

Optimierter Brennstoffzellen-Wechselrichter für den Netz- und Inselbetrieb

von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

der

Technischen Universität Dortmund

genehmigte

DISSERTATION

zur Erlangung des wissenschaftlichen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften

von

Dipl.-Ing. Frank Bertling

Dortmund, 2007

Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. Stefan Kulig

Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Andreas Lindemann

Tag der mündlichen Prüfung: 26. Juni 2008

Kurzfassung

Die Verwendung von Brennstoffzellen zur dezentralen Erzeugung von thermischer und elektrischer Energie (Kraft-Wärme-Kopplung) ermöglicht eine effiziente Nutzung der Primärenergie. Hierbei wird die erzeugte elektrische Energie mittels eines Wechselrichters an das öffentliche Netz abgegeben. Für einen Brennstoffzellen-Netzwechselrichter ergeben sich aufgrund der Eigenschaften der Brennstoffzelle, der wärmegeführten Betriebsart und der technischen und rechtlichen Randbedingungen bei der Netzanbindung besondere Anforderungen, die erfüllt werden müssen um einen zuverlässigen, sicheren und wirtschaftlich sinnvollen Betrieb zu gewährleisten.

In der vorliegenden Arbeit wird hierfür eine geeignete Struktur und Funktionsweise eines Brennstoffzellen-Wechselrichters bestimmt und die Steuerung des Betriebsablaufs mittels eines digitalen Signalprozessors beschrieben.

Aufgrund des Einflusses der Stromwelligkeit auf die Brennstoffzellen-Lebensdauer wird die Welligkeit des vom Wechselrichter aufgenommenen Stromes betrachtet und Optimierungsmöglichkeiten erarbeitet. Die Netzanbindung wird insbesondere unter den Aspekten einer sicheren Netzausfallerkennung und der Netzzunterstützung im Rahmen eines virtuellen Kraftwerks betrachtet; weiterhin wird für den Fall einer Versorgungsunterbrechung aufgrund eines Netzausfalls ein optionaler netzunabhängiger Inselbetrieb realisiert. Im Rahmen der Kraft-Wärme-Kopplung wird die Brennstoffzelle wärmegeführt betrieben; die steuerungs- und regelungstechnischen Aspekte dieser Betriebsart werden betrachtet.

Zur Erprobung der erarbeiteten Lösungen wird ein Prototyp eines Brennstoffzellen-Wechselrichters realisiert. Anhand des Prototypen werden Optimierungsmöglichkeiten demonstriert, um einen hohen elektrischen Wirkungsgrad zu erreichen.

Abstract

Employing fuel cells for the decentral cogeneration of thermal and electrical energy offers an efficient way of primary energy utilisation. The electrical energy is injected into the public grid by means of an inverter. For a fuel cell grid inverter, the characteristics of the fuel cell, the thermally controlled operation mode and the technical and regulatory constraints of the grid connection result in special requirements which have to be met in order to guarantee reliable, safe and cost-effective operation.

In the presented work, a suitable structure and mode of operation for a fuel cell inverter is determined and the control of its operation by means of a digital signal processor is described.

Due to the effect of current ripple on the fuel cells lifetime, the inverters input current is examined and optimisation options are developed. The aspects of grid connection are reviewed, particularly in regard to islanding detection and grid improvement (virtual power plant) options. For outages of the public grid, an additional grid independent island mode is implemented. For the cogeneration of electric and thermal energy, the fuel cells operation point is determined based on the required amount of heat; the control aspects of this mode of operation are analysed.

In order to test the acquired solutions, a fuel cell inverter prototype is realised. With the prototype, options for increasing the electrical efficiency are demonstrated.

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Elektrische Antriebe und Mechatronik der Universität Dortmund.

Mein spezieller Dank gebührt Herrn Prof. Dr. Dr. S. Kulig. Seine Betreuung und Förderung trug wesentlich zum Gelingen der Arbeit bei. Auch ermöglichte er mir die Teilnahme an zahlreichen Konferenzen und fachlichen Weiterbildungen.

Herrn Prof. Dr. A. Lindemann gilt mein aufrichtiger Dank für die Hinweise und nützlichen Anregungen, das Interesse an dieser Arbeit und die Übernahme des Korreferats.

Herrn Dr. Soter danke ich für die Diskussionen zu Themen der regenerativen Energieerzeugung, aus denen zahlreiche Ideen für Veröffentlichungen und für diese Arbeit resultierten.

Zu weiterem Dank verpflichtet bin ich Herrn F. Munk für seine Unterstützung und den Mitarbeitern der Munk GmbH für die gute Zusammenarbeit, durch die auf viele Fragen der praktischen Realisation eine Antwort gefunden werden konnte.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	15
1.1	Aktueller Stand der Entwicklung	16
1.2	Zielsetzung	17
1.3	Zugrundeliegendes Wechselrichter-Konzept	18
2	Wechselrichterstruktur und Funktionsübersicht	20
2.1	Topologie	20
2.2	Funktionsübersicht	23
2.3	Betriebsablauf	30
3	Zwischenkreisspannungs-Regelung	32
3.1	Regelstrategie	32
3.2	Welligkeit	33
3.3	Eingangsstrom-Welligkeitskompensation	37
3.4	Reaktion auf Lastwechsel	38
4	Netzparallelbetrieb	42
4.1	Nulldurchgangserkennung	43
4.2	Stromregelung	45
4.2.1	Funktionsprinzip	45
4.2.2	Implementation	48
4.2.3	Parametrierung	51
4.2.4	Minimierung des Verzerrungsstroms	53
4.2.5	Minimierung des Gleichstromanteils	54
4.2.6	Einfluß der Regelungstotzeit	55
4.3	Netzaufschaltung und Netztrennung	60
4.4	Netzausfallerkennung	62
4.4.1	Einphasige Spannungs- und Frequenzüberwachung	67
4.4.2	Erkennung von Netzimpedanzsprüngen	71
4.5	Virtuelles Kraftwerk	77
4.5.1	Struktur	77
4.5.2	Leistungsregelung	82

4.5.3	Oberschwingungskompensation	86
5	Inselbetrieb	95
5.1	Spannungssteuerung	96
5.2	Überstromabschaltung	99
5.3	USV-Funktion (unterbrechungsfreie Stromversorgung)	101
6	Kraft-Wärme-Kopplung	106
6.1	Schnittstelle für lokale Steuerung	106
7	Wirkungsgrad-Optimierung	108
7.1	Gleichrichterbrücken-Freilauf	110
7.1.1	Einleitung	110
7.1.2	Simulation	111
7.1.3	Nachweis der Wirkungsgradverbesserung	112
7.2	Eingangsbriicken-Freilauf	114
7.2.1	Einleitung	114
7.2.2	Funktionsweise	117
7.2.3	Messungen	118
7.3	Ergebnisse	122
8	Zusammenfassung und Ausblick	125
9	Anhang	127
9.1	Frequenztransformation	127
9.2	Auswahl der Frequenzen für die Netzimpedanzmessung	129
9.3	Temperaturmessung	130
9.4	Temperaturüberwachung	132
9.5	Ausgangsstromerfassung	135
9.6	Brennstoffzellen-Kennlinie	138
9.7	Beschreibung des Wechselrichter-Prototypen	140

Abbildungsverzeichnis

1.1	Netzwechselrichtertopologie mit 50Hz- (links) und Hochfrequenztransformator	19
2.1	Blockschaltbild des Brennstoffzellenwechselrichters	20
2.2	Beispiel für Brennstoffzellen-Kennlinie	27
2.3	Ablaufplan Betriebszustandsverwaltung (Übersicht)	30
3.1	Zeitverlauf der U_{ZK} -Regelung ohne (links) u. mit differentieller Nebenbedingung . .	33
3.2	Simulation der Zwischenkreisspannungs-Welligkeit	34
3.3	Zeitverlauf der Zwischenkreisspannungs- und Eingangsstrom-Welligkeit	35
3.4	Frequenzspektrum von Eingangsstrom und Zwischenkreisspannung	37
3.5	Zwischenkreisspannungs-Regelkreis	38
3.6	U_{ZK} -Regelung bei Lastsprung mit ohmscher, Konstantstrom- und Konstantleistungs- Last	39
4.1	Ablauf der Nulldurchgangserkennung	43
4.2	Stromgesteuerte Stromregelung (prinzipieller Verlauf)	45
4.3	Schaltzustände der Ausgangsbrücke	46
4.4	Zeitverlauf von U_{Netz} und I_{WR}	47
4.5	Schaltzustände von Vollbrücke (links) und Hochsetzsteller für eine Netz-Halbwelle .	47
4.6	Prinzipschaltbild des Stromreglers	48
4.7	Ladestrom der Boosterkapazität abh. vom Schaltzustand der Ausgangsbrücke	50
4.8	Stromverlauf u. Schaltmuster in Abh. von Polaritätswechsel-Kanalbreite	52
4.9	Stromverlauf zu Beginn (links) und nach Abschluß der Tastverhältnis- Kanalbreitenregelung	53
4.10	Stromverlauf zu Beginn (links) und nach Abschluß der Polaritätswechsel- Kanalbreitenregelung	54
4.11	Prinzipbild des Regelkreises	55
4.12	Simulation der Stromregelung mit geringer (links) u. hoher Totzeit	56
4.13	Stromregelung mit geringer (links) u. hoher Totzeit bei Sollwert Null	57
4.14	Prinzipverläufe für Stromformkorrektur durch Sollwertaufschaltung	58
4.15	Ströme im Ausgangsfilter	58
4.16	Stromverlauf I_{WR} ohne (links) und mit Formkorrektur	59
4.17	Stromfluß in Ausgangsbrücke (abh. von Spannungen und Schaltzuständen)	60
4.18	Netzaufschaltung	61
4.19	Netzformen im Niederspannungsnetz	62

4.20	Übersicht der Möglichkeiten zur Netzausfallerkennung	63
4.21	Lastbereich für durch Spannungs- und Frequenzüberwachung nicht detektierbaren Inselbetrieb	68
4.22	Prinzipverlauf für Inselnetzspannung bei geringer Last	70
4.23	Netzspannungs-Momentanwertüberwachung	70
4.24	Netzspannungs-Frequenzspektrum	72
4.25	Momentanwertverlauf von Leistung $P_{Mom}(t)$ und Energie $E_{Mom}(t)$ für 40Hz- und 47,5Hz-Zwischenharmonische	73
4.26	Blockschaltbild für Zwischenharmonischen-Pulsation	74
4.27	Prinzipverlauf für Zwischenharmonischen-Pulsation	75
4.28	Ergebnisse d. Impedanzmessung im Parallelbetrieb ohne (links) und mit Pulsation	76
4.29	Strukturübersicht ohne übergeordnete Steuerung	78
4.30	Strukturübersicht mit übergeordneter Steuerung	79
4.31	Zeitverlauf von U_{Netz} und I_{WR} bei ausschliesslicher Wirk- oder Blindleistungserzeugung (links) und bei Kombination von Wirk- und Blindleistung	83
4.32	Schaltbild und Zeigerdiagramm des Spannungsabfalls zwischen Erzeuger und Verbraucher	83
4.33	Zusammenhang zwischen P,Q und U,f in Abhängigkeit von der Netzimpedanz	85
4.34	Zusammenhang zwischen P,Q und U,f bei $\theta = 45^\circ$	85
4.35	Verzerrungsleistung bei Phasenanschnitt/Schwingungspaketsteuerung (Beispiel)	86
4.36	Zeitverlauf und Frequenzspektrum der Stromaufnahme eines Schaltnetzteils	87
4.37	Vereinfachtes Schaltbild der Quellen und Senken für Stromharmonische	88
4.38	Regelungsstrategie zur Bestimmung des Kompensationsstroms	90
4.39	Ströme und Spannungsabfälle mit Vorwiderstand	91
4.40	Frequenzspektren von U_{Netz} und I_{WR} ohne Oberschwingungskompensation	92
4.41	Frequenzspektren von U_{Netz} und I_{WR} mit Oberschwingungskompensation	92
4.42	Zeitverlauf von U_{Netz} und I_{WR} ohne Oberschwingungskompensation	93
4.43	Zeitverlauf von U_{Netz} und I_{WR} mit Oberschwingungskompensation	93
4.44	Frequenzspektren von U_{Netz} und I_{WR} mit Kompensation u. erhöhter Netzimpedanz	94
4.45	Zeitverlauf von U_{Netz} und I_{WR} mit Kompensation und erhöhter Netzimpedanz	94
5.1	Schaltzustände der Ausgangsbrücke	96
5.2	Prinzipieller Spannungsverlauf bei Pulsweitenmodulation	97
5.3	Zeitverlauf von U_{Insel} und I_{Last}	98

5.4	Prinzipschaltbild der Überstromabschaltung	99
5.5	USV-Betrieb	101
5.6	Zeitverlauf von Strom und Spannung bei Netztrennung u. Netzaufschaltung	103
5.7	USV-Klassifizierung - Stufe 3	105
6.1	Heizleistungsregelung ohne (links) u. mit Erkennung des Inselbetriebs	107
7.1	Übersicht über die Wirkungsgradverluste im Brennstoffzellenwechselrichter	108
7.2	Kennlinie der Diode (in Durchlassrichtung)	110
7.3	Zwischenkreis-Prinzipschaltbild: Gleichrichtervollbrücke mit Freilaufdiode	111
7.4	Schaltung für Simulation der Stromverläufe im Zwischenkreis	112
7.5	Simulation der Stromverläufe im Zwischenkreis mit (links) und ohne Freilaufdiode	112
7.6	Strom-, Spannungs- und Leistungsverläufe mit Zwischenkreis-Freilaufdiode	113
7.7	Prinzipieller Aufbau eines MOSFETs	114
7.8	Vereinfachtes Schaltbild des Wechselrichters, Schaltzustände der Eingangsbrücke	115
7.9	Simulation der Abmagnetisierung mit/ohne Freilauf über MOSFET-Kanal	116
7.10	Auswahl der Ansteuerungsmethode mittels Ausgangsleistungs-Hysterese	117
7.11	Eingangsbrücken-Ansteuerung mit und ohne MOSFET-Freilauf	118
7.12	Zwischenkreisspannungsverlauf bei einem Wechsel der Ansteuerungsmethode	119
7.13	Zeitverläufe von Strom und Spannung mit/ohne Freilauf	120
7.14	MOSFET-Temperaturen bei 200W (links) und 400W Ausgangsleistung	120
7.15	Verlustleistungs-Kennlinien mit/ohne Freilauf	121
7.16	Gesamtverluste abhängig von übertragener Leistung und Eingangsspannung	122
7.17	Gesamtverluste als Funktion der übertragenen Leistung	122
7.18	Gesamtwirkungsgrad abhängig von übertragener Leistung und Eingangsspannung	123
7.19	Gesamtwirkungsgrad als Funktion der übertragenen Leistung	124
9.1	Filterstruktur des Goertzel-Algorithmus	127
9.2	Beispielablauf für automatische Frequenzauswahl	129
9.3	Widerstands-Temperatur- und Temperatur-Spannungs-Kennlinie	130
9.4	Kennlinie (links) und prinzipieller Programmablauf für temperaturabhängige Lüfterregelung	134
9.5	Verarbeitung der Ausgangsstrommessung	135
9.6	Zeitverlauf der Nullpunktbestimmung	137
9.7	Prinzipverlauf der Brennstoffzellen-Kennlinie	138

9.8 Kennlinien von Brennstoffzelle und ohmschen Lasten (links) bzw. leistungsgeregelten Lasten	139
9.9 Vorderansicht Wechselrichter-Prototyp	140
9.10 Kühlkörperanbindung der Leistungshalbleiter	141

Verwendete Symbole

f_1	Grundschwingungsfrequenz (typ.: 50Hz) der Netz- oder Inselspannung.
f_S	Schaltfrequenz der Ausgangsbrücke.
$I_{Ist[,ges]}[(t)]$	Ausgangsstrom-Istwert (Momentanwert/Zeitverlauf).
$I_{Ist,0^\circ}(k), I_{Ist,90^\circ}(k)$	Frequenzspektrum Ausgangsstrom-Istwert (kartesische Darstellung der Harmonischen k).
$I_{Last}[(t)]$	Laststrom im Inselbetrieb (Momentanwert/Zeitverlauf).
$I_{Soll[,ges]}[(t)]$	Ausgangsstrom-Sollwert (Momentanwert/Zeitverlauf).
$I_{Soll,0^\circ}(k), I_{Soll,90^\circ}(k)$	Frequenzspektrum Ausgangsstrom-Sollwert (kartesische Darstellung der Harmonischen k).
$I_{WR}[(t)]$	Ausgangsstrom(-Istwert) des Wechselrichters. Entspricht $I_{Ist[,ges]}[(t)]$.
$P_{Ist[,ab]}$	Vom Wechselrichter abgegebene Wirkleistung.
$P_{Soll,EVU}$	Sollwertvorgabe für die abgegebene Wirkleistung im Netzbetrieb durch das Energieversorgungsunternehmen.
$P_{Soll,lokal}$	Sollwertvorgabe für die abgegebene Wirkleistung im Netzbetrieb durch die übergeordnete Steuerung der Kraft-Wärme-Kopplung.
Q_{Ist}	Vom Wechselrichter abgegebene Grundschwingungs-Blindleistung.
Q_{Soll}	Sollwertvorgabe für die Grundschwingungs-Blindleistung im Netzbetrieb.
T_1	Grundschwingungsperiode (typ.: 20ms) der Netz- bzw. Inselspannung.
T_S	Schaltperiodendauer der Ausgangsbrücke.
t_{ein}	Einschaltdauer (in einer Schaltperiode) der Ausgangsbrücke.

U_{DC}	Zwischenkreisspannung.
$U_{Insel}[(t)]$	Ausgangsspannung im Inselbetrieb (Momentanwert/Zeitverlauf).
\hat{U}_{Insel}	Ausgangsspannung im Inselbetrieb (Amplitude).
$U_{Netz}[(t)]$	Netzspannung (Momentanwert/Zeitverlauf).
$U_{Netz,0^\circ}(k), U_{Netz,90^\circ}(k)$	Frequenzspektrum der Netzspannung (kartesische Darstellung der Harmonischen k).
$U_{PWM}[(t)]$	Ausgangsbrücken-Rechteckspannung (Momentanwert/Zeitverlauf).

1 Einleitung

Brennstoffzellen wandeln die chemische Energie eines Brennstoffes in elektrische Energie um. Dies geschieht in Form eines elektrochemischen Prozesses; im Gegensatz zu der Erzeugung von elektrischer Energie mittels einer Wärmekraftmaschine entfallen bei der elektrochemischen Energieumwandlung die Zwischenschritte der Umwandlung in thermische und kinetische Energie. Auf diese Weise kann ein höherer Wirkungsgrad erreicht werden.

Das Funktionsprinzip einer Brennstoffzelle beruht auf der Oxidation eines Brennstoffes. Als Brennstoff werden i.A. Wasserstoff oder wasserstoffhaltige Verbindungen verwendet. Als Oxidationsmittel dient üblicherweise der Luftsauerstoff. Bei der zugrundeliegenden chemischen Reaktion gibt der molekulare Brennstoff Elektronen ab (Oxidation zu einem positiv geladenen Kation), die vom molekularen Oxidationsmittel aufgenommen werden (Reduktion zu einem negativ geladenen Anion). Nach einer Kombination beider Ionen entsteht ein elektrisch neutrales Reaktionsprodukt.

Um die Energie nutzbar zu machen, die bei dem Elektronenübergang vom Brennstoff zum Oxidationsmittel freigesetzt wird, ist eine räumliche Trennung von Oxidations- und Reduktionsvorgang notwendig, so dass durch die vom Brennstoff abgegebenen Elektronen eine Arbeit verrichtet wird, bevor sie vom Oxidationsmittel aufgenommen werden. Dies geschieht bei der *Festoxid-Brennstoffzelle* (*SOFC*¹) durch eine keramische Membran (Elektrolyt), die sowohl für Elektronen als auch für die molekularen Formen von Brennstoff (hier: Wasserstoff) und Oxidationsmittel (hier: Sauerstoff) undurchlässig ist, jedoch einen Ionenfluß zwischen einer Brennstoff- und einer Oxidationsmittelkammer ermöglicht. In der Brennstoffkammer wird der molekulare Wasserstoff an einer mit einem Katalysator beschichteten Elektrode in positiv geladene Wasserstoff-Ionen aufgespalten; die freiwerdenden Elektronen werden von der somit negativ geladenen Elektrode (Anode) aufgenommen und über eine Last zur Kathode in der Oxidationsmittelkammer geführt. Dort werden sie vom molekularen Sauerstoff aufgenommen. Die entstehenden negativ geladenen Sauerstoff-Ionen können die Membran passieren und somit in der Brennstoffkammer mit den positiv geladenen Wasserstoff-Ionen zu Wasser als Endprodukt der Reaktion kombinieren.

Durch die andauernde Zufuhr von Brennstoff (Wasserstoff) und Oxidationsmittel (Luftsauerstoff) und die Abgabe des Reaktionsproduktes (Wasser) kann eine kontinuierliche Erzeugung von elektrischer Energie aufrechterhalten werden. Gleichzeitig wird bei der Reaktion auch thermische Energie (Wärme) freigesetzt.

Bei der *Kraft-Wärme-Kopplung* wird neben der elektrischen Energie auch die thermische Energie genutzt, die im Rahmen eines Energieumwandlungsprozesses anfällt. Durch die sinnvolle Nutzung beider Sekundärenergien steigt der Gesamtwirkungsgrad, so dass Einsparungen bei der umgesetzten Primärenergie (Brennstoff) möglich werden.

Die *dezentrale Kraft-Wärme-Kopplung* in Verbindung mit einer *Netzeinspeisung der elektrischen Energie* ermöglicht hierbei eine einfachere und effizientere Nutzung der Sekundärenergien: Indem die thermische Energie lokal genutzt wird (Heizung, Warmwasser), entfällt die Notwendigkeit zur Wärmeübertragung über längere Strecken, die den kostenintensiven Aufbau einer typischerweise noch nicht vorhandenen Fernwärmeleitungs-Infrastruktur erforderlich macht. Ebenfalls werden auf diese Weise die Leitungsverluste (Wärmeabgabe an die Umgebung) vermieden.

Während eine Wärmeübertragung mit relativ hohen Kosten und Wärmeverlusten behaftet ist, kann Wärme relativ einfach gespeichert werden, zumal das Heizungssystem (Wasserkreislauf) selbst be-

¹Solide Oxide Fuel Cell

reits einen Wärmespeicher darstellt. Auf diese Weise können Änderungen des Wärmebedarfs (z.B. bei der Warmwasserentnahme) ohne eine sofortige stärkere Variation des Betriebspunktes der Kraft-Wärme-Kopplung (und der damit verbundenen thermisch-mechanischen Belastung der Brennstoffzelle) ausgeglichen werden. Im zeitlichen Mittel muss für eine effiziente Nutzung der thermischen Energie die erzeugte Wärmemenge an den erforderlichen Bedarf (für Heizung und Warmwassererzeugung) angepasst werden; dies wird als *wärmegeführter Betrieb* bezeichnet.

Die Speicherung von elektrischer Energie hingegen ist relativ kosten- und verlustintensiv. Da die im Rahmen der wärmegeführten Kraft-Wärme-Kopplung erzeugte Energiemenge typischerweise nicht mit dem lokalen Energiebedarf der elektrischen Lasten übereinstimmt, ist die Abgabe der elektrischen Energie an das in praktisch allen Wohngebieten vorhandene öffentliche Stromversorgungsnetz sinnvoll.

Um die der Brennstoffzelle entnommene elektrische Energie dem öffentlichen Niederspannungsnetz zuzuführen, ist eine Spannungsanhebung und Wechselrichtung notwendig. Hierfür stehen unterschiedliche Schaltungskonzepte zur Verfügung, die sich u.A. in der Reihenfolge der Spannungs-Umwandlungsprozesse (Spannungsanhebung auf der Gleich- oder Wechselspannungsseite) unterscheiden. Unabhängig hiervon werden Spannungsanhebung und Wechselrichtung üblicherweise innerhalb eines als *Wechselrichter* bezeichneten Gerätes realisiert, um z.B. eine Koordination beider Funktionen in Bezug auf ihre Regelung zu ermöglichen.

Bei der Konzeption des Wechselrichters müssen Randbedingungen beachtet werden, die sich aus den technischen Eigenschaften von Brennstoffzelle und öffentlichem Netz ergeben; insbesondere bei der Netzanbindung des Wechselrichters sind ebenfalls die von den Energieversorgungsunternehmen (Netzbetreiber) vorgegebenen Anschlußbedingungen zu erfüllen, die i.d.R. auf länderspezifische Normen bzw. Richtlinien beruhen.

Weiterhin stellen sich mit der zunehmenden Anzahl an dezentralen Energieerzeugungsanlagen (z.B. auch Photovoltaik und Windkraft) Fragen bezüglich des Einflusses auf die Stabilität (Leistungsregelung) und Qualität (z.B. Spannungsform) des öffentlichen Netzes. Auch wenn diese Aspekte in den derzeitigen Anschlußbedingungen noch nicht bzw. nur teilweise enthalten sind, ist eine Berücksichtigung bei der Konzeption des Wechselrichters sinnvoll, um entsprechende zukünftige Anforderungen erfüllen zu können.

Eine weitere Anforderung an den Wechselrichter besteht in der Option eines *netzunabhängigen Inselbetriebs*, um dem Kunden die Möglichkeit zu geben, bei einem Ausfall des öffentlichen Stromversorgungsnetzes eigene lokale Verbraucher durch den Wechselrichter weiterzuversorgen.

1.1 Aktueller Stand der Entwicklung

Während für die Netzanbindung und auch für den Inselbetrieb anderer, bereits weiter verbreiteter Arten der regenerativen Energieerzeugung (Photovoltaik und Windkraft) eine Vielzahl an kommerziell verfügbaren Lösungen existieren, die in Bezug auf ihre Wirtschaftlichkeit (Gerätekosten, Wirkungsgrad, Zuverlässigkeit) optimiert sind, befindet sich die Entwicklung von Wechselrichtern für Brennstoffzellen kleinerer Leistung (zur dezentralen Kraft-Wärme-Kopplung) noch in der Anfangsphase.

Die Entwicklung von Brennstoffzellenwechselrichtern findet hauptsächlich durch die Hersteller von Netz- oder Inselnetzwechselrichtern aus anderen Anwendungsbereichen (im Bereich 1..10kW hauptsächlich Photovoltaik oder auch unterbrechungsfreie Stromversorgungen) statt. Diese können

auf bereits vorhandene Erfahrungen und Konzepte zurückgreifen, um die Entwicklungszeit zu verringern und Entwicklungskosten einzusparen.

Auf Photovoltaik oder Windkraft basierende dezentrale Energieerzeugungsanlagen werden i.d.R. zur Maximierung der Erträge bei der maximal verfügbaren Leistung (*Maximum Power Point, MPP*) betrieben. Bei der Netzanbindung von Brennstoffzellen im Rahmen einer dezentralen Kraft-Wärme-Kopplung ist jedoch eine Anpassung des Betriebspunktes an den erforderlichen Wärmebedarf (wärmegeführter Betrieb) erforderlich [8]. Ausserdem werden oftmals seitens der Brennstoffzellen-Hersteller geringe Schwankungen des Betriebspunktes und eine geringe Stromwelligkeit zur Aufrechterhaltung der Brennstoffzellenlebensdauer gefordert [12],[14]. Diese speziellen Anforderungen werden bei der Übernahme von Wechselrichterkonzepten aus anderen Anwendungen nicht oder nur zum Teil berücksichtigt.

Weiterhin eröffnet die dezentrale Kraft-Wärme-Kopplung mittels Brennstoffzellen besondere Möglichkeiten wie die Unterstützung des Netzes durch eine Anpassung der Wirkleistungsabgabe (*virtuelles Kraftwerk*) [16], die bei bisherigen Brennstoffwechselrichterkonzepten größtenteils ungenutzt bleiben.

Da bei Wechselrichtern mit Netzanbindung die Netzausfallerkennung (Vermeidung einer Inselnetz-bildung) von großer Bedeutung ist, stellt diese Thematik einen Schwerpunkt bei der Entwicklung von Wechselrichtern für die dezentrale Energieerzeugung dar (siehe z.B. [15],[18],[20],[26]). Das Ziel hierbei ist es, die sichere Erkennung eines Netzausfalls zu garantieren und Fehlabschaltungen (ohne vorangegangenen Netzausfall) zu vermeiden. Fehlabschaltungen werden u.A. durch Wechselwirkungen zwischen mehreren in einem Netzsegment betriebenen Wechselrichtern verursacht. Um auch bei einer zukünftigen weiteren Verbreitung der dezentralen Energieerzeugung die Anforderung einer sicheren Netzausfallerkennung zu erfüllen und Ausfallzeiten durch Fehlabschaltungen zu vermeiden, sind Weiterentwicklungen in diesem Bereich sinnvoll.

1.2 Zielsetzung

Die Zielsetzung dieser Arbeit ist die Entwicklung und Erprobung eines optimierten Wechselrichterkonzeptes für die dezentrale Energieerzeugung mittels Brennstoffzellen. Zur Erprobung der erarbeiteten Lösungen wird ein Prototyp eines Brennstoffzellen-Wechselrichters realisiert, der für den Einsatz an Festoxid-Brennstoffzellen optimiert ist, jedoch auch mit anderen Gleichspannungsquellen (andere Brennstoffzellentypen, Photovoltaik) eingesetzt werden kann. Der realisierte Wechselrichter-Prototyp dient ebenfalls als Beispiel zur Veranschaulichung der aufgezeigten Berechnungs- und Auslegungsmethoden.

Die grundsätzliche Funktion des Wechselrichters besteht in einer Wirkleistungsübertragung von der mit der Brennstoffzelle verbundenen Gleichspannungs-Eingangsseite auf die zur Netzanbindung oder zur Versorgung lokaler Verbraucher genutzte Wechselspannungs-Ausgangsseite. Die Eigenversorgung der Steuer- und Messelektronik erfolgt hierbei auf der Eingangsseite, um einen Selbstanlauf des Wechselrichters im netzunabhängigen Inselbetrieb zu ermöglichen; weiterhin wird auf diese Weise die mitunter seitens des Energieversorgungsunternehmens gestellte Forderung nach einer abschliesslichen Leistungsabgabe am Einspeisepunkt erfüllt.

Da im Rahmen des wärmegeführten Betriebs die zu übertragende elektrische Leistung variiert wird (um die erzeugte Wärmemenge anzupassen), kann der Wechselrichter nicht auf einen einzelnen

Nenn-Betriebspunkt optimiert werden. Es ist stattdessen von Interesse, einen möglichst hohen Wirkungsgrad in einem weiten Betriebsbereich aufrechtzuerhalten.

Dies trifft nicht nur in Bezug auf die Leistung, sondern auch in Bezug auf die Eingangsspannung zu, da die Spannung eines Brennstoffzellenstacks aufgrund der stromdichteabhängigen Zellenspannung mit zunehmender Leistungsabgabe abnimmt. Die hierfür verantwortlichen elektrochemischen Vorgänge führen ebenfalls zu einer Begrenzung der zulässigen bzw. sinnvollen Stromdichte.

Basierend auf den typischen Spezifikationen der Brennstoffzellenhersteller wird davon ausgegangen, dass sich die Eingangsspannung zwischen Leerlauf und Volllast maximal um den Faktor 2 ändert. Die Leerlaufspannung des Stacks wird durch die Leerlaufspannung der einzelnen Zellen² und die Anzahl der in Reihe geschalteten Zellen bestimmt. Mit einer aufgrund der elektrochemischen Vorgänge begrenzten Stromdichte und einem aufgrund von konstruktiven Anforderungen begrenzten Zellenquerschnitt ist somit eine bestimmte Anzahl an in Reihe geschalteten Zellen notwendig, um eine bestimmte Leistung zu erreichen.

Bei der für den Wechselrichter spezifizierten Nennleistung von 1000W wird daher von einer Ausgangsspannung des Brennstoffzellenstacks im Bereich von 40V (bei Volllast) bis 80V (im Leerlauf) ausgegangen.

Um eine Verringerung der Lebensdauer der Brennstoffzelle zu vermeiden, ist weiterhin eine geringe Niederfrequenz(NF)-Welligkeit des aus der Brennstoffzelle aufgenommenen Eingangsstromes von Bedeutung. Hierbei ist die Zielsetzung, die von den Brennstoffzellenherstellern spezifizierten Grenzwerte zu unterschreiten.

Die einphasige Netzanbindung ist für den Betrieb im europäische Niederspannungsnetz mit einem Nennspannungs-Effektivwert von 230V bei einer Nennfrequenz von 50Hz auszulegen; die Versorgung lokaler Lasten im netzunabhängigen Inselbetrieb erfolgt ebenfalls mit diesen Parameterwerten.

Um einen negativen Einfluß auf die Netzspannungsform zu vermeiden, ist auch bei einer verzerrten Spannungsform die Einhaltung der Sinusform für den dem Netz zugeführten Einspeisestrom erforderlich. Auch ist eine reine Wirkleistungsabgabe zu realisieren. Für eine Verbesserung der Netzspannungsform bzw. als Beitrag zur Leistungsregelung des Netzes sind jedoch eine Anpassung der Form des Einspeisestroms bzw. eine steuerbare Übertragung von Blindleistung als Option vorzusehen.

Weiterhin ist bei der Netzanbindung die Erkennung einer Inselnetzbildung³ mittels einer geeigneten Netzausfallerkennung erforderlich. Hierbei ist eine hohe Zuverlässigkeit sowohl in Bezug auf die sichere Erkennung einer Inselnetzbildung als auch auf die Vermeidung von fehlerhaften (z.B. durch gegenseitige Beeinflussung mit anderen Wechselrichtern verursachte) Abschaltungen ohne vorangegangenen Netzausfall von Interesse.

1.3 Zugrundeliegendes Wechselrichter-Konzept

In einer vorangegangenen Arbeit [27] werden unterschiedliche Konzepte zur Spannungsanhebung und Netzeinspeisung in Bezug auf die Anforderungen an Effizienz (Wirkungsgrad) und Schaltungsaufwand (Gerätekosten) untersucht und die grundlegende Wechselrichter-Struktur festgelegt.

Aufgrund des hohen Übersetzungsverhältnisses von 1 : 9 für die Umsetzung der minimalen Brenn-

²diese ist für eine gegebene Temperatur ein konstanter, auf der chemischen Reaktion basierender Wert

³unkontrollierter Weiterbetrieb von dezentralen Energieerzeugungsanlagen in einem abgeschalteten Netzsegment

stoffzellenspannung von 40V zu einer Zwischenkreisspannung von 360V für den Betrieb am 230V-Netz stellen Wechselrichterschaltungen mit Transformator die Lösung für die Forderung nach einem hohen Wirkungsgrad dar. Hierbei stehen zwei unterschiedliche Ansätze zur Verfügung (siehe **Abbildung 1.1**):

Bei der einstufigen Wechselrichterstruktur mit 50Hz-Transformator erfolgt die Wechselrichtung auf der Eingangsspannungsebene. Die Wechselrichterstufe erzeugt über eine Pulsweitenmodulation o.ä. eine mit einem 50Hz-Sinusverlauf modulierte Spannungspulsfolge, die aufgrund der Filterinduktivität zu einem 50Hz-Strom durch den Transformator führt. Der Transformator setzt den auf der Primärseite anliegenden 50Hz-Spannungsverlauf mit einer Amplitude kleiner der Eingangsspannung auf das Niveau der Netzspannungsamplitude um.

Der Zweistufenwechselrichter mit Hochfrequenztransformator setzt vor der Wechselrichtung die Eingangsspannung auf eine Zwischenkreisspannung oberhalb des Netzspannungs-Spitzenwerts um. Hierzu wird mit einer zusätzlichen gesteuerten Vollbrücke ein hochfrequenter, bipolarer Pulsstrom erzeugt, der durch einen Hochfrequenztransformator auf das Zwischenkreisspannungsniveau umgesetzt und zur Ladung der Zwischenkreiskapazität gleichgerichtet wird. Die Wechselrichterstufe erzeugt wie bei dem einstufigen Wechselrichter eine mit einem 50Hz-Sinusverlauf modulierte Spannungspulsfolge, die aufgrund der Filterinduktivität einen 50Hz-Strom hervorruft. Aufgrund der bereits an die Netzspannung angepassten Spannungshöhe wird der Strom direkt dem Netz zugeführt.

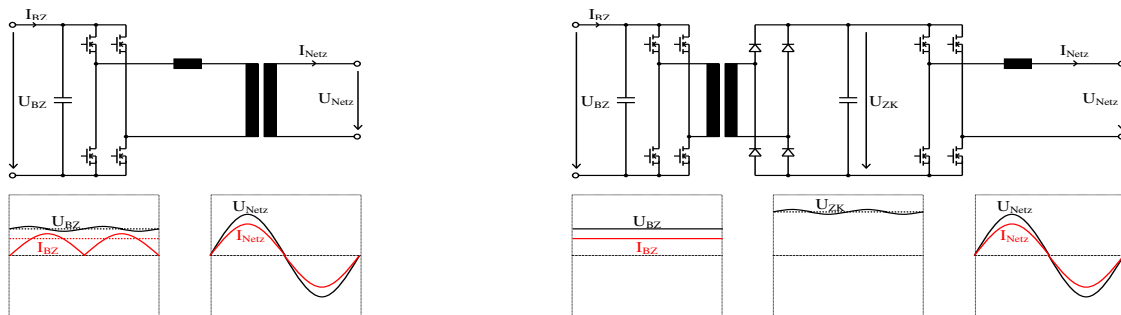


Abbildung 1.1: Netzwechselrichtertopologie mit 50Hz- (links) und Hochfrequenztransformator

Obwohl der Zweistufenwechselrichter die komplexere Schaltung mit einer höheren Anzahl an leistungselektronischen Bauteilen darstellt, wird dieser aufgrund des geringeren Volumens und Gewichts und der geringeren Fertigungskosten des Hochfrequenztransformators (im Vergleich zum 50Hz-Transformator des einstufigen Wechselrichters) aufgrund der geringeren zu erwartenden Gesamt-Gerätekosten ausgewählt.

Ein weiterer Vorteil bei der dargestellten Modulation des Netzstroms in der Wechselrichterstufe - im Gegensatz zur Modulation der Zwischenkreisspannung durch die Hochsetzstufe und der ausschliesslichen Verwendung der Wechselrichterstufe für den Polaritätswechsel - ist die Entkopplung der Momentanwerte der aus der Brennstoffzelle aufgenommenen und der an das Netz abgegebenen Leistungen durch den Zwischenkreis.

Dies ermöglicht in Verbindung mit einer geeigneten Regelungsstrategie, die Forderung nach einer geringen Welligkeit des aus der Brennstoffzelle aufgenommenen Stromes zu erfüllen; auch dient die Zwischenkreiskapazität als Energiespeicher, um bspw. durch eine Blindleistungsaufnahme bzw. -abgabe die Netzqualität zu verbessern.

2 Wechselrichterstruktur und Funktionsübersicht

Dieses Kapitel gibt einen Überblick über die Struktur des Wechselrichters und die realisierten Regelungs- und Überwachungsfunktionen. Hierfür wird zunächst die Topologie des Wechselrichters und die Anbindung an die signalprozessorbasierte digitale Steuerung erläutert. Anschliessend folgt eine Übersicht über die mit Hilfe der digitalen Signalprozessorsteuerung realisierten Regelungs- und Überwachungsfunktionen. Weiterhin wird der Betriebsablauf beschrieben.

2.1 Topologie

Die Topologie des Zweistufenumrichters mit Spannungszwischenkreis wird in **Abbildung 2.1** gezeigt. Hochsetzstufe, Wechselrichter und Netzaufschaltrelais stellen die steuerbaren Komponenten der Schaltung dar; Messwerte von Strömen und Spannungen werden in den unterschiedlichen Stufen der Schaltung aufgenommen. Die Steuerungs-, Regelungs- und Überwachungsfunktionen werden von einem digitalen Signalprozessor (DSP) ausgeführt.

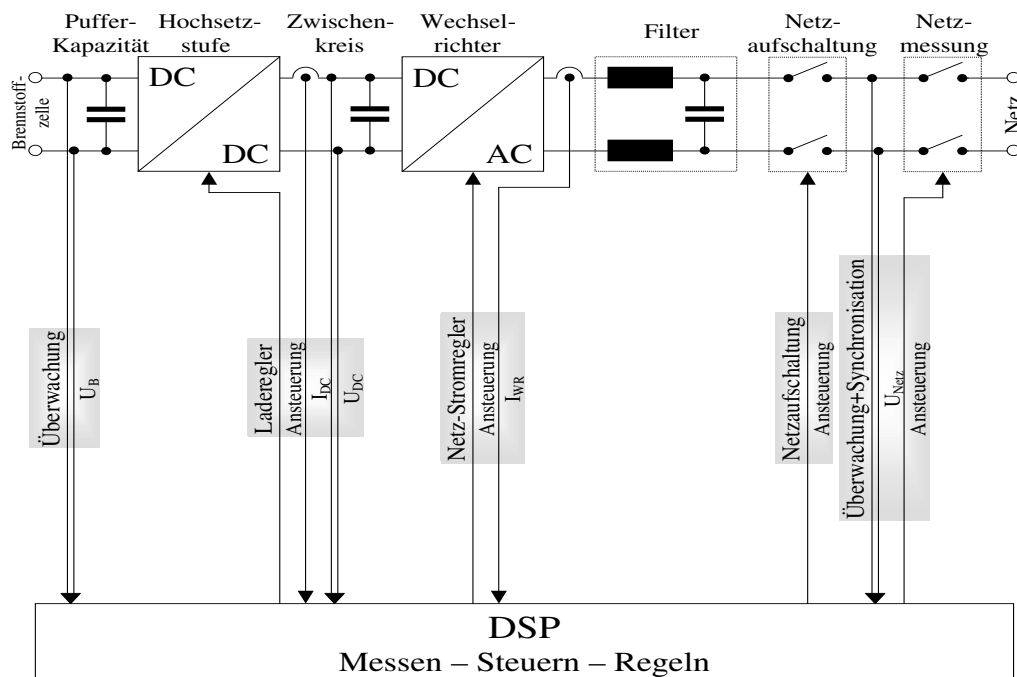


Abbildung 2.1: Blockschaltbild des Brennstoffzellenwechselrichters

Im folgenden werden die Funktionen der unterschiedlichen Schaltungskomponenten und die zugehörigen Regelkreise bzw. Steuerungs- oder Überwachungsfunktionen beschrieben:

Brennstoffzellen-Spannungsüberwachung

Eine Messung der Eingangsspannung wird von in den Wechselrichter integrierten Überwachungsfunktionen genutzt, um einen Überlastbetrieb der Brennstoffzelle (Spannungseinbruch) und eine Überspannung am Wechselrichter-Eingang (im Leerlauf) zu erkennen.

Hochsetzstufe und Pufferkapazität

Die Hochsetzstufe transformiert die Eingangsspannung von 40 – 80V zu einer Zwischenkreisspannung von 360V. Hierzu wird der Pufferkapazität über eine gesteuerte Vollbrücke ein bipolarer Pulsstrom (Schaltfrequenz: 100kHz) entnommen, der über einen Hochfrequenztransformator auf das Zwischenkreispotential übertragen und zur Aufladung der Zwischenkreiskapazität gleichgerichtet wird.

Eine Regelung der Pulsweite des Ladestroms anhand der Zwischenkreisspannung gleicht Spannungsabfälle in der Hochsetzstufe und variierende Eingangsspannungen aus, so dass die Zwischenkreisspannung - ggfs. mit einer geringen Welligkeit behaftet - auf den Sollwert von 360V ausgeregelt wird. Eine schnelle Überstromabschaltung anhand des Ladestrom-Momentanwertes ermöglicht die Begrenzung des Ladestrom-Spitzenwertes.

Spannungszwischenkreis

Die hohe Kapazität des Spannungszwischenkreises dient zur zeitlichen Entkopplung zwischen der Wirkleistungsaufnahme aus der Brennstoffzelle und der Wirkleistungsabgabe an das Netz, um eine welligkeitsarme Leistungsaufnahme aus der Brennstoffzelle zu realisieren.

Die für die mit der doppelten Netzfrequenz pulsierende Wirkleistungsabgabe an das Netz benötigte Energie wird aus der Zwischenkreiskapazität entnommen; die Entladung der Kapazität wird von der Hochsetzstufe durch einen Pulsstrom (Eingangsbriicken-Schaltfrequenz: 100kHz) mit einer zeitlich konstanten Pulsbreite ausgeglichen, der der Eingangs-Pufferkapazität entnommen wird. Durch die Eingangs-Pufferkapazität wird die 100kHz-Welligkeit nicht an die Brennstoffzelle weitergegeben, so dass die Stromentnahme aus der Brennstoffzelle zeitlich konstant ist.

Wechselrichter und Filter

Mittels einer Transistor-Vollbrücke wird ein selbstgeführter Wechselrichter realisiert, der es ermöglicht, dem Netz einen Strom mit nahezu beliebiger Form - soweit die Grenzfrequenz des Filters nicht überschritten wird - und Phasenlage zuzuführen. Die Energie hierfür wird der Zwischenkreiskapazität entnommen.

Der digitale Signalprozessor gibt anhand der angeforderten Wirk- und Blindleistung - und der evtl. eingesetzten Spannungsoberschwingungskompensation - einen Netzstromverlauf vor, der einem Dreipunktregler zugeführt wird. Der Dreipunktregler bestimmt zu jedem Zeitpunkt das für den aktuellen Netzstrom-Momentanwert erforderliche Tastverhältnis des Wechselrichters und führt abhängig von der aktuellen Netzspannungs-Polarität und der geforderten Stromrichtung einen Wechsel der aktiven Brückendiagonale durch.

Da die Schaltzeitpunkte durch den Stromverlauf bestimmt werden, wird der Wechselrichter im stromgeregelten Netzbetrieb mit einer variablen Schaltfrequenz betrieben. Durch eine Anpassung der Reglerparametrierung wird die mittlere Schaltfrequenz während einer Netzperiode auf die im Inselbetrieb eingesetzte Festfrequenz von 20kHz ausgeregelt.

Bei einem Netzausfall besteht die Möglichkeit, die Versorgung eines lokalen Verbrauchers in einem spannungsgesteuerten Inselbetrieb fortzusetzen. Hierfür wird der Wechselrichter in einer Pulsweitenmodulation mit einer Festfrequenz von 20kHz betrieben, um eine sinusförmige Ausgangsspannung zur Verfügung zu stellen.

Netzaufschaltung

Um eine Zerstörung der Ausgangsstufe durch ein Aufladen des Zwischenkreises durch das Netz über die Reverse-Dioden der Ausgangsstufe zu vermeiden, wird die Ausgangsstufe bei entladem Zwischenkreis (z.B. vor Ablauf des Zwischenkreis-Hochlaufs oder nach einer

Abschaltung aufgrund einer Netzstörung) durch ein Relais vom Netz getrennt. Das Relais stellt nach einem Zwischenkreisspannungs-Hochlauf durch den Laderegler eine Verbindung zwischen Ausgangsstufe und Netz her, wenn mit Erreichen des Zwischenkreisspannungs-Sollwertes sichergestellt ist, dass die Zwischenkreisspannung den Spitzenwert der Netzspannung überschreitet.

Im Inselbetrieb stellt das Netzaufschaltungs-Relais eine Trennstelle dar, um z.B. während eines Netzausfalls einen lokalen Verbraucher netzunabhängig zu versorgen.

Netzüberwachung und -synchronisation

Aus dem Momentanwertverlauf der Netzspannung wird die Spannungsamplitude und der Zeitpunkt des Nulldurchgangs bestimmt; aus dem zeitlichen Abstand zwischen den Nulldurchgängen wird die Netzfrequenz berechnet.

Amplitude und Frequenz werden zur Erkennung einer Netzstörung mit Grenzwerten verglichen; bei einer Überschreitung der Grenzwerte erfolgt eine Netztrennung. Die Nulldurchgangserkennung dient zur Synchronisation der digitalen Steuerung mit dem Netzspannungsverlauf; auf diese Weise wird u.A. die Vorgabe einer definierten Phasenlage für den Ausgangsstrom ermöglicht.

Für die Oberschwingungskompensation werden aus dem Zeitverlauf der Netzspannung über eine diskrete Fouriertransformation die Amplituden der Spannungsüberschwingungen bestimmt.

Ein Relais trennt die Netzspannungsmessung bei Wegfall der Wechselrichter-Eingangsspannung (Brennstoffzelle) vom öffentlichen Netz. Während des Wechselrichter-Betriebs ist dieses Relais geschlossen, um eine Erkennung der Netzspannung zu ermöglichen.

2.2 Funktionsübersicht

Die digitale Signalprozessorsteuerung des Wechselrichters verarbeitet die in **Abbildung 2.1** gezeigten Messsignale, um folgende Funktionen zu realisieren:

- Regelungen

Die Kapazität des Spannungszwischenkreises entkoppelt die Wirkleistungsaufnahme aus der Brennstoffzelle von der Wirkleistungsabgabe an das Netz. Für die Netz-Stromregelung wird daher von einer nahezu konstanten Zwischenkreisspannung ausgegangen, die von einem Zwischenkreis-Spannungsregler aufrechterhalten wird.

- Zwischenkreisspannungsregelung

Die Ausregelung der Zwischenkreisspannung U_{ZK} auf einen vorgegebenen Sollwert (hier: 380V) erfolgt über eine Veränderung des Tastverhältnisses der Eingangsbrücke. Änderungen der an das Netz abgegebenen Leistung (Stromaufnahme aus dem Zwischenkreis) oder der Brennstoffzellenspannung werden somit durch eine Anpassung des von der Brennstoffzelle aufgenommenen Zwischenkreis-Ladestromes ausgeglichen. Mit einer entsprechend großen Zeitkonstante der Regelung wird hierbei die 100Hz-Welligkeit der Zwischenkreisspannung (bedingt durch die pulsierende Leistungsentnahme bei einer einphasigen Einspeisung) nicht durch den Regler ausgeglichen, da dies eine erhöhte NF-Welligkeit der Stromaufnahme aus der Brennstoffzelle zur Folge hätte.

- * Ladestromregelung

Eine vollständige Elimination der 100Hz-Welligkeit des aus der Brennstoffzelle aufgenommenen Ladestroms ist mittels einer dem Spannungsregler untergeordneten Regelung des Ladestroms I_{ZK} möglich. Während ein Spannungsregler einem Absinken der Zwischenkreisspannung mit einer Erhöhung des Eingangsbrücken-Tastverhältnisses entgegenwirkt und somit den Ladestrom weiter erhöht, hält ein Stromregler den Ladestrom konstant. Voraussetzung hierfür ist eine - im Vergleich zum übergeordneten Spannungsregler - entsprechend niedrigere Zeitkonstante.

Die Modulation des vom Spannungsregler vorgegebenen Strom-Sollwertes mit einem Zeitverlauf ermöglicht es ebenfalls, den aus der Brennstoffzelle aufgenommenen Strom gezielt mit einer Welligkeit mit einer definierten Frequenz und Amplitude zu versehen. Dies ist z.B. bei Brennstoffzellen mit Polymermembran (PEM) von Interesse, da sich bei diesem Brennstoffzellentyp mit einer von der Welligkeit verursachten Membranbewegung eine Erhöhung des Wirkungsgrades erreichen lässt.

- * Umschaltung der Ansteuermethode

Aufgrund des wärmegesteuerten Betriebs (Kraft-Wärme-Kopplung) wird der Wechselrichter mit wechselnden Leistungen und variierenden Brennstoffzellenspannungen betrieben. In Abhängigkeit vom Betriebspunkt kann eine Verringerung der Eingangsbrücken-Verlustleistung durch eine Änderung der Ansteuermethode erreicht werden.

Hierzu werden die parasitären MOSFET-Dioden überbrückt, indem der Abmagnetisierungsstrom in einem Freilauf-Schaltzustand über die Kanäle der MOSFETs geführt wird. Auf diese Weise verringert sich die Spannungs-Zeitfläche, während die Strom-Zeitfläche vergrößert wird. Für höhere Leistungen wird hierbei die Verlustleistung verringert. Eine Hysterese-Funktion löst in Abhängigkeit von der momentanen Wirkleistung einen Wechsel der Ansteuermethode aus.

