Patentschrift DE102007028078B4, *Vorrichtung zur Einspeisung elektrischer Energie in ein Energieversorgungsnetz und Gleichspannungswandler für eine solche Vorrichtung (2)*, 2009.
- [109] L. Zhang, K. Sun, Y. Xing and M. Xing, *H6 Transformerless Full-Bridge PV Grid-Tied Inverters*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014. 29(3): p. 1229-1238.