– Netz-Stromregelung

Eine stromgesteuerte Stromregelung ermöglicht es, den Einspeisestrom bezüglich Amplitude, Phasenlage und Frequenzkomponenten nahezu beliebig zu parametrieren. Die Stromform ist hierbei von der Netzspannungsform weitgehend unabhängig, so dass auch bei einem stark Oberschwingungsbehafteten Netz eine sinusförmige Einspeisung gewährleistet werden kann.

Der dem Netz zugeführte Strom besteht aus einem mit der Netzspannung phasengleichen Anteil, der eine Wirkleistungsübertragung (Leistungsabgabe von der Brennstoffzelle an das öffentliche Netz) hervorruft, einen um 90° zur Netzspannungsphasenlage verschobenen Anteil, durch den eine Blindleistungsabgabe erfolgt (als Beitrag zur Netzstabilisierung) und höherfrequenten Komponenten (ganzzahlige Netzfrequenz-Harmonische zur Netzspannungs-Oberschwingungskompensation und Zwischenharmonische zur Netzimpedanzmessung).

Die abgegebene Wirkleistung wird hierbei dem Zwischenkreis entnommen; diese Entladung der Zwischenkreiskapazitäten wird durch den Zwischenkreis-Laderegler ausgeglichen. Die Blindleistungsabgabe stellt eine periodische Energieübertragung zwischen Netz und Zwischenkreis dar, die bei geeigneter Zeitkonstante des Zwischenkreisreglers keinen Einfluß auf den aus der Brennstoffzelle aufgenommenen Strom hat.

* Nulldurchgangserkennung

Während für den Polaritätswechsel der Ausgangsbrücke (Wechsel der getakteten Vollbrückendiagonale) aufgrund der stromgesteuerten Stromregelung eine Auswertung der momentanen Netzspannung nicht erforderlich ist, ist eine Synchronisation mit der Netzspannung notwendig, um eine definierte Phasenlage für den eingespeisten Strom zu erhalten und somit die Abgabe von Wirk- und Blindleistung festzulegen. Hierfür wird eine Nulldurchgangserkennung der Netzspannung eingesetzt: Der Polaritätswechsel des Netzspannungs-Momentanwertes von der negativen zur positiven Halbwelle setzt die Tabellenposition für den Stromsollwertverlauf auf eine Anfangsposition zurück.

* Schaltfrequenzregelung/Überwachung

Durch den Hysterese-Kanal des stromgesteuerten Stromreglers ist der Verzerrungsanteil des Stromes unmittelbar definiert. Die Schaltfrequenz variiert somit in Abhängigkeit von der treibenden Spannung an der Ausgangsdrossel, die durch die Zwischenkreis- und Netzspannung bestimmt wird. Während die Zwischenkreisspannung aufgrund der Zwischenkreisspannungsregelung als konstant angesehen werden kann, ist von einer variierenden Netzspannung auszugehen.

Wird die Hysterese-Kanalbreite so parametrieren, dass die maximal erwünschte Schaltfrequenz⁴ bei der niedrigsten zulässigen Netzspannung (und somit der höchsten treibenden Spannung als Differenz zur Zwischenkreisspannung) erreicht wird, hat dies bei einer höheren Netzspannungsamplitude einen unnötig hohen Verzerrungsanteil des Stromes zur Folge. Eine Regelung passt die Kanalbreite daher während des Netzbetriebs kontinuierlich an, so dass eine Schaltfrequenz von 20kHz eingehalten wird.

Ein Wechsel der aktiven Vollbrückendiagonale findet bei Überschreiten einer äußeren Hysterese-Kanalgrenze als Folge einer Stromrichtungsänderung bei einem Polaritätswechsel der Netzspannung statt. Um die Verzerrung der Stromform während dieses Vorgangs zu minimieren, ist ein möglichst geringer Abstand zwischen innerem (Tastverhältnis-)Kanal und äußerem (Polaritätswechsel-)Kanal notwendig.

⁴ 20kHz entsprechend der festen Schaltfrequenz im spannungsgesteuerten Inselbetrieb

Ein zu geringer Abstand der Hysterese-Kanalgrenzen führt jedoch bei einigen Betriebspunkten (abhängig von der Stromsteilheit des Sollwertverlaufs zum Zeitpunkt des Netzspannungs-Nulldurchgangs) zu mehrfachen Polaritätswechseln. Dieser teilweise Übergang in eine 2-Ebenen-Regelung hat einen Schaltfrequenzanstieg und eine erhöhte Verzerrung der Stromform zur Folge. Durch eine Regelung der Polaritätswechsel-Kanalbreite wird die Verzerrung des Stromverlaufs in der Umgebung des Nulldurchgangs minimiert und ein mehrfacher Polaritätswechsel vermieden.

* DC-Abgleich

Um einen möglichst geringen Gleichstromanteil des dem Netz zugeführten Stromes zu gewährleisten, erfolgt vor Beginn der Stromregelung ein DC-Abgleich. Hierbei wird als Referenzwert für den Stromregler der exakte Spannungs-Meßwert bestimmt, der einem Einspeisestrom von 0A entspricht.

* Im Inselbetrieb: Spannungssteuerung

Um bei einem Netzausfall die Weiterversorgung von lokalen Verbrauchern zu ermöglichen, wird die Ausgangsstufe des Wechselrichters (nach einer Trennung vom Netz über das Netzaufschaltrelais) in einem spannungsgesteuerten Modus betrieben. Hierbei wird eine sinusförmige Pulsweitenmodulation vorgenommen. Die Amplitude des Pulsweitenverlaufs wird durch einen vorgegebenen Skalierungsfaktor⁵ bestimmt. Mit einer durch die Zwischenkreisspannungsregelung konstant gehaltenen Zwischenkreisspannung - und vernachlässigbar geringen Spannungsabfällen in den Ausgangsstufen-Halbleitern und im Ausgangsfilter - ist eine Regelung der Ausgangsspannung nicht notwendig.

● Überwachungsfunktionen

Die Signalprozessorsteuerung vergleicht eine Reihe von Meßgrößen mit Referenz- bzw. Grenzwerten, um Netzstörungen (z.B. Inselnetzbildung) zu erkennen, den Betriebspunkt der Brennstoffzelle zu überwachen (anhand der Eingangsspannung) und geräteinterne Fehlerzustände zu erkennen (z.B. Übertemperatur).

– Netzausfallerkennung

Um eine Inselnetzbildung (Weiterbetrieb von dezentralen Energieeinspeisesystemen nach einer Abtrennung des lokalen Niederspannungsnetzsegmentes von der übergeordneten Spannungsebene) zu verhindern, ist eine Netzausfallerkennung notwendig. Abhängig von den gesetzlichen Rahmenbedingungen können hierfür unterschiedliche Methoden eingesetzt werden. Für einphasige Wechselrichter werden hauptsächlich eine einphasige Amplituden- und Frequenzüberwachung der Netzspannung in Verbindung mit einer Netzimpedanzsprung-Erkennung eingesetzt.

* Einphasige Spannungsamplituden- und Frequenzüberwachung

Aus dem Verlauf des Netzspannungs-Momentanwertes wird die Spannungsamplitude berechnet. Die für die Stromregelung erforderliche Nulldurchgangserkennung wird eingesetzt, um die Netzfrequenz zu bestimmen (Zeitabstand zwischen den Nulldurchgängen). Bei einer Über- bzw. Unterschreitung von vorgegebenen Grenzwerten erfolgt eine Abschaltung des Wechselrichters (bzw. eine Netztrennung mit anschließendem Inselbetrieb).

Diese Form der Netzausfallerkennung ist ohne weitere Maßnahmen jedoch nicht ausreichend, um eine Inselnetzbildung bei jedem Betriebszustand des Netzes zu erkennen: Entspricht die Leistungsaufnahme der Lasten im Netzsegment ungefähr der

⁵Verhältnis $\frac{\hat{U}_{\text{Insel}}}{U_{\text{ZK}}}$ zwischen Inselnetz-Spannungsamplitude und Zwischenkreisspannung

abgegebenen Leistung durch die dezentralen Einspeisesysteme, führt eine Trennung von der übergeordneten Spannungsebene nur zu einer geringen Änderung der Spannungsamplitude und Frequenz im Inselnetz. Werden die vorgegebenen Grenzwerte hierbei nicht überschritten, so wird die Inselnetzbildung nicht erkannt.

* Netzimpedanzsprung-Erkennung

Um eine Inselnetzbildung zuverlässig zu erkennen, kann die Netzimpedanz überwacht werden. Hierzu wird dem in das Netz eingespeisten Strom eine zwischenharmonische Komponente aufgeschaltet und mittels diskreter Fouriertransformation (DFT) aus dem gemessenen Netzspannungsverlauf die entsprechende zwischenharmonische Spannungskomponente berechnet.

Aus dem komplexen Ergebnis der Spannungs-DFT und der bekannten Phasenlage des eingespeisten Stromes können die ohmschen und induktiven Anteile der Netzimpedanz für die gewählte zwischenharmonische Frequenz berechnet werden. Nach einer Umrechnung des induktiven Anteils auf die Netz-Grundfrequenz wird eine Änderung des Impedanzwertes erkannt und bei Überschreitung eines vorgegebenen Grenzwertes (Impedanzsprung) eine Abschaltung des Wechselrichters (bzw. eine Netztrennung mit anschließendem Inselbetrieb) ausgelöst.

– Im Inselbetrieb: Überwachung des Inselstroms

Im spannungsgesteuerten Inselbetrieb ergibt sich der Ausgangsstrom durch die Last. Eine Überstromabschaltung schützt die Ausgangsstufe des Wechselrichters vor Kurzschlüssen und Überlastung. Hierfür wird die im Netzbetrieb zur Stromregelung eingesetzte Schaltung - mit einer modifizierten Auswertung - verwendet: Die Hysterese-Kanalgrenzen geben anstelle eines Sollwertverlaufes (an dessen Kanalgrenzen der Schaltzustand der Ausgangsbrücke verändert wird) konstante Grenzwerte vor. Bei Überschreiten einer Kanalgrenze schaltet der Wechselrichter mit einer Störungsmeldung ab.

– Überwachung von Zwischenkreis-Strom und -Spannung

Es erfolgt eine Überwachung von Zwischenkreisspannung und Zwischenkreisladestrom, um folgende Fehlerfälle zu erkennen:

* Zwischenkreis-Überspannung

Um bei einem Überschwingen des Zwischenkreisspannungsreglers - oder bei einer Leistungsaufnahme aus dem Netz aufgrund einer Fehlparametrierung der Netzstromregelung - eine Aufladung des Zwischenkreises auf ein unzulässiges Spannungsniveau (z.B. Überschreitung der Spannungsfestigkeit der Zwischenkreis-Pufferkondensatoren) zu vermeiden, erfolgt eine Überspannungs-Überwachung.

Bei einem niedrigeren Grenzwert erfolgt ein Eingriff auf die Stellgröße des Zwischenkreisspannungsreglers, um einem Überschwingen entgegenzuwirken. Bei einem zweiten, höheren Grenzwert - der somit nur bei anderen, schwerwiegenden Fehlerursachen erreicht wird - erfolgt eine vollständige Abschaltung des Wechselrichters.

* Zwischenkreis-Unterspannung

Unterschreitet die Zwischenkreisspannung den aktuellen Netzspannungsspitzenwert, wirken die Body-Dioden der MOSFET-Ausgangsvollbrücke als Gleichrichter, so dass der Zwischenkreis über einen dem Netz entnommenen Strom aufgeladen wird. Dieser Ladestrom wird durch die momentane Netzspannung, Zwischenkreisspannung und die Ausgangsdrossel-Induktivität bestimmt. Da die Ausgangsdrossel für eine Regelung bei einer Schaltfrequenz von 20kHz ausgelegt ist, kann abhängig vom Zeitpunkt der Aufschaltung innerhalb der

50Hz-Netzperiode ein starker Stromanstieg auftreten, durch den die MOSFET-Stromfestigkeit überschritten wird.

Eine Netzaufschaltung wird daher bei zu geringer Zwischenkreisspannung verhindert. Ein Betrieb im Inselmodus (bzw. im Netzmodus nach erfolgter Aufschaltung bei zulässiger Zwischenkreisspannung) ist bei Zwischenkreis-Unterspannung möglich, um eine Abschaltung bei einem Lastsprung zu vermeiden.

* Zwischenkreis-Überstrom

Für eine Ausregelung der Eingangsstrom-Welligkeit ist eine schnelle Regelung des Zwischenkreis-Ladestromes notwendig. Um z.B. bei einem durch eine Fehlparametrierung des Stromreglers hervorgerufenen Reglerschwingen einen Überstrom in Eingangs-, Gleichrichterbrücke und Transformator zu vermeiden, erfolgt bei Überschreiten eines Grenzwertes eine Wechselrichter-Abschaltung.

– Brennstoffzellenspannung

Eine Überwachung der Eingangsspannung (Brennstoffzellenspannung) ermöglicht es, folgende Fehlerfälle zu erkennen:

* Brennstoffzellen-Überlast

Die Spannung einer Brennstoffzelle ist stark betriebspunktabhängig: Mit höheren Stromdichten⁶ nimmt die Zellenspannung ab. In der Nähe des Leerlaufs nimmt die Spannung mit steigender Stromdichte stark ab. Nach einem linear abfallenden Bereich bei mittleren Leistungen kommt es kurz nach Erreichen der Maximalleistung zu einem Zusammenbruch der Zellenspannung.

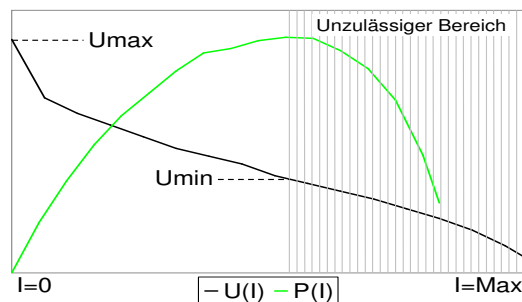


Abbildung 2.2: Beispiel für Brennstoffzellen-Kennlinie

Der Betrieb oberhalb der mit der Maximalleistung korrespondierenden Stromdichte führt in Verbindung mit einer Leistungsregelung durch den Wechselrichter zu einem instabilen Betriebsverhalten (siehe Anhang 9.6). Dies kann durch eine Überwachung der Brennstoffzellenspannung vermieden werden: Bei Unterschreiten eines auf der Brennstoffzellen-Kennlinie basierenden Grenzwertes (U_{Min}) erfolgt eine Begrenzung bzw. Verringerung der Wirkleistungsabgabe.

* Eingangs-Überspannung

Als Schutz vor einer erhöhten Eingangsspannung (z.B. im Brennstoffzellen-Leerlauf) kann bei Überschreiten eines Grenzwertes eine Abschaltung des Wechselrichters erfolgen (bzw. ein Hochlauf des Wechselrichters gesperrt werden). Während dies keinen Einfluß auf die an den Eingangs-Pufferkondensatoren und der Eigenversorgung weiterhin anliegende Spannung hat, ist die Eingangsbrücke (und die Gleichrichterbrücke) besser vor einer zu hohen Sperrspannung geschützt: Ohne

⁶ $\frac{\text{Stromstärke}}{\text{Elektrodenfläche}}$

Schaltvorgänge treten keine Sperrspannungsspitzen auf, die die statisch anliegende Eingangsspannung überschreiten; bei vollständig deaktivierter Eingangsbrücke fällt an jedem MOSFET lediglich näherungsweise die halbe Eingangsspannung ab.

– Temperaturen

Die Temperaturen an ausgewählten leistungsführenden Bauteilen (Leistungshalbleiter, Hochfrequenz-Transformator) werden gemessen. Bei einer Überschreitung von vorgegebenen Grenzwerten erfolgt eine Abschaltung des Wechselrichters. Zusätzlich werden die Temperatur-Maximalwerte seit dem letzten Wechselrichter-Hochlauf bestimmt und neben den Temperatur-Momentanwerten zur Störungsanalyse auf der Bedieneinheit ausgegeben. Da die Überwachung des Betriebspunktes (Ausgangsleistung⁷, Eingangsspannung⁸, Schaltfrequenz⁹) eine Überlastung des Wechselrichters ausschließt, stellt eine unzureichende Kühlung die Hauptursache für das Auftreten einer Übertemperatur dar. Hierfür kommt z.B. ein zu geringes Volumen der Luftzufuhr oder eine zu hohe Umgebungstemperatur in Frage.

• Netzunterstützung

Die Netzqualität kann bezüglich Amplitude, Frequenz und Spannungsform durch eine geeignete Anpassung des eingespeisten Stromes verbessert werden.

– U/f-Statik

Durch eine Variation der Wirkleistungsabgabe und eine zusätzliche Blindleistungsabgabe kann der Wechselrichter bei Lastschwankungen zur Ausregelung der Netzspannungsamplitude und -Frequenz beitragen und somit die Stabilität des Netzes erhöhen.

– Oberschwingungskompensation

Mittels diskreter Fourieranalyse des Netzspannungsverlaufs können durch nichtlineare Lasten hervorgerufene Spannungsharmonische identifiziert werden. Durch eine Aufschaltung von in der Phasenlage entgegengesetzten harmonischen Komponenten auf den Einspeisestrom kann - mit einer grösseren Anzahl an Wechselrichtern - die Netzspannungsform verbessert werden.

• Schnittstellen

Die Schnittstellen des Wechselrichters ermöglichen die Anbindung an übergeordnete Steuerungsebenen. Über die Schnittstellen werden Sollwerte und Schaltsignale für die in den Wechselrichter integrierten Steuerungs- und Regelungsfunktionen vorgegeben. Mit einer Rückmeldung von Istwerten und Statuszuständen ermöglichen sie ebenfalls die Realisation von übergeordneten Regelschleifen.

– Bedieninterface

Über ein LC-Display und Bedientasten können Informationen über den aktuellen Betriebszustand des Wechselrichters abgerufen werden. Das Bedieninterface ermöglicht ebenfalls den Zugriff auf Wartungsfunktionen (z.B. Störungsquittierung, Auslösung einer Netztrennung oder Wiederaufschaltung) und eine Parametrierung des Wechselrichters (Reglerparameter, Grenzwerte für Überwachungsfunktionen).

– Kraft-Wärme-Kopplung

Für den effizienten Betrieb im Rahmen einer Kraft-Wärme-Kopplung wird die elektrische Leistung der Brennstoffzelle anhand der erforderlichen Heizleistung bestimmt

⁷Begrenzt durch Stellbereich des Stromsollwertes im Netzbetrieb bzw. Überstromabschaltung im Inselbetrieb

⁸Überwachung der Brennstoffzellenspannung

⁹Überwachung der variablen Ausgangsbrücken-Schaltfrequenz im Netzbetrieb

(wärmegesteuerter Betrieb). Eine entsprechende Schnittstelle des Wechselrichters ermöglicht daher einer übergeordneten lokalen Steuerung die Vorgabe des Sollwertes für die abgegebene Wirkleistung.

– Steuerung Virtuelles Kraftwerk

Um bei einer grösseren Anzahl an dezentralen Energieerzeugern den Einfluß auf den Zustand des Netzes besser kontrollieren zu können, besteht für das Energieversorgungsunternehmen - wenn eine geeignete Kommunikations-Infrastruktur zur Verfügung steht - die Möglichkeit, Einfluß auf den Einspeisestrom des Wechselrichters zu nehmen.

Über eine entsprechende Schnittstelle kann der Wirkleistungs-Sollwert variiert und Sollwerte für die abzugebende Blindleistung und das Oberschwingungsspektrum des Stromes vorgegeben werden. Mit einer Rückmeldung des Netzspannungsspektrums werden dem EVU zusätzliche Informationen über den momentanen Betriebszustand des Niederspannungsnetzes (Amplitude, Spannungsform) zur Verfügung gestellt.

2.3 Betriebsablauf

Die Impulsfreigabe von Eingangs- und Ausgangsbrücke sowie die Betätigung des Netzaufschaltrelais erfolgen gemäß dem in **Abbildung 2.3** dargestellten Betriebsablauf.

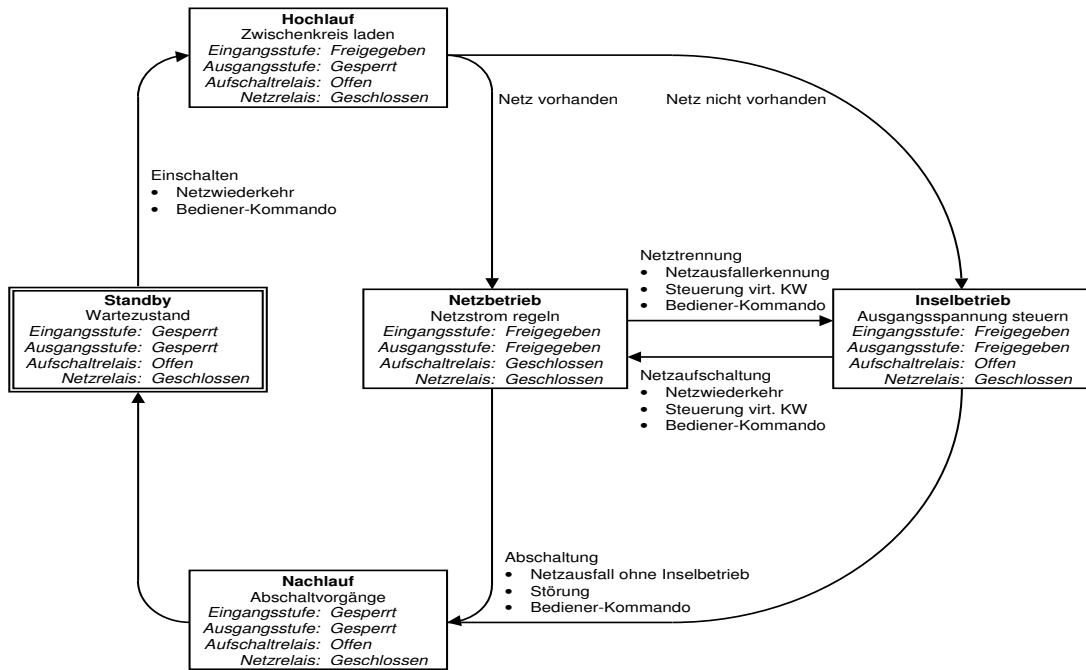


Abbildung 2.3: Ablaufplan Betriebszustandsverwaltung (Übersicht)

Nach einem Anlegen der Eingangsspannung (Brennstoffzelle) an den Wechselrichter befindet sich dieser in einem Wartezustand (Standby). In diesem Zustand ist lediglich das Netzmessrelais geschlossen, um eine Netzdetektion zu ermöglichen.

Vor einer Netzaufschaltung ist eine Aufladung des Zwischenkreises auf ein Spannungsniveau oberhalb des Netzspannungs-Spitzenwertes notwendig (Hochlauf). Dieser Vorgang wird über eine entsprechende Funktion der lokalen Bedienerschnittstelle aufgerufen; auf diese Weise können eventuell anliegende Störungsmeldungen einer vorherigen Abschaltung vom Bediener vor einem erneuten Betrieb des Wechselrichters eingesehen werden. Ein automatisches Wiedereinschalten nach einer vorherigen Abschaltung ist gegebenenfalls sinnvoll, wenn diese durch die Netzausfallerkennung ausgelöst wird.

Nach Erreichen des Zwischenkreisspannungs-Sollwertes beginnt der Wechselrichter mit dem Betrieb im Netz- bzw. Inselmodus. Im Netzbetrieb ist die Wechselrichter-Ausgangsstufe über das Aufschaltrelais mit dem öffentlichen Netz verbunden; mittels einer Stromregelung wird die an das Netz abgegebene Leistung eingestellt. Im Inselbetrieb wird die Ausgangsspannung durch einen sinusförmigen Pulsweitenverlauf mit konstanter Aussteuerung erzeugt; die Spannungsamplitude wird durch die Zwischenkreis-Spannungsregelung konstant gehalten.

Während des Betriebs im Netzmodus ist ein nahezu unterbrechungsfreier¹⁰ Wechsel in den Inselmodus möglich. Die Erkennung eines Netzausfalls führt zu einer automatischen Trennung vom Netz;

¹⁰Bei der Annahme, dass ein Spannungseinbruch für weniger als 10ms für viele Anwendungen unerheblich ist.

eine Netztrennung kann - z.B. vor Wartungsarbeiten am öffentlichen Netz - auch manuell vom Bediener oder durch ein Steuerkommando einer übergeordneten zentralen Steuerung des Energieversorgungsunternehmens ausgelöst werden.

Eine Netzaufschaltung ist bei Netzwiederkehr möglich und kann nach einer vorherigen Trennung durch die Netzausfallerkennung automatisch erfolgen. Eine zufällig gewählte Verzögerungszeit stellt hierbei sicher, dass für eine größere Anzahl an Wechselrichtern die Aufschaltung nicht gleichzeitig erfolgt. Nach einer manuellen Netztrennung durch ein Bedienerkommando oder eine übergeordnete Steuerung wird nur bei einem entsprechenden Steuerbefehl erneut auf das Netz aufgeschaltet.

Ist der Betrieb im Inselmodus durch eine entsprechende Benutzervorgabe gesperrt, schaltet sich der Wechselrichter bei einer Netztrennung ab. Eine Abschaltung erfolgt ebenfalls bei einem entsprechenden Bedienerkommando oder wenn durch die Überwachungsfunktionen des Wechselrichters eine Störung erkannt wird.

Ein Nachlaufzustand stellt eine ordnungsgemäße Abschaltung sicher, indem zuerst die Impulse für die Ausgangsbrücke gesperrt werden, bevor das Netzaufschaltrelais geöffnet wird. Es besteht - z.B. zur Erhöhung der Sicherheit bei Wartungsarbeiten am Gerät - ebenfalls die Möglichkeit, eine Wartezeit für die Entladung der Zwischenkreiskondensatoren einzufügen, so dass der Wechselrichter erst bei Unterschreiten eines vorgegebenen Spannungswertes in den Standby-Zustand zurückkehrt.

3 Zwischenkreisspannungs-Regelung

Die Zwischenkreisspannungs-Regelung gleicht Variationen der Eingangsspannung (in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt der Brennstoffzelle) und unterschiedliche Belastungen des Zwischenkreises durch die Wirkleistungsabgabe an das öffentliche Netz aus. Hierzu wird das Tastverhältnis der Eingangsbrücke angepasst, so dass die Zwischenkreisspannung auf einen Sollwert (hier: 380V) ausgeregelt wird. Die Wirkleistungsabgabe an das Netz pulsiert mit der doppelten Netzfrequenz (hier: 100Hz). Um eine Verringerung der Lebensdauer der Brennstoffzelle zu vermeiden, ist eine geringe NF-Welligkeit des aus der Brennstoffzelle aufgenommenen Eingangsstromes von Bedeutung.

3.1 Regelstrategie

Die Forderung nach einer geringen NF-Welligkeit des aus der Brennstoffzelle aufgenommenen Stromes lässt sich erfüllen, indem ein Regler mit einer entsprechend großen Zeitkonstante gewählt wird. Auf diese Weise wird die aus der pulsierenden Wirkleistungsabgabe resultierende Zwischenkreisspannungs-Welligkeit vom Zwischenkreisspannungsregler nicht durch eine Pulsation des Eingangsstromes ausgeglichen. Die erhöhte Verzögerung einer Regelung mit einer entsprechend geringen Dynamik bei einer Änderung des Betriebspunktes ist hierbei vernachlässigbar, da sich der Sollwert für die Wirkleistungsabgabe an das Netz (vorgegeben durch eine übergeordnete Steuerung zur Kraft-Wärme-Kopplung, modifiziert durch eine Spannungs-/Frequenzstatik oder mittels einer Steuerung durch das Energieversorgungsunternehmen zur Netzunterstützung) nur mit einer verhältnismässig geringen Geschwindigkeit rampenförmig ändert.

Um einen Regler mit einer geringen Schwingneigung und einer einfachen Parametrierung zu erhalten wird ein Regler mit einer konstanten Schrittweite eingesetzt. Die konstante Schrittweite verhindert ein starkes Reglerschwingen als Reaktion auf eine erhöhte Regelabweichung z.B. bei einer Laständerung. Durch eine geeignete Parametrierung der Schrittweite kann die Regeldynamik eingestellt werden, während bei jedem Schrittweitenwert die Ausregelung einer bleibenden Regelabweichung gewährleistet ist.

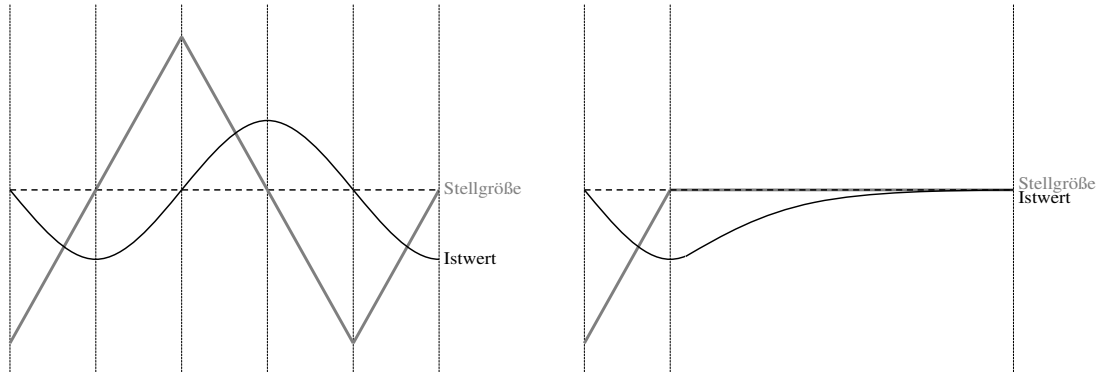
Wegen der großen Zwischenkreiskapazität wird der Regler mit einer Nebenbedingung versehen (siehe **Tabelle 3.1**), mit der die zeitliche Änderung der Regelabweichung beachtet wird (entsprechend der D-Charakteristik eines PID-Reglers). Auf diese Weise wird ein Reglerschwingen durch die 90°-Verschiebung zwischen der Stellgröße und dem nacheilenden Istwert vermieden: **Abbildung 3.1** zeigt den prinzipiellen Zeitverlauf von Istwert und Stellgröße der Zwischenkreisspannungsregelung. Ohne die Nebenbedingung der Regelabweichungs-Änderung wird bei einer Unterschreitung des Sollwertes¹¹ die Stellgröße erhöht, bis der Sollwert erneut erreicht wird. Zu diesem Zeitpunkt hat die Stellgröße jedoch bereits den erforderlichen Endwert überschritten, so dass es zu einem Überschwingen kommt. Die Reaktion auf eine Sollwert-Überschreitung ist entsprechend, so dass sich dieser Schwingungsvorgang zyklisch wiederholt.

Mit der differentiellen Nebenbedingung wird die Stellgrößenerhöhung als Reaktion auf eine Sollwert-Überschreitung beendet, sobald ein Anstieg des Spannungs-Istwertes erkannt wird. Die Stellgröße befindet sich näherungsweise auf dem erforderlichen Endwert, während sich der Spannungs-Istwert asymptotisch dem Spannungs-Sollwert nähert.

¹¹ z.B. als Folge einer Laständerung oder während des Spannungs-Hochlaufs

Tabelle 3.1: Logiktable des Zwischenkreisspannungs-Reglers

Regelabweichung ($Abw = Sollwert - Istwert$)	Abweichungsänderung ($\Delta Abw = Abw_{neu} - Abw_{alt}$)	Stellgrößen- Änderung
$Abw > 0$	$\Delta Abw \geq 0$	+ <i>Schrittweite</i>
$Abw > 0$	$\Delta Abw < 0$	0
$Abw < 0$	$\Delta Abw \leq 0$	- <i>Schrittweite</i>
$Abw < 0$	$\Delta Abw > 0$	0


Abbildung 3.1: Zeitverlauf der U_{ZK} -Regelung ohne (links) u. mit differentieller Nebenbedingung

3.2 Welligkeit

Die 100Hz-Pulsation des an das Netz bzw. eine Inselnetzlast abgegebenen Ausgangsstromes I_{aus} überträgt sich über den Zwischenkreis auf den aus der Brennstoffzelle aufgenommenen Eingangsstrom. Die Zwischenkreisspannung U_{ZK} und der Eingangsstrom I_{ein} sind daher mit einem Welligkeitsanteil behaftet. Für die Größe des Welligkeitsanteils (als normierter Wert bezogen auf den Gleichanteil) werden im Folgenden die Berechnungsgrundlagen und Messungen gezeigt.

Der Berechnungsweg für den Gleichanteil $I_{zkaus,DC}$ und den Welligkeitsanteil $I_{zkaus,AC}(t)$ des Stromes $I_{zkaus}(t)$, durch den der Zwischenkreis entladen wird sind in Gleichung 3.1 dargestellt. Hierbei bezeichnet f die Netzfrequenz und $T = \frac{1}{f}$ die Netzperiode.

$$\begin{aligned}
 I_{zkaus}(t) &= |I_{aus}(t)| \\
 &= \hat{I}_{aus} \times |\sin(2\pi ft)| \\
 I_{zkaus,DC} &= \frac{1}{T} \times \int_0^T I_{zkaus}(t) dt \\
 &= \frac{1}{T} \times \int_0^T |\hat{I}_{aus} \times \sin(2\pi ft)| dt \\
 &= \frac{2}{T} \times \int_0^{\frac{1}{2}T} \hat{I}_{aus} \times \sin(2\pi ft) dt \\
 &= \frac{2\hat{I}_{aus}}{2\pi f T} \times (-\cos(\pi) + \cos(0)) \\
 &= \hat{I}_{aus} \times \frac{2}{\pi} \\
 I_{zkaus,AC}(t) &= I_{zkaus}(t) - I_{zkaus,DC} \\
 &= \hat{I}_{aus} \times |\sin(2\pi ft)| - \hat{I}_{aus} \times \frac{2}{\pi} \\
 &= \hat{I}_{aus} \times [|\sin(2\pi ft)| - \frac{2}{\pi}]
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

In Gleichung 3.2 wird die durch I_{zkaus} hervorgerufene Zwischenkreisspannungsänderung $\Delta U_{ZK}(T_x)$ für einen Zeitpunkt T_x innerhalb der Netzperiode bestimmt. Hierbei wird vorausgesetzt, dass der Zwischenkreis-Ladestrom $I_{zk(ein)}$ zeitlich konstant ist (kein Eingriff des Zwischenkreisspannungs-Reglers). C_{ZK} bezeichnet die Zwischenkreiskapazität. Zu erkennen ist, dass $\Delta U_{ZK}(T_x)$ eine Funktion von der Art $\cos(ax) + bx + c$ ist, dies erklärt die in der Simulation (**Abbildung 3.2**) erkennbare Abweichung der Zwischenkreisspannungs-Welligkeit von der Sinusform.

$$\begin{aligned}
 \Delta U_{ZK}(T_x) &= \frac{1}{C_{ZK}} \times \int_0^{T_x} I_{zkaus,AC}(t) dt \\
 &= \hat{I}_{aus} \times \frac{1}{C_{ZK}} \times \int_0^{T_x} |\sin(2\pi ft)| - \frac{2}{\pi} dt \\
 &= \hat{I}_{aus} \times \frac{1}{C_{ZK}} \times \left[\left(-\frac{1}{2\pi f} \cos(2\pi f T_x) - T_x \times \frac{2}{\pi} \right) - \left(-\frac{1}{2\pi f} \cos(2\pi f 0) - 0 \times \frac{2}{\pi} \right) \right] \\
 &= \hat{I}_{aus} \times \frac{1}{C_{ZK}} \times \left[\frac{1}{2\pi f} (-\cos(2\pi f T_x) + 1) - T_x \times \frac{2}{\pi} \right]
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

In Gleichung 3.3 werden mittels einer Ableitung von $\Delta U_{ZK}(T_x)$ nach T_x die Zeitpunkte der maximalen Abweichung der Zwischenkreisspannung von ihrem Mittelwert bestimmt: T_1 ist der Zeitpunkt der maximalen Spannungs-Unterschreitung und T_2 der Zeitpunkt der maximalen Spannungs-Überschreitung des Zwischenkreisspannungs-Sollwertes. Basierend auf der maximalen Unterschreitung $\Delta U_{ZK}(T_1)$, die sich auf die zur Verfügung stehende treibende Spannung als Differenz aus Zwischenkreis- und Netzspannung auswirkt, und der maximalen Überschreitung $\Delta U_{ZK}(T_2)$, dem Abstand zur Spannungsfestigkeit der Bauteile, kann eine Dimensionierung der Zwischenkreiskapazität erfolgen.

$$\begin{aligned}
 \Delta U'_{ZK}(T_x) &= \hat{I}_{aus} \times \frac{1}{C_{ZK}} \times [\sin(2\pi f T_x) - \frac{2}{\pi}] \\
 \sin(2\pi f T_x) - \frac{2}{\pi} &= 0 \\
 \sin(2\pi f T_x) &= \frac{2}{\pi} \\
 0 < T_1 < T_2 < \frac{1/2}{f} \\
 T_1 &= \frac{\arcsin(\frac{2}{\pi})}{2\pi f} \\
 T_2 &= \frac{\pi}{2\pi f} - T_1 \\
 &= \frac{1}{2\pi f} [\pi - \arcsin(\frac{2}{\pi})]
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

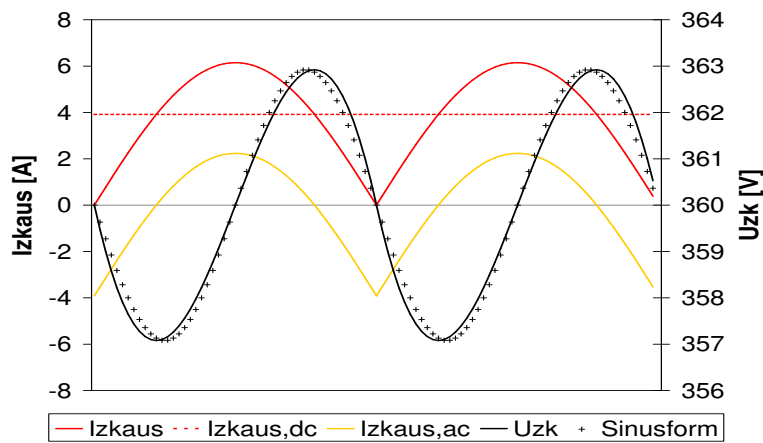


Abbildung 3.2: Simulation der Zwischenkreisspannungs-Welligkeit

Abbildung 3.3 zeigt eine Messung des Verlaufes der Zwischenkreisspannung U_{ZK} und des aus der Brennstoffzelle aufgenommenen Eingangsstromes I_{Ein} . Die Welligkeitsanteile sind zusätzlich in einer vergrößerten Darstellung ($U_{ZK,AC}$ bzw. $I_{Ein,AC}$) eingezeichnet. Der ebenfalls enthaltene Verlauf des Ausgangsstromes I_{Aus} ermöglicht eine zeitliche Zuordnung der Welligkeitsverläufe zum Momentanwert der pulsformigen Zwischenkreisbelastung durch die Wirkleistungsabgabe an Netz bzw. Insel-Last.

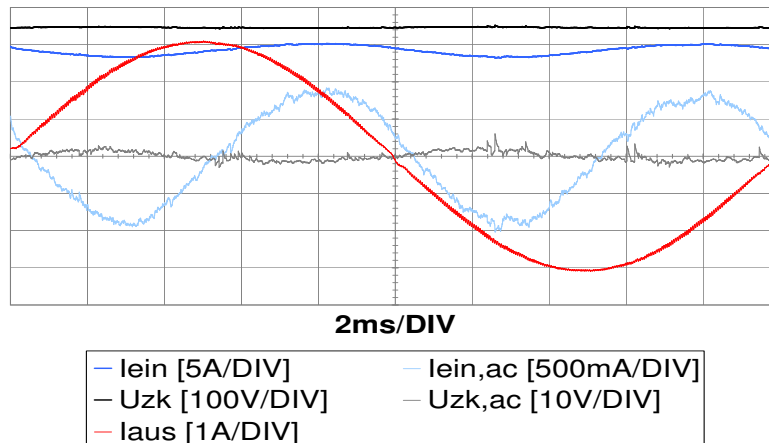


Abbildung 3.3: Zeitverlauf der Zwischenkreisspannungs- und Eingangsstrom-Welligkeit

Gemäß Gleichung 3.1 kann der Gleichanteil des Zwischenkreis-Entladestromes $I_{zkaus,DC}$ berechnet werden, der dem Betragsmittelwert des Ausgangsstromes entspricht. Für den in **Abbildung 3.3** gezeigten Ausgangsstrom-Verlauf ergibt sich ein Betragsmittelwert von ca. 1,9A.

Überschreitet bzw. unterschreitet der Momentanwert des Ausgangsstrom-Betrages $|I_{Aus}(t)|$ den Betragsmittelwert $I_{zkaus,DC}$, so sinkt bzw. steigt die Zwischenkreisspannung, da die Netzeinspeisung dem Zwischenkreis mehr Ladung entnimmt, als durch den Ladestrom aus der Brennstoffzelle zugeführt wird. Aufgrund der nicht sinusförmigen Ladungsentnahme durch $|I_{Aus}(t)| = |\hat{I}_{Aus} \sin(2\pi ft)|$ ist die Form der Zwischenkreisspannungs-Welligkeit nicht rein sinusförmig. Die Nulldurchgänge der Zwischenkreisspannungs-Welligkeit $U_{ZK,AC}$ stimmen daher nicht exakt mit den Zeitpunkten eines Vorzeichenwechsels der Änderung von $|I_{Aus}|$ ¹² überein.

Aufgrund der hohen Zeitkonstante des Reglers wird die Ausgangsstrom-Pulsation nicht vollständig auf den Eingangsstrom übertragen: Während bei einem schnelleren Regler die Eingangsstromform dem gleichgerichteten Ausgangsstrom entspricht¹³ ist hier der aus der Brennstoffzelle aufgenommene Eingangsstrom weitgehend konstant und beinhaltet lediglich einen geringen Welligkeitsanteil. Aufgrund der nicht sinusförmigen Belastung ist der Verlauf von $I_{Ein,AC}$ nicht rein sinusförmig und nicht in Phase mit dem Ausgangsstrom.

¹²Ausgangsstrom-Maxima und -Nulldurchgang

¹³Bei Spannungs-Konstanthaltung: Zu jedem Zeitpunkt gleiche Auf- und Entladung des Zwischenkreises

Die verbleibende Eingangsstrom-Welligkeit wird durch die welligkeitsbehaftete Zwischenkreisspannung hervorgerufen: Bei konstanter Eingangsspannung und konstantem Tastverhältnis der Eingangsbrücke¹⁴ liegt vor der Zwischenkreisdrossel eine näherungsweise konstante mittlere Gleichrichtspannung an, während die Zwischenkreisspannung variiert. Die Variation der resultierenden treibenden Spannung an der Drossel führt zu einem welligkeitsbehafteten Ladestrom.

Die Welligkeit kann aus einem gemessenen Verlauf gemäß Gleichung 3.4 berechnet werden. Hierbei bezeichnet N die Anzahl der aufgenommenen Messwerte innerhalb einer Grundschwingungsperiode T (hier: $20ms$). Für den Eingangsstrom-Verlauf aus **Abbildung 3.3** ergibt sich ein mittlerer Eingangsstrom von $I_{Ein,DC} \approx 14,23A$. Der Effektivwert beträgt $I_{Ein,RMS} \approx 14,25A$. Der Effektivwert des Wechselanteils beträgt $I_{Ein,AC} \approx 640mA$. Hieraus resultiert ein Formfaktor von $f \approx 1,001$ bzw. eine Welligkeit $w \approx 4,49\%$.

$$\begin{aligned}
 \text{Gleichanteil bzw. Mittelwert} \quad I_{Ein,DC} &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} I_{Ein}(n) \\
 \text{Effektivwert} \quad I_{Ein,RMS} &= \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} I_{Ein}^2(n)} \\
 \text{Effektivwert des Wechselanteils} \quad I_{Ein,AC} &= \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (I_{Ein}(n) - I_{Ein,DC})^2} \\
 \text{Formfaktor} \quad f &= \frac{I_{Ein,RMS}}{I_{Ein,DC}} \\
 \text{Welligkeit} \quad w &= \frac{I_{Ein,AC}}{I_{Ein,DC}} = \sqrt{f^2 - 1}
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

Brennstoffzellenhersteller geben die zulässige bzw. empfohlene maximale Welligkeit häufig in Abhängigkeit von der Frequenz an. Aus diesem Grund wird in Gleichung 3.5 der Effektivwert des $100Hz$ -Anteils $I_{Ein,100Hz}$ über eine diskrete Fourier-Transformation der 2. Harmonischen ($p = 2$) bestimmt.

$$I_{Ein,100Hz} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\left[\frac{1}{N/2} \sum_{n=0}^{N-1} I_{Ein}(n) \times \cos\left(2\pi \frac{np}{N}\right) \right]^2 + \left[\frac{1}{N/2} \sum_{n=0}^{N-1} I_{Ein}(n) \times \sin\left(2\pi \frac{np}{N}\right) \right]^2} \tag{3.5}$$

Für den Eingangsstrom-Verlauf aus **Abbildung 3.3** ergibt sich ein Effektivwert $I_{Ein,100Hz} \approx 607mA$ und eine Welligkeit $w_{100Hz} \approx 4,27\%$, die aufgrund des näherungsweise sinusförmigen Verlaufes des Eingangsstroms nahezu den auf dem gesamten Wechselanteil beruhenden Ergebnissen entsprechen. Unabhängig hiervon ist die Welligkeit mit ca. 5% deutlich geringer als die typischerweise angegebenen Maximalwerte (10% – 15%).

Nach der selben Berechnungsmethode kann ebenfalls die Welligkeit der Zwischenkreisspannung bestimmt werden. Für den Zwischenkreisspannungs-Verlauf aus **Abbildung 3.3** ergibt sich ein Wechselanteil von $U_{ZK,AC} \approx 3,43V$ (bzw. $U_{ZK,100Hz} \approx 1,04V$ für den $100Hz$ -Anteil) und eine Welligkeit $w \approx 1,0\%$ (bzw. $w_{100Hz} \approx 0,3\%$ für den $100Hz$ -Anteil). Im Vergleich zur Eingangsstrom-Welligkeit fällt die Zwischenkreisspannungs-Welligkeit geringer aus, die Abweichung zwischen w und w_{100Hz} weist jedoch auf einen größeren Anteil an weiteren Frequenzkomponenten hin.

Dies lässt sich anhand des Frequenzspektrums (**Abbildung 3.4**) erklären. Hierfür wird eine diskrete Fourier-Transformation der Zeitverläufe¹⁵ von Eingangsstrom und Zwischenkreisspannung durchgeführt und die Amplituden der einzelnen Frequenzkomponenten auf die Amplitude des $100Hz$ -Anteils normiert. Die normierten Amplituden der Gleichanteile entsprechen somit dem $1/\sqrt{(2)}$ -fachen der Welligkeits-Kehrwerte $\frac{1}{w_{100Hz}}$. Die weiteren Frequenzanteile befinden sich im Mittel¹⁶

¹⁴Stellgröße des Zwischenkreisspannungs-Reglers

¹⁵innerhalb einer Netz-Grundschwingung, d.h. mit einer Frequenz-Schrittweite von $50Hz$

¹⁶Ein laufender Mittelwert ist im Frequenzdiagramm als durchgezogene Linie eingezeichnet.

mehr als eine Dekade unterhalb der 100Hz -Anteile, die in dieser Darstellung definitionsgemäß 1 betragen.

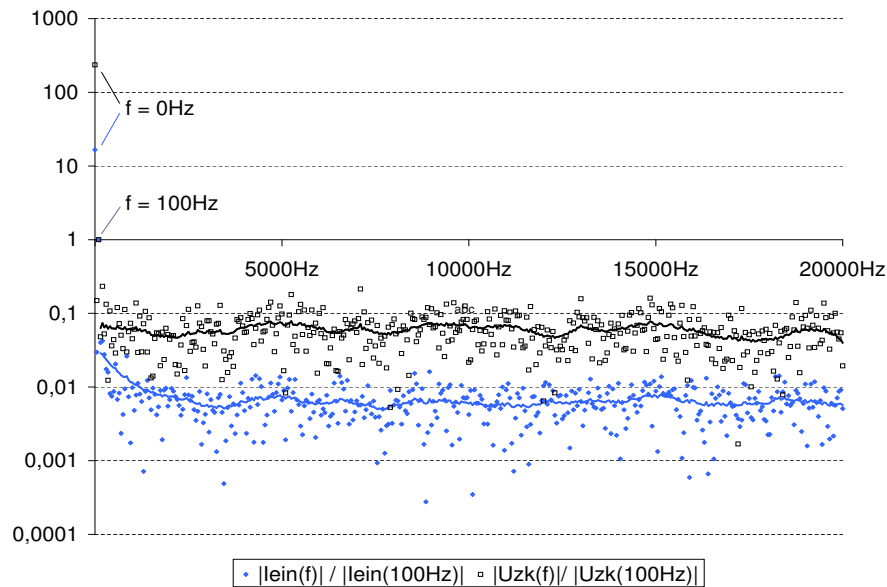


Abbildung 3.4: Frequenzspektrum von Eingangsstrom und Zwischenkreisspannung

Der Verlauf des Mittelwertes zeigt näherungsweise gleiche Amplituden für die Frequenzanteile mit $f > 0\text{Hz}$ und $f \neq 100\text{Hz}$. Dies weist darauf hin, dass die Verläufe neben Gleichanteil und 100Hz -Welligkeit über keine weiteren sinusförmigen Komponenten verfügen, sondern mit einem Rauschen überlagert sind, das den Gesamt-Effektivwert¹⁷ erhöht. Hierfür spricht ebenfalls der für Strom- und Spannungsmessung nahezu gleiche Abstand zwischen der Größe des Gleichanteils (bestimmt die notwendige Abschwächung bei der Messung) und den Amplituden der sonstigen Frequenzkomponenten mit $f \neq 100\text{Hz}$. Der geringe Amplitudenanstieg der Frequenzkomponenten nahe 0Hz kann mit Harmonischen zu einem niederfrequenten (zur Netzfrequenz subharmonischen) Reglerschwingen erklärt werden.

Dies bedeutet, dass die berechnete Gesamt-Welligkeit w somit zu hoch ausfällt. Aufgrund der Mittelung bei der Berechnung der diskreten Fourier-Transformation (Integralbildung) kann von einem korrekten Wert für $w_{100\text{Hz}}$ ausgegangen werden.

3.3 Eingangsstrom-Welligkeitskompensation

Ein untergeordneter Ladestrom-Regler - basierend auf einer Messung des Stromflusses durch die Zwischenkreis-Drossel - stellt eine Möglichkeit zur nahezu vollständigen Elimination der Eingangsstrom-Welligkeit dar, indem das Eingangsbrücken-Tastverhältnis an die variierende Zwischenkreisspannung angepasst wird. Der resultierende Regelkreis ist in **Abbildung 3.5** dargestellt.

Voraussetzung hierfür ist eine geeignete Wahl der Regler-Zeitkonstanten: Der übergeordnete Zwischenkreisspannungs-Regler mit hoher Zeitkonstante gibt einen nur vom Betriebspunkt abhängigen, zeitlich konstanten Ladestrom-Sollwert vor; der untergeordnete schnellere Ladestrom-Regler

¹⁷im Frequenzbereich durch Quadratsumme der einzelnen Frequenzkomponenten-Effektivwerte bestimmt

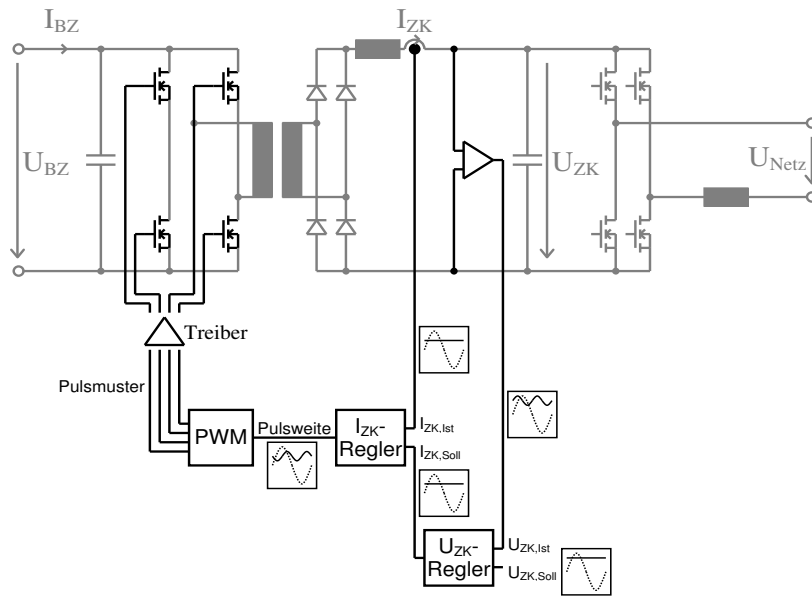


Abbildung 3.5: Zwischenkreisspannungs-Regelkreis

hält den Ladestrom durch eine Anpassung des Eingangsbrücken-Tastverhältnisses konstant auf dem vorgegebenen Sollwert.

Die Stromregelung ermöglicht ebenfalls eine einfache Strombegrenzung durch eine Einschränkung des Stellbereiches für $I_{ZK,Soll}$. Bei Bedarf ist es mit einer Modulation des Ladestrom-Sollwertes $I_{ZK,Soll}$ ebenfalls möglich, dem Zwischenkreis-Ladestrom eine in Amplitude und Frequenz parametrierbare Welligkeit¹⁸ einzuprägen, die - aufgrund der Eingangs-Pufferkapazität mit verringerter Amplitude und verschobener Phasenlage - auf den Eingangsstrom übertragen wird.

3.4 Reaktion auf Lastwechsel

Während die Wahl einer hohen Zeitkonstante für den Zwischenkreis-Regler eine geringe Eingangsstrom-Welligkeit sicherstellt¹⁹, verschlechtert sich die Reaktion des Reglers bei einem Lastwechsel. **Abbildung 3.6** zeigt eine rechnerische Nachbildung der Reaktion der Zwischenkreisspannungsregelung auf einen Lastsprung in Abhängigkeit von der Art der Zwischenkreisbelastung (ohmsche Last/konstante Stromaufnahme/konstante Leistungsaufnahme).

Zur besseren Nachvollziehbarkeit entfällt hierbei die nachfolgende Wechselrichtung; stattdessen wird von einer Gleichstrombelastung ausgegangen, so dass die Spannungs- und Stromverläufe nicht von einer 100Hz-Pulsation überlagert sind. Durch die Annahme einer Gleichstromlast wird ebenfalls die Blindleistungsaufnahme der Last außer Acht gelassen, die für die Zwischenkreisregelung nicht von Bedeutung ist: Blindleistung wird lediglich zwischen Last und Zwischenkreis übertragen²⁰ und stellt im zeitlichen Mittel keine Ladungsentnahme aus der Zwischenkreiskapazität dar.

¹⁸Im Gegensatz zur betriebspunktabhängigen 100Hz-Welligkeit ohne Stromregelung

¹⁹keine Ausregelung der Zwischenkreisspannungswelligkeit → konstanter Ladestrom bei unverändertem Betriebspunkt

²⁰bei einer Erhöhung der Zwischenkreisspannungs-Welligkeit

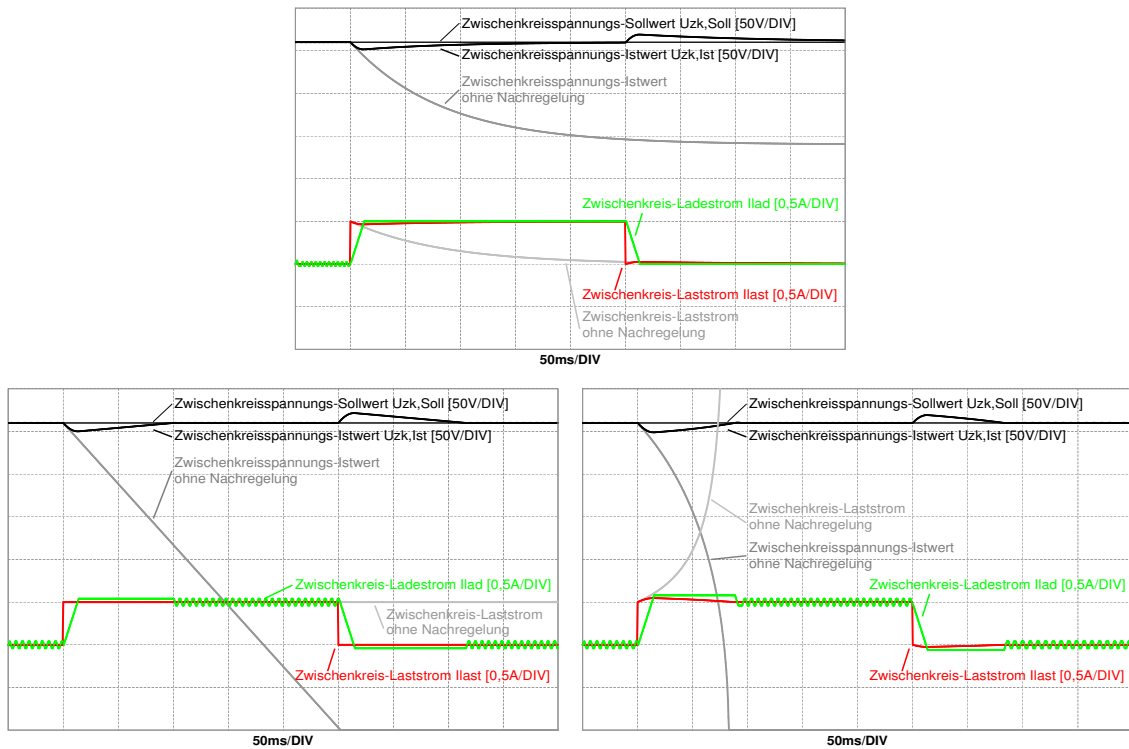


Abbildung 3.6: U_{ZK} -Regelung bei Lastsprung mit ohmscher (oben), Konstantstrom- (links) und Konstantleistungs-Last

- Ohmsche Last: $I_{Last} = \frac{U_{ZK}}{R_{Last}}$

Weicht die Zwischenkreisspannung $U_{ZK, Ist}$ in Folge eines Lastsprunges (Änderung von R_{Last}) vom Nennwert $U_{ZK, Soll}$ ab, so verhält sich die Stromaufnahme hierzu proportional. Die zur Zwischenkreisspannung proportionale Belastung des Zwischenkreises wirkt einer Spannungsabweichung somit entgegen: Ohne Reaktion des Reglers (unveränderter Ladestrom I_{Lad}) nähert sich die Zwischenkreisspannung asymptotisch einem Endwert $U_{ZK} = R_{Last} \times I_{Lad}$ während sich der Laststrom I_{Last} asymptotisch dem Ladestrom I_{Lad} (entsprechend dem Laststrom vor dem Lastsprung) nähert.

Eine ohmsche Belastung des Zwischenkreises liegt im spannungsgesteuerten Inselbetrieb vor, wenn bspw. unregelte Leuchtmittel oder Wärmegeräte versorgt werden.
- Konstante Stromaufnahme: $I_{Last} = konst.$

Bei einer spannungsunabhängigen Stromaufnahme I_{Last} , die - nach einem Lastsprung - vom Ladestrom I_{Lad} abweicht, wird dem Zwischenkreis pro Zeiteinheit eine konstante Ladungsmenge entzogen ($I_{Last} > I_{Lad}$) bzw. zugeführt ($I_{Last} < I_{Lad}$). Ohne Reaktion des Reglers steigt die Zwischenkreisspannung somit mit der Zeit linear an bzw. fällt linear ab.
- Konstante Leistungsaufnahme: $P_{Last} = konst.$

Bei einer leistungsgeregelten Last verhält sich der Laststrom antiproportional zur Zwischenkreisspannung. Eine Spannungsabweichung - verursacht durch einen Lastsprung - wird somit weiter verstärkt. Ohne Reglereingriff nimmt die Spannungsabweichung mit der Zeit exponentiell zu, da die Änderung der Spannungsabweichung von der momentanen Spannungsabweichung abhängt: $-\frac{dU_{ZK}(t)}{dt} \propto I_{Last}(t) - I_{Lad} = \frac{P_{Last}}{U_{ZK}(t)} - I_{Lad}$

Der Netzbetrieb stellt generell eine Belastung des Zwischenkreises mit spannungsunabhängiger Leistungsaufnahme dar, da eine Ausgangsstromregelung bei als konstant angenommener Netzspannung erfolgt. Variationen der Zwischenkreisspannung führen zu einer veränderten treibenden Spannung (Differenz aus Zwischenkreis- und Netzspannung), die vom Regler durch ein unterschiedliches Zeitverhältnis zwischen Puls (Ladungsentnahme aus Zwischenkreis) und Pause (Drosselstrom-Freilauf) ausgeglichen wird.

Im Inselbetrieb liegt eine spannungsunabhängige Leistungsaufnahme i.d.R. bei dem Betrieb von elektronischen Lasten vor, bei denen ein Schaltnetzteil variierende Eingangsspannungen ausgleicht um eine konstante Ausgangs-Gleichspannung zu erreichen.

Tabelle 3.2 beinhaltet eine Auswertung der Zwischenkreisspannungs-Verläufe aus **Abbildung 3.6**. Hierbei werden die maximalen Abweichungen des Zwischenkreisspannungs-Istwertes vom Sollwert und die Abweichungs-Zeitflächen bestimmt.

Tabelle 3.2: Maximale Zwischenkreisspannungs-Abweichungen und Abweichungs-Zeitflächen

	max. pos. Abweichung bei Last-Verringerung	pos. Zeitfläche bei Last-Verringerung	max. neg. Abweichung bei Last-Anstieg	neg. Zeitfläche bei Last-Anstieg
Ohmsche Last	8,92V	0,94Vs	8,47V	0,74Vs
Konstantstrom-Last	11,54V	0,71Vs	9,89V	0,53Vs
Konstantleistungs-Last	9,19V	0,44Vs	11,05V	0,59Vs

Abhängig von der Art der Last führt ein Lastsprung zu unterschiedlichen maximalen Abweichungen der Zwischenkreisspannung vom Sollwert, die sich im spannungsgesteuerten Inselbetrieb auf die Einhaltung des Ausgangsspannungs-Toleranzbereiches auswirken.

Die Abweichungs-Zeitfläche wirkt sich bei nicht leistungsgeregelten Lasten auf die der Last zugeführte Energiemenge aus. Da bei einer ohmschen Last die spannungsproportionale Stromaufnahme einer Zwischenkreisspannungs-Abweichung entgegenwirkt, führt der Zwischenkreisregler aufgrund der differentiellen Nebenbedingung²¹ nach Erreichen der maximalen Abweichung keine weitere Anpassung des Ladestroms durch. Die Zwischenkreisspannung nähert sich daher asymptotisch dem Sollwert; hieraus resultiert eine große Abweichungs-Zeitfläche für eine ohmsche Last bei einem Lastsprung.

Während des Netzbetriebs wird die Wirkleistungsabgabe des Wechselrichters durch die momentan benötigte Heizleistung vorgegeben (Kraft-Wärme-Kopplung). Diese ändert sich aufgrund der Integral-Charakteristik der Heizungs-Regelstrecke (Wärmespeicher) mit einer geringen Anstiegsgeschwindigkeit. Die somit rampenförmige Laständerung kann durch den Zwischenkreisregler auch bei einer geringen Regeldynamik ausgeglichen werden.

Im Gegensatz hierzu ist die Wirkleistungsabgabe im Inselbetrieb nicht steuerbar, sondern wird durch die Leistungsaufnahme der Last(en) bestimmt. Diese kann sich - insbesondere bei einem Zuschalten bzw. Abschalten einzelner Verbraucher - sprunghaft ändern. Um auch in diesem Fall eine Einhaltung des zulässigen Ausgangsspannungsbereiches sicherzustellen, kann - unter Inkaufnahme einer erhöhten Eingangsstrom-Welligkeit - durch eine vom Betriebsmodus abhängige Parametrierung des Zwischenkreisreglers die Regeldynamik erhöht werden.

Es besteht ebenfalls die Möglichkeit, den Ausgangsstrom oder die Ausgangs-Wirkleistung auf die Stellgröße des Zwischenkreisspannungsreglers aufzuschalten. Wird der Momentanwert des Aus-

²¹keine Stellgrößenänderung, wenn sich Regelabweichung verringert

gangsstromes aufgeschaltet, so wird die Zwischenkreisbelastung durch den Ausgangsstrom unmittelbar durch den aus der Brennstoffzelle aufgenommenen Eingangsstrom ausgeglichen. Die Zwischenkreisspannung wird auf diese Weise konstant gehalten und somit eine definierte Ausgangsspannung ausgegeben; die Welligkeit des Eingangsstromes erhöht sich jedoch stark durch die ebenfalls auf den Eingangsstrom übertragene 100Hz-Pulsation.

Bei einer Aufschaltung der abgegebenen Wirkleistung innerhalb der letzten (Halb-)Welle (erforderliches Integrationsintervall abh. von Form der Stromaufnahme²²) erhöht sich die Welligkeit des Eingangsstroms nicht, da der aufgeschaltete Wert ohne Änderung der Last konstant ist. Aufgrund des erforderlichen Zeitintervalls über das die Wirkleistungsabgabe bestimmt wird, ist bei dieser Methode jedoch die Reaktionsgeschwindigkeit bei einem Lastsprung begrenzt.

²²Stromaufnahme nur in einer Halbwelle (z.B. Last mit Vorschaltodiode): 1 Grundschiwingung, sonstige nichtlineare Lasten: $\frac{1}{2}$ Grundschiwingung, ohmsche Last: $\frac{1}{4}$ Grundschiwingung

4 Netzparallelbetrieb

Bei einer als näherungsweise konstant angenommenen Netzspannung erfolgt die Steuerung der abgegebenen Leistung mittels einer Regelung des dem Netz zugeführten Stromes. Eine stromgesteuerte Stromregelung (Hystereseregler) bestimmt die Schaltzeitpunkte der Ausgangsbrücke des Wechselrichters unmittelbar aus dem Momentanwert des Stromes. Im Vergleich zu einer spannungsgesteuerten Stromregelung (z.B. Pulsweitenmodulation mit stromabhängiger Anpassung des Tastverhältnisses) verfügt die stromgesteuerte Stromregelung über eine höhere Regeldynamik.

Auf diese Weise wird die Einhaltung der gewünschten Stromform (z.B. Sinusform auch bei nicht-sinusförmiger Netzspannung) sichergestellt; der Stromsollwert wird auch bei einer Änderung der betragsmäßig geringen Impedanz des Netzes oder einem Einbruch der Netzspannung aufgrund einer Unterbrechung der Leistungszufuhr aus den höheren Spannungsebenen des Netzes (Inselnetzbildung) eingehalten, so dass keine Beschädigung des Wechselrichters durch Überstrom (erhöhte Verlustleistung in den stromführenden Komponenten) auftreten kann.

Um eine definierte Phasenlage für den eingespeisten Strom zu erhalten, ist eine Synchronisation mit dem Netzspannungsverlauf notwendig. Hierfür wird der Zeitpunkt des Netzspannungs-Nulldurchgangs erkannt. Auf diese Weise lässt sich ebenfalls die Netzfrequenz bestimmen.

Die Vorschriften der Energieversorgungsunternehmen für einen Netzparallelbetrieb von dezentralen Energieerzeugungsanlagen beinhalten Anforderungen bezüglich Sicherheit und Versorgungsqualität, die im Wechselrichter durch entsprechende Regelungs- und Überwachungsfunktionen erfüllt werden.

Im Gegensatz zu einer Last, die dem öffentlichen Netz Energie entnimmt, besteht bei einer dezentralen Energieerzeugungsanlage die Möglichkeit des Weiterbetriebs bei einer Abschaltung des lokalen Netzsegmentes (Inselnetzbildung). Abhängig von der Menge der dezentral eingespeisten Leistung und der Leistungsaufnahme der Lasten im Netzsegment stellt sich somit eine Spannung im abgeschalteten Netzsegment ein. Um das Personal des Energieversorgungsunternehmens bei Wartungs- bzw. Reparaturarbeiten an den Einrichtungen des Netzsegmentes zu schützen, ist eine Erkennung einer Inselnetzbildung notwendig. Der Wechselrichter beinhaltet hierfür entsprechende Überwachungsfunktionen, die anhand der Netzspannungsamplitude, Netzfrequenz und Netzimpedanz eine Inselnetzbildung erkennen und eine Abschaltung bzw. Netztrennung auslösen.

Um eine negative Beeinflussung der Versorgungsqualität zu vermeiden, existieren Forderungen bezüglich der Form und des Blindleistungsanteils des dem Netz zugeführten Stromes. Diese Forderungen werden mit einem sinusförmigen Wirkstrom erfüllt. Zusätzlich besteht die Möglichkeit, durch eine Anpassung der Stromform einer Verzerrung der Netzspannungsform entgegenzuwirken (Kompensation von Harmonischen) und mit einer Anpassung der abgegebenen Wirk- und Blindleistung zur Leistungsregelung des Netzes beizutragen (Spannungs- und Frequenzstabilität).

4.1 Nulldurchgangserkennung

Eine sichere Nulldurchgangserkennung ist Voraussetzung für den Ablauf der Überwachungs- und Regelungsfunktionen im Netzparallelbetrieb: Die Netzfrequenz wird aus dem Abstand zwischen den Nulldurchgängen bestimmt; für die Stromregelung wird der Zeitpunkt des Nulldurchgangs benötigt, um eine definierte Phasenlage für den Sollwertverlauf zu erhalten.

Ziel der realisierten Nulldurchgangserkennung ist es, die fehlerhafte Erkennung zusätzlicher Nulldurchgänge zu vermeiden und die Erkennung des Nulldurchganges unabhängig vom Zeitpunkt der Netzaufschaltung sicherzustellen.

Hierzu wird ein Zustandsautomat definiert, der nach dem in **Tabelle 4.1** gezeigten Ablaufschema die momentane Netzspannung mit Referenzwerten vergleicht. Im Idealfall wird neben dem Überschreiten der Nulllinie das Erreichen der positiven bzw. negativen Spannungsspitze abgefragt; durch die Definition der Bereiche *pos. Maximum* bzw. *neg. Maximum* (siehe **Abbildung 4.1**) ist die Erkennung der Spannungsspitze bei variierender Netzspannungsamplitude möglich.

Voraussetzung für die Funktion dieses Ablaufs ist, dass als Grenzen für *pos. Maximum* und *neg. Maximum* Werte gewählt werden, die unterhalb der minimal möglichen Netzspannungsamplitude liegen (vgl. Netzspannungs-Toleranzbereich).

Tabelle 4.1: Zustandstabelle der Nulldurchgangserkennung

Nr.	Abgefragte Bedingung	Aktion bei erfüllter Bedingung
1	Netzspannung im Bereich des positiven Maximums	Wechsel zu Zustand 2
2	Netzspannung im Bereich der negativen Halbwellen	Wechsel zu Zustand 3
3	Netzspannung im Bereich des negativen Maximums	Wechsel zu Zustand 4
4	Netzspannung im Bereich der positiven Halbwellen	Verarbeitung Nulldurchgang, Wechsel zu Zustand 1

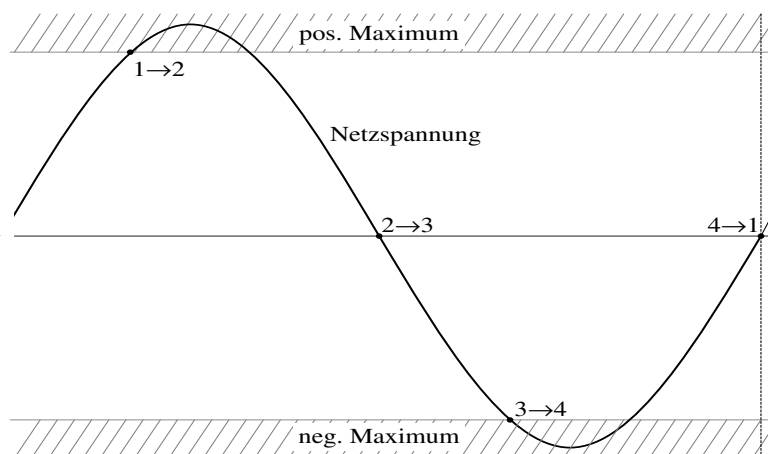


Abbildung 4.1: Ablauf der Nulldurchgangserkennung

Die Nulldurchgangserkennung findet auch nach einem Wechsel zum Inselbetrieb statt, um die im Rahmen der Netzausfallerkennung durchgeführte Messung der Netzfrequenz fortzusetzen. Die Nulldurchgangserkennung wird im Inselbetrieb somit als Bestandteil der Erkennung einer Netzspannungs-Rückkehr eingesetzt.

Eine Synchronisation des Inselspannungsverlaufs mit den detektierten Nulldurchgängen ist hingegen nicht sinnvoll, da diese bei der Netzurückkehr - oder u.U. auftretenden Spannungsflanken bei Schalthandlungen im Netz - zeitliche Sprünge im Inselnetzspannungsverlauf hervorruft.

4.2 Stromregelung

4.2.1 Funktionsprinzip

Für die stromgesteuerte Stromregelung wird die Ausgangsstufe in drei unterschiedlichen Schaltzuständen betrieben (zwei Polaritäten und Freilauf); es ergibt sich somit eine Dreipunktregelung. Die Zeitpunkte für den Wechsel des Schaltzustandes werden in Echtzeit durch den Verlauf des Strom-Istwertes bestimmt. Hierfür wird der Sollwertverlauf mit einem Hysteresis-Kanal umgeben; überschreitet der Strom-Istwert die Kanalgrenze, wird auf einen Schaltzustand umgeschaltet, in dem der Strom-Istwert in den Kanal zurückkehrt.

Der Ablauf der Regelung lässt sich anhand des in **Abbildung 4.2** gezeigten prinzipiellen Zeitverlaufs und der in **Abbildung 4.3** dargestellten Schaltzustände der Ausgangsbrücke nachvollziehen. In jeder Halbperiode wird nur eine Halbbrücke mit variierenden Pulsbreiten geschaltet; die andere Halbbrücke ist während der Halbperiode permanent auf eine Polarität geschaltet. In diesem Zusammenhang ist zu beachten, dass bei der eingesetzten Treiberschaltung die oberen Transistoren ihre Schaltladung über eine Highside-Boosterschaltung erhalten. Um die längere Einschaltdauer für den Freilauf (10ms im 50Hz-Netz) sicher zu realisieren, erfolgt der Freilauf daher ausschliesslich über die unteren Transistoren.

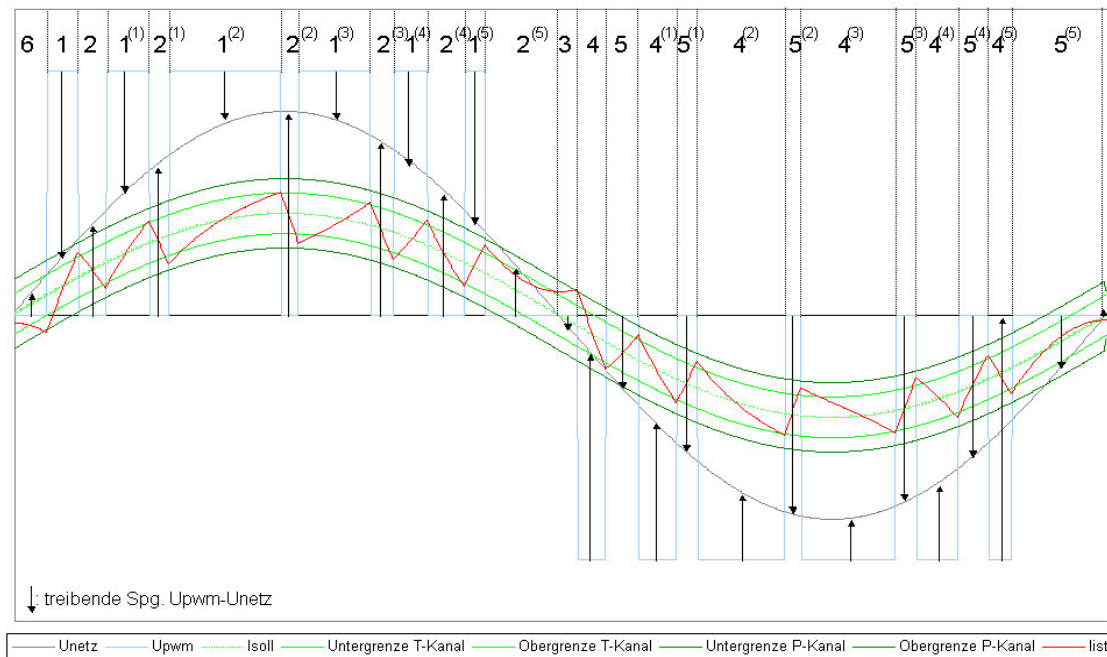


Abbildung 4.2: Stromgesteuerte Stromregelung (prinzipieller Verlauf)

Mit Beginn der positiven Netzspannung-Halbwelle wird der Schaltzustand 1 aktiviert (Übergang von Zeitverlaufsabschnitt 6 zu 1). In diesem Zustand liegt auf der Ausgangsbrückenseite des Filters die Zwischenkreisspannung an; da diese zu jedem Zeitpunkt die momentane Netzspannung übersteigt, führt die Differenzspannung $U_{DC} - |U_{Netz}| (> 0)$ zu einem Stromanstieg $dI_{Netz} = \frac{U_{DC} - |U_{Netz}|}{L} dt$ durch die Filterinduktivitäten mit der Gesamt-Induktivität L .

Überschreitet der Strom-Istwert die obere Tastverhältnis-Kanalgrenze (Übergang von Zeitverlaufs-

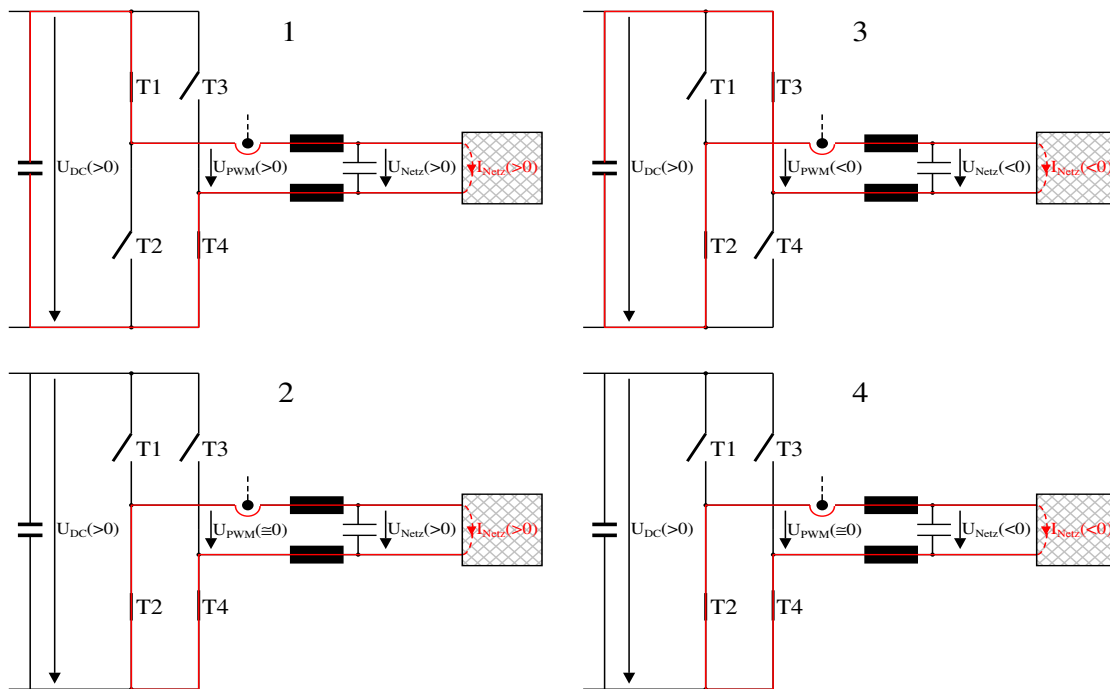


Abbildung 4.3: Schaltzustände der Ausgangsbrücke

abschnitt 1 zu 2), wird auf Schaltzustand 2 umgeschaltet. In diesem Zustand befindet sich die Ausgangsbrücke im Freilauf; die über den Filterinduktivitäten abfallende Netzspannung $-U_{Netz}[\leq 0]$ führt zu einer Stromabnahme $dI_{Netz} = \frac{-U_{Netz}}{L} dt$.

Mit einem Überschreiten der unteren Tastverhältnis-Kanalgrenze (Übergang von Zeitverlaufsabschnitt 2 zu 1⁽¹⁾) wird erneut auf den Schaltzustand 1 umgeschaltet und der beschriebene Ablauf wiederholt sich.

Ändert sich die Polarität der Netzspannung (Übergang von Zeitverlaufsabschnitt 2⁽⁵⁾ zu 3), so führt die Polaritätsumkehr der treibenden Spannung über den Filterinduktivitäten $-U_{Netz}[\text{jetzt} > 0]$ zu einem Anstieg des Stromes $dI_{Netz} = \frac{-U_{Netz}}{L} dt$. Da sich die Ausgangsbrücke bereits im Schaltzustand 2 befindet, steigt der Strom über die obere Tastverhältnis-Kanalgrenze hinaus an, bis die Obergrenze des Polaritätswechsel-Kanals erreicht ist (Übergang von Zeitverlaufsabschnitt 3 zu 4). Zu diesem Zeitpunkt wird auf Schaltmuster 3 umgeschaltet; die treibende Spannung $-(U_{DC} - |U_{Netz}|)[< 0]$ führt zu einer Abnahme des Stromes $dI_{Netz} = \frac{-(U_{DC} - |U_{Netz}|)}{L} dt$.

Der Strom nimmt bis zur Nulllinie ab; nach Überschreiten der Nulllinie ($I_{Netz} < 0$) steigt der Strom in entgegengesetzter Polarität an. Bei Überschreiten der unteren Tastverhältnis-Kanalgrenze (Übergang von Zeitverlaufsabschnitt 4 zu 5) wird Schaltzustand 4 aktiviert und der Strom nimmt betragsmässig ab ($dI_{Netz} = \frac{-U_{Netz}[>0]}{L} dt$), bis die obere Tastverhältnis-Kanalgrenze erreicht ist (Übergang von Zeitverlaufsabschnitt 5 zu 4⁽¹⁾) und erneut auf Schaltzustand 3 umgeschaltet wird. Dieser Ablauf wiederholt sich bis zum nächsten Netzspannungs-Nulldurchgang.

Mit Beginn der positiven Netzspannungs-Halbperiode (Übergang von Zeitverlaufsabschnitt 5⁽⁵⁾ zu 6) findet mit dem Wechsel von Schaltzustand 4 zu 1 die bereits beschriebene Polaritätsumkehrung statt.

Die Stromregelung erlaubt die Realisierung nahezu beliebiger Stromverläufe, sofern die Grenzfrequenz des Ausgangsfilters nicht überschritten wird. Um dem Netz Wirkleistung zur Verfügung zu stellen, wird der in **Abbildung 4.4** gezeigte Stromverlauf I_{WR} vorgegeben, der aus einer zur Netzspannung synchronen Grundschwingung besteht. Hierbei ist zu erkennen, dass der sinusförmige Stromverlauf auch bei einer Abweichung des Netzspannungsverlaufs von der Sinusform beibehalten wird - d.h., der Oberschwingungsgehalt der Netzspannung wird durch den Wechselrichter nicht beeinflusst.

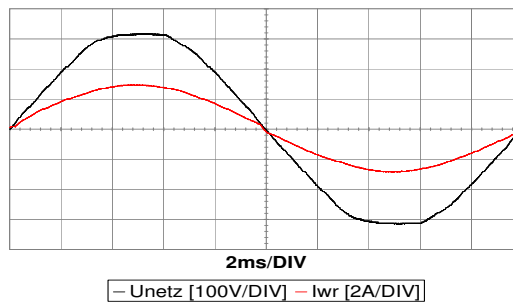


Abbildung 4.4: Zeitverlauf von U_{Netz} und I_{WR}

Wie in weiteren Kapiteln gezeigt wird, besteht mit entsprechenden Stromverläufen ebenfalls die Möglichkeit, den Oberschwingungsgehalt der Netzspannung zu verringern und Grundschwingungs-Blindleistung bereitzustellen.

Die Bereitstellung von Blindleistung entspricht einer periodisch die Richtung wechselnden Energieübertragung zwischen Netz und Zwischenkreis. Bei der Energieübertragung aus dem Netz in den Zwischenkreis wird bei einer Leistungsaufnahme aus dem Netz der Zwischenkreis aufgeladen. Die Funktionsweise der Ausgangsbrücke ist hierbei mit einem Hochsetzsteller vergleichbar (siehe **Abbildung 4.5**): Zunächst wird mit einem ansteigenden Stromfluß in der Ausgangsdrossel (Schaltzustand 1) Energie im Magnetfeld der Drossel gespeichert, die in Schaltzustand 2 in die Zwischenkreiskapazität übertragen wird. Im Gegensatz zur typischen Anwendung für eine Spannungshochsetzung werden hier die Zeitpunkte für einen Wechsel des Schaltzustandes jedoch nicht durch eine spannungsgeregelte Pulsweitenmodulation bestimmt, sondern vom Stromregler vorgegeben.

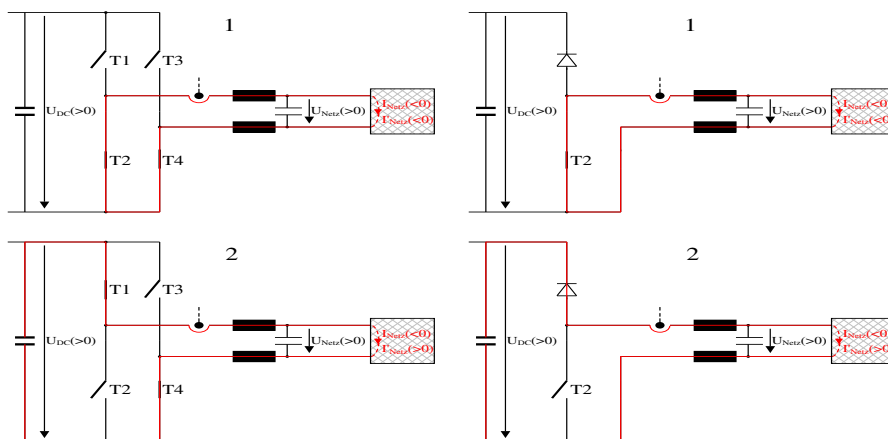


Abbildung 4.5: Schaltzustände von Vollbrücke (links) und Hochsetzsteller für eine Netz-Halbwellen

4.2.2 Implementation

Für eine geringe Verzerrung des Stromverlaufes ist eine schnelle Reaktion des Reglers auf ein Überschreiten der Kanalgrenzen notwendig. Bei einer angestrebten Schaltfrequenz von 20 kHz erfordert dies bei einer Auswertung durch den Signalprozessor eine Abtastung mit einer Zyklusdauer, die deutlich unterhalb der aus der Schaltfrequenz resultierenden Schaltperiode von $50\mu\text{s}$ liegt. Eine Abtastung und anschließende Auswertung mit einer Zyklusdauer im Bereich einiger μs benötigt einen nicht unwesentlichen Teil der zur Verfügung stehenden Rechenzeit des Signalprozessors, in der neben der Stromregelung weitere Regelungsfunktionen (z.B. Zwischenkreisregelung, Oberschwingungskompensation) auszuführen sind.

Der Stromregler wird daher über eine Logikschaltung (**Abbildung 4.6**) realisiert, die den aktuellen Strom-Istwert mit den vom digitalen Signalprozessor vorgegebenen Verläufen der Kanalgrenzen für Tastverhältnis und Polaritätswechsel vergleicht und entsprechend die Schaltzustände für die Ausgangs-Halbbrücken bestimmt.

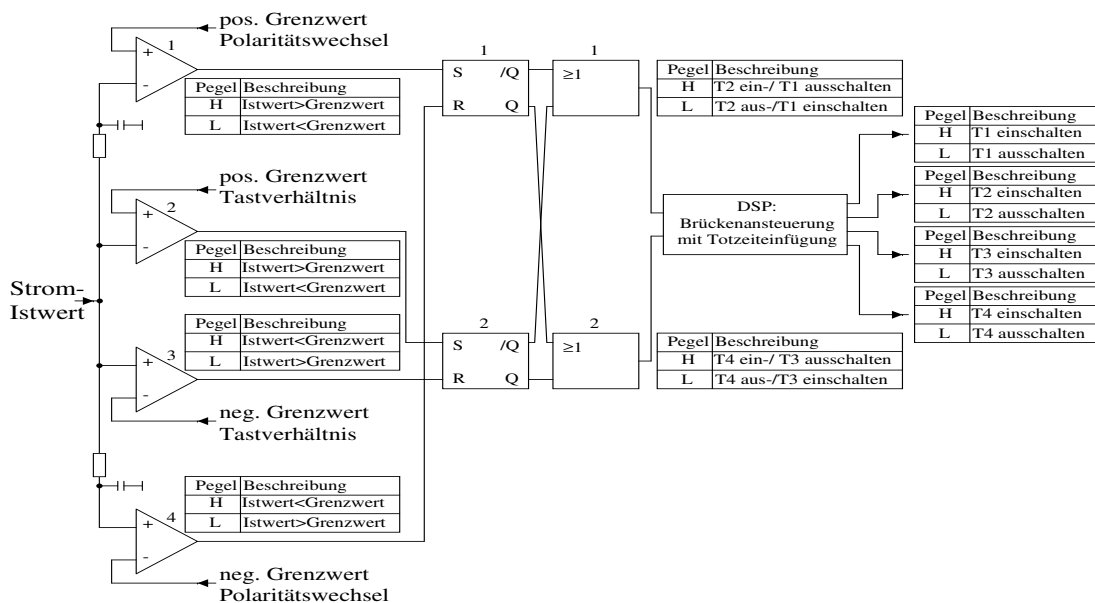


Abbildung 4.6: Prinzipschaltbild des Stromreglers

Der Strom-Istwert wird über einen Kompensationsstromwandler aufgenommen, an den Eingangsspannungs-Bereich von Signalprozessor und Reglerlogik angepasst und über ein RC-Filter dem Regler zugeführt; eine zusätzliche Aufnahme des Messwertes durch den Signalprozessor ermöglicht eine Rückmeldung des Istwertes für eine übergeordnete Regelung oder Überwachung. Ein weiteres RC-Filter vor den Polaritätswechselkanal-Komparatoren ermöglicht eine zusätzliche Dämpfung von Störeinflüssen, um fehlerhafte Polaritätswechsel zu vermeiden.

Die Kanalgrenzen werden mit einer Abtastrate von 20 kHz (entsprechend der festen Schaltfrequenz im spannungsgesteuerten Inselbetrieb) berechnet, als pulswidenmoduliertes Signal ausgegeben und über ein RC-Filter den Komparatoren zugeführt.

Mit den Komparatoren 2 und 3 und dem RS-Flipflop 2 wird ein Zweipunktregler mit Hysterese für das Ein- und Austasten der Ausgangsbrücke innerhalb einer Netzspannungs-Halbwelle realisiert. Die Komparatoren 1 und 4 stellen in Verbindung mit dem RS-Flipflop 1 einen Zweipunktregler mit

Hysterese für den Polaritätswechsel dar.

Die Verknüpfung der invertierten bzw. nichtinvertierten Flipflop-Ausgänge über die Oder-Gatter 1 und 2 führen in der positiven Netzspannungs-Halbwellen zu einer nichtinvertierten Ausgabe des Ein-/Austastsignals an die Halbbrücke T1/T2 und einem dauerhaften Einschalten des für den Freilauf eingesetzten Transistors T4 der in der aktuellen Halbwellen nicht getakteten Halbbrücke. In der negativen Halbwellen wird das von Flipflop 2 invertiert ausgegebene Ein-/Austastsignal (Betragbildung des negativen Stromes) zur Taktung von T3 und T4 verwendet; T2 wird dauerhaft eingeschaltet.

Die von der Logikschaltung vorgegebenen Schaltzustände werden vom digitalen Signalprozessor in komplementäre Ansteuersignale für die einzelnen Transistoren der Halbbrücken umgesetzt; hierbei wird während der Umschaltung zwischen den komplementären Transistoren einer Halbbrücke eine über das Programm einstellbare Totzeit eingefügt. Die Verwendung des digitalen Signalprozessors für die Brückensteuerung vereinfacht die Stromregler-Logikschaltung und ermöglicht ohne zusätzlichen Schaltungsaufwand eine Umschaltung zum spannungsgesteuerten Inselbetrieb, bei der die Brückensteuerung ausschliesslich durch den Prozessor erfolgt.

Eine Überwachung der Schaltfrequenz und der Anzahl der Polaritätswechsel ist über eine Rückführung der Ausgangssignale von Flipflop 1 (Anzahl an Signalfanken entspricht Anzahl an Polaritätswechseln pro Messzeitraum) und den Oder-Gattern 1 und 2 (Anzahl an Signalfanken entspricht Anzahl an Ein-/Austastvorgängen von Halbbrücke 1 bzw. 2) auf Zählereingänge des digitalen Signalprozessors möglich. Dies erlaubt bei Überschreiten vorgegebener Maximalwerte eine Abschaltung des Wechselrichters.

Werden flankengesteuerte Treiber verwendet, so sind besondere Maßnahmen erforderlich, um einen Anlauf des Reglers sicherzustellen: Während des Zwischenkreisspannungs-Hochlaufs liegen statische Ansteuersignale (abhängig von den aktuellen Schaltzuständen der Regler-Flipflops) an den Treibern der Ausgangsbrücke an, während die Impulssperre gesetzt ist. Mit Beginn des Betriebs im Netzmodus werden die Impulse freigegeben, aufgrund der statischen Ansteuersignale werden die MOSFETs durch einen flankengesteuerten Treiber jedoch zunächst nicht eingeschaltet. Mit einer Stromsollwertvorgabe von 0A und einem Stromistwert von 0A stimmen Soll- und Istwert überein, so dass der Stromregler keinen Wechsel des Schaltzustandes auslöst. In diesem Fall bleibt die Ausgangsbrücke dauerhaft inaktiv.

Bei einer Sollwertvorgabe ungleich 0A entsteht eine Regelabweichung, die - bei einer Überschreitung der Hysteresegrenzen - den Regler zu einem Wechsel des Ausgangsbrücken-Ansteuerungsmusters veranlasst. Die resultierenden Schaltflanken am Eingang der Treiber führen zu einem Einschalten der entsprechenden Ausgangsbrücken-MOSFETs, so dass der Betrieb der Ausgangsbrücken-Stromregelung einsetzt. Auch bei einer nachfolgenden Zurücknahme des Sollwertes bleibt der Regler in Betrieb.

Um auch bei einer niedrigen Sollwertvorgabe (mit einer Regelabweichung innerhalb des Hysteresebereichs) einen Anlauf des Reglers sicherzustellen, werden die Ansteuersignale für die Ausgangsbrücke nach einer Netzaufschaltung und Ausgangsbrücken-Impulsfreigabe kurzzeitig auf den Ausschalt-Zustand gesetzt. Werden die Ansteuersignale anschließend erneut auf die vom Stromregler vorgegebenen Signalpegel gesetzt, führen die resultierenden Signalfanken am Eingang der Treiber zu einem Anlauf der Regelung:

- Liegt ein Ansteuermuster an, bei dem die unteren Transistoren beider Halbbrücken eingeschaltet werden, befindet sich die Regelung im Freilaufzustand (siehe Schaltzustand (a) in **Abbildung 4.7**). Sobald der Strom aufgrund der treibenden Spannung (Netzspannung) den Hysteresebereich verlässt, findet ein Wechsel zu Schaltzustand (b) (oder der entgegengesetzten Diagonale) statt.
- Liegt ein Ansteuermuster an, bei dem ein unterer und ein oberer Transistor eingeschaltet wird (Diagonale), so ist ein Einschalten des oberen Transistors bei nicht geladener Highside-Boosterkapazität nicht möglich. In einer Halbwelle (Schaltzustand (d) mit $U_{Netz} < 0$) erfolgt jedoch ein Stromfluss über den eingeschalteten unteren Transistor der anderen Halbbrücke und die parasitäre Diode des ausgeschalteten unteren Transistors, so dass die Boosterkapazität geladen wird und der Reglerbetrieb einsetzt. Wie im Schaltzustand (c) angedeutet, ist auch bei $0 \leq U_{Netz} < 12V$ ein Aufladen der Boosterkapazität - auf einen um die Spannungsabfälle verringerten Spannungswert - möglich.

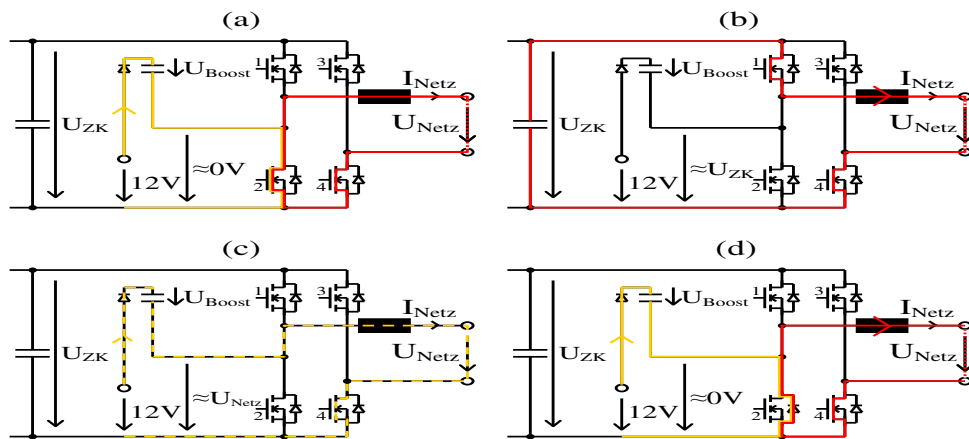


Abbildung 4.7: Ladestrom der Boosterkapazität abh. vom Schaltzustand der Ausgangsbrücke

4.2.3 Parametrierung

Die Parametrierung des Stromreglers erfolgt über die Tastverhältnis- und Polaritätswechsel-Kanalbreite.

Die Breite des Tastverhältnis-Kanals entspricht der doppelten Amplitude des Verzerrungsstroms - der Strom-Istwert weicht um die Hälfte des Kanalbreite vom Sollwert ab (siehe **Abbildung 4.2**). Die Kanalgrenzen werden während der Dauer der Regelungs-Totzeit überschritten; die Amplitude des Verzerrungsstroms fällt daher geringfügig größer aus. Die Schaltfrequenz der Ausgangsbrücke wird durch die Zeitdauer des Stromanstiegs und Stromabfalls zwischen oberer und unterer Kanalgrenze bestimmt. Die Zeitdauer ergibt sich aus der Kanalbreite und der Stromsteilheit. Diese wird von zeitlich konstanten Faktoren (Filter- und Netzimpedanz²³) und variablen Faktoren (treibende Spannung $U_{DC} - |U_{Netz}(t)|$ bzw. im Freilauf $|U_{Netz}(t)|$) beeinflusst. Bei einer zeitlich konstanten Kanalbreite variiert die Schaltfrequenz innerhalb einer Halbwelle somit in Abhängigkeit von der momentanen Netzspannung; die mittlere Schaltfrequenz während einer Netzperiode ist über die Tastverhältnis-Kanalbreite einstellbar.

Abbildung 4.8 zeigt den prinzipiellen Verlauf des Stromes und das Ausgangsbrücken-Schaltmuster in Abhängigkeit von der Polaritätswechsel-Kanalbreite. Mit einer zu groß gewählten Kanalbreite (Segment 1) ergibt sich nach einem Netzspannungs-Nulldurchgang eine starke Abweichung des Stromes vom gewünschten Verlauf in Form einer nichtsinusförmigen Verzerrung mit einer Periodizität von 50 Hz (hervorgehobene rote Flächen). Die Verzerrung verringert sich, wenn die Kanalbreite verkleinert wird (Segment 2).

Der Tastverhältnis-Regler reagiert auf ein Überschreiten der Tastverhältnis-Kanalgrenze nach einer u.A. durch die Zeitkonstanten von Stromwandler, Reglerschaltung, Treiber und Leistungstransistoren bestimmten Totzeit; während dieser Totzeit steigt der Strom weiter an. Mit einer zu gering gewählten Polaritätswechsel-Kanalbreite wird durch diesen Stromanstieg die Grenze des Polaritätswechsel-Kanals überschritten und somit ein unerwünschter Polaritätswechsel innerhalb einer Netzspannungs-Halbwelle ausgelöst. Der folgende Stromabfall kann aufgrund der falschen Polarität nicht vom Tastverhältnis-Regler kompensiert werden, so dass ein erneuter Polaritätswechsel stattfindet.

Da die treibende Spannung $U_{DC} - |U_{Netz}|$ der betragsmäßig steigenden Stromflanke und somit auch die Stromsteilheit dieser Flanke in der Umgebung des Netzspannungs-Nulldurchgangs $U_{Netz} = 0$ am größten ist, findet dieses Schaltverhalten bei einer geringfügig zu niedrigen Polaritätswechsel-Kanalbreite vor allem in der Umgebung des Netzspannungs-Nulldurchgangs statt (Segment 3). Bei einer weiteren Verringerung der Kanalbreite finden Polaritätswechsel im gesamten Netzspannungs-Verlauf statt (Segment 4).

Dies bedeutet, dass die zusätzliche Freilauf-Spannungsebene nicht mehr genutzt wird; es ergibt sich somit eine 2-Ebenen-Regelung. Die treibende Spannung während der betragsmäßig fallenden Stromflanke beträgt bei dieser Regelung $-U_{Netz} - U_{DC}$ (anstelle von $-U_{Netz}$ bei einer 3-Ebenen-Regelung). Dies hat eine höhere Steilheit der fallenden Stromflanke und somit einen Frequenzanstieg zur Folge. Da durch den Polaritätswechsel die Transistoren beider Halbbrücken an allen Schaltvorgängen beteiligt sind, erfolgt zusätzlich eine Verdoppelung der effektiven Schaltzyklus-Anzahl für die Transistoren.

²³keine schnelle Änderung innerhalb einer Netzperiode

Mit einer geeigneten Parametrierung der Tastverhältnis- und Polaritätswechsel-Kanalbreiten ist es möglich, bei der Stromregelung eine gewünschte Schaltfrequenz nicht zu überschreiten und den Ablauf einer 3-Ebenen-Regelung sicherzustellen. Je nach Betriebspunkt hat dies jedoch bei einer Unterschreitung der gewünschten Schaltfrequenz ein höheren Verzerrungsanteil des Stromes zur Folge.

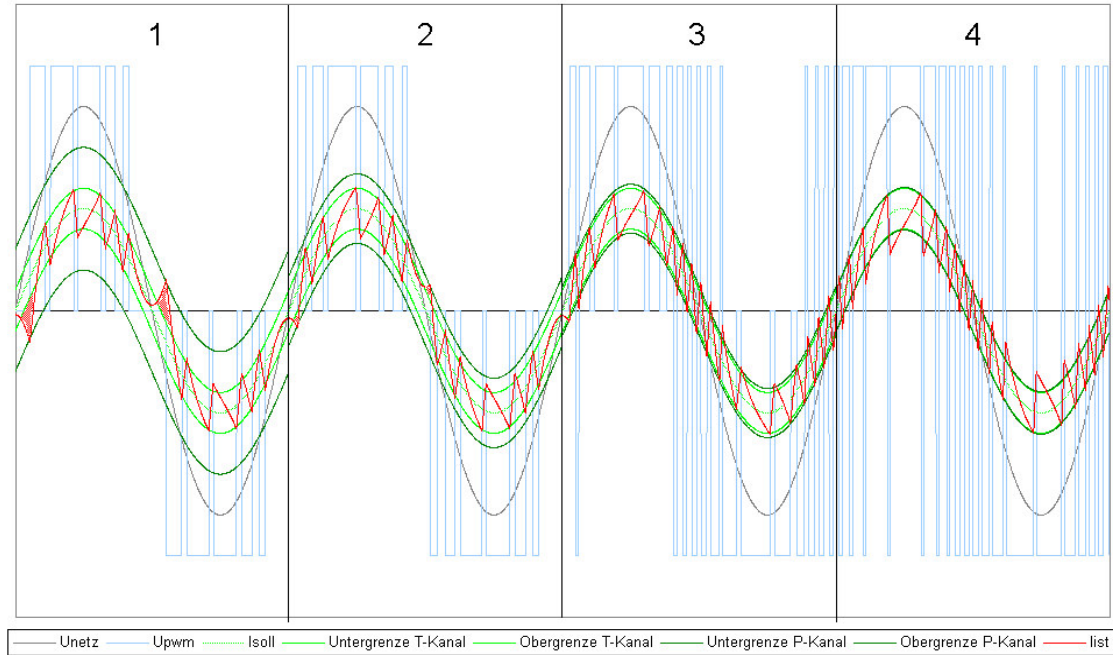


Abbildung 4.8: Stromverlauf u. Schaltmuster in Abh. von Polaritätswechsel-Kanalbreite

4.2.4 Minimierung des Verzerrungsstroms

Um den Verzerrungsanteil des Ausgangsstromes zu verringern wird ein Regler implementiert, der die Tastverhältnis-Kanalbreite variiert, bis die Schaltfrequenz des Stromreglers einem vorgegebenen Wert entspricht. Die Zielfrequenz kann bspw. der im spannungsgesteuerten Inselbetrieb verwendeten Festfrequenz (z.B. 20kHz) entsprechen.

Die Parametrierung des Reglers erfolgt über die Größen *maximale Kanalbreite*, *minimale Kanalbreite* und *Zielfrequenz*.

Die *maximale Kanalbreite* begrenzt den Verzerrungsanteil und dient als Startwert für die Kanalbreiten-Regelung zu Beginn der Stromregelung. Die *minimale Kanalbreite* ist primär für die Absicherung gegen einen fehlerhaften Ablauf der Regelung notwendig; im Normalfall wird sich durch die Frequenzregelung eine Kanalbreite oberhalb dieses Wertes einstellen.

Während der Stromregelung werden die gemessenen Schaltfrequenzen der Halbbrücken kontinuierlich mit der Zielfrequenz verglichen. Ist die Schaltfrequenz einer Halbbrücke geringer als die Zielfrequenz, so wird die Kanalbreite geringfügig verringert; ist die Schaltfrequenz höher als die Zielfrequenz, wird die Kanalbreite um ein grösseres Inkrement erhöht. Auf diese Weise wird sichergestellt, dass auch bei unterschiedlichen Schaltfrequenzen in den Halbbrücken die Zielfrequenz nicht überschritten wird; auch wird ein Frequenzanstieg bei einer Änderung des Betriebspunktes der Stromregelung schnell ausgeglichen.

Abbildung 4.9 zeigt den Stromverlauf für eine Netz-Viertelperiode zu Beginn und nach Ablauf der Tastverhältnis-Kanalbreitenregelung. Zu erkennen ist die Verringerung des Verzerrungsanteils bei einem Anstieg der Schaltfrequenz.

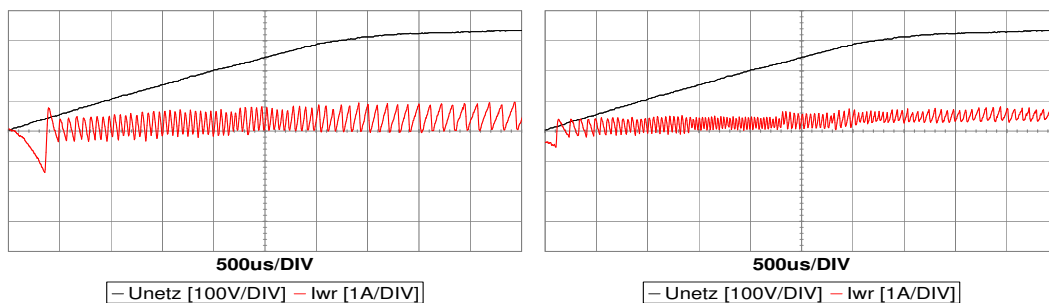


Abbildung 4.9: Stromverlauf zu Beginn (links) und nach Abschluß der Tastverhältnis-Kanalbreitenregelung

Die Verzerrung des Stromverlaufs durch den Polaritätswechsel im Netzspannungs-Nulldurchgang wird durch eine Optimierung der Polaritätswechsel-Kanalbreite verringert. Ähnlich wie bei der Regelung der Tastverhältnis-Kanalbreite wird auch für den Polaritätswechsel-Regler eine *maximale Kanalbreite* und eine *minimale Kanalbreite* definiert.

Im Gegensatz zur Tastverhältnis-Regelung ist für den Polaritätswechsel-Regler die *Zielfrequenz* nicht frei wählbar. Sie entspricht der Netzfrequenz, um eine 3-Ebenen-Regelung zu erhalten - d.h., für jeden Netzspannungs-Nulldurchgang findet ein Polaritätswechsel statt. Die gemessene Polaritätswechsel-Frequenz wird mit der Zielfrequenz verglichen.

Sind gemessene Frequenz und Zielfrequenz identisch, wird die Polaritätswechsel-Kanalbreite ge-

ringförmig verringert, um die Verzerrung des Stromverlaufs durch den Polaritätswechsel zu verringern; solange der Abstand zum Tastverhältnis-Kanal nicht zu gering wird, steigt hierbei die Frequenz nicht an.

Bei einem Überschreiten der Zielfrequenz - z.B. bei einer Änderung des Stromregler-Betriebspunktes - findet der beschriebene Übergang in eine 2-Ebenen-Regelung statt. Durch eine Erhöhung der Kanalbreite um ein grösseres Inkrement wird eine schnelle Rückkehr in die 3-Ebenen-Regelung sichergestellt. In Verbindung mit der deutlich schwächeren Verringerung der Kanalbreite bei eingehaltener Zielfrequenz erfolgt bei gleichbleibendem Betriebspunkt in größeren, näherungsweise regelmässigen Zeitabständen (abhängig von den Reglergeschwindigkeiten) ein zusätzlicher Polaritätswechsel.

Ein Unterschreiten der Zielfrequenz ist bei einem ordnungsgemäßen Betrieb des Reglers nicht möglich, da dies den kompletten Ausfall der Regelung innerhalb einer Halbwelle bedeutet.

Abbildung 4.10 zeigt den Stromverlauf in der Umgebung des Netzspannungs-Nulldurchgangs zu Beginn und nach Ablauf der Polaritätswechsel-Kanalbreitenregelung. Hierbei ist eine deutliche Verringerung der durch den Polaritätswechsel verursachten Verzerrung des Stromverlaufs zu erkennen.

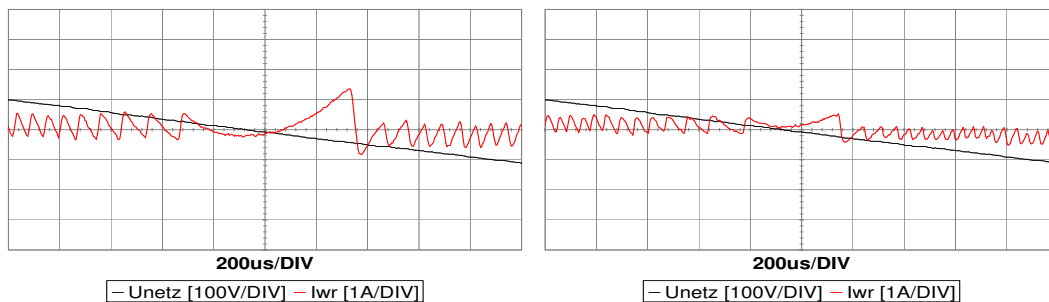


Abbildung 4.10: Stromverlauf zu Beginn (links) und nach Abschluß der Polaritätswechsel-Kanalbreitenregelung

4.2.5 Minimierung des Gleichstromanteils

Ein Gleichstromanteil des eingespeisten Stromes verursacht eine Unsymmetrie zwischen den Netzspannungs-Halbwellen. Bei einer entsprechend stark ausgeprägten Unsymmetrie kann diese u.A. einen sättigungsbedingten Anstieg der Verluste und Geräuschentwicklungen in Transformatoren hervorrufen. Die Anschlußbedingungen der Netzbetreiber bzw. die zugrundeliegenden Normen beinhalten daher i.d.R. Grenzwerte für die zulässige Höhe des Gleichstromanteils.

Die Vorgehensweise zur Minimierung des Gleichstromanteils ist von der Funktionsweise der Strommessung und der Verarbeitung der Messwerte abhängig. Für den im Rahmen dieser Arbeit realisierten Wechselrichter-Prototypen wird die Funktionsweise der Ausgangsstromerfassung und die Minimierung des Gleichstromanteils mittels eines DC-Abgleichs im Anhang (Kapitel 9.5) beschrieben.

4.2.6 Einfluß der Regelungstotzeit

Die Funktionsweise der stromgesteuerten Stromregelung beruht auf einer Änderung der Stromrichtung (durch eine veränderte treibende Spannung) bei Erreichen der Sollwert-Kanalgrenzen, so dass die vorgegebene Stromform - zumindest in Form der durch die Kanalgrenzen dargestellten Hüllkurve - zu jedem Zeitpunkt eingehalten wird.

Totzeiten innerhalb des Regelkreises (siehe **Abbildung 4.11**) führen jedoch zu einer abweichenden Stromform, da sich die Reaktion auf ein Überschreiten der Kanalgrenzen durch die Totzeiten bzw. Tiefpaßcharakteristiken von Strommessung (Wandler, Verstärkerschaltung für Nulllinienanpassung), Regler (Komparatoren, Logik), digitalem Signalprozessor und Treibern (mit Potentialtrennung) verzögert. Auch die Schaltzeiten der Vollbrücke stehen einem sofortigen Wechsel der Stromrichtung entgegen.

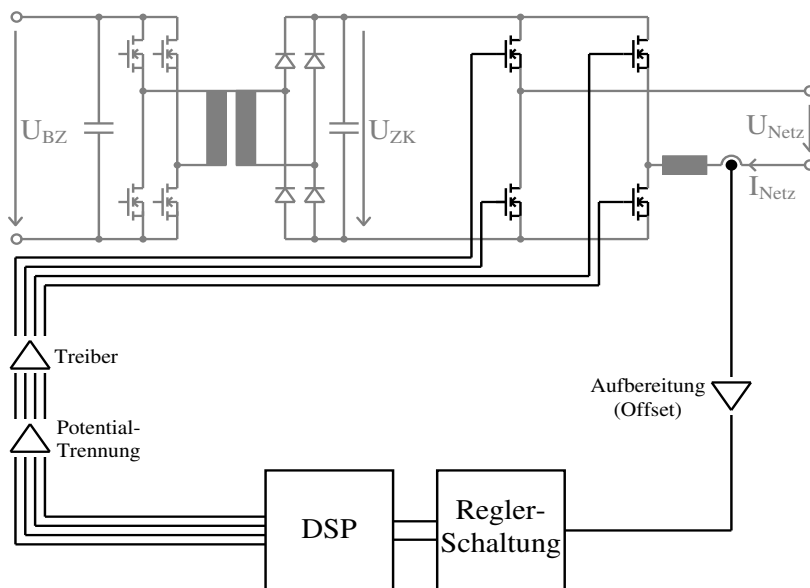


Abbildung 4.11: Prinzipbild des Regelkreises

Während die zeitliche Verzögerung durch die Totzeit des Regelkreises ggfs. als konstant angenommen werden kann, ändert sich die treibende Spannung innerhalb der Netzperiode: Die treibende Spannung bei einer aktiven Vollbrücken-Diagonale (Einschalt-Zeiten) ist mit $U_{DC} - |U_{Netz}|$ in der Nähe des Netzspannungs-Nulldurchgangs am größten; für die Ausschalt-Zeiten (Freilauf) liegt mit $|U_{Netz}|$ in der Mitte einer Halbwelle die größte treibende Spannung an der Filterinduktivität an.

Mit den unterschiedlichen treibenden Spannungen variiert - bei gleicher Zeitdauer für die Überschreitung der Kanalgrenzen - die Stromanstiegsgeschwindigkeit und somit ebenfalls die Amplitude der Kanalgrenzenüberschreitung. Somit kommt es zu einer Verformung des Stromverlaufs, die in **Abbildung 4.12** rechnerisch nachgebildet ist.

In Segment 1 ist nahezu keine Totzeit vorhanden, so dass die Kanalgrenzen eingehalten werden. Mit der in Segment 2 hinzugefügten Totzeit weicht die Hüllkurve des Strom-Istwertes deutlich von den Sollwert-Kanalgrenzen ab: Mit der hohen treibenden Spannung während der Ausschalt-Zeiten und der niedrigen treibenden Spannung während der Einschalt-Zeiten unterschreitet die Istwert-Hüllkurve die aus den Kanalgrenzen gebildete Sollwert-Hüllkurve. Die tatsächliche Stromamplitude erreicht

somit nicht den vorgegebenen Sollwert.

Aufgrund des totzeitbedingten Überschreitens der Kanalgrenzen steigt mit zunehmender Totzeit bei gleicher Kanalbreite der Verzerrungsanteil an und die Schaltfrequenz nimmt ab. In der Simulation wird daher die Sollwert-Kanalbreite verringert, um denselben Istwert-Verzerrungsanteil und dieselbe Schaltfrequenz zu erhalten.

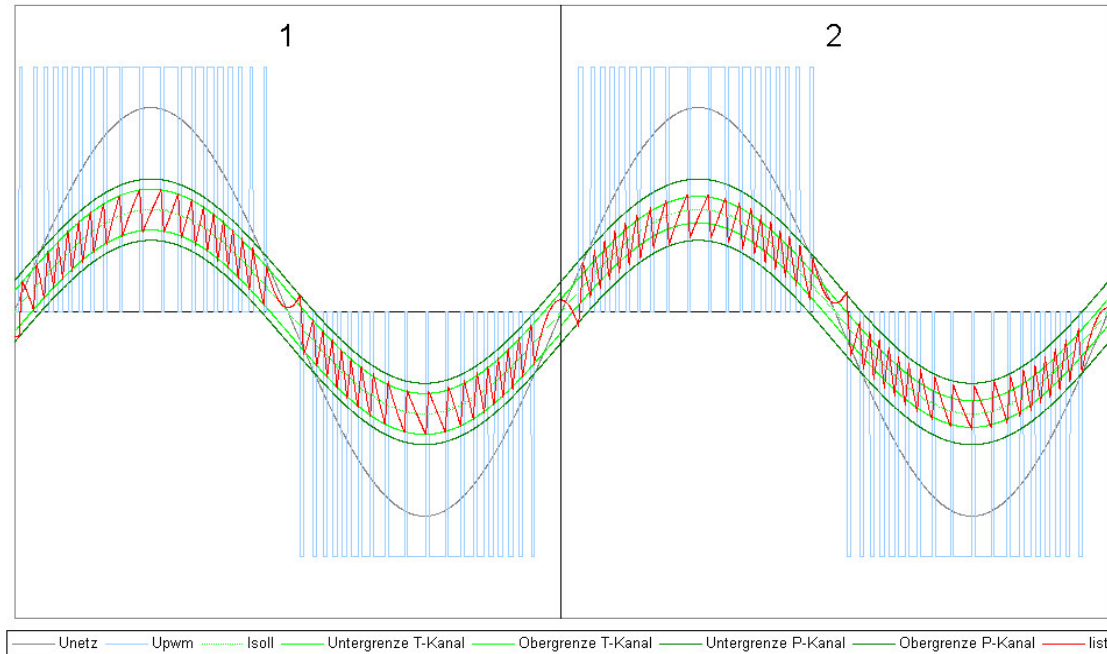


Abbildung 4.12: Simulation der Stromregelung mit geringer (links) u. hoher Totzeit

Abbildung 4.13 zeigt als Extremfall die Simulation der Stromregelung bei einem Sollwert von $0A$; ein ähnlicher Verlauf stellt sich bei geringer Wirkleistungsabgabe ein. Die Unterschreitung des Sollwert-Kanals durch die Istwert-Hüllkurve führt in diesem Fall mit zunehmender Totzeit zu einem negativen Wirkstrom und somit zu einer Wirkleistungsaufnahme aus dem Netz. Diese hat eine Aufladung des Zwischenkreises zur Folge. Überschreitet die Wirkleistungsaufnahme die im Zwischenkreis anfallenden Verluste, steigt die Zwischenkreisspannung an (obwohl der Zwischenkreis-Laderegler die Pulsweite der Eingangsbrücke auf Null zurückfährt) bis eine entsprechende Überwachungsfunktion des Wechselrichters aufgrund von einer Zwischenkreis-Überspannung eine Abschaltung und somit ebenfalls eine Netztrennung auslöst.

Ebenfalls zu erkennen ist eine sprungförmige Verzerrung des Stromverlaufs zum Zeitpunkt des Polaritätswechsels. Durch den Wechsel der aktiven Ausgangsvollbrücken-Diagonale kehrt sich das Größenverhältnis der treibenden Spannungen für positive und negative Stromanstiege und somit ebenfalls die Richtung der Hüllkurvenabweichung des Istwertes um.

Eine Verbesserung der Stromform lässt sich durch eine Verringerung der Verzögerungszeiten der einzelnen Komponenten des Regelkreises erreichen (Bauteilauswahl). Ein großer Teil der Regelungstotzeit wird jedoch von der Zeitdauer des Kommutierungsvorganges der zu schaltenden Halbbrücke hervorgerufen. Auch mit einer Optimierung der Schonzeit stellt diese Verzögerung eine prinzipbedingt nicht vermeidbare Regelungstotzeit dar.

Die Abweichung der Stromform wird durch die Totzeit des Regelkreises, die Filterinduktivität und

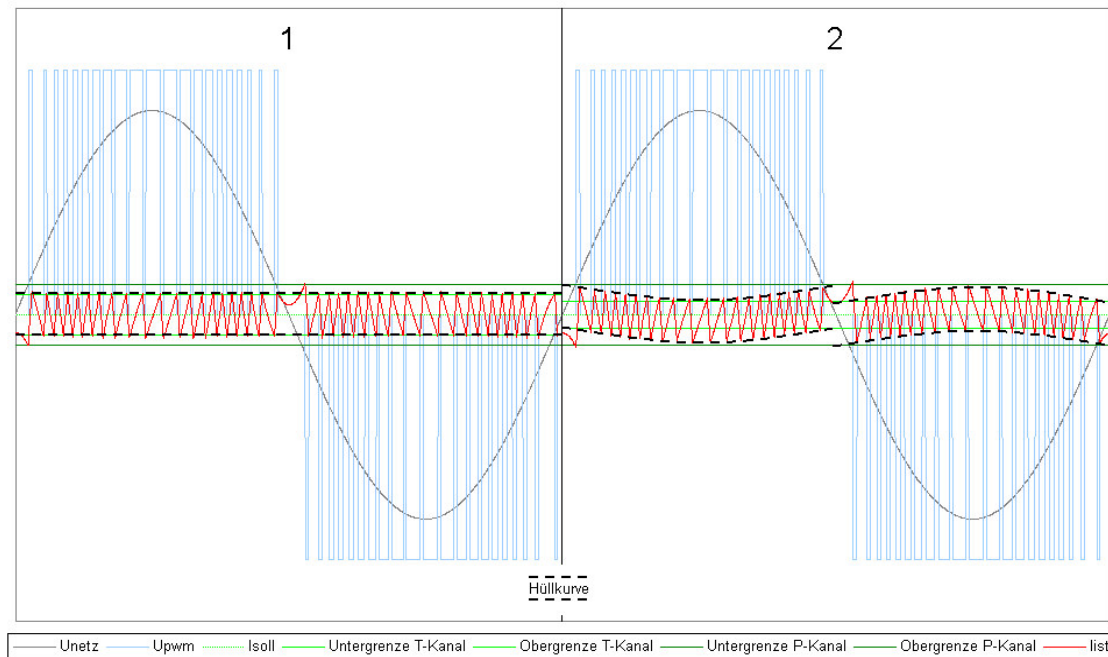


Abbildung 4.13: Stromregelung mit geringer (links) u. hoher Totzeit bei Sollwert Null

die treibenden Spannungen (basierend auf Zwischenkreisspannung und Netzspannungsverlauf) bestimmt. Werden diese Faktoren als näherungsweise konstant angesehen²⁴, besitzt die Abweichung des Stromwertes vom vorgegebenen Stromsollwert einen periodisch konstanten Verlauf.

Es ist somit eine Kompensation der totzeitbedingten Verformung des Stromverlaufs möglich, indem eine der Verformung entgegengesetzte Aufschaltung auf den Sollwertverlauf vorgenommen wird (siehe **Abbildung 4.14**):

- Eine Wirkleistungsaufnahme aus dem Netz für kleine Stromsollwerte wird durch die Vorgabe eines Offsets für den Wirkstrom-Sollwert kompensiert.
- Von der Ausgangsfilter-Kapazität wird ein Blindstrom aus dem Netz aufgenommen: Mit einer Filterkapazität $C = 1\mu F$ und einer Netzspannung $U_{Netz}(t) = \sqrt{2} \times 230V \times \sin(2\pi \frac{t}{20ms})$ wird ein Blindstrom $I_C(t) = C \times \frac{dU}{dt} = C \times \frac{2\pi}{20ms} \times \sqrt{2} \times 230V \times \cos(2\pi \frac{t}{20ms}) \approx 100mA \times \cos(2\pi \frac{t}{20ms})$ hervorgerufen. Da die Stromregelung auf dem Drosselstrom beruht, wird dieser Blindstrom von der Regelung nicht erfasst (siehe **Abbildung 4.15**). Die Vorgabe eines Offsets für den Blindstrom-Sollwert ermöglicht es, den von der Ausgangsfilter-Kapazität aus dem Netz aufgenommenen Blindstrom auszugleichen.
- Ausgleich der sprungförmigen Verzerrung des Stromverlaufs zum Zeitpunkt des Ausgangsbrücken-Polaritätswechsels (Spannungs-Nulldurchgang) durch Aufschaltung einer rechteckförmigen Sollwertkomponente mit entgegengesetzter Phasenlage. Um eine genau entgegengesetzte Phasenlage zu gewährleisten, ist eine exakte Synchronisation der auf den Sollwert aufgeschalteten Korrekturverläufe mit dem Netzspannungs-Nulldurchgang notwendig.

²⁴für den Netzspannungsverlauf in Form eines wiederkehrenden Zeitverlaufs

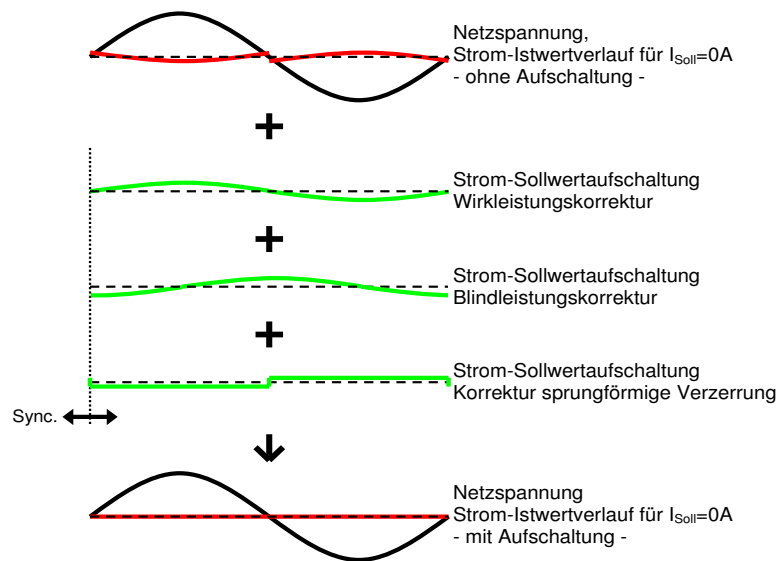


Abbildung 4.14: Prinzipverläufe für Stromformkorrektur durch Sollwertaufschaltung

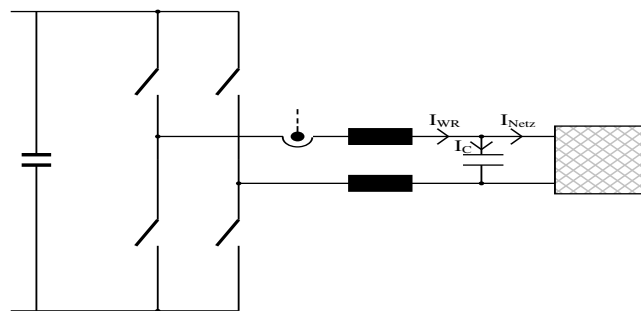


Abbildung 4.15: Ströme im Ausgangsfilter

Abbildung 4.16 zeigt den Strom-Istwertverlauf für einen Sollwert von $0A$. Ohne Aufsaltung der Korrekturverläufe ist eine in Erzeuger-Richtung negative Wirkstromkomponente zu erkennen, die zu einer Wirkleistungsaufnahme aus dem Netz führt. Die Wirkleistungsaufnahme aus dem Netz beträgt $21,6W$; ein Zwischenkreis-Spannungsanstieg wird durch eine zusätzliche ohmsche Belastung des Zwischenkreises vermieden. Der Stromverlauf beinhaltet ebenfalls eine rechteckförmige Komponente, die sich durch einen Sprung des Stromverlaufs zum Zeitpunkt des Polaritätswechsels der Ausgangsbrücke (Netzspannungs-Nulldurchgang) bemerkbar macht.

Eine Aufsaltung der Korrekturverläufe führt zu einem Stromverlauf, der bis auf den prinzipbedingten Verzerrungsanteil dem Stromsollwert von $0A$ entspricht. Mit $-0,4W$ ist die Wirkleistungsaufnahme bereits geringfügig überkompensiert.

Die Kompensation des von der Ausgangsfilter-Kapazität hervorgerufenen Blindstroms wird in diesem Vergleich nicht sichtbar, da diese den Drosselstrom I_{WR} (Regelgröße der Stromregelung) zeigt.

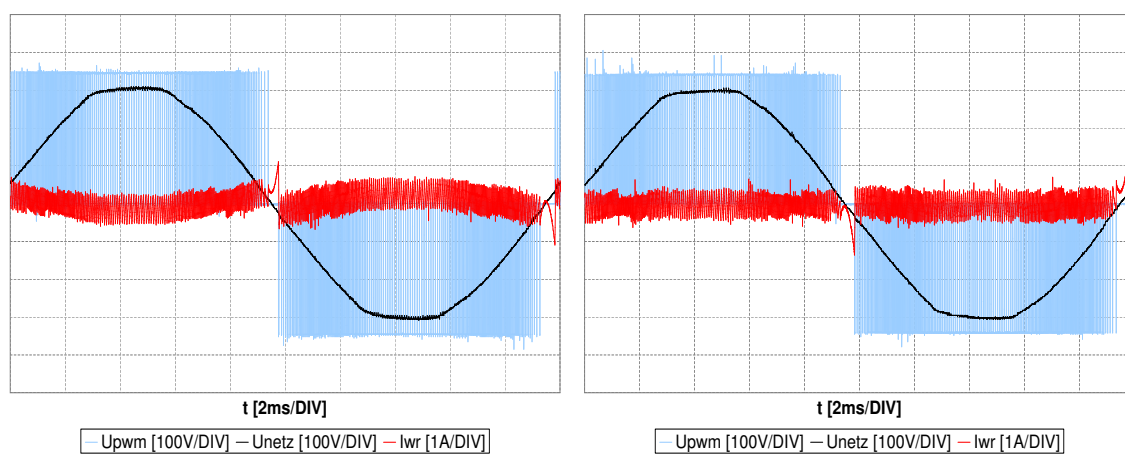


Abbildung 4.16: Stromverlauf I_{WR} ohne (links) und mit Formkorrektur

4.3 Netzaufschaltung und Netztrennung

Wird die Wechselrichter-Ausgangsstufe mit dem Netz verbunden während die Netzspannung die Zwischenkreisspannung überschreitet, so wirken die Freilaufdioden der MOSFET-Vollbrücke als Gleichrichter (siehe **Abbildung 4.17**). Wie in der Abbildung durch die farbliche Hervorhebung der Strompfade angedeutet, werden in diesem Fall ($U_{ZK} < |U_{Netz}|$) die Zwischenkreiskapazitäten durch einen dem Netz entnommenen Strom über die Ausgangsfilter-Drossel aufgeladen. Die Ausgangsdrossel wird für eine Stromregelung bei einer Schaltfrequenz von $20kHz$ verwendet und ist daher für eine relativ große Stromsteilheit ausgelegt, um den gewünschten Stromverlauf möglichst genau nachzubilden.

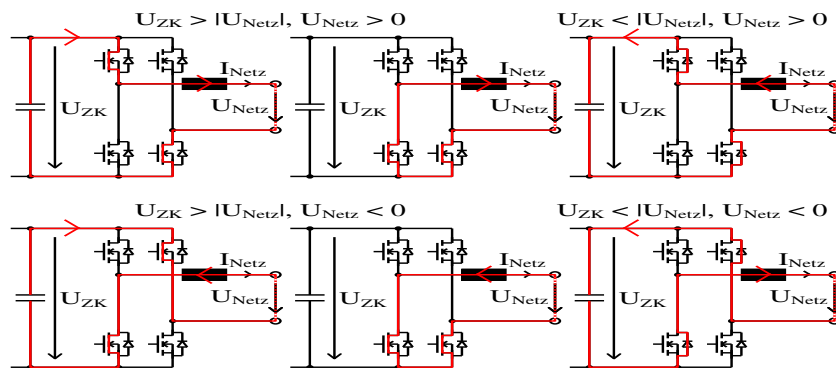


Abbildung 4.17: Stromfluß in Ausgangsbrücke (abh. von Spannungen und Schaltzuständen)

Während bei der Stromregelung somit spätestens nach einer Zeitdauer von $50\mu s$ die Stromrichtung durch einen Wechsel des Ausgangsbrücken-Schaltmusters umgekehrt wird, steigt der Strom im beschriebenen Gleichrichterbetrieb an, bis die Zwischenkreisspannung das Netzspannungsniveau erreicht. Dies ist besonders bei bzw. vor Beginn des Zwischenkreisspannungs-Hochlaufs problematisch, da hier die Spannungsdifferenz zwischen Netz und nicht aufgeladenem Zwischenkreis besonders groß ist. Es wird ggfs. eine Stromstärke erreicht, die den zulässigen Vorwärtsstrom der MOSFET-Freilaufdioden überschreitet.

Wird von einer Netzaufschaltung bei $U_{ZK} > U_{Netz}$ ausgegangen, kann ein späteres Absinken der Zwischenkreisspannung z.B. in Folge einer Erhöhung der Wirkleistungsabgabe als unproblematisch angesehen werden, da der Gleichrichtbetrieb einsetzt sobald die Zwischenkreisspannung die Netzspannung unterschreitet und der Stromanstieg somit aufgrund der geringen Differenzspannung deutlich geringer ist.

Es wird daher die in **Abbildung 4.18** dargestellte Struktur eingesetzt, um die Ausgangsstufe über ein "Aufschalt-Relais" vom Netz zu trennen, bis der Hochlauf der Zwischenkreisspannung erfolgt ist. Das Relais stellt ebenfalls eine Trennstelle dar, um bei Netzausfall eine am Ausgangsfilter angeschlossene lokale Last in einem spannungsgesteuerten Betriebsmodus weiterzuversorgen.

Die Netzspannungsmessung ist währenddessen weiterhin mit dem Netz verbunden, um die Erkennung einer Rückkehr der Netzspannung zu ermöglichen. Das äussere "Netz-Relais" ist typischerweise während des Wechselrichter-Betriebs kontinuierlich geschlossen und öffnet sich lediglich bei einer vollständigen Abschaltung des Wechselrichters, um eine galvanische Trennung des abgeschalteten Gerätes sicherzustellen.

Um die Leistungsaufnahme aus dem Netz durch die Netzspannungs-Meßelektronik zu verringern,

besteht ebenfalls die Möglichkeit, das "Netz-Relais" während des Inselbetriebs zu öffnen und erst kurz vor einer erneuten Netzaufschaltung zur Netzdetektion wieder zu schliessen.

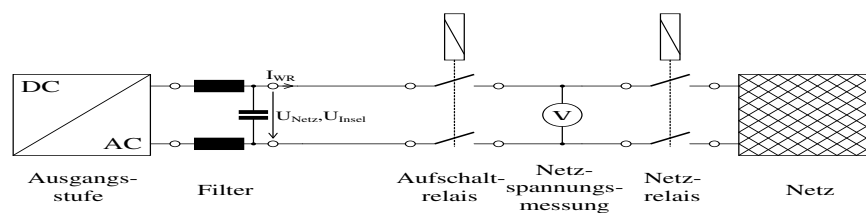


Abbildung 4.18: Netzaufschaltung

4.4 Netzausfallerkennung

Dezentrale Energieerzeugungsanlagen mit Leistungen von bis zu 4,6kVA werden ebenso wie die meisten Lasten in Privathaushalten typischerweise einphasig an das Niederspannungsnetz angeschlossen. Das Niederspannungsnetz ist ein Drehstromnetz mit einer Spannung von 230V zwischen einem Aussenleiter und dem geerdeten Sternpunkt und einer Spannung von 400V zwischen zwei Aussenleitern. Abhängig von der Lastdichte werden unterschiedliche Netzformen eingesetzt, deren Strukturen in **Abbildung 4.19** vereinfacht dargestellt werden (von links nach rechts: Strahlennetz, Ringnetz mit zwei Ringen an einer Netzstation, vermaschtes Netz).

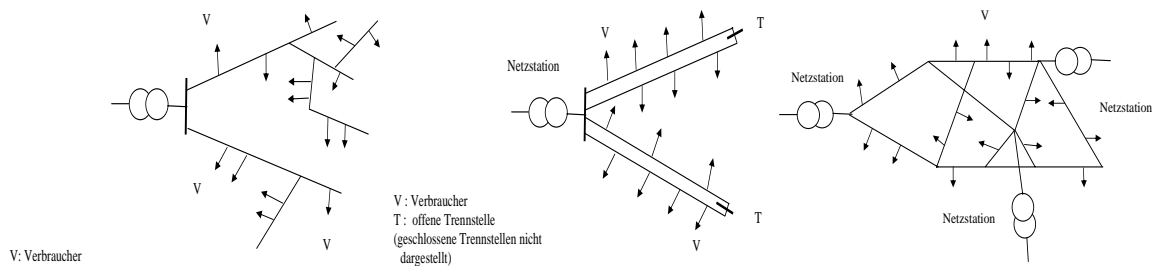


Abbildung 4.19: Netzformen im Niederspannungsnetz

Das primär für die Versorgung der Endverbraucher ausgelegte Niederspannungsnetz wird über eine Transformatorstation an das Mittelspannungsnetz (typ. 10-30kV) angebunden. Die Transformatorstation beinhaltet neben einem Transformator für die Spannungsanpassung ebenfalls Schutz- und Schalteinrichtungen wie z.B. Trennschalter, über die das lokale Niederspannungs-Netzsegment im Fehlerfall abgetrennt und zur Durchführung von Wartungsarbeiten spannungsfrei geschaltet wird.

Erfolgt im Netzsegment jedoch eine Wirkleistungseinspeisung durch dezentrale Energieerzeugungsanlagen, so ist die Spannungsfreiheit u.U. nicht gewährleistet: Aufgrund der steuerbaren Form des Einspeisestroms (z.B. Sinusform) und dem steuerbaren (i.d.R. möglichst geringen) Blindleistungsanteil werden typischerweise selbstgeführte Wechselrichter eingesetzt; diese können auch bei einer Abkopplung des Netzsegmentes die (Insel-)Netzspannung aufrechterhalten. Da eine manuelle Abschaltung (bzw. Abtrennung vom Netzsegment) der einzelnen dezentralen Energieerzeugungsanlagen durch das Wartungspersonal des Netzbetreibers zu aufwändig und fehleranfällig ist, besteht die Notwendigkeit einer eigenständigen Netzausfallerkennung und automatischen Netztrennung für die Netzwechselrichter von dezentralen Energieerzeugungsanlagen.

Die einzigen Informationen, die dem Netzwechselrichter für eine Netzausfallerkennung typischerweise zur Verfügung stehen, sind die (z.B. zur Synchronisation der Phasenlage) gemessene Netzspannung und der bekannte (weil geregelte) Einspeisestrom; informationstechnische Infrastrukturen (z.B. für eine Datenverbindung zum Netzbetreiber) stehen im Niederspannungsnetz aufgrund des finanziellen Aufwandes für die Realisation aufgrund der weitverzweigten Netzstruktur i.d.R. nicht zur Verfügung. Wechselrichter für eine einphasige Netzeinspeisung werden typischerweise lediglich an den für den Einspeisestrom genutzten Aussenleiter und den Nullleiter angeschlossen, so dass nur die einphasige Spannung für eine Messung zur Verfügung steht.

Da die Wechselrichtung üblicherweise - unter der Annahme einer näherungsweise konstanten Netzspannung - stromgeregelt erfolgt, ist die in einem abgekoppelten Netzsegment auftretende Inselnetzspannung variabel und kann in Bezug auf Amplitude, Frequenz, Form und relative Phasenlagen des Drehstromsystems u.U. deutlich von der Netz-Nennspannung abweichen. Entspricht die Leistungs-

aufnahme der lokalen Lasten jedoch näherungsweise der dezentral eingespeisten Leistung, kann sich ein Gleichgewicht aus Verbrauch und Erzeugung einstellen, bei dem Amplitude und Frequenz der Spannungen des Inselnetzes nur geringfügig von den Nennwerten abweichen.

Der Vergleich von Amplitude und Frequenz der einphasig gemessenen Spannung mit vorgegebenen Grenzwerten ist somit für die sichere Erkennung einer Inselnetzbildung nicht ausreichend.

Es existieren daher unterschiedliche Methoden zur Netzausfallerkennung (**Abbildung 4.20**), die sich in Bezug auf ihre Funktionsweise, die Anforderungen an die dezentralen Energieerzeugungslagen, eventuell notwendige Maßnahmen seitens des Netzbetreibers und die Zuverlässigkeit in Bezug auf eine sichere Erkennung von Netzausfällen und die Häufigkeit von Abschaltungen bei nicht vorhandenem Netzausfall unterscheiden. Im Folgenden erfolgt eine kurze Beschreibung der einzelnen Methoden und eine Abschätzung der Umsetzbarkeit für die Verwendung im Brennstoffzellenwechselrichter; für die derzeit im Wechselrichter eingesetzten Methoden folgt in weiteren Unterkapiteln eine ausführlichere Beschreibung.

Eigenständige Erkennung anhand der lokalen Netzspannung		Meldung durch übergeordnete Steuerung (Virtuelles Kraftwerk)	
<i>Passiv: Spannungsmessung</i> <ul style="list-style-type: none"> • einphasig oder dreiphasig • Stern- oder Dreieckspannung <p style="text-align: center;">↓</p> <p style="text-align: center;">Frequenz, Amplitude, Phasensprung, Oberschwingungen</p>	<i>Pilot-Ton</i>	<i>Zusätzliche Kommunikations-Infrastruktur</i> <ul style="list-style-type: none"> • Internet • Mobilfunk 	
<i>Störung Gleichgewicht Erzeugung/Verbrauch</i> Frequenzabhängige Phasenlagen-Abweichung oder Frequenzabweichung → Frequenz-Instabilität Amplitudenabh. Wirkleistungsabweichung → Amplituden-Instabilität		<i>Signalübertragung über Niederspannungsnetz</i> <ul style="list-style-type: none"> • bidirektional (Powerline Communication) • unidirektional (Rundsteuerung) 	
Sprunghafte Frequenzänderung (periodisch) ↓ Grenzwertüberschreitung oder Detektion des Musters			
<i>Aktiv: Impedanzmessung</i> impulsförmige oder kontinuierliche Stromeinprägung ↓ Nulldurchgangs-Verschiebung, Amplituden-Änderung, Oberschwingungsdetektion			

Abbildung 4.20: Übersicht der Möglichkeiten zur Netzausfallerkennung

Spannungsamplituden- und Frequenzüberwachung

Wie in Kapitel 4.4.1 ausgeführt, ist eine einphasige Spannungsamplituden- und Frequenzüberwachung alleine nicht ausreichend, um einen Netzausfall unter sicher zu erkennen. Diese Methode wird dennoch vom Wechselrichter durchgeführt, da die entsprechende Spannungsmessung ohnehin durchgeführt werden muss (z.B. zur Synchronisation des Einspeisestroms mit dem Netzspannungsverlauf).

Mit einer dreiphasigen Überwachung der verketteten Spannungen ist eine sichere Netzausfallerkennung möglich, da im Inselnetz minimale Frequenzabweichungen bei der Stromverlaufserzeugung der Wechselrichter in den einzelnen Phasen des Drehstromsystems zu einer zunehmenden Abweichung der relativen Phasenlagen der Sternspannungen führen. Ein Netzausfall kann somit daran erkannt werden, dass die verketteten Spannungen den Toleranzbereich verlassen.

Voraussetzung für die Anwendung dieser Methode ist jedoch ein dreiphasiger Anschluß des Wechselrichters an das Netz und die Erweiterung um zusätzliche Spannungsmesskanäle für die drei verketteten Spannungen. Aus Kostengründen wird diese Methode daher nicht genutzt, solange sie nicht ausdrücklich vom Energieversorgungsunternehmen gefordert wird.

Erkennung von Phasensprüngen oder Änderungen im Oberschwingungsgehalt

Diese Methoden werten Änderungen in der Phasenlage bzw. im Oberschwingungsgehalt²⁵ der Netzspannung aus, die zum Zeitpunkt eines Netzausfalls stattfinden. Eine Implementierung in den Wechselrichter ist basierend auf der Nulldurchgangserkennung für die Erkennung von Phasensprüngen bzw. mittels der Durchführung einer diskreten Fouriertransformation (DFT) für die Bestimmung des Oberschwingungsgehalts möglich.

Die Methode der Erkennung von Phasensprüngen bietet jedoch keinen wesentlichen Vorteil gegenüber der einphasigen Spannungsamplituden- und Frequenzüberwachung, da bei einem Gleichgewicht zwischen Erzeugung und Verbrauch (auch in Bezug auf die Blindleistung) auch mit dieser Methode keine Netzausfallerkennung möglich ist, da in diesem Fall kein Phasensprung stattfindet.

Nichtlineare Lasten, nichtsinusförmige Einspeiseströme von dezentralen Energieerzeugungsanlagen und transiente Schaltvorgänge rufen auch im regulären Netzbetrieb Spannungsverzerrungen hervor. Bei der Parametrierung eines Grenzwertes für den Oberschwingungsgehalt ist eine Unterscheidung zwischen diesen im regulären Netzbetrieb auftretenden Spannungsverzerrungen und der Oberschwingungszunahme bei einem Netzausfall notwendig. Da der Oberschwingungsgehalt sowohl während des regulären Netzbetriebs als auch bei einer Inselnetzbildung abhängig von den vorhandenen Lasten variiert, ist die Umsetzung dieser Methode ohne verfügbare Spezifikationen für die Auswahl des Grenzwertes nicht sinnvoll.

Frequenzinstabilität und Amplitudeninstabilität

Die Funktionsweise der Frequenzinstabilitätsmethode lässt sich wie folgt beschreiben: Ein geringfügig zu hoher Frequenzwert²⁶ $f > f_0$ führt gemäß eines Rückkopplungs-Verstärkungsfaktors k zu einer Blindleistungsvorgabe $Q_{Soll} = k \times (f - f_0) > 0$, die bei einem starren Netz zu einem dem der Spannung vorauseilenden Stromverlauf führt. Im Inselnetz mit hauptsächlich ohmscher Last entspricht der Spannungsverlauf jedoch dem eingespeisten Stromverlauf; es kommt somit zu einem Sprung in der Phasenlage des Spannungsverlaufs. Hierdurch verschiebt sich auch der Netzspannungs-Nulldurchgang nach vorne.

Dies führt zu einem weiter erhöhten Frequenz-Messwert, da dieser aus dem Abstand zwischen den Nulldurchgängen bestimmt wird. Zum anderen beginnt der Wechselrichter durch die Synchronisierung des eingespeisten Stromes mit dem Netzspannungs-Nulldurchgang die nächste Sinusschwingung des eingespeisten Stromes zu einem früheren Zeitpunkt.

Aufgrund der weiter erhöhten Frequenz f wird ebenfalls die Blindleistungsvorgabe Q_{Soll} weiter erhöht, so dass der nächste Nulldurchgang zu einem noch weiter nach vorne verschobenen Zeitpunkt stattfindet. Die Frequenz erhöht sich somit immer weiter, bis der definierte Toleranzbereich verlassen wird.

Für eine Amplitudeninstabilität wird eine ähnliche Rückkopplung zwischen gemessener Spannungsamplitude und Wirkleistungsvorgabe hergestellt.

²⁵Auswertung z.B. in Form der resultierenden Gesamtverzerrung (Klirrfaktor bzw. THD)

²⁶Voraussetzung: Aufgrund von Messungenauigkeiten werden immer geringe Frequenzabweichungen detektiert

Die Implementation der Netzausfallerkennungsmethoden mittels *Verstärkung* von Spannungsamplituden- oder Frequenzabweichungen in den Wechselrichter ist möglich, widerspricht jedoch der zu Verbesserung der Netzstabilität eingesetzten U/f-Statik (siehe Kapitel 4.5.2, bei der einer Abweichung von Spannungsamplitude bzw. Frequenz durch eine Anpassung von Wirkleistungs- bzw. Blindleistungsabgabe *entgegengewirkt* wird.

Sprunghafte Frequenzänderung

Im Gegensatz zur Frequenzinstabilitäts-Methode wird hierbei die Phasenlage bzw. Frequenz des eingespeisten Stromes nicht allmählich in Abhängigkeit von der gemessenen Netzfrequenz variiert, sondern in regelmässigen Abständen (d.h., in Form eines 'Musters') sprunghaft geändert. Im Inselnetz wird dabei schlagartig der zulässige Frequenzbereich verlassen und somit der Netzausfall erkannt. Alternativ besteht die Möglichkeit, eine mit dem 'Muster' übereinstimmende Verzerrung der Netzspannung zu erkennen.

Prinzipiell ist es möglich, diese Methode in den Wechselrichter zu integrieren. Da diese Methode jedoch nur bei einer einheitlichen Vorgehensweise für die zu erzeugende Frequenzänderung eine sichere Netzausfallerkennung ermöglicht (da sich ansonsten die Frequenzänderungen unterschiedlicher Wechselrichter u.U. gegenseitig aufheben), ist eine Umsetzung dieser Methode erst sinnvoll, wenn entsprechende Standards für die Vorgehensweise und Parametrierung existieren.

Impedanzmessung

Die Netzausfallerkennung über eine Messung der Netzimpedanz (bzw. die Erkennung von Impedanzsprüngen) wird in Kapitel 4.4.2 ausführlich erklärt; weiterhin werden für die mit dem Wechselrichter realisierte Variante (Einspeisung eines zwischenharmonischen Teststroms, Berechnung der Netzimpedanz aus der hervorgerufenen Frequenzkomponente der Netzspannung) Messungen gezeigt.

Meldung eines Netzausfalls durch eine übergeordnete Steuerung, Pilot-Ton

Anstelle oder als Ergänzung zu einer eigenständigen Erkennung eines Netzausfalls durch die einzelnen dezentralen Energieerzeugungsanlagen besteht ebenfalls die Möglichkeit, eine Abschaltung bzw. Netztrennung der dezentralen Energieerzeugungsanlagen durch eine übergeordnete Steuerung des Energieversorgungsunternehmens auszulösen. Dies kann z.B. mit einer Steuerung zur Verbesserung der Versorgungsqualität (im Rahmen eines "virtuellen Kraftwerks") kombiniert werden.

Voraussetzung hierfür ist eine Kommunikationsverbindung, die entweder über zusätzliche Kommunikations-Infrastrukturen (z.B. Internet-Verbindung oder Mobilfunk) erfolgen kann, oder in Form einer Informationsübertragung über das Niederspannungsnetz realisiert wird. Bei der Informationsübertragung über das Niederspannungsnetz (Powerline Communication (PLC), Rundsteuerung) lassen sich abhängig von den verwendeten Frequenzbereichen und Sendeleistungen unterschiedliche Reichweiten und Datenübertragungsraten erreichen; von der erforderlichen Sendeleistung ist es ebenfalls abhängig, ob ein Rückkanal (d.h., eine Informationsübertragung von den dezentralen Energieerzeugungsanlagen zum EVU) realisierbar ist.

Der Aufbau einer Kommunikationsverbindung erfolgt typischerweise über ein Kommunikationsmodul, das über eine serielle Datenschnittstelle (RS232) an den Wechselrichter angebunden wird. Bei der Datenübertragung über das Niederspannungsnetz besteht prinzipiell ebenfalls die Möglichkeit, Signale direkt durch die Spannungsauswertung des Wechselrichters zu erkennen bzw. über die

Einspeisung einer entsprechenden Stromkomponente zu senden: Hierfür kann auf die bereits vorhandenen Funktionen zur Detektion von Netzspannungs-Frequenzkomponenten und zur Aufschaltung von (zwischen-)harmonischen Komponenten auf den Sollwertverlauf des Ausgangsstromes zurückgegriffen werden, die im Rahmen der Netzimpedanzmessung mittels zwischenharmonischer Testströme und für die Oberschwingungskompensation eingesetzt werden. Aufgrund der begrenzten Abtastrate bei der Spannungsauswertung (20kHz) und der Grenzfrequenz des Ausgangsfilters (ca. 500Hz) ist diese Lösung jedoch nur für geringe Datenübertragungsraten einsetzbar.

Anstelle einer Auswertung der übertragenen Informationen ist u.U. bereits die Überprüfung ausreichend, ob ein Signal des Netzbetreibers *vorhanden* ist. Hierfür kann eine gezielt für diesen Zweck in das Netz eingespeiste (zwischen-)harmonische Frequenzkomponente (Pilot-Ton) oder das Trägersignal einer bereits für andere Zwecke vorhandenen PLC- oder Rundsteuerübertragung genutzt werden. Auch hier besteht je nach Art des Signals ggfs. die Möglichkeit einer direkten Erkennung durch den Wechselrichter mittels einer Erweiterung der Spannungsauswertung.

4.4.1 Einphasige Spannungs- und Frequenzüberwachung

Einleitung

Im Inselnetz wird die vom Wechselrichter abgegebene Wirkleistung von der Wirkwiderstandskomponente der Netzimpedanz aufgenommen. Hierbei fällt eine zum eingepprägten Wechselrichter-Einspeisestrom phasengleiche Spannung ab; überschreitet bzw. unterschreitet diese die vorgegebenen Spannungsgrenzwerte, wird eine Inselnetzbildung erkannt. Es lässt sich ein Wirkwiderstandswert R_{Grenz} bestimmen, bei dem für einen gegebenen Einspeisestrom I_{WR} der Spannungsgrenzwert U_{Grenz} (Obergrenze bzw. Untergrenze) erreicht wird:

$$R_{Grenz} = \frac{U_{Grenz}}{I_{WR}} \quad (4.1)$$

Bei vorhandener Anbindung des Netzsegmentes an die übergeordneten Netzebenen wird (im Idealfall) die Netz-Nennspannung eingeppräg. In diesem Fall wird an der Wirkwiderstandskomponente R_{Grenz} eine Wirkleistung P_{Last} umgesetzt; der Wechselrichter gibt eine vom Einspeisestrom I_{WR} abhängige Wirkleistung P_{WR} ab.

$$P_{Last} = \frac{U_{Nenn}^2}{R_{Grenz}} = \frac{U_{Nenn}^2 \times I_{WR}}{U_{Grenz}} \quad (4.2)$$

$$P_{WR} = U_{Nenn} \times I_{WR} \quad (4.3)$$

Die Wirkleistungsaufnahme von R_{Grenz} (Gleichung 4.1 und 4.2) wird in Relation zur Wirkleistungsabgabe des Wechselrichters (Gleichung 4.3) gesetzt und die Differenz zur Wechselrichter-Wirkleistungsabgabe bestimmt. ΔP entspricht somit der Wirkleistungsdifferenz zwischen Verbrauch und Erzeugung, bei der die Netzspannung im Falle einer Inselnetzbildung den Grenzwert U_{Grenz} erreicht.

$$\frac{P_{Last}}{P_{WR}} = \frac{U_{Nenn}}{U_{Grenz}} \quad (4.4)$$

$$\Delta P = P_{Last} - P_{WR} = \left(\frac{U_{Nenn}}{U_{Grenz}} - 1 \right) \times P_{WR} \quad (4.5)$$

Dezentrale Energieerzeuger geben üblicherweise ausschließlich Wirkleistung an das Netz ab, indem die Stromeinspeisung phasengleich zur Netzspannung erfolgt. Im Falle einer Inselnetzbildung ist jedoch nicht die Netzspannung sondern der Einspeisestrom die eingepprägte Größe; die Inselnetzspannung wird durch den Spannungsabfall an der (Insel-)Netzimpedanz bestimmt. Beinhaltet diese eine Blindwiderstandskomponente, so ergibt sich eine zum Einspeisestrom phasenverschobene Inselnetzspannung und Blindleistung wird zwischen Inselnetz und Wechselrichter übertragen. Aufgrund der fehlenden Blindleistungsabgabe des Wechselrichters bei vorhandener Anbindung des Netzsegmentes entspricht die Blindleistungsaufnahme Q der Abweichung zwischen Blindleistungsaufnahme und Blindleistungsabgabe ΔQ . Mit einer induktiv-kapazitiven Netzimpedanz ergibt sich eine Blindleistungsaufnahme Q gemäß Gleichung 4.6. Die notwendige Blindleistungsaufnahme für

ein Ansprechen der Frequenzüberwachung ergibt sich aus Kombinationen aus L und C, deren Resonanzfrequenz (Gleichung 4.7) dem Frequenz-Grenzwert f_{Grenz} entspricht.

$$\Delta Q = Q = U_{Nenn} \times (I_L + I_C) = U_{Nenn} \times \left(\frac{U_{Nenn}}{\omega_{Nenn} L} - \frac{U_{Nenn}}{1/\omega_{Nenn} C} \right) = U_{Nenn}^2 \times \left(\frac{1}{\omega_{Nenn} L} - \omega_{Nenn} C \right) \quad (4.6)$$

$$f_{Grenz} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.7)$$

Abbildung 4.21 zeigt eine graphische Darstellung des Lastbereiches (als Differenz zwischen Wirk- bzw. Blindleistungsaufnahme und Erzeugung), für den keine Inselnetzerkennung durch eine Spannungs- und Frequenzüberwachung möglich ist.

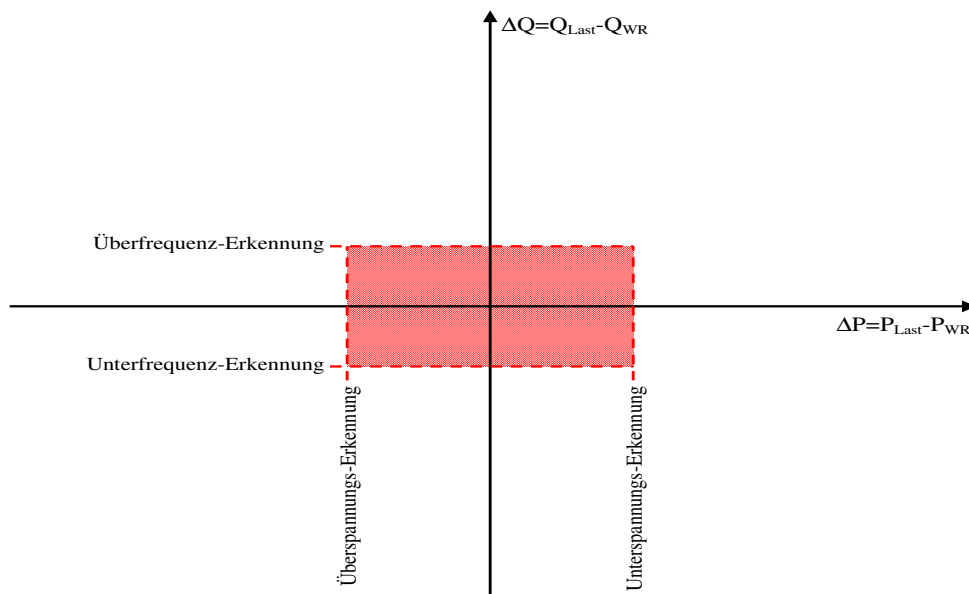


Abbildung 4.21: Lastbereich für durch Spannungs- und Frequenzüberwachung nicht detektierbaren Inselbetrieb

Funktionsweise

Mit der erforderlichen Messung der einphasigen Leiter-Erd-Spannung für die Synchronisation des Stromverlaufes mit der Netzspannung besteht die Möglichkeit einer Überwachung der Netzspannung bezüglich Amplitude und Frequenz.

Die Netzspannungsamplitude wird - anstelle einer rechentechnisch aufwendigeren RMS²⁷-Berechnung - mittels einer Betragsmittelwertbildung über eine ganzzahlige Anzahl an Netzperioden bestimmt. Unter der Annahme einer näherungsweise sinusförmigen Spannungsform wird die Abweichung zwischen RMS-Wert (Gleichung 4.8) und Betragsmittelwert (Gleichung 4.9) mit einem

²⁷Root Mean Square

Umrechnungsfaktor von $\frac{\pi}{2}$ korrigiert, um die Amplitude zu berechnen.

$$U_{RMS} = \sqrt{\int_0^1 \hat{U}^2 \sin^2(2\pi t) dt} = \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}} \quad (4.8)$$

$$U_{Betr.-Mitt.} = \int_0^1 |\hat{U} \sin(2\pi t)| dt = 2 \times \int_0^{\frac{1}{2}} \hat{U} \sin(2\pi t) dt = \frac{2\hat{U}}{2\pi} \times (-\cos(\pi) + \cos(0)) = \frac{\hat{U}}{\pi/2} \quad (4.9)$$

Zur Vereinfachung wird anstelle der Netzfrequenz die Netzperiode bestimmt. Hierfür wird die Anzahl der PWM-Perioden zwischen den Netzspannungs-Nulldurchgängen gezählt. Mit einer PWM-Periode von $50\mu s$ entspricht eine Anzahl von 400 PWM-Perioden der Netz-Nennfrequenz von $50Hz$; die Grenzwerte für Über- bzw. Unterfrequenz können in einer Schrittweite von ca. $0,125Hz$ vorgegeben werden (Gleichung 4.10).

$$Anzahl_{Grenz} = \frac{T_{Grenz}}{50\mu s} = \frac{1/f_{Grenz}}{50\mu s} \quad (4.10)$$

Optionale Momentanwertüberwachung

Ist die Wirkleistungsaufnahme der Lasten im lokalen Netzsegment geringer als die Wirkleistungsabgabe der dezentralen Energieerzeugungsanlagen, so besteht aufgrund der Leistungs- bzw. Stromregelung die Gefahr einer Überspannung im abgekoppelten Netzsegment. Dies lässt sich beispielhaft an der Funktionsweise des Brennstoffzellenwechselrichters erklären:

Der Wechselrichter steuert unter der Annahme einer näherungsweise konstanten Netzspannung die abgegebene Leistung über eine Regelung des dem Netz zugeführten Stromes. In einem abgekoppelten Netzsegment (Inselnetz) ergibt sich in diesem Fall die Spannung jedoch aus dem Spannungsabfall an den vom Einspeisestrom (vom Wechselrichter eingepreßt) durchflossenen Lasten. Ist die Stromaufnahme der Lasten bei Netz-Nennspannung geringer als der im Wechselrichter vorgegebene Sollwertverlauf, so erhöht dieser die Ausgangsspannung, bis der Stromsollwert erreicht ist oder mit dem Erreichen des Zwischenkreisspannungsniveaus keine treibende Spannungsdifferenz mehr zur Verfügung steht.

Im Extremfall (bei geringer Belastung oder Leerlauf) entsteht somit ein nahezu rechteckförmiger Spannungsverlauf; hierbei wird aufgrund der stromgesteuerten Stromregelung jeweils eine Diagonale der Ausgangsbrücke in einer Halbwelle kontinuierlich eingeschaltet, da der Stromwert aufgrund der hohen Impedanz nicht die Ausschaltgrenze des Hysteresebereichs erreicht. Der Prinzipverlauf für den resultierenden Strom- und Spannungsverlauf ist in **Abbildung 4.22** abgebildet.

Während der erhöhte Spannungsspitzenwert u.U. die Spannungsfestigkeit von Bauteilen (z.B. Gleichrichterioden oder Filterkondensatoren) in den angeschlossenen Lasten überschreitet, führt der aufgrund der Rechteckform gesteigerte Effektivwert bei Lasten ohne Leistungsregelung (z.B. ohmsche Lasten) zu einer stark erhöhten Leistungsaufnahme.

Die Überwachung der Spannungsamplitude über eine Berechnung des RMS- oder Betragsmittelwertes ist zur Vermeidung dieses Zustandes nicht ausreichend, da hierbei die Abschaltung aufgrund der Integralbildung über (mindestens) eine Netzperiode verzögert wird. Aus diesem Grund ist es u.U. sinnvoll, eine Überwachung des Spannungs-Momentanwertes durchzuführen.

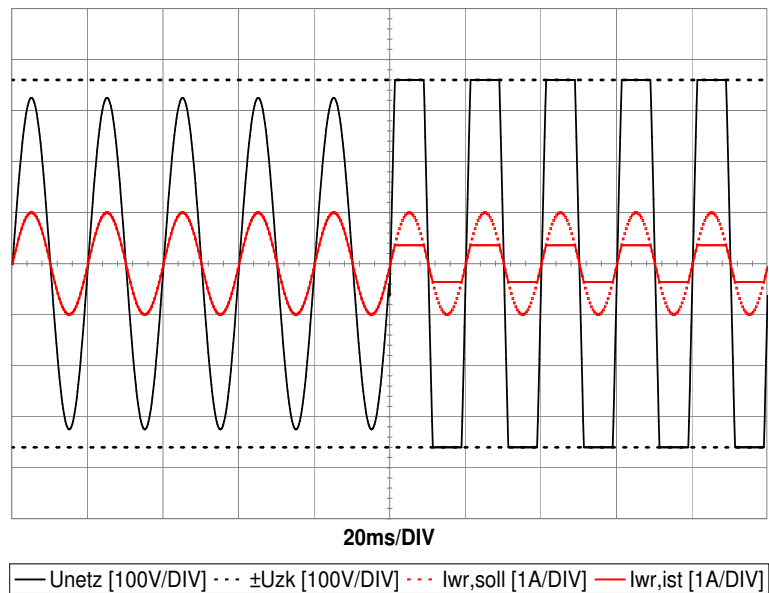


Abbildung 4.22: Prinzipverlauf für Inselnetzspannung bei geringer Last

Hierfür wird der gemessene Momentanwert im Spannungsverlauf kontinuierlich mit einem Grenzwertverlauf verglichen, der sich in einem definierten Abstand zum Verlauf der (vom Netzbetreiber spezifizierten) höchsten zulässigen Spannung befindet (siehe **Abbildung 4.23**). Da die Netzspannung in vielen Fällen nicht rein sinusförmig ist (siehe Kapitel 4.5.3), und damit Störungen der gemessenen Spannung nicht zu einer Abschaltung des Wechselrichters führen, ist u.U. ein relativ großer Abstand zu wählen. Die Momentanwertüberwachung wird daher *zusätzlich* zur Amplitudenüberwachung eingesetzt, da diese unempfindlicher gegenüber Störungen bei der Messwertaufnahme und transienten Spannungsabweichungen ist.

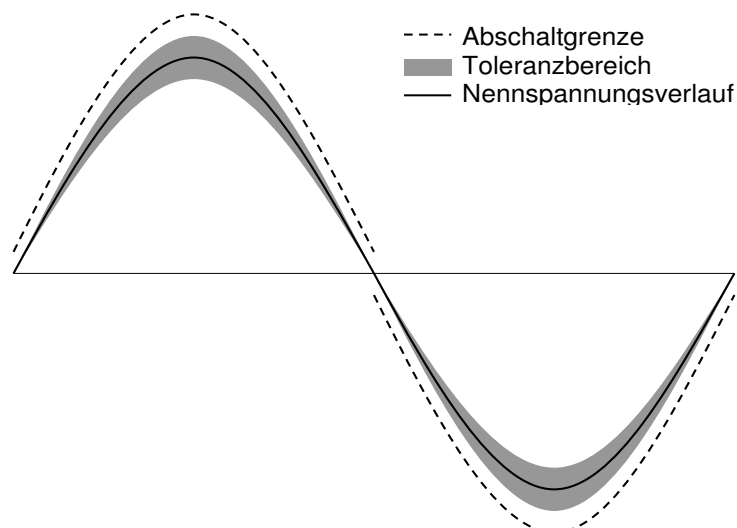


Abbildung 4.23: Netzspannungs-Momentanwertüberwachung

4.4.2 Erkennung von Netzimpedanzsprüngen

Einleitung

Die (ortsabhängige) Netzimpedanz am Anschlußpunkt einer dezentralen Energieerzeugungsanlage wird durch ein komplexes Netzwerk aus verteilten Lasten und den Leitungs- und Transformatorimpedanzen bestimmt. Bei einer Abtrennung des lokalen Niederspannungs-Netzsegmentes von der übergeordneten Mittelspannungs-Netzebene ist somit i.d.R. eine Änderung der lokalen Netzimpedanz zu erwarten. Während sich die Impedanz durch das Zu- und Abschalten einzelner (kleinerer, typischerweise nicht gleichzeitig geschalteter) Lasten allmählich ändert, deutet ein Impedanzsprung somit auf eine Inselnetzbildung hin. Die Anforderung einer kontinuierlich durchgeführten Netzimpedanzmessung und die Auswertung in Bezug auf eine sprunghafte Änderung der Impedanz ist daher in Vorschriften für den Netzparallelbetrieb von dezentralen Energieerzeugungsanlagen weit verbreitet.

Netzimpedanzmessung

Die Netzimpedanz bestimmt die lastabhängige Spannungsamplitude im Netzsegment; die Netzimpedanz lässt sich jedoch nicht aus dieser Größe bestimmen, da der Gesamtstrom der Lasten im Netzsegment nicht bekannt ist. Für die Netzimpedanzmessung durch einen Wechselrichter ist daher die Einspeisung eines Teststromes notwendig, um aus dem bekannten Teststrom und der resultierenden Netzspannungsänderung die Netzimpedanz zu berechnen (aktive Messung).

In Bezug auf die Art des Teststromes und die Vorgehensweise bei der Auswertung der Spannungsänderung existieren unterschiedliche Methoden:

1) Mittels eines zum Zeitpunkt des Netzspannungs-Nulldurchganges eingepprägten pulsförmigen Stromes wird der Nulldurchgang verschoben; aus der zeitlichen Verschiebung wird der Betragswert der Netzimpedanz berechnet. Zur Erzeugung des Pulsstromes ist jedoch i.d.R. eine zusätzliche Schaltungskomponente zum schnellen Aufschalten eines geladenen Kondensators notwendig. Da die Netzimpedanz frequenzabhängig ist, und der transiente Teststrom unterschiedlichste Frequenzkomponenten beinhaltet, liefert diese Methode Ergebnisse für die Netzimpedanz, die sich nicht einer bestimmten Frequenz zuordnen lassen; auch sind bei einer Änderung der Stromform (z.B. Steilheit) u.U. abweichende Ergebnisse zu erwarten.

Desweiteren kann die Verschiebung des Nulldurchganges durch einen Wechselrichter die Ergebnisse gleichzeitig stattfindender Impedanzmessungen anderer Wechselrichter im Netzsegment beeinflussen, die dieselbe Methode anwenden. Dies stellt eine Ursache für unbeabsichtigte Abschaltungen von Wechselrichtern in Netzsegmenten mit einer größeren Anzahl an dezentralen Energieerzeugungsanlagen dar.

2) Es besteht ebenfalls die Möglichkeit, mittels einer Änderung der abgegebenen Leistung eine Variation der Grundschwingungsamplitude hervorzurufen. Es ist jedoch ein Energiespeicher notwendig, um die für die Leistungsvariation notwendige Energie zwischenzuspeichern. Weiterhin besteht die Möglichkeit von fehlerhaften Messergebnissen durch Variationen der Netzspannungsamplitude, die von anderen Wechselrichtern mit dieser Messmethode, oder durch Laständerungen verursacht werden. Laständerungen können hierbei transient bei Zu- oder Abschalten von Lasten oder zyklisch bei der Leistungsregelung mittels Schwingungspaketsteuerung auftreten.

3) Eine weitere Methode besteht darin, dem Einspeisestrom zusätzlich zum Grundschwingungsverlauf (zur Übertragung von Wirk- und ggfs. Blindleistung) eine zwischenharmonische Stromkomponente aufzuschalten, und die resultierende zwischenharmonische Netzspannungskomponente mittels einer diskreten Fouriertransformation (DFT) zu erkennen. Die Verwendung einer *zwischenharmonischen* Frequenz schliesst hierbei eine Beeinflussung durch Lasten mit nichtsinusförmiger Stromaufnahme weitgehend aus, da die Stromform von nichtlinearen Lasten i.d.R. durch Kommutierungsvorgänge o.Ä. bestimmt wird und somit lediglich ganzzahlige Harmonische zur Netz-Grundschwingung enthält: Wie in **Abbildung 4.24** zu erkennen, sind die Amplituden der Zwischenharmonischen im Vergleich zu den ganzzahligen Harmonischen deutlich weniger stark ausgeprägt.

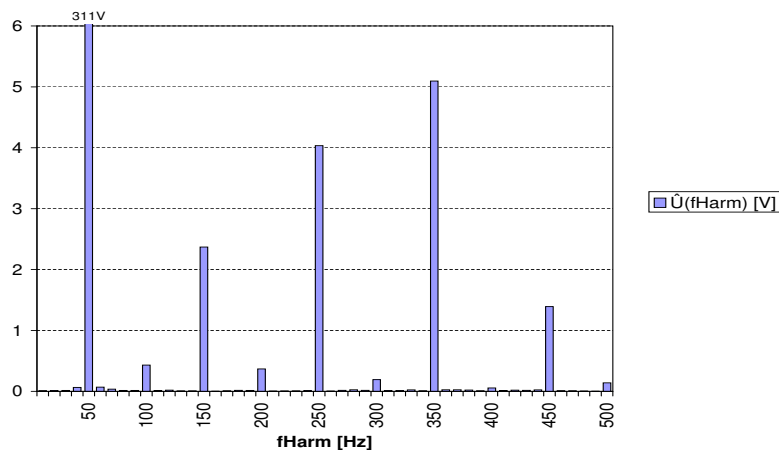


Abbildung 4.24: gemessenes Netzspannungs-Frequenzspektrum (Beispiel)

Die zur Einspeisung der zwischenharmonischen Stromkomponente erforderliche Blindleistung kann dem Zwischenkreis entnommen werden; zu beachten ist jedoch, dass die Einspeisung von zwischenharmonischen Strömen mit Frequenzen nahe der Netzfrequenz zu einer Zunahme der Zwischenkreisspannungswelligkeit führt: Während der innerhalb des Zeitverlaufs erreichte Spitzenwert der Momentanleistung ($P_{Mom}(t) = U_{Netz}(t) \times I_{WR}(t)$) bei gleicher Stromamplitude nicht zunimmt, erhöht sich mit der höheren Periodendauer des aus der Frequenzabweichung resultierenden Schwebungsverlaufs die Zeitfläche und somit die Energie $E_{Mom}(t)$, die dem Zwischenkreis entnommen bzw. zugeführt wird.

Ein Beispiel hierfür ist in **Abbildung 4.25** als Simulation der Blindleistungsübertragung zwischen 50Hz -Netz und Zwischenkreis zu erkennen: Bei einer zwischenharmonischen Frequenz von 40Hz (d.h., einer Schwebungsfrequenz von 10Hz) erreicht E_{Mom} nach $\frac{1}{4} \frac{1}{10\text{Hz}} = 25\text{ms}$ ein Maximum von ca. $0,5\text{Ws}$, bevor die Energie wieder in die entgegengesetzte Richtung zurückübertragen wird. Mit einer Frequenz von $47,5\text{Hz}$ (d.h., Schwebungsfrequenz $2,5\text{Hz}$) wird nach $\frac{1}{4} \frac{1}{2,5\text{Hz}} = 100\text{ms}$ ein Maximum von ca. 2Ws erreicht.

Mit der bekannten Phasenlage des eingespeisten Teststromes und des komplexen Ergebnisses der digitalen Fouriertransformation für die resultierende Spannungs-Frequenzkomponente lässt sich der Impedanzwert in Betrag und Phase bestimmen. Unter der Voraussetzung eines ohmsch-induktiven Netzes ($Z(f) = R + j \times 2\pi f \times L$) lässt sich aus dem frequenzabhängigen, für die ausgewählte zwischenharmonischen Frequenz bestimmten Wert der Netzimpedanz $\bar{Z}(f_{Harm})$ die Netzimpedanz bei der

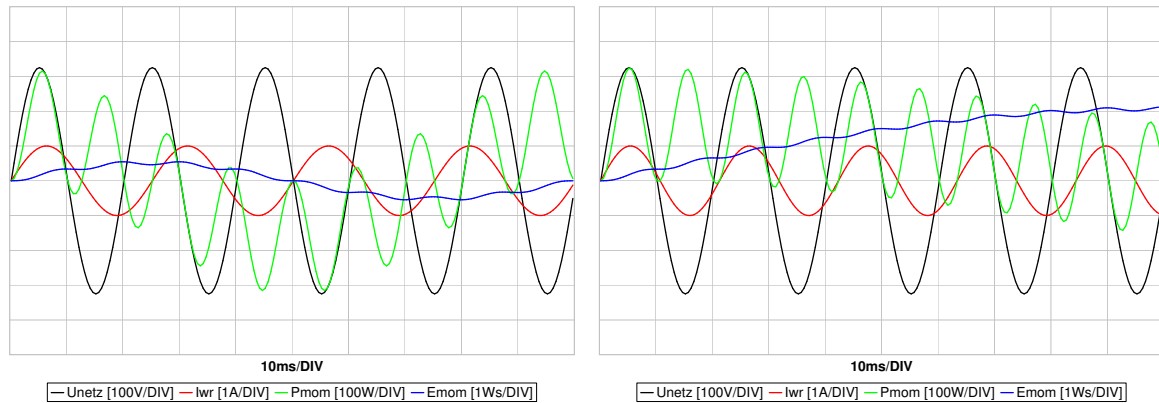


Abbildung 4.25: Momentanwertverlauf von Leistung $P_{Mom}(t)$ und Energie $E_{Mom}(t)$ für 40Hz- (links) und 47,5Hz-Zwischenharmonische

Netz-Grundschwingungsfrequenz $\bar{Z}(f_0)$ gemäß $\bar{Z}(f_0) = Re[\bar{Z}(f_{Harm})] + j \times Im[\bar{Z}(f_{Harm})] \times \frac{f_0}{f_{Harm}}$ bestimmen.

Parallelbetrieb

Führen mehrere Wechselrichter gleichzeitig eine Netzimpedanzmessung mit der selben zwischenharmonischen Frequenz durch, so überlagern sich die eingespeisten Testströme. Je nach relativer Phasenlage zwischen den Strömen addieren sich diese auf oder kompensieren sich gegenseitig. Dies führt zu einer höheren bzw. geringeren Beeinflussung der Netzspannung, so dass die (auf der Amplitude des einzelnen Teststroms beruhende) Netzimpedanzberechnung zu hohe²⁸ bzw. zu niedrige²⁹ Ergebnisse liefert.

Für den Parallelbetrieb mehrerer Wechselrichter ist es daher entweder notwendig, die gleichzeitige Durchführung einer Netzimpedanzmessung durch mehrere Wechselrichter zu vermeiden, oder Maßnahmen zu treffen, um auch bei einer gleichzeitigen Netzimpedanzmessung durch mehrere Wechselrichter korrekte Ergebnisse zu erhalten.

Um eine gleichzeitige Messung durch mehrere Wechselrichter zu vermeiden, ist eine zeitliche Koordination notwendig, die entweder einen zusätzlichen Kommunikationskanal (der i.A. nicht zur Verfügung steht) oder eine Signalisierung über das Niederspannungsnetz erfordert.

Alternativ besteht die Möglichkeit, die Netzimpedanzmessung so zu gestalten, dass eine gegenseitige Beeinflussung der Ergebnisse nicht stattfindet. Bei der Verwendung unterschiedlicher zwischenharmonischer Frequenzen ist dies der Fall, jedoch steht nur eine begrenzte Anzahl an zwischenharmonischen Frequenzen *nahe der Netzfrequenz* zur Verfügung, da bei einer höheren Frequenzauflösung bei der digitalen Fouriertransformation in Verbindung mit der (innerhalb eines Toleranzbereiches) variierenden Netzfrequenz³⁰ in zunehmendem Maße ein Übersprechen zwischen den einzelnen Frequenzkomponenten auftritt.

Eine Lösung hierfür ist, einen relativ großen Abstand zwischen den zwischenharmonischen Frequen-

²⁸maximal um den Faktor 'Anzahl der Wechselrichter', wenn sich alle Testströme aufaddieren

²⁹minimal auf 0 Ohm, wenn sich die Ströme vollständig kompensieren

³⁰Frequenzverschiebung von Grundschwingung und Oberschwingungen

zen beizubehalten (z.B. 10Hz) und die Anzahl der voneinander unterscheidbaren Messsignale zu erhöhen, indem eine Pulsation der *Amplituden* der zwischenharmonischen Testströme durchgeführt wird. Hierfür werden für die einzelnen Wechselrichter individuelle Pulsationsmuster festgelegt.

Bei einer sinusförmigen Pulsation der Amplitude der Zwischenharmonischen kann die Identifikation des Signals mittels einer digitalen Fouriertransformation erfolgen, die auf die Momentanwerte der berechneten Zwischenharmonischen-Amplitude angewendet wird. Aufgrund des Abtasttheorems sind hierbei für die Pulsation nur Frequenzen kleiner/gleich der halben Zwischenharmonischen-Blockgröße ($f_P \leq \frac{\Delta f_{Harm}}{2}$) zulässig. Für die Aufschaltung des Teststromes auf den Stromsollwertverlauf der Ausgangsstrom-Regelung wird somit eine zweifache Modulation (mit der Pulsationsfrequenz f_P und der Zwischenharmonischen-Frequenz f_{Harm}) durchgeführt, während die Identifikation der resultierenden Spannungskomponente mittels einer zweifachen Demodulation³¹ des gemessenen Netzspannungsverlaufs erfolgt. Das entsprechende Strukturbild für die Aufschaltung der zwischenharmonischen Stromkomponente und die Bestimmung der resultierenden Netzspannungskomponente ist in **Abbildung 4.26** dargestellt. **Abbildung 4.27** zeigt den Prinzipverlauf der Signale.

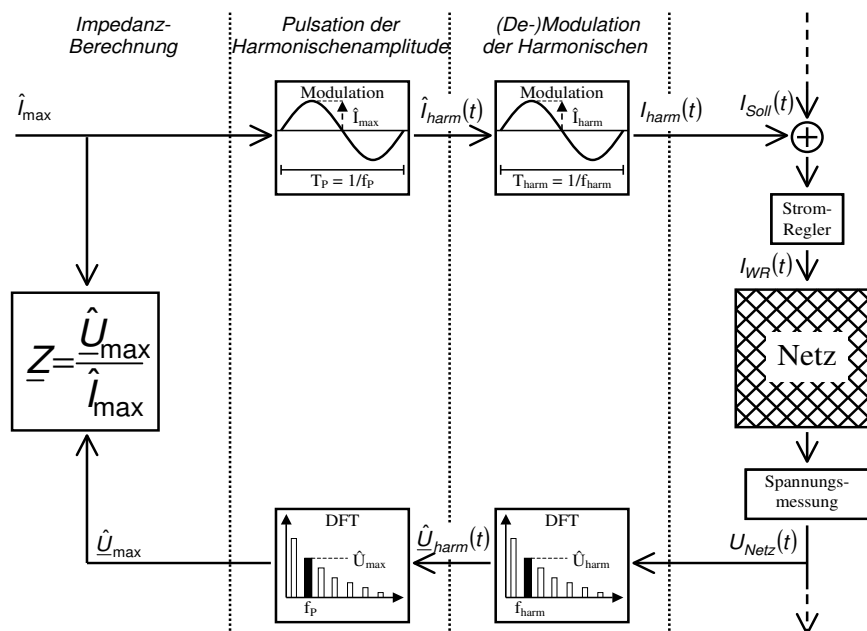


Abbildung 4.26: Blockschaltbild für Zwischenharmonischen-Pulsation

Zur Demonstration der Wirksamkeit der Methode zeigt **Abbildung 4.28** die Ergebnisse der Netzimpedanzmessung eines Wechselrichters vor ('Einzelbetrieb') und nach ('Parallelbetrieb') der Aufschaltung eines weiteren Wechselrichters. Ohne Pulsation führt die Impedanzmessung des zweiten Wechselrichters (mit der selben zwischenharmonischen Frequenz) zu einer starken Verfälschung der Ergebnisse des ersten Wechselrichters. Mit Pulsation werden die Impedanzmesswerte nicht beeinflusst.

Im Zusammenhang mit dem Parallelbetrieb mehrerer Wechselrichter stellt sich ebenfalls die Frage nach der Kompatibilität mit anderen Impedanzmessmethoden. Für die typischerweise angewendeten Methoden erfolgt daher im Folgenden eine Abschätzung der Beeinflussung *durch* und *auf* die

³¹ mittels diskreter Fouriertransformation (DFT)

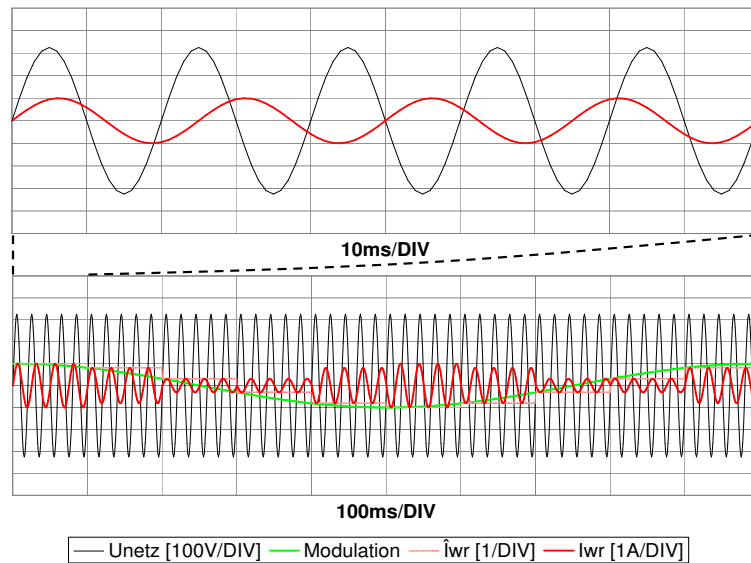


Abbildung 4.27: Prinzipverlauf für Zwischenharmonischen-Pulsation

anderen Messmethoden.

In Bezug auf die Methode der Verschiebung des Netzspannungs-Nulldurchganges mittels eines pulsformigen Stromes kann von einer geringen gegenseitigen Beeinflussung ausgegangen werden: Die nichtsinusförmige Spannungsänderung beeinflusst zwar das (zwischenharmonische) Frequenzspektrum, der Einfluss wird aufgrund der geringen Zeitdauer in Verbindung mit der Filterwirkung (Mittelwertbildung) der diskreten Fouriertransformation i.A. relativ gering ausfallen. In umgekehrter Wirkrichtung führt der zwischenharmonische Teststrom je nach relativer Phasenlage³² zur Netzspannung zu einer Verschiebung des Netzspannungs-Nulldurchganges, die jedoch im Vergleich zur starken Nulldurchgangsverschiebung durch einen pulsformigen Teststrom als gering angesehen werden kann.

Die gegenseitige Beeinflussung mit der Methode der Grundschwingungsamplitudenvariation (d.h. einer (nichtsinusförmigen) Pulsation der Grundschwingungskomponente) hängt von den gewählten, übereinstimmenden bzw. nicht übereinstimmenden Zeitfenstern (Blockgröße als Vielfaches der Netzperiodendauer) und der gewählten Methode zur Bestimmung der Netzspannungsamplitude (Messung Spitzenwert/RMS/Isolation der 50Hz-Komponente über DFT) ab. Wird z.B. für die Amplitudenmessung mittels einer diskreten Fourieranalyse die Grundschwingungskomponente isoliert, so wird diese bei gleichen Zeitfenstern nicht von einer zwischenharmonischen Stromkomponente beeinflusst.

Eine Impedanzmessung mittels eines zwischenharmonischen Teststroms *ohne Pulsation* entspricht dem Sonderfall 'Pulsationsfrequenz $f_P = 0$ '. Messungen mit Pulsationsfrequenzen $f_P > 0$ werden hiervon nicht beeinflusst. Umgekehrt beeinflussen überlagerte zwischenharmonische Spannungskomponenten mit pulsierender Amplitude das Ergebnis der Zwischenharmonischen-Messung ohne Pulsation (dies entspricht dem Ergebnis der 'inneren DFT'). Das Ausmaß der Beeinflussung hängt von einer evtl. vorhandenen Mittelwertbildung vor der Auswertung der zwischenharmonischen Spannungskomponente ab, da durch diese die Schwankungen der zwischenharmonischen Spannungsamplitude gedämpft werden.

³²diese ändert sich (Schwebung) aufgrund der Frequenzdifferenz zwischen Subharmonischer und Grundschwingung

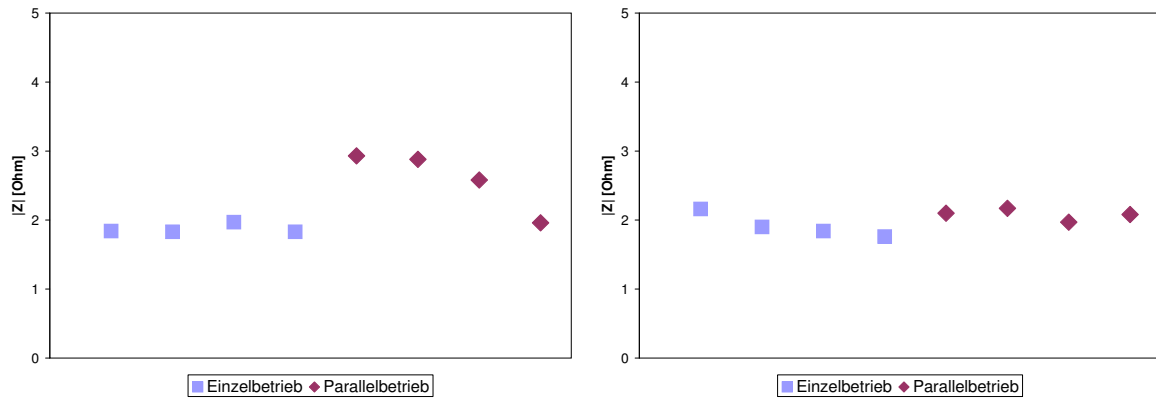


Abbildung 4.28: Ergebnisse d. Impedanzmessung im Parallelbetrieb ohne (links) und mit Pulsation

Eine gegenseitige Beeinflussung zwischen der Impedanzmessung über Zwischenharmonische mit sinusförmig pulsierender Amplitude und anderen Impedanzmessmethoden kann somit nicht vollständig ausgeschlossen werden. Es kann jedoch - insbesondere bei der Beeinflussung *durch* andere Methoden - von einer voraussichtlich relativ geringen Verfälschung der Messergebnisse ausgegangen werden, so dass ein störungsfreier Einsatz in einem Netzsegment parallel zu anderen Messmethoden möglich sein sollte.

Sprungerkennung

Ziel der Impedanzsprungerkennung ist es, einen Netzausfall anhand der sprunghaften Änderung der Netzimpedanz zu erkennen. Entscheidend bei der Sprungerkennung ist die Unterscheidung zwischen unterschiedlichen Arten (und Ursachen) der Impedanzänderung: Bei einer langsamen Änderung der Netzimpedanz (z.B. durch das Zu- bzw. Abschalten von einzelnen kleineren Lasten innerhalb eines größeren Zeitraums) hat ebenso wie bei einer schnellen Änderung mit einer anschließenden Rückkehr auf den vorherigen Wert (transiente Vorgänge im Netz, Impedanzmessung durch andere Wechselrichter) keine Abschaltung des Wechselrichters zu erfolgen. Im Gegensatz hierzu muß eine sprunghafte Änderung der Impedanz auf einen neuen Wert (Netzausfall) zuverlässig erkannt und eine Abschaltung ausgelöst werden. Problematisch hierbei ist, dass auch das Zu- bzw. Abschalten von größeren Lasten oder Energieerzeugungsanlagen einen solchen Impedanzsprung hervorrufen kann.

Bei der Verwendung der Impedanzmessung über zwischenharmonische Testströme mit pulsierender Amplitude steht für die Impedanzsprungerkennung eine relativ einfache Lösung zur Verfügung: Durch die doppelte digitale Fouriertransformation haben kurzzeitige Störungen der Netzspannungsform nur geringen Einfluß auf das Messergebnis (Mittelwertbildung). Je nach gewählter Blockgröße für die Pulsations-DFT steht in etwa alle 1-5 Sekunden ein neues Messergebnis zur Verfügung. Wird dieses mit dem unmittelbar vorherigen Ergebnis verglichen, so wird ein Impedanzsprung erkannt; eine allmähliche Änderung der Impedanz hingegen führt zu keiner Auslösung der Netzausfallerkennung.

4.5 Virtuelles Kraftwerk

Mit der zunehmenden Anzahl an dezentralen Energieerzeugern können diese das Netz merkbar beeinflussen. Üblicherweise wird dem Netz die maximal verfügbare Leistung zugeführt (Windkraft, Photovoltaik) bzw. die Leistung wird von einer lokalen Steuerung vorgegeben (Kraft-Wärme-Kopplung). Die dem Netz zugeführte Leistung variiert mit der Zeit (z.B. in Abhängigkeit von Windstärke/Sonneneinstrahlung/Temperatur). Um die Netzspannung bezüglich Amplitude und Frequenz konstant zu halten, ist eine kontinuierliche Anpassung der Kraftwerksleistung durch das Energieversorgungsunternehmen notwendig. Dies hat oftmals eine Verschlechterung des Wirkungsgrads zur Folge, wenn Kraftwerke im Teillastbereich betrieben werden.

Eine Ausregelung durch das Energieversorgungsunternehmen ist nicht notwendig, wenn die Abgabeleistung der dezentralen Energieerzeuger an den Leistungsbedarf des Netzes angepasst wird. In diesem Fall können die dezentralen Energieerzeuger ebenfalls zum Ausgleich von Lastschwankungen beitragen. Die Kraft-Wärme-Kopplung über Brennstoffzellen ist hierfür besonders geeignet, da hier die Nennleistung unabhängig von äußeren Faktoren wie etwa Windstärke oder Sonneneinstrahlung zu jedem Zeitpunkt verfügbar ist; Abweichungen der momentan erzeugten Wärmemenge von dem für die Regelung der Heizleistung erforderlichen Wert können mit einem Wärmespeicher ausgeglichen werden.

Mit einer geeigneten Wechselrichterstruktur ist es ebenfalls möglich, dem Netz Blindleistung zuzuführen oder durch eine Anpassung der Form des eingespeisten Stromes die Netzspannungsform zu verbessern. Voraussetzung hierfür ist eine flexible Stromregelung und ein Energiespeicher (z.B. Kapazitäten im Spannungszwischenkreis), der die erforderlichen Grundschwingungs- bzw. Verzerrungsblindleistungen zur Verfügung stellt.

Für eine systematische Einflußnahme auf das Netz in Form eines virtuellen Kraftwerks ist eine Koordination der einzelnen dezentralen Energieerzeuger notwendig. Diese kann durch die Kommunikation mit einer übergeordneten zentralen Steuerung des Energieversorgungsunternehmens oder durch die Implementation eines geeigneten Regelungsschemas in den einzelnen dezentralen Energieerzeugern erfolgen.

4.5.1 Struktur

Die **Abbildungen 4.29** bzw. **4.30** zeigen die Struktur, in der die Netzgrößen verarbeitet werden. Die zu regelnden Größen sind die Netzspannung (in Form der Grundschwingungsamplitude $U_{Netz,0^\circ}(k=1)$ ³³), die Netzfrequenz f_{Netz} und die in Form der Oberschwingungsamplituden $U_{Netz}(k=2..N)$ dargestellte Netzspannungsform. Die steuerbaren Größen sind die abgegebene Wirk- bzw. Blindleistung P_{soll} bzw. Q_{soll} und die durch das Stromspektrum $I_{soll}(k=2..N)$ definierte Form des Kompensationsstroms.

Ist eine übergeordnete Steuerung vorhanden, gibt diese aufgrund der zurückgemeldeten Istwerte der Regelgrößen Sollwerte für die Steuergrößen vor. Ohne übergeordnete Steuerung sind entsprechende Steuerungs- bzw. Regelungsfunktionen in die Signalprozessorsteuerung des Wechselrichters integriert.

³³da sich die Phasenlage auf den Nulldurchgang bezieht, ist für die Grundschwingung ein 90°-Anteil nicht vorhanden

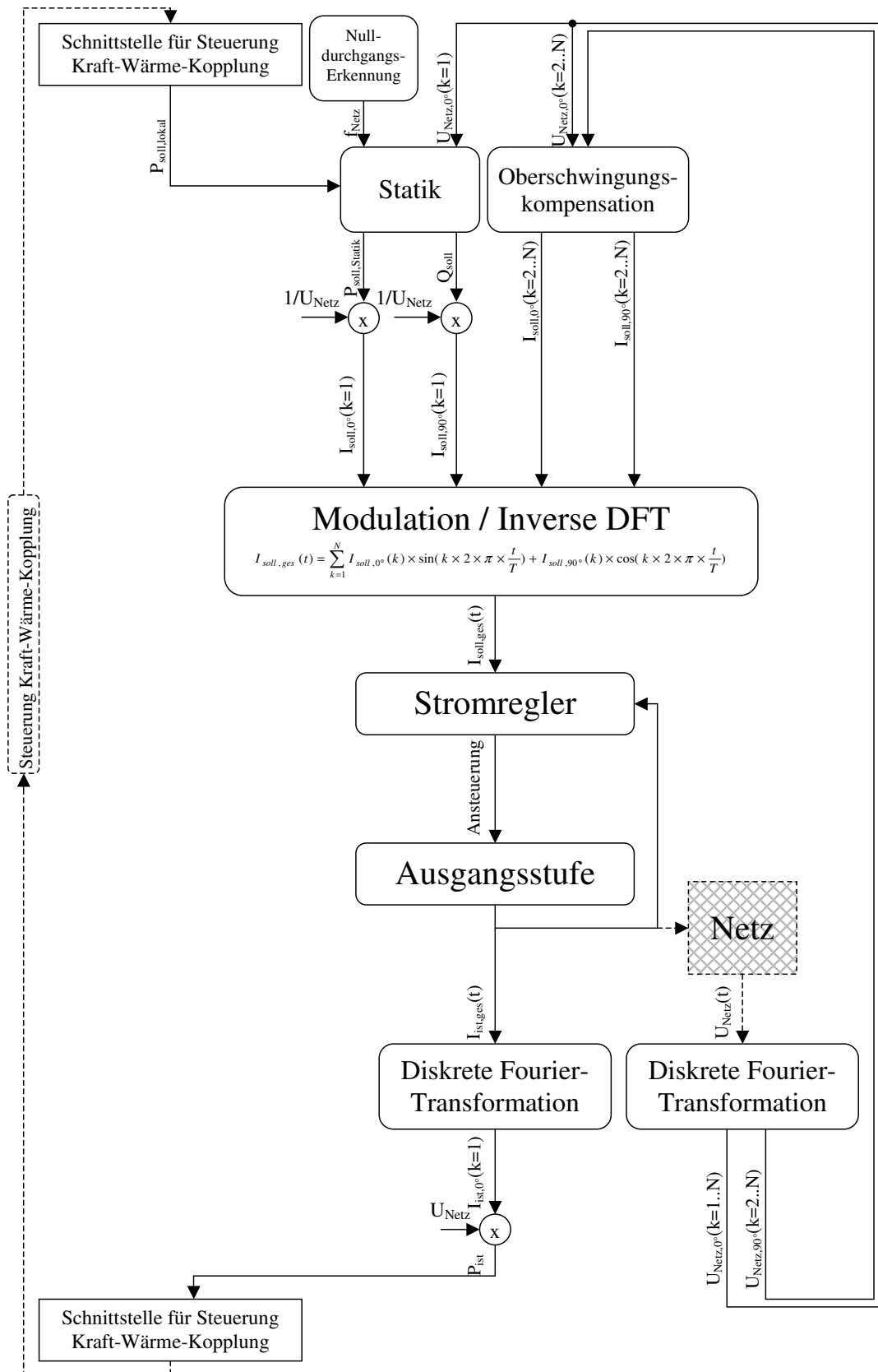


Abbildung 4.29: Strukturübersicht ohne übergeordnete Steuerung

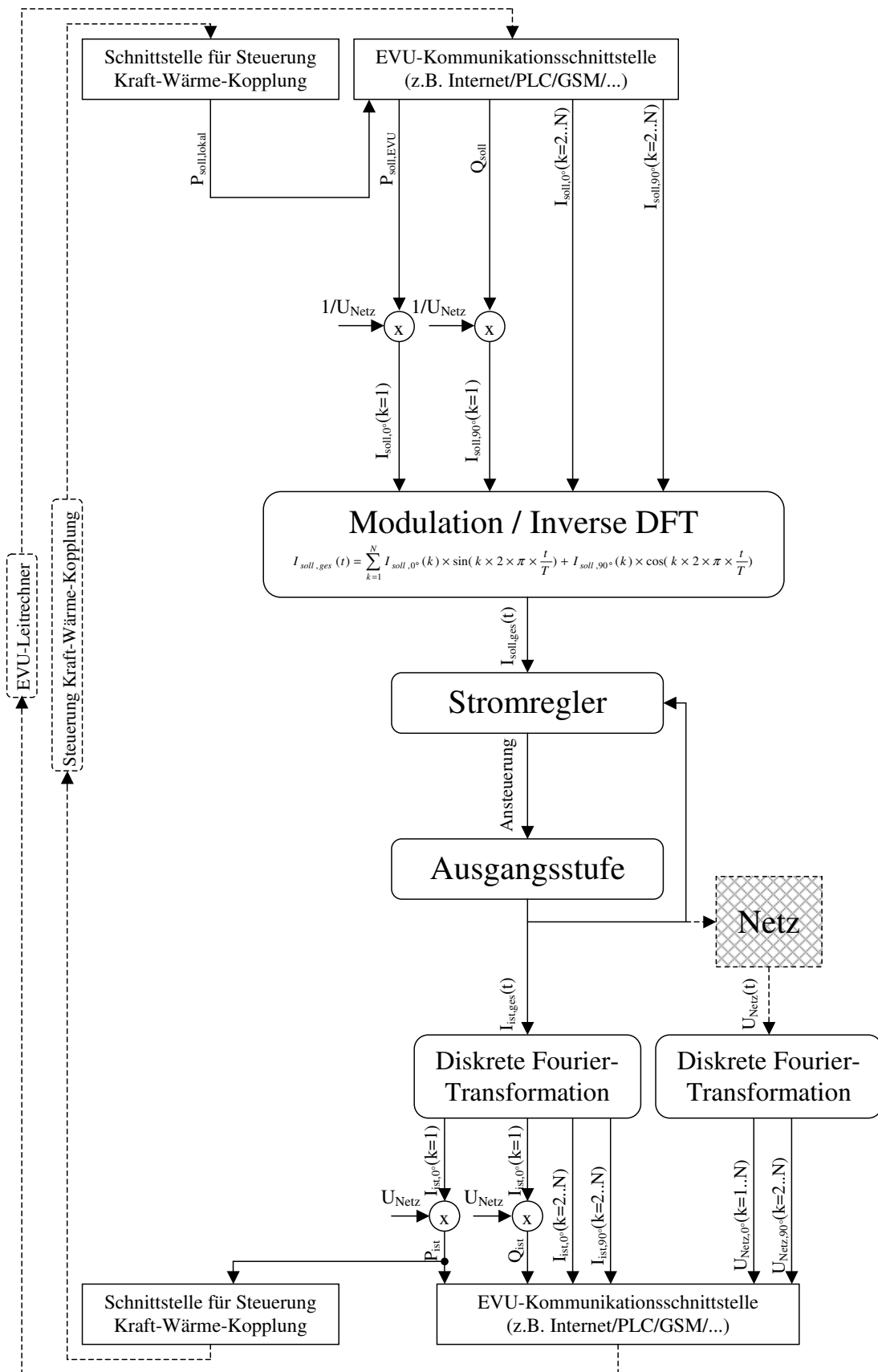


Abbildung 4.30: Strukturübersicht mit übergeordneter Steuerung

Die Anbindung an eine übergeordnete Steuerung erfordert eine Datenverbindung zwischen den dezentralen Wechselrichtern und dem Leitrechner des Energieversorgungsunternehmens, über die der Leitrechner Sollwerte für die Wechselrichter vorgibt. Ist die Datenverbindung bidirektional (Internet, Powerline Communication, Mobilfunk), können die Wechselrichter Istwerte an den Leitrechner zurückmelden, so dass ein Regelkreis entsteht. Bei einer unidirektionalen Kommunikation (Rundsteuerung, Funk-Rundsteuerung) ist lediglich eine Steuerung möglich.

Tabelle 4.2: Schnittstelle für virtuelles Kraftwerk - Eingangsdaten

Bezeichnung	Typ	Einstellbereich	Beschreibung
$P_{soll, EVU}$	Word	0% - 100%	Wirkleistungs-Sollwert
Q_{soll}	Word	-100% - +100%	Grundschiwungsblindleistungs-Sollwert
$I_{soll, 0^\circ} (k = 2..N), I_{soll, 90^\circ} (k = 2..N)$	Word	-100% - +100%	Oberschwingungskompensationsstrom-Sollwerte
<i>Netztrennung</i>	Bit	Aus / Ein	Auslösen einer Netztrennung durch EVU

Die Signalprozessorsteuerung des Wechselrichters stellt einer übergeordneten Steuerung die in **Tabelle 4.2** dargestellte Schnittstelle zur Verfügung. Die Steuerung der Wirk- und Blindleistung ermöglicht eine Spannungs- und Frequenzregelung; für eine Korrektur der Netzspannungsform wird das Frequenzspektrum des Kompensationsstroms vorgegeben. Zusätzlich zur eigenständigen Netzausfallerkennung durch den Wechselrichter (siehe Kapitel 4.4) besteht ebenfalls die Möglichkeit, über einen Steuerbefehl eine Netztrennung auszulösen; diese Funktion kann z.B. vor der Durchführung von Wartungsarbeiten am Netz genutzt werden.

Tabelle 4.3: Schnittstelle für virtuelles Kraftwerk - Ausgangsdaten

Bezeichnung	Typ	Wertebereich	Beschreibung
$P_{soll, lokal}$	Word	0% - 100%	Wirkleistungs-Sollwert der KWK-Steuerung
P_{ist}	Word	0% - 100%	Wirkleistungs-Istwert
Q_{ist}	Word	-100% - +100%	Grundschiwungsblindleistungs-Istwert
$I_{ist, 0^\circ} (k = 2..N), I_{ist, 90^\circ} (k = 2..N)$	Word	-100% - +100%	Oberschwingungskompensationsstrom-Istwerte
$U_{Netz, 0^\circ} (k = 1..N), U_{Netz, 90^\circ} (k = 2..N)$	Word	-400V - +400V	Netzspannungsspektrum
<i>Netzstatus</i>	Bit	Getrennt / Aufgeschaltet	Status der Netzankopplung

Bei einer bidirektionalen Kommunikationsverbindung erfolgt eine Rückmeldung der in **Tabelle 4.3** gezeigten Größen. Der von einer lokalen Steuerung für die Kraft-Wärme-Kopplung geforderte Wirkleistungswert wird zur Berücksichtigung bei der Bestimmung des Wirkleistungs-Sollwertes an das EVU übertragen. Die Istwerte von Wirk- und Blindleistung sowie die Istwerte des Kompensationsstrom-Spektrums ermöglichen dem EVU die Erkennung einer Stellgrößenbegrenzung durch den Stromregler des Wechselrichters. Die lokale Netzspannungsform und Amplitude lässt sich anhand des Netzspannungsspektrums bestimmen. Weiterhin wird der Status der Netzankopplung des Wechselrichters zurückgemeldet.

Wird eine Impedanzmessung zur Netzausfallerkennung eingesetzt, ist ggfs. eine Rückmeldung des Netzimpedanz-Messwertes an das EVU von Interesse. Wenn für die Netzausfallerkennung keine Impedanzmessung eingesetzt wird, besteht bei Bedarf die Möglichkeit, die Schnittstelle zum EVU um ein Steuerkommando für die Auslösung einer Netzimpedanzmessung zu erweitern.

Ohne übergeordnete Steuerung werden die Sollwerte für Wirk- und Blindleistung und das Frequenzspektrum des Stroms eigenständig durch den Wechselrichter bestimmt. Einem übergeordneten Steuerungssystem des Energieversorgungsunternehmens stehen neben den vom Wechselrichter zurückgemeldeten Istwerten typischerweise weitere Mess- und Berechnungswerte zur Verfügung. Im Gegensatz hierzu kann der Wechselrichter den momentanen Zustand des Netzes lediglich anhand von Amplitude, Frequenz und Form der lokalen Netzspannung beurteilen.

Dies hat ggfs. eine ungleichmäßige Auslastung der dezentralen Energieerzeuger zur Folge, wenn z.B. der Spannungsabfall innerhalb eines Netzsegmentes zu einer Verschiebung der Betriebspunkte der dezentralen Energieerzeuger (in Abhängigkeit von ihrer Entfernung zur Ortnetzstation) führt.

Auch wenn keine übergeordnete Steuerung durch das Energieversorgungsunternehmen zur Verfügung gestellt wird, besteht die Möglichkeit, die einzelnen dezentralen Energieerzeuger im Netzsegment bezüglich ihrer Betriebspunkte zu koordinieren. Voraussetzung hierfür ist, dass eine Kommunikationsverbindung zwischen den einzelnen Energieerzeugungsanlagen besteht. Die Kommunikation kann z.B. über das Stromversorgungsnetz (Powerline Communication) oder über eine Funkanwendung mit begrenzter Reichweite (z.B. in einem frei nutzbaren Frequenzbereich) erfolgen.

Mit einem Austausch der Spannungsmesswerte zwischen den einzelnen dezentralen Energieerzeugern und einer Ausregelung die auf der resultierenden mittleren Spannung basiert, wird eine gleichmäßige Auslastung der einzelnen Energieerzeugungsanlagen im Netzsegment sichergestellt.

4.5.2 Leistungsregelung

Wirkleistungs-Spitzenlastausgleich

Da sich die Wirkleistungsaufnahme der Verbraucher im öffentlichen Netz u.A. abhängig von Jahreszeit und Tageszeit ändert, ist eine Nachführung der Kraftwerksleistung notwendig. Schnellere Laständerungen können nur durch Spitzenlastkraftwerke ausgeglichen werden, bei denen eine Änderung der abgegebenen Leistung innerhalb eines kurzen Zeitraums möglich ist. Im Vergleich zu Kraftwerken für die Grundlastabdeckung verfügen Spitzenlastkraftwerke jedoch über einen niedrigeren Wirkungsgrad.

Im Gegensatz zur regenerativen Energieerzeugung über Windkraft oder Photovoltaik, bei der die abgegebene Wirkleistung durch Umgebungsbedingungen (Tageszeit, Wetter) vorgegeben ist, besteht bei dezentralen Energieerzeugungsanlagen mit Kraft-Wärme-Kopplung die Möglichkeit, die Wirkleistungsabgabe zur Kompensation von Lastspitzen zu variieren:

Die abzugebende Wirkleistung wird im Normalfall direkt aus der geforderten Heizleistung für die Kraft-Wärme-Kopplung bestimmt. Um zur Leistungsregelung des Netzes beizutragen, wird der Wirkleistungswert variiert. Eine übergeordnete Regelung der Heizleistung wird dieser Abweichung entgegenwirken. Durch eine Erhöhung der Zeitkonstante dieser Regelung wird im zeitlichen Mittel die geforderte Heizleistung eingehalten, während im Sekunden- bis Minutenbereich eine Regelung der an das Netz abgegebenen Leistung Lastspitzen entgegenwirkt.

Blindleistungs-Kompensation

Da für den Spannungsabfall über einer Impedanz nur der geführte Strom und nicht die momentane Netzspannung von Bedeutung ist, führt auch die Blindstromaufnahme eines Verbrauchers zu einem Spannungsabfall am ohmschen Anteil der Impedanzen von Leitungen und Transformatoren. Da sich dieser Spannungsabfall in Phase mit dem geführten Strom befindet, wird somit Wirkleistung aufgenommen. Dies führt zu einer erhöhten Erwärmung und verringert den Gesamtwirkungsgrad.

Bei Transformatoren bewirkt die Erhöhung des Scheinstroms durch einen Blindstromanteil eine stärkere Ummagnetisierung des Kerns, so dass eine Überdimensionierung des Transformators notwendig wird.

Mit einer Blindleistungsabgabe können dezentrale Energieerzeuger die von Verbrauchern hervorgerufenen Blindströme in der Nähe ihrer Quelle kompensieren, so dass die Belastung der Netzbetriebsmittel sinkt und eine Erhöhung des Wirkungsgrads erreicht wird:

Durch die Vorgabe eines um 90° zur Netzspannung verschobenen Stromverlaufes besteht die Möglichkeit, kapazitive oder induktive Blindleistung zur Verfügung zu stellen. Hierbei wird die elektrische Energie zyklisch dem Netz entnommen bzw. an das Netz zurückgegeben. Da die Energie lediglich im Zwischenkreis gespeichert wird, hat die Blindleistungserzeugung keinen nennenswerten Einfluß³⁴ auf die aus der Brennstoffzelle aufgenommene Wirkleistung.

Größe und Art der Blindleistung sind unabhängig von der aktuellen Wirkleistung frei wählbar (solange die maximal zulässige Scheinleistung nicht überschritten wird): Es ist neben der reinen Wirkleistungserzeugung auch eine ausschliessliche Erzeugung von Blindleistung möglich; ebenfalls können Wirkleistung und kapazitive oder induktive Blindleistung kombiniert werden (siehe **Abbildung 4.31**).

³⁴ U_{DC} -Regler gleicht durch den Blindstrom verursachte Verlustleistung mit erhöhter Wirkleistungsaufnahme aus

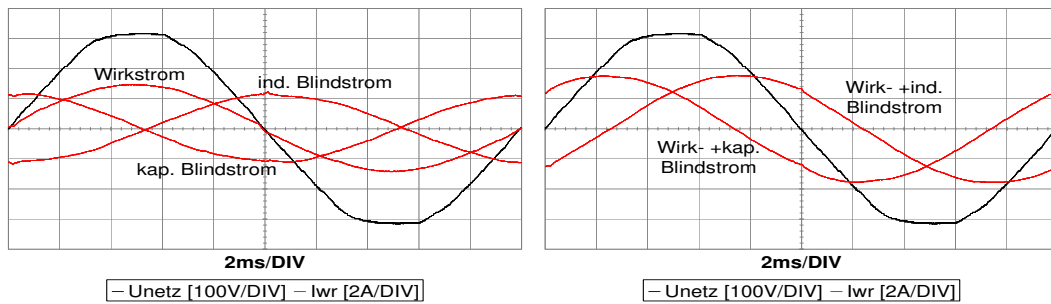


Abbildung 4.31: Zeitverlauf von U_{Netz} und I_{WR} bei ausschliesslicher Wirk- oder Blindleistungserzeugung (links) und bei Kombination von Wirk- und Blindleistung

Funktionsweise der Leistungsregelung

Ist der Wechselrichter im Rahmen des virtuellen Kraftwerks an eine übergeordnete Steuerung durch das EVU angebunden, werden Wirkleistungs- und Blindleistungswert von dieser Steuerung vorgegeben. Hierzu werden die Amplitude der lokalen Netzspannung und die für die Kraft-Wärme-Kopplung geforderte Wirkleistung an diese Steuerung übertragen.

Ohne eine übergeordnete Steuerung bestimmt der Wechselrichter eigenständig die Sollwerte für Wirkleistung P und Blindleistung Q über eine Spannungs- und Frequenzstatik unter Berücksichtigung der geforderten Heizleistung. Hierfür wird die Amplitude der lokalen Netzspannung U und die Netzfrequenz f in Bezug auf eine Abweichung von den Nenngrößen U_0 bzw. f_0 ausgewertet.

Spannungs-/Frequenzstatik

Die Spannungs- und Frequenzstatik stellt einen Zusammenhang zwischen den gemessenen Abweichungen $U - U_0$ und $f - f_0$ und den abzugebenden Wirk- und Blindleistungen P und Q her. Hierbei ist das Ziel, mittels einer Anpassung der abgegebenen Wirk- und Blindleistung einer Abweichung von den Nennwerten U_0 bzw. f_0 entgegenzuwirken.

Der Einfluß der abgegebenen bzw. aufgenommenen Wirk- bzw. Blindleistung auf die Amplitude und die Frequenz der Netzspannung kann anhand des Spannungsabfalls an der Netzimpedanz erklärt werden:

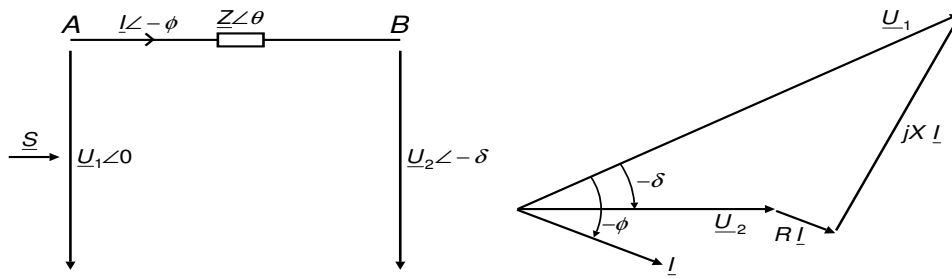


Abbildung 4.32: Schaltbild und Zeigerdiagramm des Spannungsabfalls zwischen Erzeuger und Verbraucher

Aus **Abbildung 4.32** lässt sich der folgende Zusammenhang zwischen der Leistungsaufnahme und

dem Spannungsabfall an der Netzimpedanz ableiten:

$$P + jQ = \underline{S} = \underline{U}_1 \underline{I}^* = \underline{U}_1 \left(\frac{\underline{U}_1 - \underline{U}_2}{\underline{Z}} \right)^* = U_1 \left(\frac{U_1 - U_2 e^{j\delta}}{Z e^{-j\theta}} \right) = \frac{U_1^2}{Z} e^{j\theta} - \frac{U_1 U_2}{Z} e^{j(\theta+\delta)} \quad (4.11)$$

Für eine Zuordnung der Wirk- und Blindleistungskomponenten zum ohmschen bzw. induktiven Anteil der Impedanz ($Z e^{j\theta} = R + jX$) wird die komplexe Scheinleistung in ihre Komponenten zerlegt:

$$\begin{aligned} P &= \frac{U_1^2}{Z} \cos\theta - \frac{U_1 U_2}{Z} \cos(\theta + \delta) = \frac{U_1}{R^2 + X^2} [R(U_1 - U_2 \cos\delta) + XU_2 \sin\delta] \\ Q &= \frac{U_1^2}{Z} \sin\theta - \frac{U_1 U_2}{Z} \sin(\theta + \delta) = \frac{U_1}{R^2 + X^2} [-RU_2 \sin\delta + X(U_1 - U_2 \cos\delta)] \end{aligned} \quad (4.12)$$

Eine Umstellung der Gleichung stellt die Netzspannung am Ort des Verbrauchers in Abhängigkeit von der Netzimpedanz und der aufgenommenen Leistung dar. Eine Vereinfachung ergibt sich für kleine Werte von δ durch $\sin\delta \approx \delta$ bzw. $\cos\delta \approx 1$.

$$\begin{aligned} U_1 - U_2 \cos\delta &= \frac{RP + XQ}{U_1} &\Rightarrow & U_1 - U_2 \approx \frac{RP + XQ}{U_1} &\Rightarrow & U_2 \approx U_1 - \frac{RP + XQ}{U_1} \\ U_2 \sin\delta &= \frac{XP - RQ}{U_1} &\Rightarrow & U_2 \delta \approx \frac{XP - RQ}{U_1} &\Rightarrow & \delta \approx \frac{XP - RQ}{U_1 U_2} \end{aligned} \quad (4.13)$$

Während die Änderung der Netzspannungsamplitude (hier: U_2) direkt als Abweichung vom Spannungsnennwert erkannt werden kann, lässt sich die Phasenverschiebung δ indirekt anhand der resultierenden Frequenzabweichung von der Nennfrequenz erkennen.

Für die Spannungs-/Frequenzstatik werden die Stellgrößen Wirkleistung P und Blindleistung Q über eine Koeffizientenmatrix mit der Abweichung der Regelgrößen Netzfrequenz f und Netzspannungsamplitude U von den Nenngrößen f_0 bzw. U_0 verknüpft. Der für die Kraft-Wärme-Kopplung geforderte Wirkleistungswert wird hierbei durch den für die Leistungsregelung als konstant angenommenen³⁵ Offset P_0 berücksichtigt:

$$\begin{pmatrix} P \\ Q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P_0 \\ 0 \end{pmatrix} - \begin{bmatrix} k_{f,P} & k_{U,P} \\ -k_{f,Q} & k_{U,Q} \end{bmatrix} \times \begin{pmatrix} f - f_0 \\ U - U_0 \end{pmatrix} \quad (4.14)$$

Abhängig von der Phasenlage $\theta = \arctan(X/R)$ der Netzimpedanz $\underline{Z} = R + jX$ ergeben sich unterschiedliche Zusammenhänge zwischen den Regelgrößen Netzspannung U bzw. Netzfrequenz f und den Stellgrößen Wirkleistung P und Blindleistung Q (siehe **Abbildung 4.33**). Die Koeffizienten werden daher abhängig von der Phasenlage θ skaliert:

$$\begin{bmatrix} k_{f,P} & k_{U,P} \\ -k_{f,Q} & k_{U,Q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_f \times \sin\theta & k_U \times \cos\theta \\ -k_f \times \cos\theta & k_U \times \sin\theta \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

³⁵aufgrund der größeren Zeitkonstante der Heizleistungsregelung im Vergleich zur Netz-Leistungsregelung

Es ergeben sich somit in Abhängigkeit von der Phasenlage der Netzimpedanz unterschiedliche Vereinfachungen der Koeffizientenmatrix:

$$\begin{array}{lll}
 \text{für } R \ll X : & \text{für } R \approx X : & \text{für } R \gg X : \\
 \begin{bmatrix} k_f & 0 \\ 0 & k_U \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} \frac{k_f}{\sqrt{2}} & \frac{k_U}{\sqrt{2}} \\ -\frac{k_f}{\sqrt{2}} & \frac{k_U}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 0 & k_U \\ -k_f & 0 \end{bmatrix}
 \end{array} \quad (4.16)$$

Bei einer stark induktiven Netzimpedanz ($R \ll X$) wird einem Netzfrequenzanstieg durch eine Wirkleistungsabsenkung entgegengewirkt (Verstärkungsfaktor k_f). Ein Anstieg der Netzspannung wird durch die Aufnahme von kapazitiver Blindleistung kompensiert (Verstärkungsfaktor k_U).

Im Gegensatz hierzu wird bei einer hauptsächlich ohmschen Netzimpedanz ($R \gg X$) ein Frequenzanstieg mit der Aufnahme von induktiver Blindleistung kompensiert (Verstärkungsfaktor k_f), während einer ansteigenden Netzspannung mit einer Wirkleistungsabsenkung entgegengewirkt wird (Verstärkungsfaktor k_U).

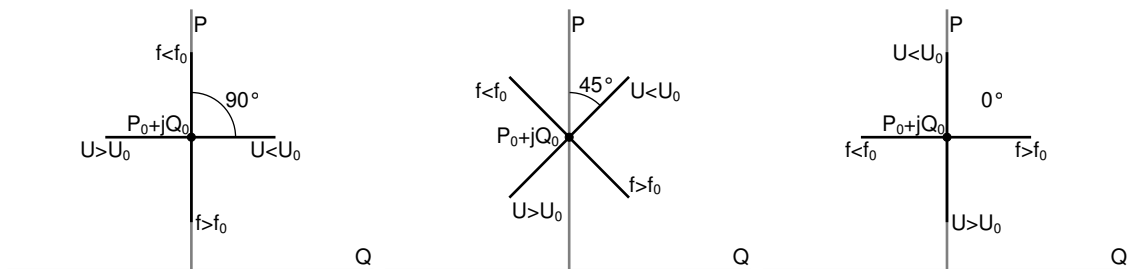


Abbildung 4.33: Zusammenhang zwischen P, Q und U, f in Abhängigkeit von der Netzimpedanz

Für den Fall einer ohmsch-induktiven Netzimpedanz ($R \approx X$) werden Frequenz- und Spannungsregelung zu gleichen Teilen über eine Änderung von Wirk- und Blindleistung ausgeführt. Bei betragsmäßig gleicher Netzimpedanz wird im Vergleich zu den anderen Phasenlagen die gleiche Verstärkung erreicht, wenn die Koeffizienten der orthogonalen Wirk- und Blindanteile mit dem Faktor $1/\sqrt{2}$ skaliert werden (siehe **Abbildung 4.34**).

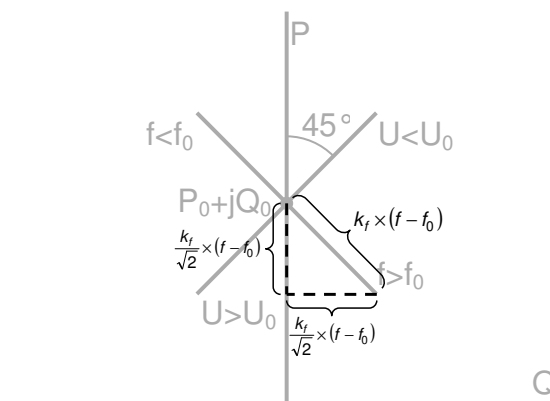


Abbildung 4.34: Zusammenhang zwischen P, Q und U, f bei $\theta = 45^\circ$

4.5.3 Oberschwingungskompensation

Einleitung

Eine Verzerrung der Netzspannungsform wird durch Schaltvorgänge oder Lasten mit nichtlinearer Strom-Spannungs-Kennlinie hervorgerufen. Schaltvorgänge wie z.B. das Zuschalten eines Verbrauchers sind transiente Vorgänge, die sich kurzzeitig und aperiodisch auf die Netzspannung auswirken. Die Verzerrung beinhaltet somit auch Frequenzanteile, die in keinem Zusammenhang mit der Netzfrequenz stehen (Zwischenharmonische).

Im Gegensatz hierzu wiederholt sich die Verzerrung der Spannungsform durch nichtlineare Lasten einheitlich für jede Netzperiode, d.h. die Verzerrung beinhaltet lediglich ganzzahlige Vielfache der Netzfrequenz (Harmonische).

Die Leistungsregelung über eine Schwingungspaketsteuerung stellt bezüglich der Auswirkungen auf die Netzspannung eine Zwischenstufe zwischen Schaltvorgang und nichtlinearer Last dar: Eine Last wie z.B. ein Heizgerät wird zur Regelung der mittleren aufgenommenen Wirkleistung über einen (leistungselektronischen) Schalter nach einem wiederkehrenden Muster für eine ganzzahlige Anzahl an Netzperioden auf das Netz aufgeschaltet und erneut vom Netz getrennt. Die resultierende Verzerrung beinhaltet somit Frequenzkomponenten unterhalb der Netzfrequenz (Subharmonische); die Grundfrequenz der Verzerrung ist hierbei von der Pulsmusterlänge des jeweiligen Verbrauchers abhängig.

Eine Korrektur der Netzspannungsform durch das Einprägen eines geeigneten Kompensationsstroms ist vor allem für die Kompensation der durch nichtlineare Lasten verursachten Harmonischen geeignet: Die mit der Netzfrequenz übereinstimmende Periodizität erleichtert die Erkennung und ihr zyklisches Auftreten ermöglicht die Kompensation z.B. in Form einer Regelschleife; im Vergleich zur Kompensation von Subharmonischen wird aufgrund der geringeren Zeitfläche ein kleinerer Energiespeicher zur Pufferung der Verzerrungsleistung (siehe **Abbildung 4.35**) benötigt.

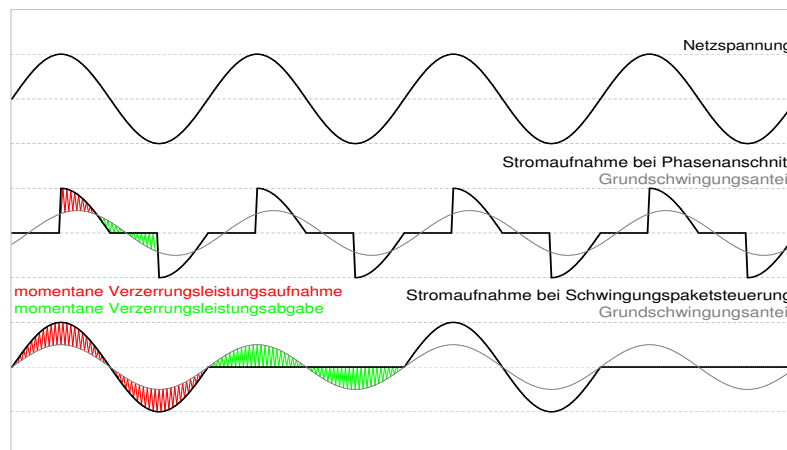


Abbildung 4.35: Verzerrungsleistung bei Phasenanschnitt/Schwingungspaketsteuerung (Beispiel)

Nichtlineare Lasten nehmen auch bei einer ideal sinusförmigen Netzspannung einen nichtsinusförmigen Strom auf. Die harmonischen Anteile des Laststroms führen zu Spannungsabfällen der entsprechenden Frequenzen über der Netzimpedanz. Die resultierenden Spannungsharmonischen sind im Zeitbereich als Verzerrung der Spannungsform zu erkennen.

Die Übertragung der Stromharmonischen belastet die Netzeinrichtungen: Ähnlich zum Grundschrwingungs-Blindstrom führen auch die Oberschwingungs-Blindströme z.B. in Transformatoren durch die resultierenden Spannungsabfälle zu einer erhöhten Verlustleistung, die eine gesteigerte Erwärmung der Einrichtungen hervorruft.

Hierbei wirken sich die Frequenzanteile des Stromes die einem ganzzahligen Vielfachen der dreifachen Grundschrwingung entsprechen, im Drehstromnetz besonders nachteilig aus: Bei diesen Frequenzen (z.B. 150Hz im 50Hz -Netz) sind die Stromverläufe der drei Phasen zueinander synchron. Dies führt bei der Überlagerung der Ströme im Nulleiter auch bei symmetrischen Lastströmen zu einer Addition auf das Dreifache des Aussenleiterstromes anstelle einer Kompensation zu Null wie bei anderen Frequenzen.

Die durch die Stromharmonischen hervorgerufene Verzerrung der Spannungsform stört die Funktion anderer Verbraucher, die auf eine saubere Sinusform angewiesen sind: Die Netzspannungsharmonischen führen zu erhöhter Verlustleistung (z.B. in Gerätetransformatoren) oder koppeln auf Signalgrößen über (z.B. in Audiogeräten).

Netzspannungs-Oberschwingungen werden vor allem von leistungselektronischen Lasten hervorgerufen, da ihre Nichtlinearität durch den gezielten Wechsel zwischen (näherungsweise) vollständig sperrendem und leitendem Zustand sehr stark ausgeprägt ist (im Vergleich zur hysteresebedingten Nichtlinearität von Transformatoren oder Motoren). Neben den z.B. in Dimmern eingesetzten Wechselstromstellern mit Phasenanschnitt (Stromverlauf für ohmsche Last siehe **Abbildung 4.35**) wirken sich aufgrund ihrer großen Verbreitung vor allem die Eingangsgleichrichter von Schaltnetzteilen auf die Netzspannungsform aus.

Kleine Gleichspannungen (für Computer, Unterhaltungselektronik, Steuereinheiten von Haushaltsgeräten etc.) werden zur Gewichts-, Volumen- und Kostenersparnis i.d.R. über Schaltnetzteile erzeugt: Ein einphasiger Eingangsgleichrichter lädt eine Pufferkapazität auf, der über eine selbstgeführte Wechselrichterstufe ein Pulsstrom entnommen wird. Der Pulsstrom wird zur Anpassung des Spannungspegels über einen Hochfrequenztransformator geführt; der resultierende Sekundärstrom des Transformators lädt über einen Gleichrichter eine weitere Pufferkapazität auf den gewünschten Gleichspannungswert auf.

Der Eingangsgleichrichter (typ. Diodenvollbrücke) entnimmt nur dann dem Netz einen Strom, wenn die momentane Netzspannung die Spannung an der Pufferkapazität überschreitet. Es entsteht somit eine pulsförmige Stromaufnahme (siehe **Abbildung 4.36**), die bei einer größeren Anzahl an Schaltnetzteilen zu einer Abflachung der Netzspannungsspitze führt.

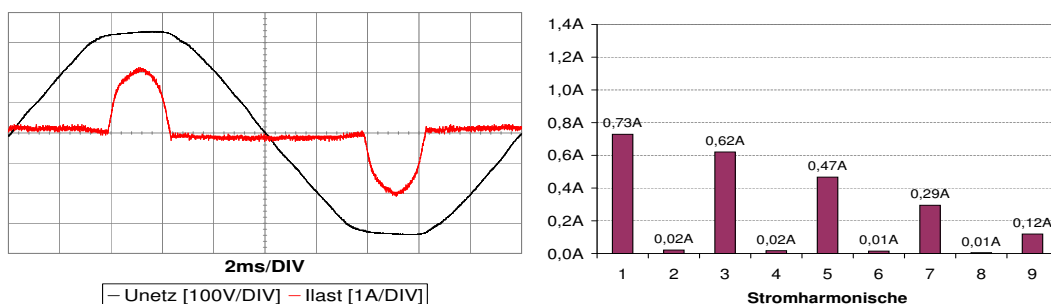


Abbildung 4.36: Zeitverlauf und Frequenzspektrum der Stromaufnahme eines Schaltnetzteils

Funktionsweise

Die nichtsinusförmige Stromaufnahme nichtlinearer Verbraucher wird anhand der veränderten Netzspannungsform erkannt und durch einen entsprechenden Kompensationsstrom ausgeglichen. Ebenso wie der Grundswingungs-Blindstrom wird auch der Kompensationsstrom lediglich zwischen Netz und Zwischenkreis übertragen, ohne dass der aus der Brennstoffzelle aufgenommene Eingangsstrom bezüglich Wirkanteil oder Welligkeit beeinflusst wird.

Abbildung 4.37 zeigt eine vereinfachte Darstellung der Quellen und Senken für Stromharmonische. Im industriellen Bereich eingesetzte Kompensationsanlagen bestimmen den Kompensationsstrom i.d.R. direkt aus den Stromharmonischen der nichtlinearen Lasten nach einer der folgenden Regelstrategien:

- Kompensationsstromharmonische entsprechen Laststromharmonischen

$$I_{WR}(k = 2..N) = I_{Lasten}(k = 2..N)$$
- Ausregelung der Summenstromharmonischen

$$I_{Summe}(k = 2..N) = 0$$

Diese Vorgehensweise hat für den Einsatz in Privathaushalten u.A. folgende Nachteile:

- Für die Messung des Summen- oder Laststroms sind Änderungen an der Hausinstallation notwendig.
- Bereits vorhandene Netzspannungsharmonische werden z.B. durch die überschwingungsbehaftete Stromaufnahme der Lasten benachbarter Häuser hervorgerufen. Diese Harmonischen werden nicht erkannt und somit nicht kompensiert.

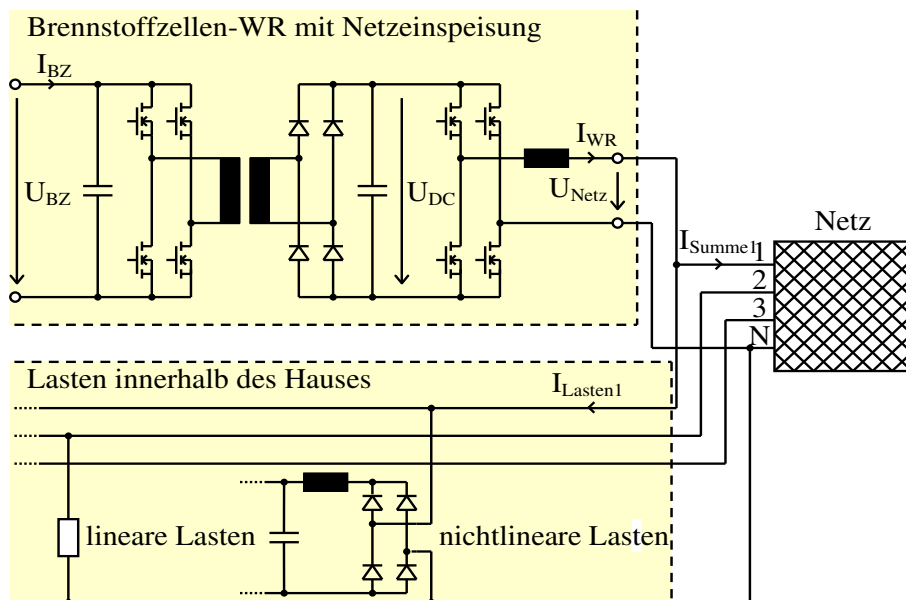


Abbildung 4.37: Vereinfachtes Schaltbild der Quellen und Senken für Stromharmonische

Die Auswertung des Netzspannungsverlaufs am Einspeisepunkt U_{Netz} für die Bestimmung des Kompensationsstroms I_{WR} ermöglicht eine Verbesserung der lokalen Netzspannungsform. Hierfür werden

die Netzspannungsharmonischen auf $U_{Netz}(k = 2..N) = 0$ ausgeregelt. Die Verbesserung der Netzspannungsform lässt sich auch mit einphasigen Wechselrichtern erreichen, sofern diese gleichmässig über die Phasen verteilt sind: Der einphasige Wechselrichter in einem Haus kompensiert ebenfalls die Stromharmonischen von nichtlinearen Lasten der Nachbarhäuser, in denen die Wechselrichter an den jeweils anderen Phasen angeschlossen sind.

Mit einer großen Anzahl an dezentralen Energieversorgungssystemen mit Oberschwingungskompensation wird eine gleichmäßige Verteilung von Verbrauchern und Erzeugern erreicht, mit der die nichtsinusförmigen Ströme in der Nähe ihrer Quelle kompensiert werden. Auf diese Weise wird die Netzspannungsform im gesamten Netz verbessert und die mit der Übertragung der Stromüberschwingungen im Netz verbundene Belastung der Betriebsmittel vermieden.

Der Kompensationsstrom wird im Frequenzbereich bestimmt. Auf diese Weise besteht eine direkte Kontrolle über die im Kompensationsstrom enthaltenen Frequenzanteile. Dies ist besonders für den Fall von Vorteil, dass bei einer zu geringen Anzahl an Kompensationsstrom-Erzeugern die Spannungsüberschwingungen nicht vollständig kompensiert werden können und der Kompensationsstrom zum Schutz des Gerätes begrenzt werden muss.

Das Frequenzspektrum der Netzspannungsform wird über eine diskrete Fourier-Transformation (DFT) berechnet. Da aufgrund der Bandbreitenbegrenzung durch das Ausgangsfilter und der typischen Ausprägung der Spannungsüberschwingungen im Netz nur eine begrenzte Zahl an ausgewählten Frequenzen von Interesse ist, wird ein Algorithmus (siehe Anhang 9.1) eingesetzt, der für diesen Fall über einen geringen Rechenzeitbedarf verfügt und - im Gegensatz zur "Fast Fourier Transformation" (FFT) - eine Anzahl an Zeitbereichswerten N zulässt, die nicht dem Zusammenhang $N = 2^n$ (n : natürliche Zahl) entspricht.

Ist der Wechselrichter im Rahmen des virtuellen Kraftwerks an eine übergeordnete Steuerung durch das EVU angebunden, wird das Spannungsspektrum zur Bestimmung der Kompensationsströme an diese Steuerung übertragen. Das zurückgesendete Stromspektrum wird zu einem Zeitverlauf moduliert und dem Sollwertverlauf der Stromregelung hinzugefügt:

$$I_{soll,ges}(t) = \sum_{k=1}^N I_{soll,0^\circ}(k) \times \sin(k \times 2\pi \times \frac{t}{T}) + I_{soll,90^\circ}(k) \times \cos(k \times 2\pi \times \frac{t}{T}) \quad (4.17)$$

Hierbei bezeichnet k die k -te Harmonische (die ersten N Harmonischen werden betrachtet). t repräsentiert den aktuellen Zeitpunkt innerhalb der Netzperiode T .

Ohne eine übergeordnete Steuerung bestimmt der Wechselrichter eigenständig die Kompensationsströme. Hierbei kann z.B. auf die Ergebnisse einer zur Netzausfallerkennung durchgeführten Netzimpedanzmessung zurückgegriffen werden.

Abbildung 4.38 zeigt die im Folgenden eingesetzte Regelstrategie zur Bestimmung der Kompensationsströme: Der harmonische Strom I_{harm} einer nichtlinearen Last führt zu einem Spannungsabfall U_{harm} an der Netzimpedanz Z .

Entsprechend der kartesischen Darstellung der Netzspannungs-Oberschwingungsamplituden U_{harm} werden die einzelnen Frequenzanteile des Kompensationsstroms I_{komp} komponentenweise erhöht, bis die entsprechenden Netzspannungskomponenten vollständig kompensiert sind oder vorgegebe-

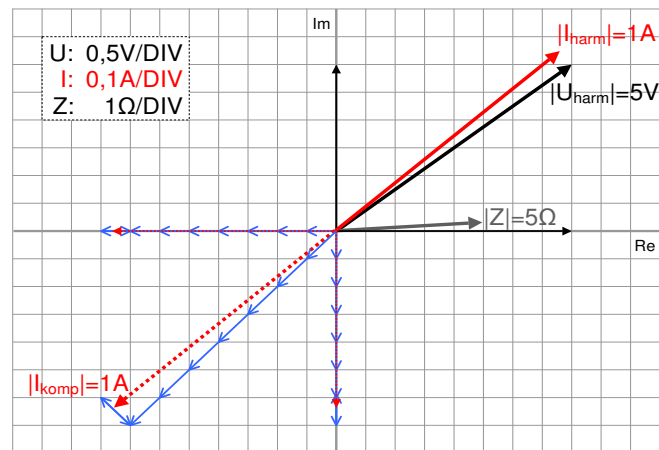


Abbildung 4.38: Regelungsstrategie zur Bestimmung des Kompensationsstroms

ne Maximalwerte für die Stromamplituden erreicht sind. Eine Überkompensation wird durch eine Verringerung der Stromkomponente bei einem Vorzeichenwechsel der Spannungskomponente vermieden.

Der Kompensationsstrom I_{komp} stellt sich somit ohne Messung des harmonischen Laststroms I_{harm} auf einen mit I_{harm} identischen Wert ein (mit entgegengesetzter Phasenlage).

Durch die komponentenweise Berechnung der Kompensationsströme in der kartesischen Darstellung entfällt die Berechnung der Phasenlagen der Netzspannungs-Oberschwingungen, bei der sich für kleine Oberschwingungsamplituden (z.B. bei nahezu vollständiger Kompensation) undefinierte Werte ergeben - **Beispiel:**

- Annahme: Mess- und Rechenabweichungen von *Realteil* und *Imaginärteil*: 0,1V
- Amplitude 5,8V, Phasenlage 0° : *Realteil* = $-0,1..+0,1V$, *Imaginärteil* = 5,7..5,9V
Berechnete Phasenlage variiert zwischen -1° und $+1^\circ$
- Amplitude 0,2V, Phasenlage 0° : *Realteil* = $-0,1..+0,1V$, *Imaginärteil* = 0,1..0,3V
Berechnete Phasenlage variiert zwischen -45° und $+45^\circ$
- Amplitude 0V, Phasenlage 0° : *Realteil* = $-0,1..+0,1V$, *Imaginärteil* = $-0,1..+0,1V$
Berechnete Phasenlage variiert zwischen -180° und $+180^\circ$

Wird die Phasenlage der Spannungsüberschwingung während der Kompensation kontinuierlich erneut berechnet und - um 180° verschoben - als Phasenlage für den Kompensationsstrom verwendet, ist die Regelung des Kompensationsstroms bei Erreichen kleiner Oberschwingungsspannungsamplituden instabil. Bei einer einmaligen Bestimmung der Phasenlage vor Beginn der Kompensation ist eine Anpassung an sich ändernde Phasenlagen der Oberschwingungen im Netz nicht möglich.

In der kartesischen Komponentendarstellung ist eine kontinuierliche Bestimmung der orthogonalen Komponenten und eine komponentenweise Anpassung der Kompensationsströme an die Spannungsüberschwingungen möglich: Schwankungen der Spannungskomponenten-Messwerte - auch um den Nullpunkt - führen bei dem beschriebenen Verfahren nur zu geringen Änderungen der Stromkomponenten.

Bei dem Betrieb eines einzelnen Kompensationsstrom-Erzeugers an einem Netz mit stark ausgeprägten Spannungsüberschwingungen werden die Kompensationsstrom-Komponenten bis zu ihren Maximalwerten erhöht während sich das Netzspannungsspektrum nur minimal verändert, da das Gerät die für eine stärkere Anhebung bzw. Absenkung der momentanen Netzspannung benötigten Ströme nicht zur Verfügung stellen kann.

Um für einen Funktionstest eine vollständige Oberschwingungskompensation zu ermöglichen, wird die Netzimpedanz am Einspeisepunkt des Wechselrichters durch die Vorschaltung eines ohmschen Widerstandes erhöht (**Abbildung 4.39**). Auf diese Weise führen dieselben Oberschwingungsströme zu einer stärkeren Anhebung bzw. Absenkung der Spannungsüberschwingungen, so dass diese vollständig ausgeglichen werden können. Zu beachten ist hierbei, dass die Spannungsanhebung ebenfalls für die Grundschwingung stattfindet, so dass bei Vorgabe eines größeren Wirk- oder Grundschwingungsblindstroms durch eine Anhebung der Spannungsgrundschwingung evtl. eine Netzüberspannungsabschaltung ausgelöst wird.

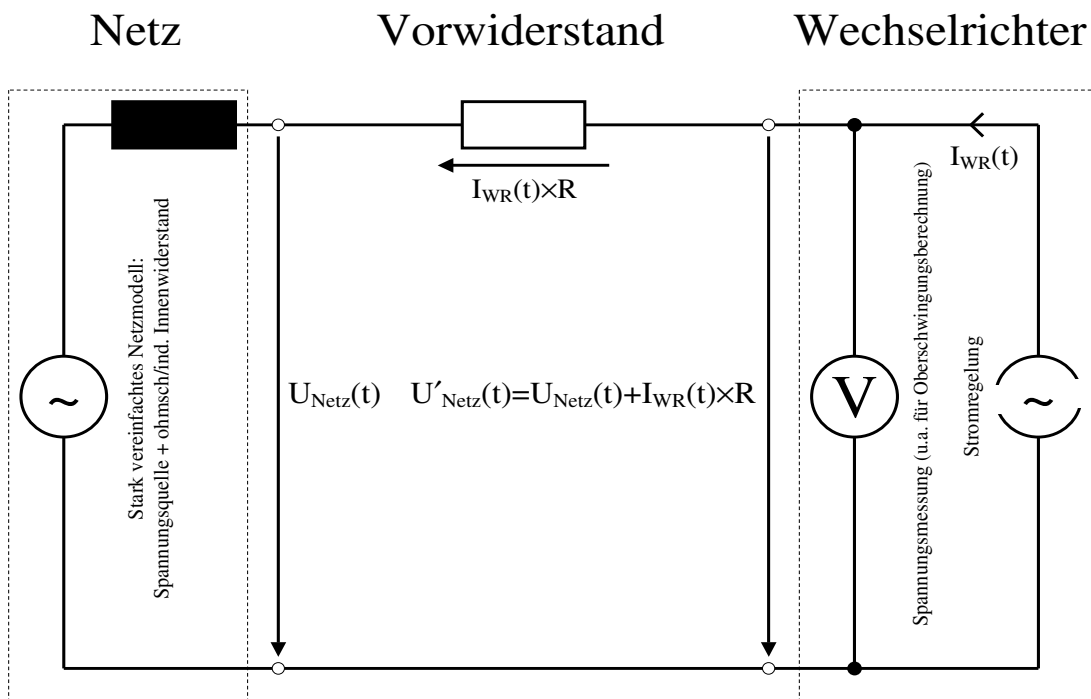


Abbildung 4.39: Ströme und Spannungsabfälle mit Vorwiderstand

Messungen

Abbildung 4.40 zeigt die Frequenzspektren von U_{Netz} und I_{WR} vor Beginn der Oberschwingungskompensation. Im Spannungsspektrum ist die typische starke Ausprägung der dritten, fünften und siebten Harmonischen zu erkennen. Das Frequenzspektrum des Stromes beinhaltet vor Beginn der Oberschwingungskompensation lediglich einen Grundschwingsanteil. Die minimal vorhandenen Oberschwingungsanteile des Stromes werden u.a. durch eine Verzerrung des Stromverlaufes während des Polaritätswechsels durch die Stromregelung hervorgerufen.

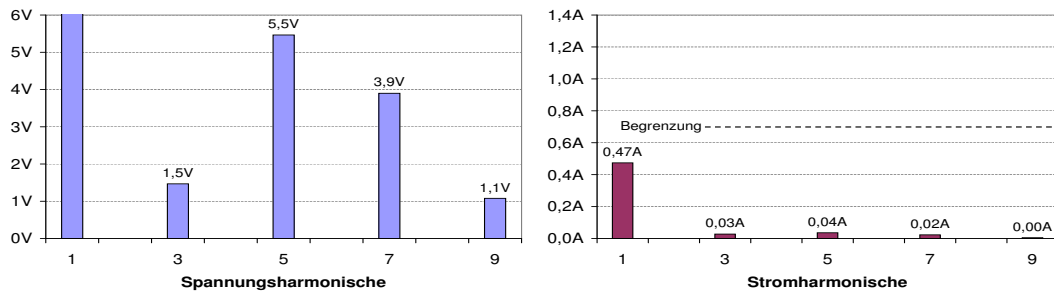


Abbildung 4.40: Frequenzspektren von U_{Netz} und I_{WR} ohne Oberschwingungskompensation

Wird die Oberschwingungskompensation aktiviert, erreichen die Kompensationsstromkomponenten den festgelegten Grenzwert, bevor die Netzspannungsharmonischen vollständig kompensiert sind (**Abbildung 4.41**).

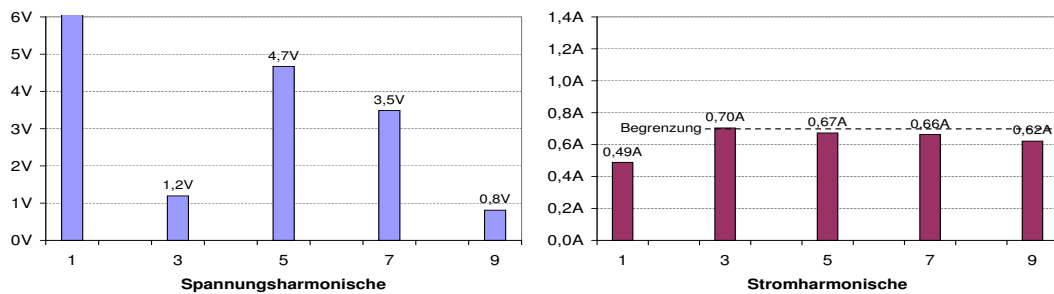


Abbildung 4.41: Frequenzspektren von U_{Netz} und I_{WR} mit Oberschwingungskompensation

Abbildung 4.42 zeigt die Zeitverläufe von U_{Netz} und I_{WR}^{36} vor Beginn der Oberschwingungskompensation. Der Verlauf der Netzspannung vor Beginn der Oberschwingungskompensation zeigt die typische Abflachung der Spannungsspitze; der Stromverlauf besteht bis auf einen durch die Stromregelung hervorgerufenen Verzerrungsanteil ausschliesslich aus einem Grundschwingungsanteil.

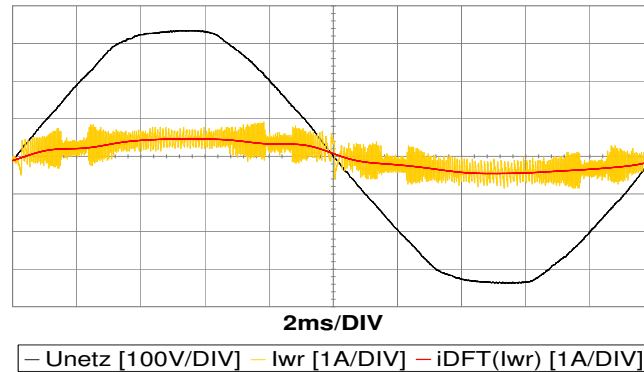


Abbildung 4.42: Zeitverlauf von U_{Netz} und I_{WR} ohne Oberschwingungskompensation

Ohne erhöhte Netzimpedanz führt die Oberschwingungskompensation nur zu einer geringen Änderung der Netzspannungsform, während der vom Wechselrichter eingespeiste Strom über einen großen Anteil an Harmonischen verfügt (siehe **Abbildung 4.43**).

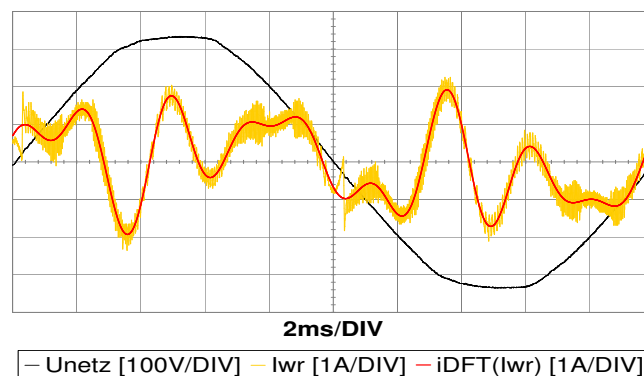


Abbildung 4.43: Zeitverlauf von U_{Netz} und I_{WR} mit Oberschwingungskompensation

³⁶ $iDFT(I_{WR})$: Inverse diskrete Fouriertransf. der 50-500Hz Stromkomponenten entfernt Verzerrung d. Stromregelung

Mit erhöhter Netzimpedanz zeigen sich nach Abschluß der Oberschwingungskompensation die in **Abbildung 4.44** dargestellten Frequenzspektren. Die Netzspannungsoberschwingungen sind nahezu vollständig kompensiert; minimale Oberschwingungsamplituden ergeben sich u.a. durch die Quantisierung der im Vergleich zur Grundschwingung sehr kleinen Oberschwingungsamplituden bei der Aufnahme des Frequenzspektrums durch den digitalen Signalprozessor des Wechselrichters und durch Verzerrungen der Stromform durch die während des Polaritätswechsels durch die Stromregelung hervorgerufenen Stromspitzen. Die Amplituden der Stromüberschwingungen stellen sich auf Werte unterhalb der Begrenzung I_{Lim} ein.

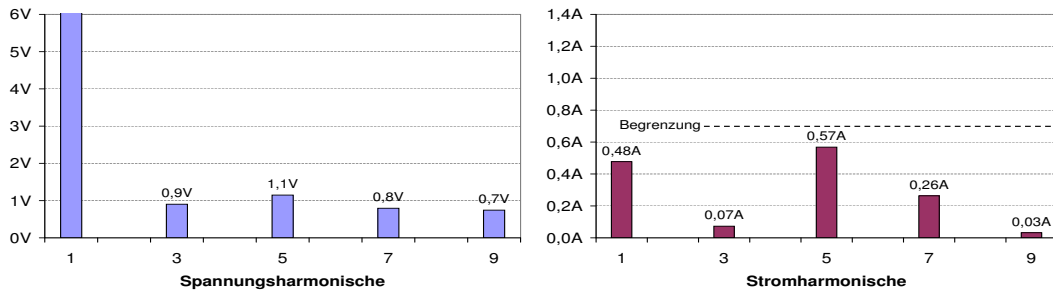


Abbildung 4.44: Frequenzspektren von U_{Netz} und I_{WR} mit Kompensation u. erhöhter Netzimpedanz

Mit erhöhter Netzimpedanz stellt sich nach Abschluß der Oberschwingungskompensation ein Stromverlauf ein, der aus den durch die Oberschwingungskompensation bestimmten Frequenzkomponenten besteht. Der Netzspannungsverlauf wird nahezu ausschliesslich durch die Grundschwingung bestimmt und entspricht damit näherungsweise der Idealform (siehe **Abbildung 4.45**).

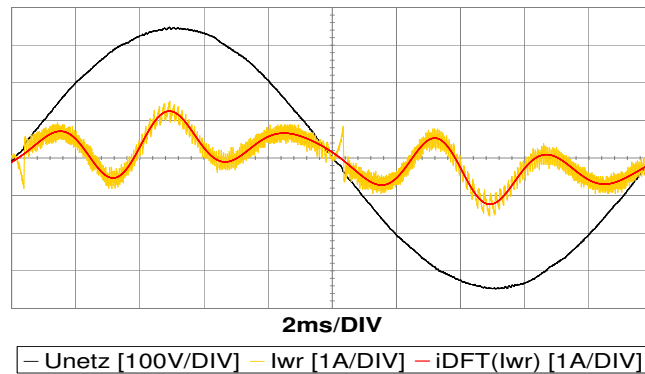


Abbildung 4.45: Zeitverlauf von U_{Netz} und I_{WR} mit Kompensation und erhöhter Netzimpedanz

5 Inselbetrieb

Unter bestimmten Bedingungen ist ein netzunabhängiger Betrieb (Inselbetrieb) des Wechselrichters von Interesse:

- **Dauerhafter netzunabhängiger Inselbetrieb**

Steht am Betriebsort des Wechselrichters kein Netzanschluß zur Verfügung, kann der Wechselrichter in einem netzunabhängigen Inselmodus betrieben werden. Hierzu wird der Wechselrichter anstelle des Netzes mit einem oder mehreren lokalen Verbrauchern verbunden. Der Wechselrichter gibt in diesem Modus einen festgelegten sinusförmigen Spannungsverlauf aus (spannungsgesteuerter Betrieb); der Ausgangsstrom ergibt sich durch die Impedanz der Verbraucher.

Der Leistungsbedarf der Verbraucher bestimmt somit die Wirkleistungsabgabe des Wechselrichters, so dass kein wärmegesteuerter Betrieb (effiziente Nutzung der Kraft-Wärme-Kopplung) möglich ist; ausserdem können (besonders beim Ein- und Ausschalten von Verbrauchern) Lastsprünge auftreten, die eine schnelle Nachführung der von der Brennstoffzelle abgegebenen Leistung erforderlich machen.

- **Temporärer Inselbetrieb bei Netzausfall**

Mit einem temporären Inselbetrieb können lokale Lasten bei einem Netzausfall weiterversorgt werden. Hierzu wird das in Kapitel 4.3 beschriebene Netzaufschaltrelais als Trennstelle genutzt, um nach einer Trennung der Wechselrichter-Ausgangsstufe vom Netz den spannungsgesteuerten Betrieb der lokalen Lasten zu realisieren:

Nach einer Trennung vom Netz - durch die Netzausfallerkennung oder manuell³⁷ ausgelöst - wird in den spannungsgesteuerten Inselbetrieb gewechselt. Der Inselbetrieb endet mit der automatisch (bei Netzurückkehr) oder manuell (zu einem späteren Zeitpunkt) ausgelösten Wiederaufschaltung.

Mit einer erforderlichen kurzen Versorgungsunterbrechung während des Wechsels zwischen Netz- und Inselbetrieb ergibt sich eine nahezu unterbrechungsfreie Stromversorgung (USV), die abhängig von der Beschaffenheit der Last (Reaktion auf Spannungseinbrüche) zur störungsfreien kontinuierlichen Versorgung geeignet ist.

³⁷bei einer angekündigten Netzabschaltung für die Durchführung von Wartungsarbeiten

5.1 Spannungssteuerung

Die Ausgangsbrücke wird im spannungsgesteuerten Inselbetrieb in denselben Schaltzuständen (siehe **Abbildung 5.1**) betrieben wie im stromgeregelten Netzbetrieb. Im Unterschied zum Netzbetrieb werden die Zeitpunkte für einen Wechsel zwischen den Zuständen nicht durch den Verlauf einer Regelgröße (wie z.B. dem Ausgangsstrom im Fall der stromgesteuerten Stromregelung), sondern durch einen festgelegten zeitlichen Ablauf bestimmt.

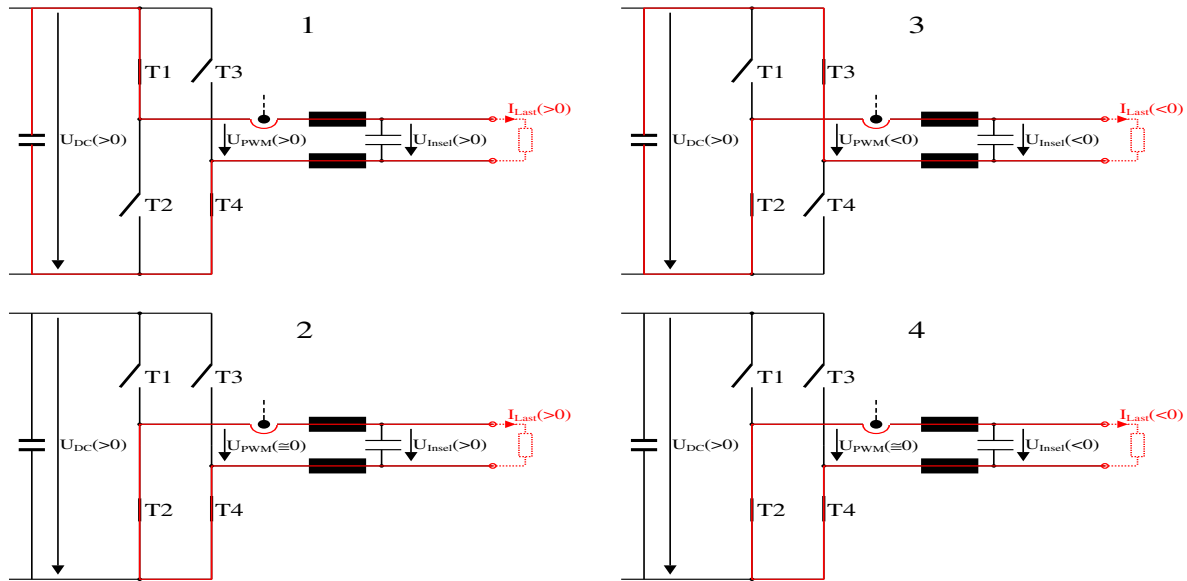
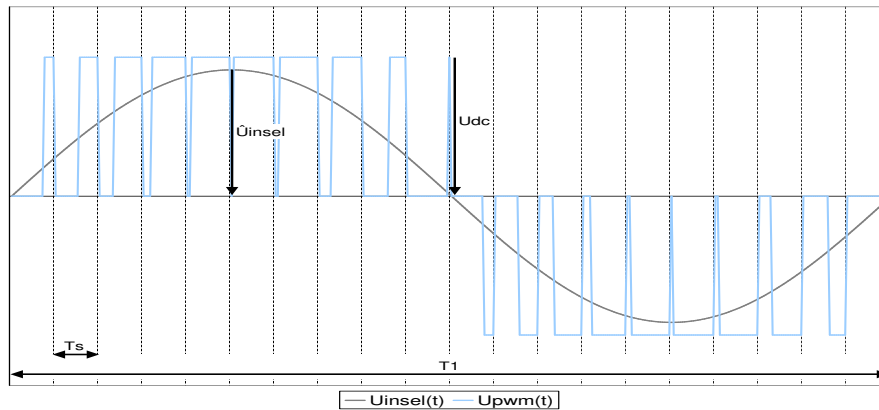


Abbildung 5.1: Schaltzustände der Ausgangsbrücke

Der zeitliche Ablauf der Schaltvorgänge wird in Form einer Pulsweitenmodulation realisiert. Mit festen Ausschaltzeitpunkten und variablen Einschaltzeitpunkten ergibt sich eine einstellbare Einschaltdauer t_{ein} bei einer konstanten Schaltfrequenz f_S ; mit der konstanten Schaltfrequenz entfällt im Gegensatz zum stromgeregelten Netzbetrieb die Notwendigkeit einer Frequenzüberwachung. Das Ausgangsfilter führt zu einer zeitlichen Mittelwertbildung des von der Ausgangsbrücke ausgehenden Rechteckspannungsmusters $U_{PWM}(t)$; an der Last stellt sich somit eine zur Einschaltdauer proportionale mittlere Ausgangsspannung U_{Insel} ein. Wird die Einschaltdauer mit einer Frequenz f_1 (Grundfrequenz) deutlich unterhalb der Grenzfrequenz des Filters variiert, ergibt sich ein Ausgangsspannungsverlauf $U_{Insel}(t)$ (siehe **Abbildung 5.2**).

Für den Inselbetrieb werden Schaltfrequenz f_S , Grundfrequenz f_1 und Ausgangsspannungsamplitude \hat{U}_{Insel} vorgegeben; die Zwischenkreisspannung U_{DC} wird aufgrund der Regelung durch die Eingangsstufe als konstant angesehen:

- Schaltfrequenz $f_S = 20\text{kHz} \rightarrow$ Schaltperiodendauer $T_S = 50\mu\text{s}$
- Grundfrequenz $f_1 = 50\text{Hz} \rightarrow$ Grundperiode $T_1 = 20\text{ms}$
- Zwischenkreisspannung $U_{DC} = 360\text{V}$
- Ausgangsspannungsamplitude $\hat{U}_{Insel} = \sqrt{2} \times 230\text{V}$


Abbildung 5.2: Prinzipieller Spannungsverlauf bei Pulsweitenmodulation

Die Einschaltdauer t_{ein} wird auf den Maximalwert $T_S \times \frac{\hat{U}_{Insel}}{U_{DC}}$ skaliert und mit $|\sin(2\pi \frac{t}{T_1})|$ moduliert. Der Betrag der Ausgangsspannung $|U_{Insel}(t)|$ pulsiert somit mit der doppelten Grundfrequenz $2f_1$ zwischen 0 und \hat{U}_{Insel} :

- Einschaltdauer $t_{ein}(t) = T_S \times \frac{\hat{U}_{Insel}}{U_{DC}} \times |\sin(2\pi \frac{t}{T_1})|$
- Betrag Ausgangsspannung $|U_{Insel}(t)| = U_{DC} \times \frac{t_{ein}(t)}{T_S} = \hat{U}_{Insel} \times |\sin(2\pi \frac{t}{T_1})|$

Die Polarität der Ausgangsspannung $U_{Insel}(t)$ wird durch einen Wechsel der aktiven Ausgangsbrücken-Diagonale zu den Zeitpunkten $t = 0$ und $t = \frac{T_1}{2}$ zwischen positiver und negativer Halbwelle umgeschaltet:

- Ausgangsspannung $U_{Insel}(t) = +U_{DC} \times \frac{t_{ein}(t)}{T_S} = +\hat{U}_{Insel} \times |\sin(2\pi \frac{t}{T_1})|$
für $t < \frac{T_1}{2}$ (pos. Halbwelle)
- Ausgangsspannung $U_{Insel}(t) = -U_{DC} \times \frac{t_{ein}(t)}{T_S} = -\hat{U}_{Insel} \times |\sin(2\pi \frac{t}{T_1})|$
für $t \geq \frac{T_1}{2}$ (neg. Halbwelle)

Abbildung 5.3 zeigt die Ausgangsspannung U_{Insel} und den Laststrom I_{Last} für die Belastung mit einem Wirkwiderstand (hier: 110Ω). Ausgangsspannung und Laststrom sind in diesem Fall in Phase und nahezu Oberschwingungsfrei.

Da die Ausgangsspannung auf einer Pulsweitenmodulation der Zwischenkreisspannung basiert, wird der Oberschwingungsgehalt der Ausgangsspannung durch die Welligkeit der Zwischenkreisspannung bestimmt. Die nichtlineare Stromaufnahme einer nichtlinearen Last ist gleichbedeutend mit einer Oberschwingungsbehafteten Stromentnahme aus dem Zwischenkreis, die eine Oberschwingungsbehaftete Welligkeit der Zwischenkreisspannung hervorruft.

Da die Welligkeit der Zwischenkreisspannung aufgrund der Forderung nach einer geringen Welligkeit des aus der Brennstoffzelle aufgenommenen Eingangsstroms nicht durch eine Erhöhung der Dynamik des Zwischenkreis-Ladereglers - d.h., einer Kompensation der Oberschwingungsbehafteten Stromentnahme aus dem Zwischenkreis durch einen Oberschwingungsbehafteten Ladestrom - ausgeglichen werden kann, stellt sich bei einer nichtlinearen Last u.U. ein Anstieg des Oberschwingungsgehalts der Ausgangsspannung ein.

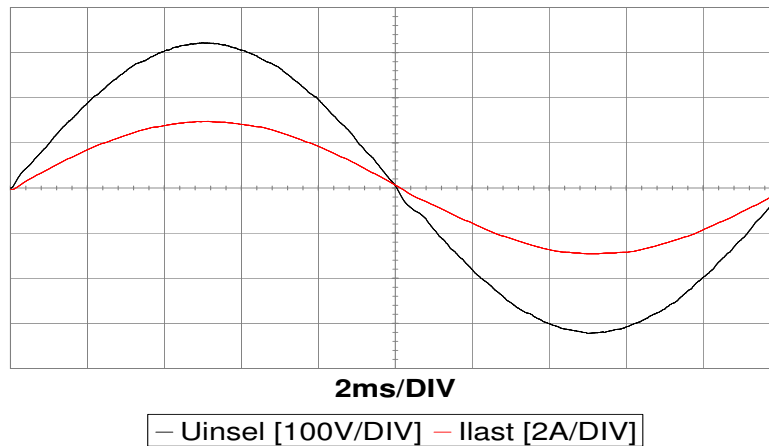


Abbildung 5.3: Zeitverlauf von U_{Insel} und I_{Last}

Die ausgegebene Inselnetzspannung beruht auf der Höhe der Zwischenkreisspannung. Daher führt eine Abweichung der Zwischenkreisspannung vom ihrem Nennwert zu einer abweichenden Ausgangsspannung. Wird bei der Berechnung der Einschaltdauer für die Pulsweitenmodulation der Ausgangsbrücke anstelle des konstanten Zwischenkreisspannungs-Nennwertes der momentane Zwischenkreisspannungs-Messwert eingesetzt ($t_{ein}(t) = T_S \times \frac{\hat{U}_{Insel}}{U_{DC, Ist}(t)} \times |\sin(2\pi \frac{t}{T_1})|$), so wird der Modulationsgrad des Sinusverlaufes an das aktuelle Zwischenkreisspannungs-Niveau angepasst. Die Welligkeit der Zwischenkreisspannung und Spannungsabweichungen bei Lastwechseln wirken sich somit nicht mehr auf die Ausgangsspannung aus; die Welligkeit bzw. Spannungsabweichung der Zwischenkreisspannung wird jedoch weiter verstärkt, da die Konstanthaltung der Ausgangsspannung ebenfalls einer Konstanthaltung der Leistungsabgabe entspricht.

Weiterhin ist bei einer Nachregelung des Modulationsgrades der zulässige Stellbereich zu beachten. Bei Nenn-Zwischenkreisspannung beträgt der Modulationsgrad $\frac{\hat{U}_{Insel}}{U_{DC}} = \frac{\sqrt{2} \times 230V}{360V} \approx 0,9$. Der maximale Modulationsgrad beträgt unter Beachtung der eingefügten Totzeit $T_{TZ} = 0,8\mu s$ bei einem Wechsel des Halbbrücken-Schaltzustandes $U_{DC} \times \frac{T_S - 2 \times T_{TZ}}{T_S} \approx 0,97$. Eine Ausregelung der Inselnetzspannung auf ihren Nennwert von $\sqrt{2} \times 230V$ ist somit nur für Zwischenkreisspannungen oberhalb von ca. $335V$ möglich.

Die Kompensation einer zu hohen Zwischenkreisspannung ist mit einer Verringerung des Modulationsgrades möglich. Bei einer digitalen Pulsweitenmodulation kann die Einschaltdauer nur in diskreten Zeitschritten³⁸ verändert werden (hier: 25ns). Ein Zeitschritt Δt_{ein} korrespondiert gemäß $U_{Insel}(t) = U_{DC} \times \frac{t_{ein}(t)}{T_S}$ mit einem Amplitudenschritt $\Delta U_{Insel} = U_{DC} \times \frac{\Delta t_{ein}}{T_S}$. Mit einer größeren Zwischenkreisspannung erhöht sich somit die Amplituden-Schrittweite und der Spannungsverlauf wird mit einer geringeren Genauigkeit nachgebildet. Da die Schrittweite proportional zur Zwischenkreisspannung ansteigt, ist die Verringerung der Genauigkeit bei einer geringen Zwischenkreisspannungsabweichung vernachlässigbar.

³⁸basierend auf dem Prozessortakt

5.2 Überstromabschaltung

Im Gegensatz zum stromgeregelten Netzbetrieb ergibt sich der Ausgangsstrom im spannungsgesteuerten Inselbetrieb durch die Last. Um die Ausgangsstufe des Wechselrichters vor Kurzschlüssen und Überlastung zu schützen, ist eine Überstromabschaltung notwendig. Diese lässt sich über die im Netzbetrieb für die Regelung des Ausgangsstroms eingesetzte Strommessung und -auswertung realisieren.

Während im Netzbetrieb bei einem Überschreiten der Kanalgrenzen der Ausgangsbrücken-Schaltzustand umgeschaltet und somit der Ausgangsstrom zu einem vorgegebenen Verlauf ausgegletzt wird, erfolgt im Inselbetrieb bei Überschreiten der Grenzwerte eine vollständige Abschaltung der Ausgangsbrücke.

Im Netzbetrieb findet für die 3-Ebenen-Stromregelung ein Vergleich des Strom-Istwertes mit zwei unterschiedlichen Kanalgrenzen statt; der Istwert wird hierbei für die übergeordnete Polaritätswechsel-Regelung zur Entstörung durch ein Filter in der Bandbreite begrenzt. Im Inselbetrieb werden die unterschiedlichen Bandbreiten genutzt, um zwei Überstromabschaltungsgrenzen mit unterschiedlichen Reaktionszeiten zu realisieren.

Abbildung 5.4 zeigt das Prinzipschaltbild der Überstromabschaltung. Die grau gezeichneten Bereiche der Schaltung zeigen den im Inselbetrieb inaktiven Teil der Schaltung; die Umschaltung zwischen Stromregelung im Netz- und Überstromabschaltung im Inselbetrieb erfolgt durch eine unterschiedliche Auswertung der Logiksignale durch den digitalen Signalprozessor.

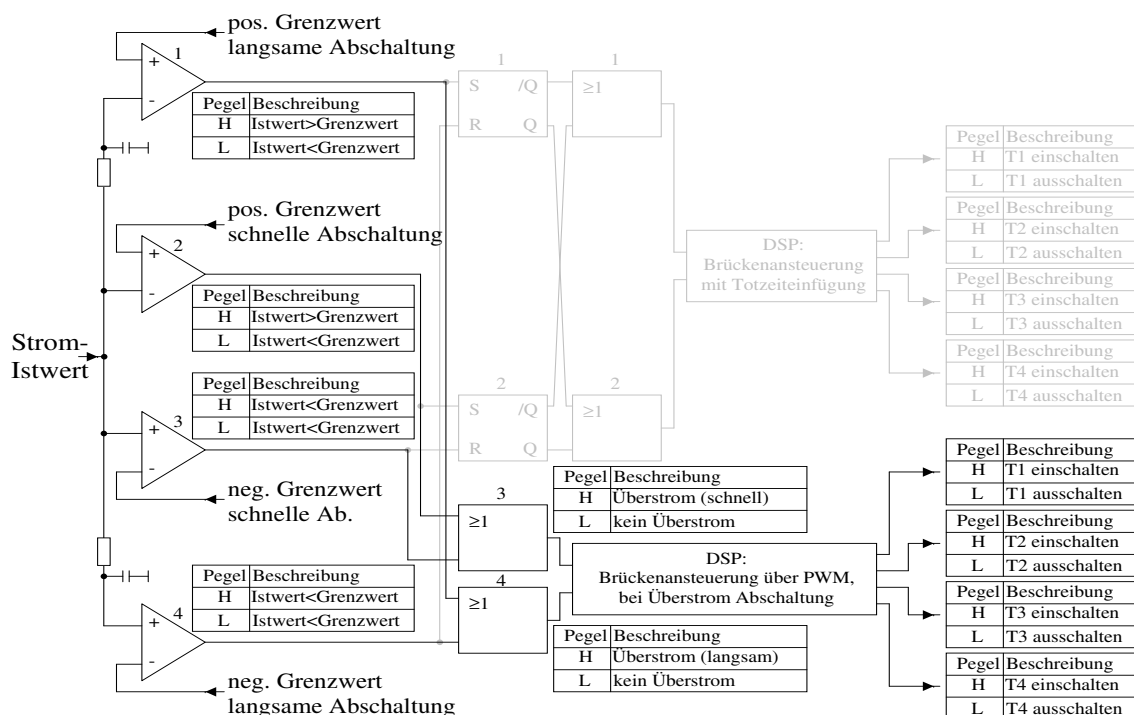


Abbildung 5.4: Prinzipschaltbild der Überstromabschaltung

Die Komparatoren 2 und 3 erfassen den Strom-Istwert mit der vollen Bandbreite, so dass eine schnelle Erkennung eines Stromanstiegs möglich ist. Da das Ausgangsfilter die Stromanstiegsgeschwin-

digkeit begrenzt, wird auf diese Weise z.B. bei einem Kurzschluß die Ausgangsstufe abgeschaltet, bevor ein unzulässig hoher Ausgangsstrom erreicht ist. Um eine fehlerhafte Überstromerkennung durch Störeinkopplungen zu vermeiden, ist u.U. eine Erhöhung des Grenzwertes notwendig, so dass ein dauerhafter Überstrom mit geringerer Amplitude (z.B. durch Überlast) nicht erkannt wird.

Für diesen Fall wird mit den Komparatoren 1 und 4 eine Stromüberwachung mit einer geringeren Bandbreite eingesetzt. Die Bandbreitenbegrenzung führt zu einer Dämpfung von Störeinflüssen, so dass ein kleinerer Grenzwert gewählt werden kann, dessen Überschreitung durch die Bandbreitenbegrenzung geringfügig zeitverzögert erkannt wird.

5.3 USV-Funktion (unterbrechungsfreie Stromversorgung)

Um die Versorgung wichtiger Verbraucher bei einem Netzausfall auch in Abwesenheit des Betreibers sicherzustellen, ist es u.U. von Interesse, bei der Netztrennung anstelle einer Abschaltung des Wechselrichters einen automatischen Wechsel zum Inselbetrieb durchzuführen.

Mit der in **Abbildung 5.5** gezeigten Struktur der Netzankopplung ist die nahezu unterbrechungsfreie Versorgung eines lokalen Verbrauchers möglich.

Zu beachten ist hierbei, dass die Last im Netzbetrieb einen am Einspeisepunkt angeschlossenen Verbraucher darstellt. Dies hat eine verringerte Wirkleistungseinspeisung in das Netz bzw. - wenn die Leistungsaufnahme der Last die momentane Leistungsabgabe des Wechselrichters überschreitet - eine Wirkleistungsentnahme am Einspeisepunkt zur Folge. Um dies zu vermeiden, besteht die Möglichkeit, über einen Steuerausgang des Wechselrichters eine externe Schützschaltung anzusteuern, mit der die Last im Netzbetrieb auf einen anderen Netzanschlußpunkt umgeschaltet wird.

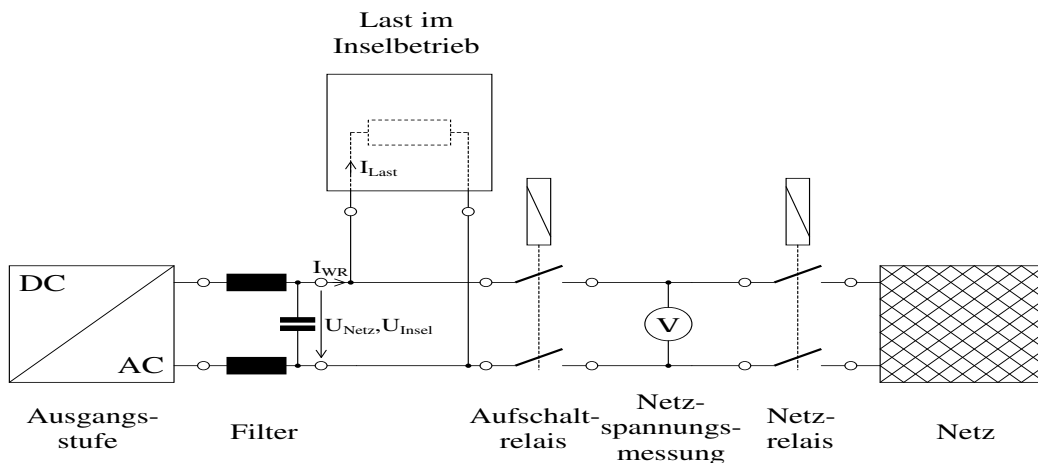


Abbildung 5.5: USV-Betrieb

Die Netztrennung erfolgt gemäß dem folgendem Ablauf:

1. Sperren der (stromgeregelten) Ausgangsstufe und Ansteuerung des Aufschaltrelais
Das Sperren der Ausgangsstufe führt zu einer Abschaltung des vom Wechselrichter abgegebenen Stroms I_{WR} ; die Last ist bis zum Öffnen des Aufschaltrelais weiterhin auf das Netz aufgeschaltet. Im Beispiel erfolgt eine manuelle Netztrennung, d.h., bis zum Öffnen des Aufschaltrelais liegt weiterhin die Netzspannung U_{Netz} an der Last an, die Last nimmt somit weiterhin den Strom I_{Last} auf. Da das Öffnen des Aufschaltrelais im Vergleich zur Abschaltung der Ausgangsstufe mit einer wesentlich größeren Verzugszeit erfolgt, kann die Ansteuerung des Relais zeitgleich mit der Abschaltung der Ausgangsstufe erfolgen.
2. Öffnen des Aufschaltrelais
Das Relais öffnet sich nach einer Verzugszeit; somit erfolgt Trennung der Last vom Netz. Ein evtl. vom Netz aufgenommenem Strom I_{Last} wird somit abgeschaltet.

3. Freigabe der (spannungsgesteuerten) Ausgangsstufe
Um die vorherige Netztrennung durch das Aufschaltrelais sicherzustellen, erfolgt die Freigabe der Ausgangsstufe nach einer vorgegebenen Wartezeit. Ab diesem Zeitpunkt gibt der Wechselrichter die Spannung U_{Insel} vor; der Strom I_{Last} stellt sich ein.

Die Wiederaufschaltung auf das Netz erfolgt nach folgendem Ablauf:

1. Sperren der (spannungsgesteuerten) Ausgangsstufe und Ansteuerung des Aufschaltrelais
Die Abschaltung des Ausgangsstroms I_{WR} (entspricht Laststrom I_{Last}) führt zu Einbruch der Spannung an der Last U_{Insel} .
Da das Schliessen des Aufschaltrelais im Vergleich zur Abschaltung der Ausgangsstufe mit einer wesentlich größeren Verzugszeit erfolgt, kann die Ansteuerung des Relais zeitgleich mit der Abschaltung der Ausgangsstufe erfolgen.
2. Schliessen des Aufschaltrelais
Das Relais schliesst nach einer Verzugszeit; somit erfolgt die Aufschaltung der Last auf das Netz, d.h. U_{Netz} liegt an der Last an und der Strom I_{Last} stellt sich ein, ohne dass vom Wechselrichter ein Strom I_{WR} abgegeben wird.
3. Freigabe der (stromgeregelten) Ausgangsstufe nach vorgegebener Wartezeit
Um die vorherige Netzaufschaltung durch das Aufschaltrelais sicherzustellen, erfolgt die Freigabe der Ausgangsstufe nach einer vorgegebenen Wartezeit. Ab diesem Zeitpunkt wird vom Wechselrichter ein von der Stromaufnahme der Last I_{Last} unabhängiger Strom I_{WR} abgegeben.

Die Dauer der Versorgungsunterbrechung für die Last durch den Umschaltvorgang vom Netz- zum Inselbetrieb beträgt ca. $7ms$ (siehe **Abbildung 5.6**). Bei einer automatischen Netztrennung aufgrund eines Netzausfalls liegt zum Zeitpunkt der Netztrennung keine definierte Netzspannung mehr an. Die Versorgungsunterbrechung für die Last verlängert sich somit im Extremfall um die Zeitdauer für die Netzausfallerkennung (abhängig von den eingesetzten Methoden zur Netzausfallerkennung und dem aktuellen Betriebspunkt des Netzes). Hierbei können zwei Extremfälle betrachtet werden:

1. Starke Abweichung zwischen dezentraler Erzeugung und Lasten im Inselnetz
Bei einer deutlichen Abweichung zwischen der dezentral eingespeisten Leistung und der Leistungsaufnahme durch die Lasten im lokalen Netzsegment weicht die Inselnetzspannung stark vom Nennwert ab (Über- oder Unterspannung). Bei einem starken Absinken der Netzspannung verlängert sich somit die Versorgungsunterbrechung für die weiterzuversorgende Last. Die Erkennung des Netzausfalls kann jedoch in diesem Fall relativ schnell durch eine Amplituden- und Frequenzüberwachung erfolgen (wenige Netzperioden abhängig von der notwendigen Mittelwertbildung zur Vermeidung von unerwünschten Netztrennungen aufgrund von Störungen z.B. durch Einschaltströme großer Lasten).
2. Gleichgewicht zwischen dezentraler Erzeugung und Lasten im Inselnetz
Entspricht die dezentral eingespeiste Leistung der Leistungsaufnahme durch die Lasten, dann entspricht die Inselnetzspannung der Netzspannung vor der Inselnetzbildung. In diesem Fall ist der Einsatz zusätzlicher Netzausfallerkennungs-Methoden (z.B. Impedanzsprungerkennung) mit ggfs. höheren Auslösezeiten notwendig. Dies hat allerdings keinen Einfluß auf die Zeitdauer der Versorgungsunterbrechung, da in diesem Fall an der Last eine Inselnetzspannung anliegt, die der vorherigen Netzspannung entspricht.

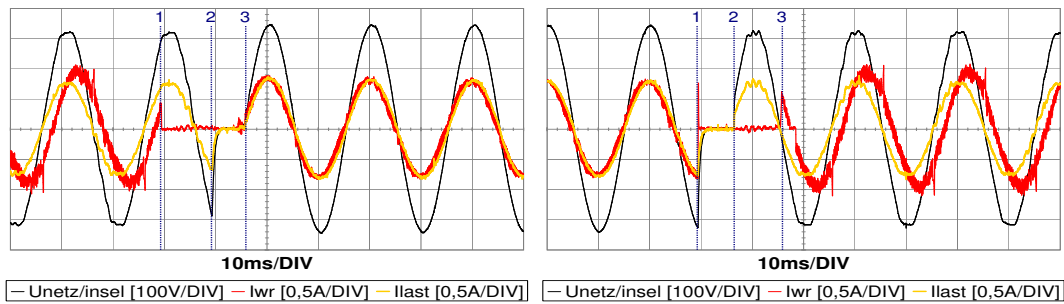


Abbildung 5.6: Zeitverlauf von Strom und Spannung bei Netztrennung (links) u. Netzaufschaltung mit markierten Zeitpunkten für Sperren der Ausgangsstufe (1), Öffnen bzw. Schliessen des Aufschaltrelais (2) und Freigabe der Ausgangsstufe (3)

Die Zeitdauer für die Wiederaufschaltung auf das Netz beträgt - unabhängig vom Grund der Netztrennung - ca. 7,5ms. Um die Eignung des Wechselrichters für die Weiterversorgung lokaler Lasten einzuordnen und einen Vergleich mit konventionellen USV-Anlagen zu ermöglichen, kann anhand der Norm IEC 62040-3 eine Bewertung der Versorgungsqualität erfolgen.

In der Norm IEC 62040-3 werden unterbrechungsfreie Stromversorgungen anhand von drei Eigenschaften der Ausgangsspannung klassifiziert (siehe **Tabelle 5.1**): Die Einordnung bezüglich der Abhängigkeit der Ausgangsspannung von Netzspannung und -frequenz (Kennungen VFI/VI/VFD), der Spannungsform im Netz- bzw. Inselbetrieb (Kennungen S/X/Y) und des eingehaltenen Toleranzbereichs bei einem Wechsel zwischen Netz- und Inselbetrieb und bei Lastsprüngen mit linearen bzw. nichtlinearen Lasten (Kennungen 1/2/3) werden zu einer sechsstelligen Kennung zusammengefasst.

Tabelle 5.1: USV-Klassifizierung nach IEC 62040-3

Stufe 1: Abhängigkeit der Ausgangsspannung vom Netz	Stufe 2: Spannungsform		Stufe 3: Toleranzbereich der Spannung		
	Netz- betrieb	Insel- betrieb	Wechsel Netz/Insel	Lastsprung bei linearer Last	Lastsprung bei nichtlinearer Last
VFI	S	S	1	1	1
VI	X	X	2	2	2
VFD	Y	Y	3	3	3

Die Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Netzspannung wird in eine der in **Tabelle 5.2** aufgezeigten Kategorien eingeordnet. Eine vollständige Entkopplung der Ausgangsspannung von Netzspannungs- und Frequenzschwankungen ist i.A. nur bei einem kontinuierlichen Inselbetrieb möglich. Da die Ausgangsstufe des Wechselrichters im Normalfall auf das Netz aufgeschaltet ist (strom geregelter Netzparallelbetrieb) und nur bei einem Netzausfall vom Netz getrennt im spannungsgesteuerten Inselbetrieb betrieben wird, wirken sich Netzspannungs- und Frequenzschwankungen unmittelbar auf die Ausgangsspannung aus (Kategorie VFD).

Die Bewertung der Spannungsform (siehe **Tabelle 5.3**) erfolgt anhand des Verzerrungsfaktors ($THD = \sqrt{\sum_{h=2}^{h=50} (\frac{U_h}{U_1})^2}$, basierend auf den ersten 49 Oberschwingungen) und der in der Norm IEC 61000-2-2 vorgegebenen Grenzwerte für die Amplituden einzelner Spannungsoberschwingungen. Auf diese Weise erfolgt u.a. eine Abgrenzung zwischen sinus- und rechteck- bzw. trapezförmigen Ausgangsspannungen. Die Ausgangsspannungsform des Wechselrichters entspricht im Netzbetrieb

Tabelle 5.2: USV-Klassifizierung - Stufe 1

Code	Beschreibung
VFI	'Voltage and Frequency Independant': Die Ausgangsspannung ist unabhängig von Netzspannungs- und Frequenzschwankungen
VI	'Voltage Independant': Die Ausgangsspannung ist unabhängig von Schwankungen der Netzspannung
VFD	'Voltage and Frequency Dependant': Die Ausgangsspannung ist abhängig von Netzspannungs- und Frequenzschwankungen

unmittelbar der Netzspannungsform, die die Grenzwerte i.A. nicht überschreitet (Klassifizierung S). Im Inselbetrieb ist die Ausgangsspannungsform bei linearen Lasten nahezu Oberschwingungsfrei. Bei nichtlinearen Lasten ist eine Abweichung von der Sinusform möglich (Klassifizierung X).

Tabelle 5.3: USV-Klassifizierung - Stufe 2

Code	Beschreibung
S	Die Ausgangsspannung ist bei linearen und nichtlinearen Referenzlasten sinusförmig: Verzerrungsfaktor $THD < 8\%$, Grenzwerte von IEC 61000-2-2 werden nicht überschritten
X	Die Ausgangsspannung ist bei nichtlinearen Referenzlasten nicht-sinusförmig: Verzerrungsfaktor $THD > 8\%$, Grenzwerte von IEC 61000-2-2 werden überschritten
Y	Die Ausgangsspannung ist nicht-sinusförmig: Verzerrungsfaktor $THD > 8\%$, Grenzwerte von IEC 61000-2-2 werden überschritten

Der eingehaltene Toleranzbereich der Ausgangsspannung bei einem Wechsel zwischen Netz- und Inselbetrieb und bei Lastsprüngen mit linearen und nichtlinearen Lasten wird anhand der in **Abbildung 5.7** dargestellten Grenzwertverläufe klassifiziert. Bei einem Wechsel zwischen Netz- und Inselbetrieb ist eine Netztrennung bzw. Netzaufschaltung über das Aufschaltrelais notwendig; durch die Verzugszeit des Relais kann nur der Toleranzbereich 3 näherungsweise eingehalten werden.

Lastsprünge wirken sich - unabhängig von der Art der Last - hauptsächlich durch eine Änderung der aufgenommenen Wirkleistung auf die Höhe der Zwischenkreisspannung und somit auf die hieraus erzeugte Ausgangsspannung aus. Die Ausregelung der Zwischenkreisspannung durch den Laderegler ist aufgrund der Forderung nach einer geringen Eingangsstromwelligkeit in der Regeldynamik begrenzt, so dass bei Lastsprüngen auch die Einhaltung des Toleranzbereichs 3 u.U. nicht möglich ist.

Die Implementation einer Ausgangsspannungs-Regelung (siehe Kapitel 5.1) ermöglicht in begrenztem Maße (Stellgrößenbeschränkung) eine Konstanthaltung der Ausgangsspannung, indem Zwischenkreisspannungsabweichungen durch eine Anpassung der Ausgangsbrücken-Pulsweite kompensiert werden. Alternativ besteht die Möglichkeit, bei einem Wechsel zum Inselbetrieb einen alternativen Parametersatz für die Zwischenkreisregelung einzusetzen, mit dem durch eine erhöhte Regeldynamik bei der Zwischenkreisspannungs-Ausregelung die Einhaltung des Ausgangsspannungstoleranzbereiches erreicht wird.

Anhand der beschriebenen Kriterien kann die Eignung des Wechselrichters als unterbrechungsfreie

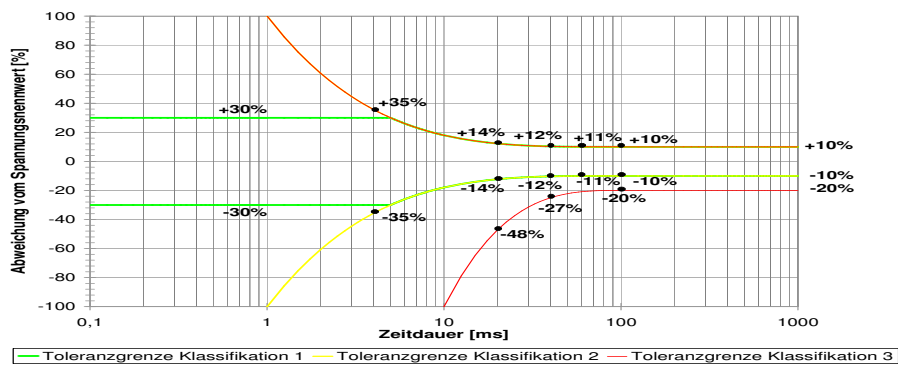


Abbildung 5.7: USV-Klassifizierung - Stufe 3

Stromversorgung eingeordnet werden. Während des Netzbetriebs ist die Last direkt mit dem Netz verbunden, so dass keine Einflußnahme des Wechselrichters auf die an der Last anliegende Spannung möglich ist.

Eine Netztrennung erfolgt im Rahmen der Netzausfallerkennung nur bei unzulässig großen Abweichungen der Netzspannungsamplitude und Frequenz von ihren Nennwerten, so dass andauernde Spannungs- und Frequenzabweichungen (und Abweichungen der Spannungsform) innerhalb des Toleranzbereiches nicht von der Last ferngehalten werden können.

Aufgrund der erforderlichen Reaktionszeit (z.B. für die Netzausfallerkennung) und der Umschaltdauer für einen Wechsel vom Netz- zum Inselbetriebsmodus ist eine Reaktion auf kurzzeitige Störungen der Versorgungsqualität (Spannungseinbrüche, Spannungsspitzen, Verzerrung der Spannungsform) nicht möglich.

Bei einer länger anhaltenden Störung (Netzausfall) erfolgt - um eine Inselnetzbildung (siehe Kapitel 4.4) zu verhindern - eine Trennung des Wechselrichters (und somit ebenfalls eine Trennung der Last) vom Netz. Anschliessend wird die Last in einem Insel-Betriebsmodus weiterversorgt. Für den Umschaltvorgang zwischen Netz- und Inselbetriebsmodus ist jedoch eine Unterbrechung der Versorgung der Last notwendig.

Die USV-Funktion des Wechselrichters eignet sich zur automatischen, jedoch nicht vollständig unterbrechungsfreien Weiterversorgung von lokalen Lasten während eines Netzausfalls. Der automatische Wechsel zum Insel-Betriebsmodus kann u.A. für Anwendungen in der Haustechnik (z.B. Beleuchtung, Schließsysteme) als ausreichend angesehen werden. Für Anwendungen, bei denen bereits kurzzeitige Versorgungsunterbrechungen zu Störungen führen (z.B. Datenverlust bei EDV-Systemen), ist jedoch der Einsatz einer konventionellen USV erforderlich.

6 Kraft-Wärme-Kopplung

Die Kraft-Wärme-Kopplung erlaubt eine effizientere Nutzung der Primärenergie, indem sowohl die elektrische Sekundärenergie als auch die thermische Energie der Abwärme einer Verwendung zugeführt werden. Die *dezentrale*³⁹ Kraft-Wärme-Kopplung unter Verwendung einer Brennstoffzelle hat hierbei den Vorteil, dass die Wärme lokal zur Heizung des Gebäudes genutzt wird und somit der Wärmetransport über längere Entfernungen (mit der erforderlichen Leitungs-Infrastruktur und den auftretenden Verlusten) entfällt. Eine Speicherung der Wärme - um bei wechselnden Umgebungsbedingungen einen zeitlich gleichmässigeren Betrieb der Brennstoffzelle zu erreichen - ist hierzu im Vergleich einfacher zu realisieren, zumal das zu beheizende Gebäude selbst bereits einen Wärmespeicher darstellt.

Die elektrische Energie wird in das öffentliche Netz eingespeist, da hier die erzeugte Energiemenge typischerweise nicht dem eigenen Energiebedarf übereinstimmt. Hierbei ist prinzipiell lediglich in Bezug auf die finanzielle Abrechnung mit dem Energieversorgungsunternehmen zwischen einem 'reinen' Netzbetrieb (Einspeisung in das Netz, Versorgung eigener Lasten aus dem Netz) und einem 'Mischbetrieb' (Versorgung eigener Lasten mittels der dezentral erzeugten elektrischen Energie, Entnahme bzw. Abgabe der Differenzleistung aus dem bzw. in das Netz) zu unterscheiden.

Da von einer effektiven Nutzung der Primärenergie hauptsächlich dann auszugehen ist, wenn beide Sekundärenergien vollständig genutzt werden, ist bei dieser Anwendung eine Anpassung der umgesetzten Leistung an den Heizleistungsbedarf (wärmegesteuerter Betrieb) statt des kontinuierlichen Betriebs mit Nennleistung sinnvoll. Um die erzeugte Heizleistung zu beeinflussen, wird die aufgenommene elektrische Leistung variiert. Dies ist jedoch - mittels einer Anpassung des Sollwertes für die abzugebende Wirkleistung - nur im Netzbetrieb möglich; der Inselbetrieb - bei dem die abgegebene elektrische Leistung durch die angeschlossenen Lasten bestimmt wird - kann somit lediglich als temporäre Notlösung angesehen werden.

6.1 Schnittstelle für lokale Steuerung

Die Signalprozessorsteuerung des Wechselrichters stellt einer lokalen Steuerung für die Kraft-Wärme-Kopplung die in **Tabelle 6.1** dargestellte Schnittstelle zur Verfügung. Die Vorgabe der abzugebenden Wirkleistung (im Netzbetrieb) ermöglicht eine Steuerung der erzeugten Heizleistung. Zusätzliche Steuerfunktionen (Gerät ein-/ausschalten, Freigabe Netzaufschaltung, Störungsquittierung) werden ggfs. für Wartungsarbeiten am Wechselrichter benötigt. Die Verbindung zur KWK-Steuerung kann entweder über normierte Analogsignale (hierfür stehen A/D-Eingänge und Timer-Ausgänge mit Pulsweitenmodulation zur Verfügung) oder über eine CAN-Schnittstelle (Controller Area Network) erfolgen.

Tabelle 6.1: Schnittstelle für lokale Steuerung (Kraft-Wärme-Kopplung)

Eingangsgröße	Ausgangsgröße	Einstellbereich
Lokale Wirkleistungsvorgabe $P_{soll, lokal}$	Wirkleistungs-Istwert P_{Ist}	0% - 100%
Gerät ein-/ausschalten	Gerät ein-/ausgeschaltet	Aus / Ein
Freigabe Netzaufschaltung	Status Netzaufschaltung	Aus / Ein
Störungsquittierung	Störungsmeldung	Aus / Ein

Im Inselbetrieb bestimmt die Last die abgegebene Wirkleistung. Weicht der resultierende Wirklei-

³⁹d.h., einzelne Anlagen im jeweiligen Gebäude

stungswert von der für die Kraft-Wärme-Kopplung erforderlichen Leistung ab, erhöht bzw. verringert die Heizleistungsregelung u.U. den Wirkleistungs-Sollwert bis zur oberen bzw. unteren Begrenzung (Nennleistung bzw. keine Wirkleistungsabgabe). Eine Rückmeldung des Wirkleistungs-Istwertes ermöglicht der übergeordneten Heizleistungsregelung die Erkennung einer Stellgrößenbeschränkung aufgrund des Inselbetriebs (oder auch durch den Eingriff einer Wirkleistungsregelung durch eine Spannungs-/Frequenzstatik im Netzbetrieb).

Abbildung 6.1 zeigt den prinzipiellen Verlauf der Wirkleistungsvorgabe durch eine Heizleistungsregelung: Während des Inselbetriebs unterschreitet die an die Last abgegebene Leistung die zur Wärmeerzeugung notwendige Wirkleistung. Ohne Erkennung der Stellgrößenbeschränkung erhöht die Heizleistungsregelung den Wirkleistungs-Sollwert bis zur Begrenzung (Nennleistung). Mit einer Erkennung der Stellgrößenbeschränkung wird der Wirkleistungs-Sollwert auf dem vorherigen Wert gehalten. Bei einem entsprechend großen Wärmespeicher kann während des Inselbetriebs von einer näherungsweise konstanten Temperatur ausgegangen werden.

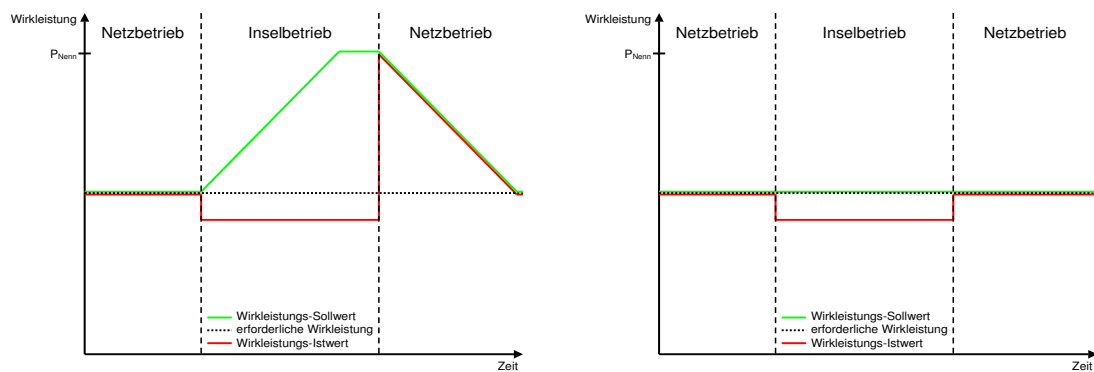


Abbildung 6.1: Heizleistungsregelung ohne (links) u. mit Erkennung des Inselbetriebs

7 Wirkungsgrad-Optimierung

Ein hoher elektrischer Wirkungsgrad ist generell von Interesse, um eine möglichst effiziente Nutzung der Primärenergie sicherzustellen. Bei der dezentralen Energieerzeugung ist ein hoher Wirkungsgrad jedoch von besonderer Bedeutung, da bei entsprechenden Förderprogrammen die Einspeisevergütungen oftmals oberhalb des Bezugspreises liegen und die dem Netz nicht zugeführte elektrische Verlustleistung somit im Vergleich zur höheren Leistungsaufnahme eines Verbrauchers finanziell noch stärker ins Gewicht fällt.

Bei der Optimierung eines Verbrauchers bzw. einer dezentralen Energieerzeugungsanlage ist die mit einer verringerten Leistungsaufnahme bzw. einer gesteigerten Leistungsabgabe verbundene Verringerung der Ausgaben bzw. Steigerung der Einnahmen in Relation zu einem evtl. resultierenden Anstieg der Anschaffungskosten (Gerätepreis) zu setzen. Aus diesem Grund sind hauptsächlich Optimierungsmassnahmen von Interesse, die bei einer deutlichen Verbesserung des Wirkungsgrades nur geringe zusätzliche Bauteilkosten und einen geringen konstruktiven Mehraufwand erfordern.

Es ist in diesem Zusammenhang sinnvoll, zunächst die Schaltungskomponenten zu identifizieren, die den Gesamtwirkungsgrad in besonderem Maße verringern. Für den Brennstoffzellenwechselrichter zeigt **Abbildung 7.1** daher eine Übersicht über die auftretenden Verluste in den einzelnen funktionellen Komponenten.

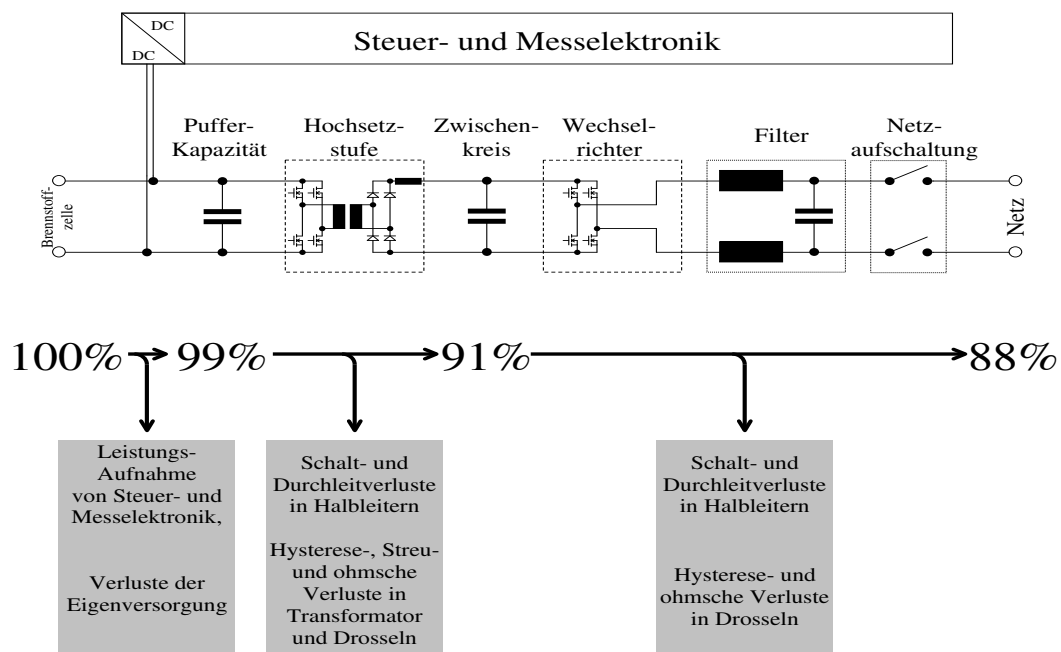


Abbildung 7.1: Übersicht über die Wirkungsgradverluste im Brennstoffzellenwechselrichter

Die Leistungsaufnahme der Steuer- und Messelektronik und die bei der Eigenversorgung auftretenden Verluste haben nur einen geringen Einfluß auf den Gesamtwirkungsgrad.

Bei der Hochsetzung der Eingangsspannung auf das Zwischenkreisspannungsniveau treten die größten Verluste auf. Dies ist u.A. auf die zum höheren Eingangsstrom⁴⁰ proportionalen ohmschen Verluste und die große Anzahl an Bauteilen dieser Schaltungskomponente zurückzuführen.

Die Verluste bei der Wechselrichtung fallen hierzu im Vergleich geringer aus. Hierzu tragen neben der geringeren Anzahl an leistungsführenden Bauteilen auch die mit der niedrigeren Schaltfrequenz ebenfalls geringeren Schaltverluste der Ausgangsbrücke bei.

Eine über die grundsätzliche, möglichst optimale Dimensionierung (bzw. Auswahl) der Bauteile und die Auslegung ihrer Beschaltung (z.B. Entlastungsnetzwerke für schaltende Elemente) hinausgehende Optimierung konzentriert sich daher auf die Spannungshochsetzstufe. Im Folgenden werden Schaltungsänderungen bzw. -erweiterungen in Betracht gezogen, die mit wenigen zusätzlichen Bauteilen und einem geringen konstruktiven Mehraufwand eine merkbare Verbesserung des Wirkungsgrades ermöglichen.

Die beiden aufgezeigten Optimierungsmöglichkeiten basieren auf einer Verringerung der Durchleitungsverluste von an der Leistungsübertragung beteiligten Halbleitern während des Freilaufs eines von einer Induktivität (Transformator bzw. Drossel) getriebenen Stromes; abhängig von der Art des Halbleiters (Transistor bzw. Diode) und ihrer Funktion innerhalb der Schaltung werden hierfür jedoch unterschiedliche Vorgehensweisen angewendet.

⁴⁰25A(DC) bei 40V Eingangsspannung und 1000W übertragener Leistung; im Vergleich zu 2,7A(DC) Zwischenkreisladestrom bzw. 4,5A(AC,eff.) Ausgangsstrom

7.1 Gleichrichterbrücken-Freilauf

7.1.1 Einleitung

Aufgrund der belastungsabhängigen Brennstoffzellenspannung variiert die Eingangsspannung des Wechselrichters in einem weiten Bereich⁴¹. Um die Zwischenkreisspannung konstant zu halten, werden Variationen der Eingangsspannung von der Zwischenkreisspannungs-Regelung durch eine Anpassung des Tastverhältnisses der Eingangsbrücke ausgeglichen. Für höhere Eingangsspannungen führt dies zu kürzeren Pulsweiten bei höheren Spannungs-Pulsamplituden. Um in diesem Fall eine starke Pulsation des Zwischenkreis-Ladestromes (und die damit aufgrund des quadratischen Anstiegs erhöhten ohmschen Verluste) zu vermeiden, ist eine Glättung des Ladestroms erforderlich: Durch die Zwischenkreisdrossel wird der Ladestrom bei unverändertem Betriebspunkt (Abgabeleistung, Eingangsspannung) nahezu konstant gehalten (kontinuierlicher Betrieb).

Dies bedeutet jedoch, dass auch in den Puls-Pausen der Stromfluß aufrecht erhalten werden muss (Freilauf des Drosselstroms). Hierfür schliesst sich ein Stromkreis bestehend aus Zwischenkreisdrossel, Zwischenkreiskapazität und den Dioden der Gleichrichterbrücke. Nach Abklingen des Transformatorstromes teilt sich der Drossel-Freilaufstrom im Idealfall gleichmäßig auf beide Halbbrücken des Gleichrichters auf. Gemäß der Diodenkennlinie (**Abbildung 7.2**) ist der auftretende Spannungsabfall im leitenden Zustand (Vorwärtsspannung) relativ unabhängig vom geführten Strom. Die Parallelschaltung beider Gleichrichter-Halbbrücken führt somit nur zu einer geringen Verringerung des Spannungsabfalls, während die Reihenschaltung der Dioden innerhalb der Halbbrücken eine Verdoppelung des Spannungsabfalls zur Folge hat.

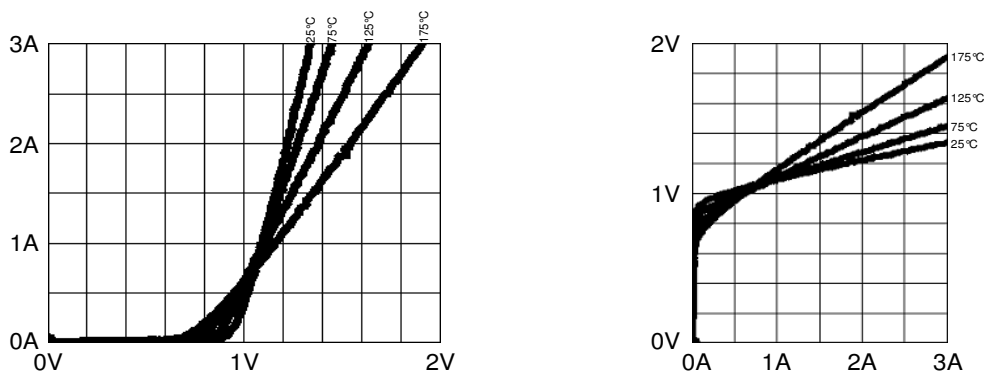


Abbildung 7.2: Kennlinie der Diode (in Durchlassrichtung)

Mit einer zur Gleichrichterbrücke parallelgeschalteten Freilaufdiode kann der Spannungsabfall und somit auch die auftretende Verlustleistung während des Drosselstrom-Freilaufs verringert werden. Die resultierende Schaltungsstruktur ist in **Abbildung 7.3** dargestellt. In Bezug auf das Schaltungs-layout ist auf eine niederinduktive Anbindung der Freilaufdiode zu achten, damit der Drosselstrom während des Abklingens des Transformatorstromes auf den Freilaufzweig kommutiert. Wird die Freilaufdiode in der Nähe der Zwischenkreisdrossel platziert, ist eine im Vergleich zu den Dioden der Gleichrichterbrücke niederinduktivere Anbindung gegeben.

⁴¹hier wird von einer Änderung um max. Faktor 2 zwischen Leerlauf und Vollast ausgegangen

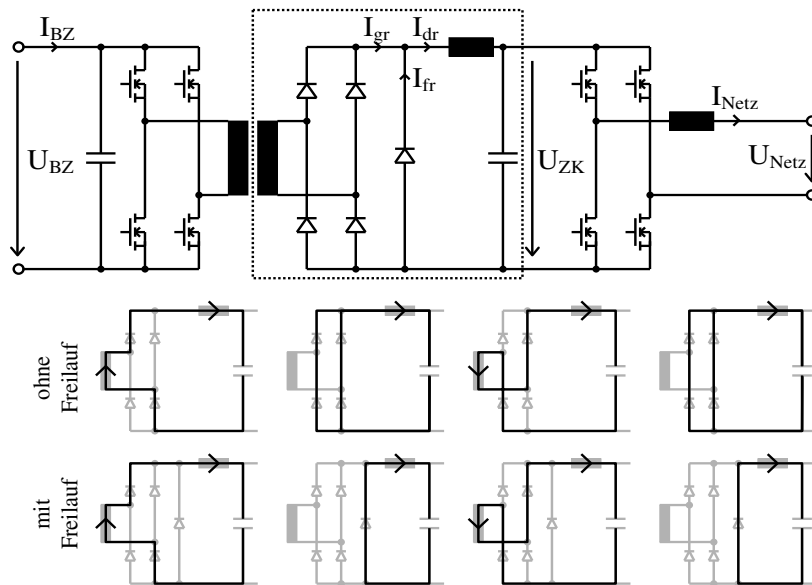


Abbildung 7.3: Zwischenkreis-Prinzipschaltbild: Gleichrichtervollbrücke mit Freilaufdiode

7.1.2 Simulation

Abbildung 7.5 zeigt eine auf der in **Abbildung 7.4** dargestellten Schaltung basierende Simulation der Stromverläufe im Zwischenkreis während des Freilaufs. Hierbei werden Transformator und Drossel durch eine Reihenschaltung von idealer Induktivität und Wirkwiderstand nachgebildet, die zum Anfangszeitpunkt einen identischen Strom führen. Die Zwischenkreiskapazität ist zu diesem Zeitpunkt auf eine Spannung von $U_{ZK} = 360V$ aufgeladen; aufgrund der großen Kapazität kann dieser Spannungswert innerhalb der Simulation als konstant angesehen werden.

Die zu den Gleichrichterdioden und der Freilaufdiode parallelgeschalteten Kapazitäten sind lediglich zur Lösung des Anfangszustandes durch das Simulationsprogramm erforderlich und wirken sich - bis auf das Hervorrufen von Oszillationen - nicht auf die grundsätzlichen Stromverläufe aus. Ebenso haben die mittels ihres Spannungsabfalls zur Stromerfassung eingesetzten Widerstände in Reihe zu den Dioden keinen nennenswerten Einfluß, da ihr Widerstandswert weit unterhalb der ohmschen Anteile von Transformator und Drossel liegt.

Bei vorhandener Freilaufdiode führt die zum Anfangszeitpunkt aktive Gleichrichterbrücken-Diagonale den Anteil des Drosselstromes, der dem Abmagnetisierungsstrom des Transformators entspricht. Der restliche Anteil des Drosselstromes wird von der Freilaufdiode geführt. Ohne zusätzliche Freilaufdiode unterscheiden sich die Stöme in den unteren Dioden der Gleichrichterhalbbrücken um den Anteil, der bei der Abmagnetisierung des Transformators als Querstrom zwischen den Mittelabgriffen der Halbbrücken fließt⁴². Wird der Querstrom zu Null (Abmagnetisierung des Transformators), kommt es zu einer im Idealfall symmetrischen Stromaufteilung zwischen Halbbrücke 1 und Halbbrücke 2.

⁴²somit kommt es in den oberen Dioden zu einer entgegengesetzten Ungleichverteilung des Stromes

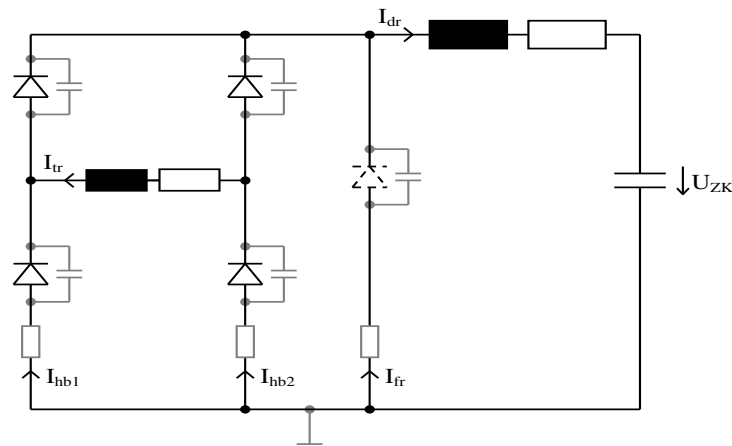


Abbildung 7.4: Schaltung für Simulation der Stromverläufe im Zwischenkreis

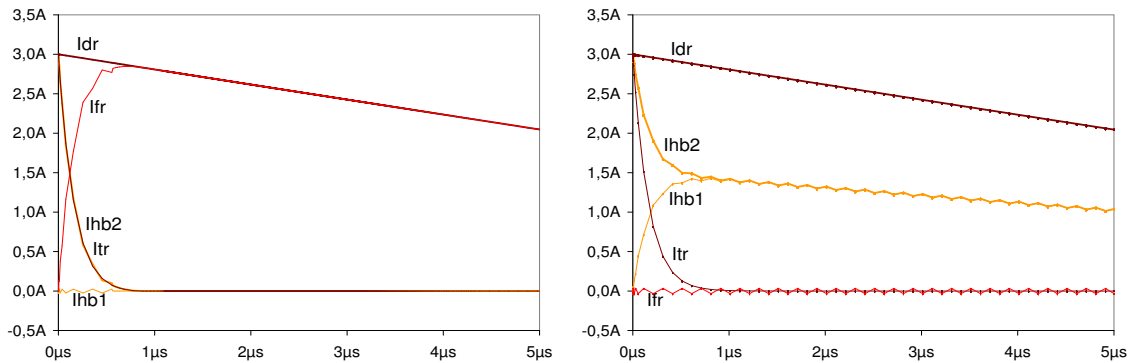


Abbildung 7.5: Simulation der Stromverläufe im Zwischenkreis mit (links) und ohne Freilaufdiode

7.1.3 Nachweis der Wirkungsgradverbesserung

Abbildung 7.6 zeigt eine Messung der Stromverläufe im Zwischenkreis (bei einer Eingangsspannung von 60V und einer abgegebenen Leistung von 500W). Hierbei wird neben dem Drosselstrom I_{dr} der Summenstrom I_{gr} beider Gleichrichter-Halbbrücken gemessen; der Strom durch den Freilaufzweig wird gemäß $I_{fr} = I_{dr} - I_{gr}$ berechnet. Mittels der Diodenkennlinie wird der Spannungsabfall über den stromführenden Dioden der Gleichrichterbrücke zu $U_{gr} = 2 \times U_f(I_f = I_{gr})$ und über der Freilaufdiode zu $U_{fr} = U_f(I_f = I_{fr})$ bestimmt. Aus Vorwärtsspannung und Vorwärtsstrom werden die Leitungsverluste von Gleichrichterbrücke ($P_{gr} = U_{gr} \times I_{gr}$) und Freilaufzweig ($P_{fr} = U_{fr} \times I_{fr}$) berechnet.

Die Spannungszeitfläche verringert sich im Freilauf aufgrund der geringeren Gesamt-Vorwärtsspannung des Freilaufzweiges; die Stromzeitfläche ist aufgrund des kontinuierlichen Betriebs näherungsweise konstant. Die somit durch den Einsatz des Freilaufzweiges erreichte Verringerung der Verluste wird durch die schraffierten Flächen angedeutet.

In Verbindung mit einer Verdopplung der Gesamt-Vorwärtsspannungen (und somit auch der Gesamt-Leitungsverluste in der Gleichrichterbrücke und im Freilaufzweig) aufgrund einer Reihenschaltung

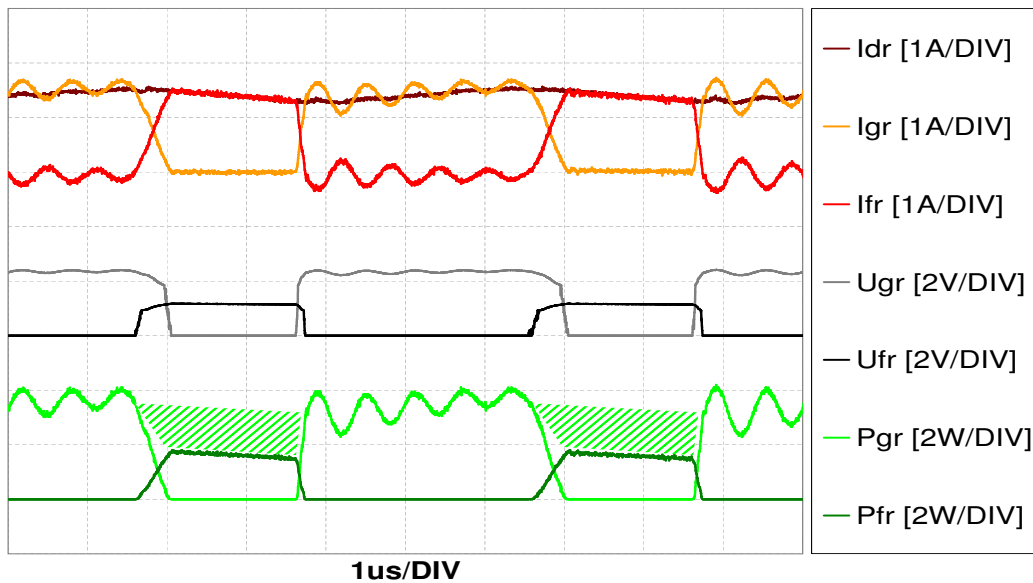


Abbildung 7.6: Strom-, Spannungs- und Leistungsverläufe mit Zwischenkreis-Freilaufdiode

von jeweils zwei Dioden pro Ventil⁴³ ergibt sich hier durch den Einsatz des Freilaufzweiges eine Verringerung der Gesamt-Leitungsverluste bei der Gleichrichtung von ca. $6,8W$ auf ca. $5,5W$. Diese Verringerung um etwa 20% ist jedoch in Relation zu setzen zu dem insgesamt relativ kleinen Anteil dieser Verluste an den Gesamtverlusten innerhalb des Wechselrichters:

Die um $1,3W$ verringerte Verlustleistung bedeutet bei einer Abgabeleistung von $500W$ eine Verbesserung des Wirkungsgrades um ca. 0,25%. In Anbetracht des geringen Mehraufwandes (zwei zusätzliche Bauelemente, die zwischen Gleichrichterbrücke und Zwischenkreisdrossel platziert werden können) wird diese Massnahme dennoch angewendet. Weitere Massnahmen mit einem höheren Mehraufwand wie z.B. der Einsatz eines MOSFET-basierten Synchrongleichrichters (weitere Verringerung der Verluste während der Freilauf- und der Stromanstiegsphase durch geringeren Spannungsabfall in den Ventilen) erscheinen hier jedoch in Anbetracht des geringen Einflusses auf den Gesamtwirkungsgrad nicht sinnvoll.

⁴³dies ist aufgrund von Sperrspannungssoszillationen erforderlich

7.2 Eingangsbrücken-Freilauf

7.2.1 Einleitung

Aufgrund des wärme gesteuerten Betriebs im Rahmen der Kraft-Wärme-Kopplung (siehe Kapitel 6) wird der Wechselrichter i.d.R. im Teillastbereich betrieben. Ein hoher Wirkungsgrad über dem gesamten Ausgangsleistungsbereich ist somit von Interesse. Die Eingangsbrücke bietet in diesem Zusammenhang eine Optimierungsmöglichkeit, die auf einer betriebspunktabhängigen Überbrückung der parasitären MOSFET-Dioden (siehe **Abbildung 7.7**) beruht.

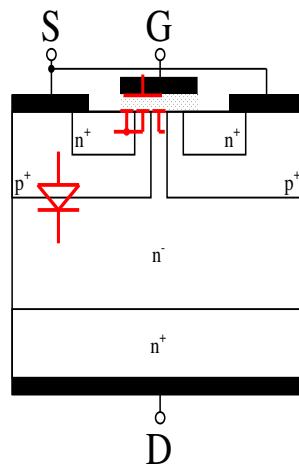


Abbildung 7.7: Prinzipieller Aufbau eines MOSFETs

Da bei der Auslegung eines MOSFET-Bauteils (z.B. in Bezug auf Dotierungen und Geometrie) primär die Eigenschaften des Feldeffekttransistors berücksichtigt werden, lassen sich die elektrischen Eigenschaften der parasitären Diode (Vorwärtsspannung, Sperrschichtkapazität) im Vergleich zu einer diskreten Diode nur in begrenztem Maße optimieren.

Die Parallelschaltung einer externen Diode mit geringerer Vorwärtsspannung ermöglicht eine Verringerung der Verluste, erfordert jedoch bei einer Vollbrückenschaltung vier zusätzliche Bauteile. Für eine niederinduktive Anbindung der Dioden ist eine Platzierung nahe des jeweiligen MOSFETs notwendig; dies hat einen erhöhten Aufwand im Schaltungslayout zur Folge. Der Schaltungsaufwand (und die Verluste) erhöhen sich noch weiter, wenn durch die Sperrschichtkapazität der parasitären Diode verursachte Oszillationen vermieden werden sollen, da hierfür die Reihenschaltung einer weiteren Diode notwendig ist, um die parasitäre MOSFET-Diode unwirksam zu machen.

Durch eine Änderung der Ansteuerungsmethode während des Betriebs wird während der Puls-Pausen ein Freilauf des Transformatorstroms über die Kanäle der unteren Eingangsbrücken-MOSFETs ermöglicht. Die ausschließliche Verwendung der unteren MOSFETs für den Freilauf ermöglicht bei der eingesetzten Treiberschaltung für die oberen MOSFETs⁴⁴ einen sicheren Betrieb auch für geringere Pulsweiten. Dies ist primär für den Hochlauf des Wechselrichters von Bedeutung; bei kleinen Leistungen sind jedoch in Verbindung mit der variierenden Brennstoffzellenspannung auch während des Betriebs kurze Pulsweiten möglich.

⁴⁴Highside-Boost

Abbildung 7.8 zeigt die Wechselrichterstruktur mit den Schaltzuständen der Eingangsbrücke. Ohne Freilauf über den MOSFET-Kanal kommutiert der Transformatorstrom nach dem Abschalten der vorher aktiven Diagonale auf die parasitären Dioden der entgegengesetzten Diagonale; der Eingangspufferkondensator wird somit geladen. Als treibende Spannung an der Transformatorinduktivität liegt hierbei die Eingangsspannung zuzüglich der Spannungsabfälle an den leitenden Dioden an:

$$U_{tr} = U_{BZ} + 2 \times U_{SD} \quad (7.1)$$

Erfolgt ein Freilauf über den MOSFET-Kanal, kommutiert der Transformatorstrom auf die Kanäle der eingeschalteten MOSFETs und einen Zweig des Eingangskreises. Die treibende Spannung am Transformator besteht hierbei aus den Spannungsabfällen an den geschalteten Transistoren⁴⁵:

$$U_{tr} = 2 \times |U_{DS}| \quad (7.2)$$

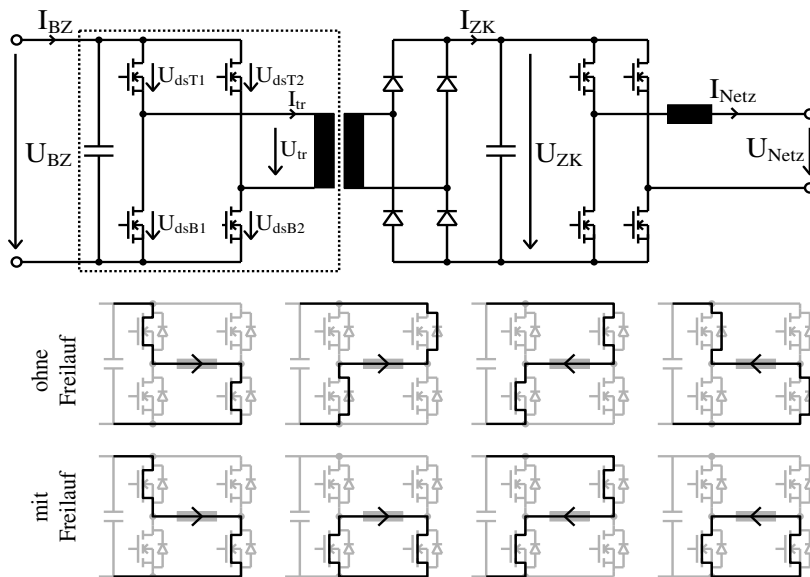


Abbildung 7.8: Vereinfachtes Schaltbild des Wechselrichters, Schaltzustände der Eingangsbrücke

Die unterschiedliche Höhe der Spannungsabfälle zwischen den Kanälen⁴⁶ und den Dioden der Transistoren⁴⁷ führen zu unterschiedlichen Momentanverlusten während des Abmagnetisierungsstromflusses. Aufgrund der unterschiedlichen treibenden Spannungen ergeben sich unterschiedlichen Geschwindigkeiten der Stromabnahme, so dass bei einem identischen Strom-Anfangswert unterschiedlichen Strom-Zeit-Flächen hervorgerufen werden.

Während die Momentanverluste bei einem Freilauf über die MOSFET-Kanäle geringer sind, steigt die Strom-Zeit-Fläche an; es ist somit vom Betriebspunkt (Strom-Anfangswert, Eingangsspannung) abhängig, ob der Freilauf zu einer Verringerung oder einer Erhöhung der Verluste führt.

In **Abbildung 7.9** werden die simulierten Verläufe einer Abmagnetisierung mit und ohne Freilauf über die MOSFET-Kanäle verglichen. Hierbei wird ein Betriebspunkt ausgewählt, bei dem die Gesamtverluste für beide Schaltmethoden identisch sind. Die simulierte Schaltung besteht aus einer

⁴⁵und sonstigen Spannungsabfällen z.B. auf den Leitungen

⁴⁶hier: $U_{DS} = 35A \times 0,014\Omega = 0,49V$ bei $r_{DS(ON)} = 0,014\Omega$

⁴⁷hier: $U_{SD} = 1V$ bei 35A (nächstliegender Betriebspunkt im Datenblatt)

Reihenschaltung von Transformatorinduktivität (mit vorgegebenem Strom-Anfangswert), Transformatorwiderstand, Diode (parasitäre MOSFET-Diode) und Eingangs-Pufferkondensator (auf Eingangsspannung aufgeladen); für die Freilauf-Simulation werden die Diode und der Pufferkondensator durch einen Widerstand (MOSFET-Kanal) überbrückt.

- Ohne Freilauf über einen Zweig des Eingangskreises kehrt sich bei der Abschaltung der aktiven Halbbrücke die Transformator-Eingangsspannung um und steigt an bis die MOSFET-Dioden leitfähig werden (U_{tr} überschreitet $U_{in} + 2 \times U_{SD}$). Aufgrund der hohen Gegenspannung von $U_{in} = U_{BZ}$ nimmt der Transformatorstrom I_{tr} mit einer hohen Steilheit ab. Nach der Abmagnetisierung des Transformators bricht die Transformatorspannung auf Null zusammen.
- Das Einschalten der unteren MOSFETs nach der Abschaltung einer Diagonale ermöglicht einen Freilauf des Transformatorstroms mit einer sehr niedrigen Gegenspannung (Spannungsabfälle an den MOSFETs und den Leitungen).

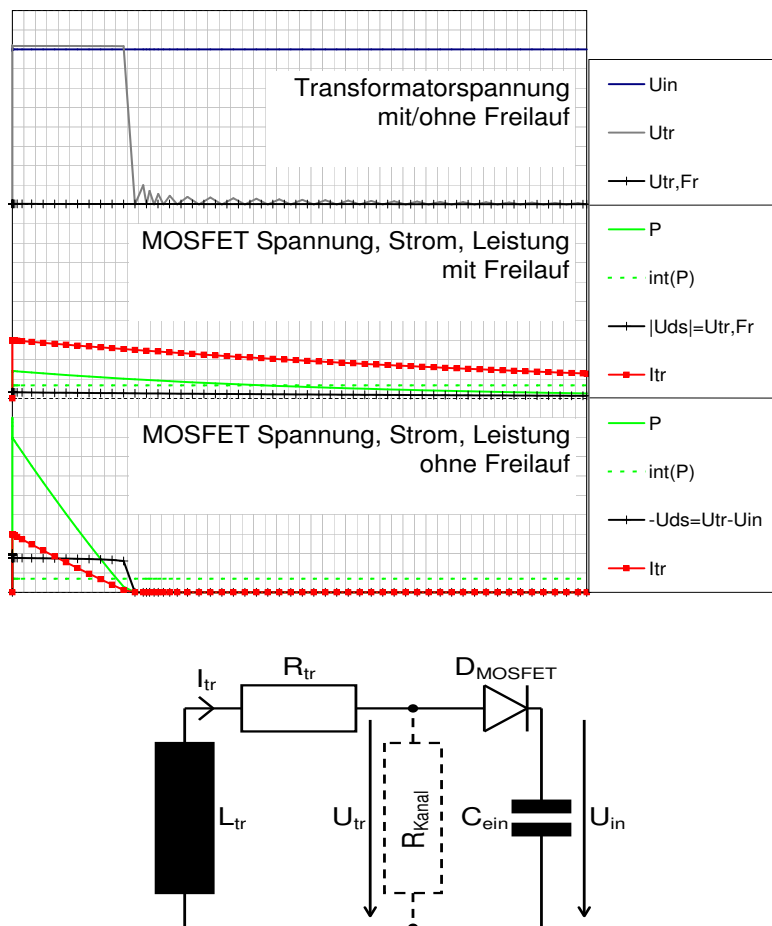


Abbildung 7.9: Simulation der Abmagnetisierung mit/ohne Freilauf über MOSFET-Kanal

Aufgrund des höheren Spannungsabfalls an den parasitären MOSFET-Dioden ist die anfängliche Verlustleistung (erkennbar im Momentanwertverlauf der Leistung P) ohne einen Freilauf über die MOSFET-Kanäle höher. Mit einer höheren Geschwindigkeit der Stromabnahme (aufgrund der

grösseren Gegenspannung) ist die Strom-Zeit-Fläche jedoch geringer, so dass der Einfluß des Freilaufs auf die Gesamtverlustleistung $\int(P)$ betriebspunktabhängig ist: Für höhere Ausgangsleistungen verringert der Freilauf über die MOSFET-Kanäle die Verlustleistung; bei geringeren Ausgangsleistungen erhöhen sich die Verluste.

Dieser Zusammenhang zwischen Ausgangsleistung und Verlusten wird bei der Ansteuerung der Eingangsstufe durch den digitalen Signalprozessor berücksichtigt. Wenn die aktuelle Ausgangsleistung eine spezifizizierte Obergrenze überschreitet, wird die Ansteuerung der Eingangsstufe auf ein Schaltmuster umgestellt, bei dem ein Freilauf über die Kanäle der unteren MOSFETs erfolgt. Bei Unterschreiten eines unteren Grenzwertes wird zu einem Ansteuermuster gewechselt, bei dem nach dem Abschalten einer Diagonale alle MOSFETs ausgeschaltet sind. Mit einem Hysteresebereich für die Ausgangsleistung - und einer Sperrzeit für einen erneuten Wechsel nach einer erfolgten Umschaltung für den Fall eines zu schmalen Hysteresebereichs - wird sichergestellt, dass die Zwischenkreisspannungsregelung während des Betriebs im Eckpunkt nicht durch einen ständigen Wechsel der Ansteuerung (und der dabei stattfindenden Austastung der Impulse) gestört wird.

Die Ausgangsleistung wird aus dem Zwischenkreis-Ladestrom I_{ZK} bestimmt, da sich mit I_{ZK} und der als konstant angenommenen Zwischenkreisspannung U_{ZK} auf einfache Weise der zeitliche Mittelwert der Wirkleistung bestimmen lässt.

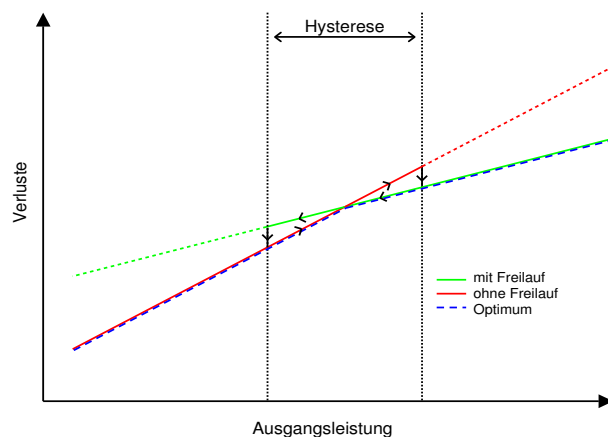


Abbildung 7.10: Auswahl der Ansteuerungsmethode mittels Ausgangsleistungs-Hysteresis

7.2.2 Funktionsweise

Der Wechsel der Ansteuerungsmethode läuft in mehreren zeitlichen Schritten ab, um unzulässige Schaltzustände und fehlerhafte Pulsweitenwerte zu vermeiden.

1. Sperren der Eingangsbrücken-Impulse zur Vermeidung von Halbbrücken-Kurzschlüssen und Gleichstromanteilen im Transformatorstrom.
2. Umkonfiguration der Zwischenkreisspannungs-Regelung - notwendig zur Berücksichtigung der unterschiedlichen Stellgrößen (Pulsweite bei Ansteuerung mit MOSFET-Freilauf/Totzeit bei Ansteuerung ohne MOSFET-Freilauf) und ihrer Skalierungen.
3. Umkonfiguration der PWM-Einheit des Prozessors. Das durch die PWM-Einheit erzeugte Ansteuermuster wird durch zwei Größen bestimmt: Das Pulsweitenverhältnis (Einschaltdauer der

oberen MOSFETs in Relation zur Einschaltdauer der unteren MOSFETs) und die Totzeit (Verringerung der tatsächlichen Einschaltdauer).

- Für eine Ansteuerung ohne Freilauf über die MOSFET-Kanäle wird das Pulsweitenverhältnis konstant auf 50% gesetzt, so dass eine symmetrische Ansteuerung entsteht, deren Pulsweite durch eine veränderliche Totzeit eingestellt wird (siehe **Abbildung 7.11**).
- Ein Freilauf über die Kanäle der unteren MOSFETs erfolgt, indem bei minimaler Totzeit das Verhältnis der Einschaltdauer der oberen MOSFETs in Relation zur Einschaltdauer der unteren MOSFETs zwischen 0% und 50% variiert wird.

4. Freischalten der Eingangsbrücken-Impulse.

5. Einfügen einer Wartezeit vor einem erneuten Wechsel der Ansteuerungsmethode.

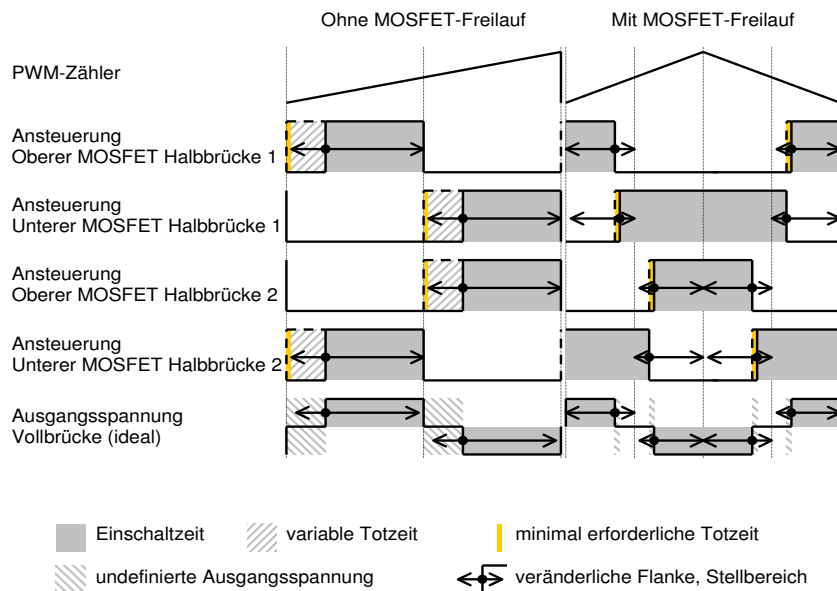


Abbildung 7.11: Eingangsbrücken-Ansteuerung mit und ohne MOSFET-Freilauf

7.2.3 Messungen

Abbildung 7.12 zeigt den Verlauf der Zwischenkreisspannung während eines Wechsels der Ansteuerungsmethode; U_{AC} stellt hierbei den Wechselanteil der Zwischenkreisspannung mit erhöhter Auflösung dar. Da die Eingangsbrücken-Impulse während des Umschaltvorgangs gesperrt werden, wird der Zwischenkreis-Ladestrom - hier durch den Transformator-Eingangsstrom I_{tr} dargestellt - zu Null. Während der Deaktivierung der Eingangsbrücken-Impulse sind Störspitzen auf der Zwischenkreisspannungsmessung zu erkennen; diese werden durch die Schaltvorgänge der weiterhin aktiven Ausgangsstufe verursacht. Aufgrund der großen Zwischenkreiskapazität⁴⁸ ist kein nennenswerter Einbruch der Zwischenkreisspannung zu erkennen.

⁴⁸u.A. zur Minimierung der Welligkeit des von der Brennstoffzelle aufgenommenen Eingangsstroms, Speicherung von Netz-Blindleistung

Für Anwendungen mit geringerer Zwischenkreis-Kapazität kann die Zeitdauer der Eingangsstufen-Deaktivierung ggfs. verringert werden; ebenfalls besteht für einphasige Anwendungen die Möglichkeit, den Umschaltvorgang mit dem Nulldurchgang im Wirkleistungsverlauf zu synchronisieren.

Im vorliegenden Fall wird die Eingangsbrücke bei einem Wechsel der Ansteuerungsmethode für $750\mu\text{s}$ deaktiviert. Ein erneuter Wechsel der Ansteuerungsmethode ist nach einer Wartezeit von 2500ms möglich. Ein sich kontinuierlich wiederholender Wechsel der Ansteuerungsmethode (aufgrund eines zu schmalen Hysteresebereichs) führt somit zu einer Verringerung der effektiven Eingangsbrücken-Pulsweite um $\frac{750\mu\text{s}}{2500\text{ms}} = 0,03\%$; hierbei kann von einem vernachlässigbaren Einfluß auf die Zwischenkreisspannungsregelung ausgegangen werden.

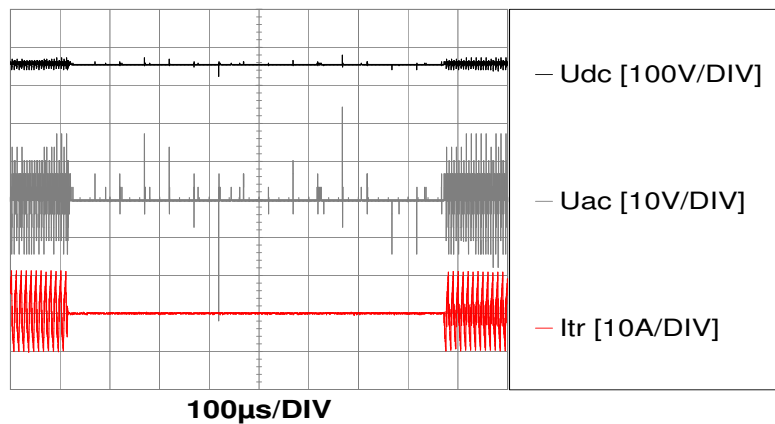


Abbildung 7.12: Zwischenkreisspannungsverlauf bei einem Wechsel der Ansteuerungsmethode

Die in **Abbildung 7.13** dargestellten Zeitverläufe von Transformator-Eingangsstrom I_{tr} , Transformator-Eingangsspannung U_{tr} und den Drain-Source-Spannungen einer Halbbrücke (U_{dsT1} , U_{dsB1}) ermöglichen einen Vergleich der Eingangsbrücken-Schaltvorgänge mit und ohne Freilauf über die unteren MOSFETs für zwei Betriebspunkte: Bei 200W Ausgangsleistung erhöht der Freilauf die Verluste, während bei 400W Ausgangsleistung die Verluste verringert werden.

Zur Verdeutlichung des Ansteuerschemas sind die Prinzipverläufe der Gate-Source-Spannungen beider Halbbrücken (U_{gsT1} , U_{gsB1} , U_{gsT2} , U_{gsB2}) in die Bilder eingezeichnet.

Ohne Freilauf über die MOSFETs der Eingangsbrücke nimmt der Transformatorstrom nach der Abschaltung der vorher aktiven Diagonale schnell ab. Die Transformatorspannung kehrt ihre Polarität um; es entsteht eine große Spannungs-Zeit-Fläche. Es findet ein Einschwingvorgang von Strom und Spannung statt, bevor sich die Drain-Source-Spannungen der oberen und unteren MOSFET auf etwa die halbe Eingangsspannung symmetrieren.

Bei einem Freilauf über die Eingangsbrücken-MOSFETs können sich keine Spannungsumkehr und keine Schwingungen ausbilden. Aufgrund der geringeren Gegenspannung erhöht sich die Strom-Zeit-Fläche.

Die Schwingungen während des Abschaltvorganges ohne Freilauf erhöhen mit zunehmender Ausgangsleistung die Störpegel auf den Messsignalen des Wechselrichters. Der Wechsel zur Brückensteuerung mit Freilauf bei höheren Ausgangsleistungen führt daher u.A. zu einer merkbaren Verbesserung der Zwischenkreisspannungs-Regelqualität (geringere Spannungswelligkeit) und zu geringeren Schwankungen von Messwerten (z.B. bei der Temperaturüberwachung).

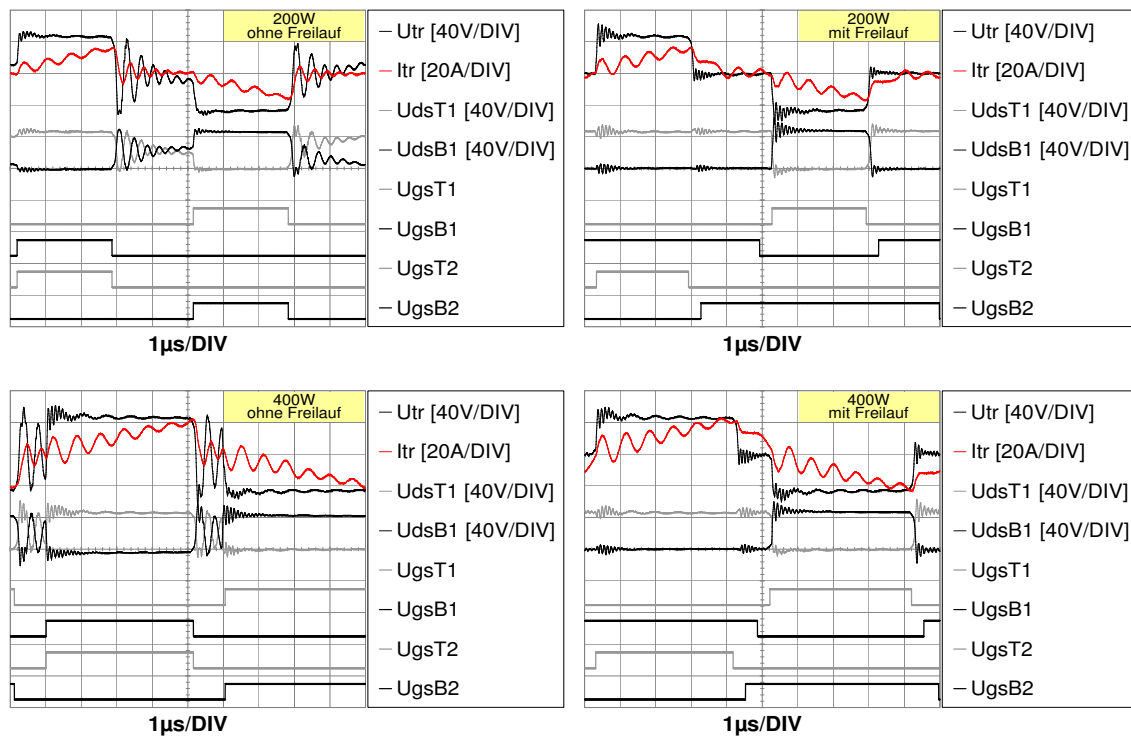


Abbildung 7.13: Zeitverläufe von Strom und Spannung mit/ohne Freilauf

Die Unterschiede in den MOSFET-Verlusten sind ebenfalls anhand der Wärmeentwicklung erkennbar. **Abbildung 7.14** zeigt die MOSFET-Temperaturen für die ersten 10 Minuten nach Beginn des Wechselrichter-Betriebs. Bei einer Ausgangsleistung von 200W führt die Nutzung des Freilauf-Zustandes zu einer erhöhten Erwärmung der MOSFETs. Bei 400W wird die Wärmeentwicklung durch den Freilauf verringert.

Ohne einen Freilauf über die unteren MOSFETs ist eine gleiche Wärmeentwicklung für die oberen und unteren MOSFETs zu erwarten. Durch eine unterschiedliche Kühlkörperanbindung⁴⁹ stellen sich jedoch unterschiedliche Temperaturen ein.

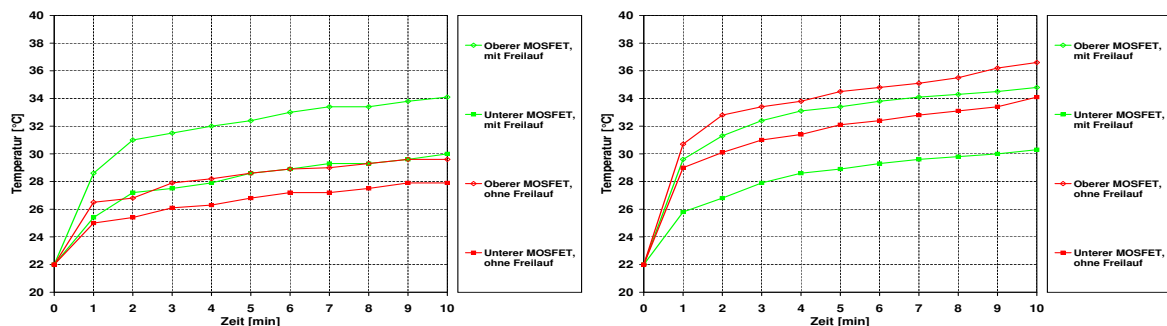


Abbildung 7.14: MOSFET-Temperaturen bei 200W (links) und 400W Ausgangsleistung

⁴⁹Der untere MOSFET befindet sich weiter außen auf dem gemeinsamen Kühlkörper der Eingangsbrücke.

Die Verlustleistungs-Kennlinien aus **Abbildung 7.15** zeigen die Verlustleistungen mit und ohne MOSFET-Freilauf in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung. Obwohl die Messpunkte für kleinere Leistungen aufgrund des Betriebs nahe des Leerlaufs stärkere Abweichungen aufweisen, ist die Erhöhung der Verluste für kleinere Ausgangsleistungen und die Verringerung der Verluste für höhere Ausgangsleistungen im Freilauf-Betrieb deutlich erkennbar.

Aus dem Schnittpunkt der Kennlinien für den Betrieb mit bzw. ohne Freilauf können die Parameter für die Hysterese-Funktion zur Aktivierung bzw. Deaktivierung des Freilaufs gewonnen werden.

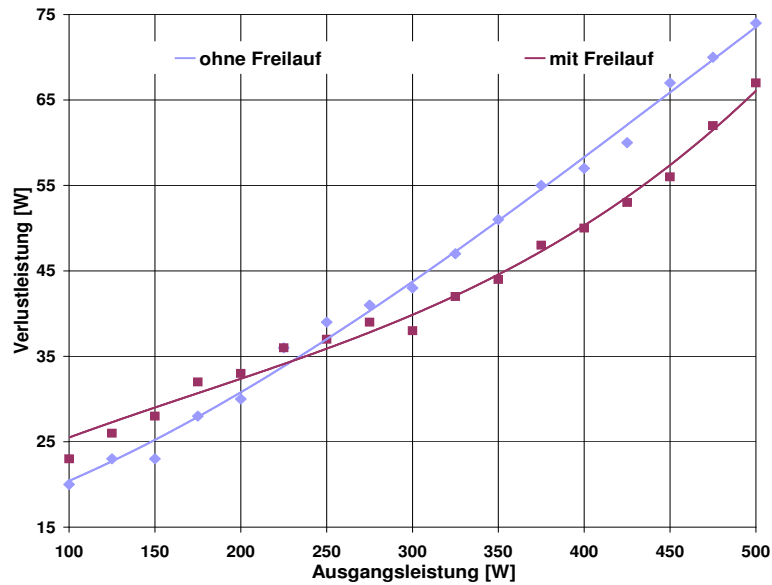


Abbildung 7.15: Verlustleistungs-Kennlinien mit/ohne Freilauf

7.3 Ergebnisse

Aufgrund der Anpassung der abgegebenen Wirkleistung im Rahmen des wärmegeführten Betriebs und der stromdichteabhängigen Spannungskennlinie der Brennstoffzelle ist bei der Wirkungsgradbestimmung anstelle eines einzelnen Arbeitspunktes von einem Arbeitsbereich auszugehen. **Abbildung 7.16** zeigt die auftretenden Gesamtverluste in Abhängigkeit von der abgegebenen Leistung und der Eingangsspannung.

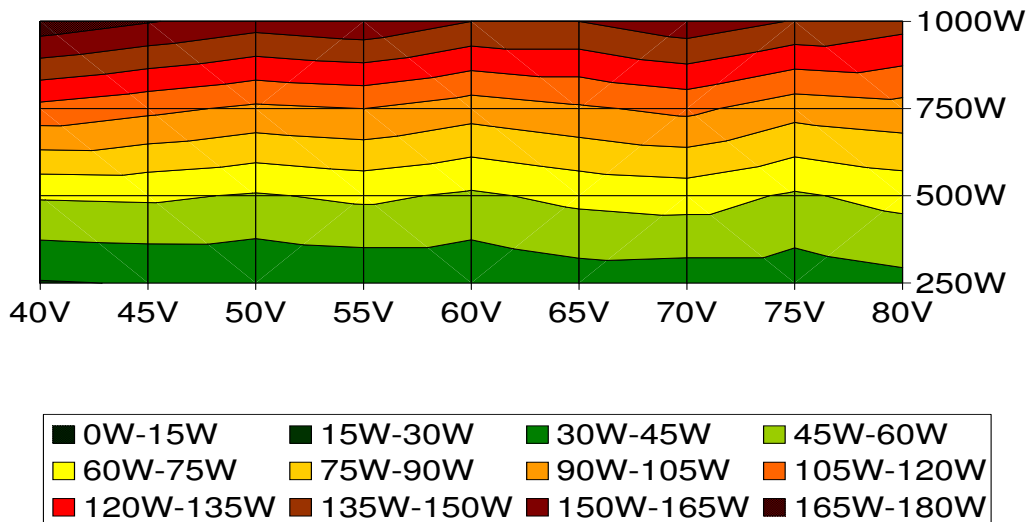


Abbildung 7.16: Gesamtverluste abhängig von übertragener Leistung und Eingangsspannung

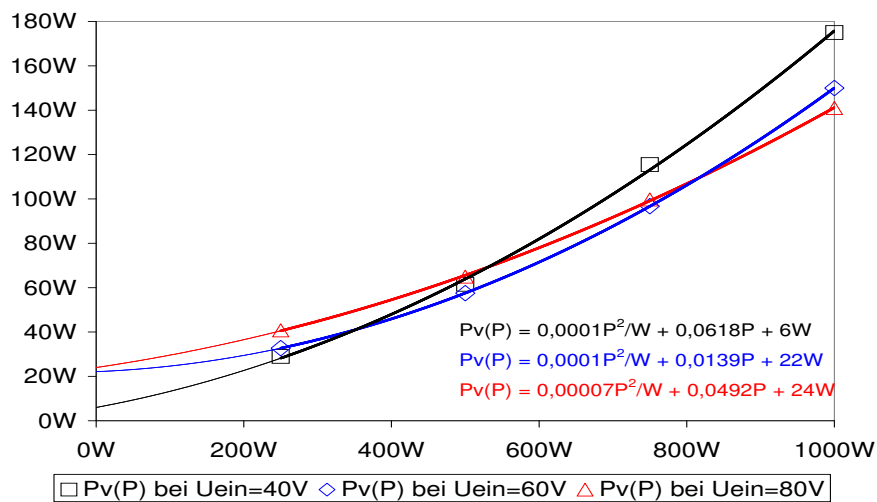


Abbildung 7.17: Gesamtverluste als Funktion der übertragenen Leistung

Wie zu erwarten, steigt die Verlustleistung mit zunehmender Leistungsabgabe an. Der Verlauf der Verlustleistung P_V in Abhängigkeit von der übertragenen Leistung P wird in **Abbildung 7.17** dargestellt. Hierfür werden aus dem Messwertverlauf die Koeffizienten eines Polynoms zweiter Ordnung

bestimmt: Während die ohmschen Verluste ⁵⁰ (Spannungsabfall proportional zum geführten Strom) quadratisch mit der übertragenen Leistung ansteigen, steigen die Verluste in Bauteilen mit Diodenkennlinie (Spannungsabfall näherungsweise konstant, unabhängig vom geführten Strom) linear an. Von der übertragenen Leistung unabhängige Verluste treten aufgrund der Übertragung von Blindleistung (z.B. durch die Verzerrungskomponente des Netzstromes) und in an der Leistungsübertragung nicht beteiligten Komponenten (z.B. Steuerelektronik) auf.

In Bezug auf den Zusammenhang zwischen den auftretenden Verlusten und der Eingangsspannung kann festgestellt werden, dass eine höhere Eingangsspannung bei höheren Leistungen zu einer Verringerung der Verluste führt, da mit einer höheren Eingangsspannung ein geringerer Eingangsstrom für die Übertragung der selben Leistung notwendig ist und somit weniger zum Strom quadratisch oder linear proportionale Verluste hervorgerufen werden. Mit einer höheren Eingangsspannung nehmen jedoch die Oszillationen auf den geführten Strömen und den geschalteten Spannungen der an der Spannungsanhebung beteiligten Bauteile zu. Dies führt zu Verlusten, die sich insbesondere bei geringer Leistungsabgabe bemerkbar machen.

Wird die Verlustleistung gemäß $\eta = (1 - \frac{P_v}{P}) \times 100\%$ auf die abgegebene Leistung bezogen, entsteht der in **Abbildung 7.18** gezeigte Wirkungsgradverlauf. Der Einfluß der Eingangsspannung (besonders geringer Wirkungsgrad d.h. hohe Verluste bei kleineren Eingangsspannungen und grösserer Leistungsabgabe und bei höheren Eingangsspannungen und geringer Leistungsabgabe) wird durch die Normierung auf die abgegebene Leistung nicht verändert. Durch die Normierung der mit der abgegebenen Leistung nichtlinear ansteigenden Verlustleistung auf die abgegebene Leistung wird $\eta(P)$ durch eine Funktion vom Typ $k_1 \times P + k_2 + k_3/P$ beschrieben (siehe auch **Abbildung 7.19**). Das Optimum des Wirkungsgrads (geringste Verlustleistung in Relation zur abgegebenen Leistung) stellt sich daher an einem anderen Betriebspunkt ein als das Optimum der Verlustleistung (geringster Absolutwert der Verlustleistung).

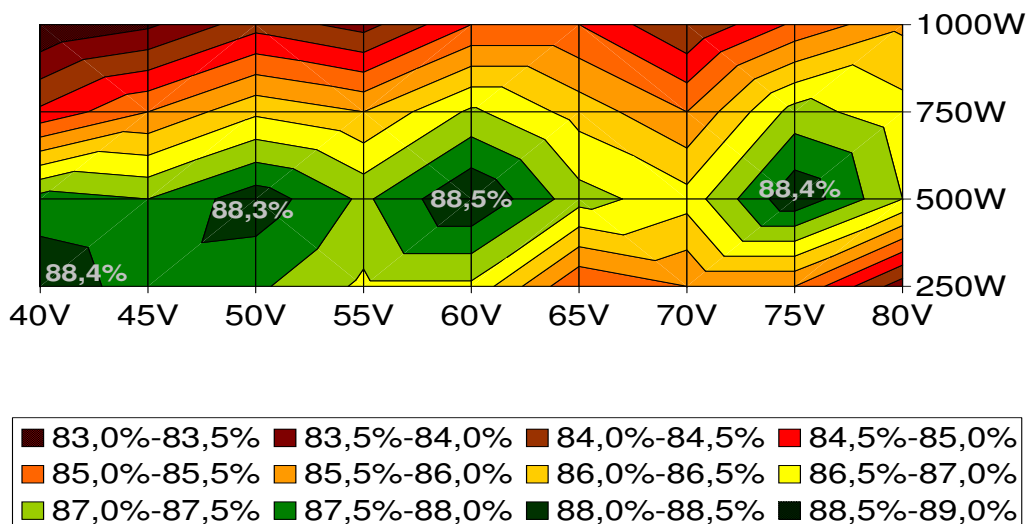


Abbildung 7.18: Gesamtwirkungsgrad abhängig von übertragener Leistung und Eingangsspannung

⁵⁰z.B. in Leitungen, magnetischen Komponenten und MOSFETs

Es stellen sich mehrere voneinander getrennte Bereiche mit besonders hohen Wirkungsgraden ein. Das Hauptoptimum befindet sich in der Umgebung des Arbeitspunktes $\langle P = 500\text{W}, U_{\text{ein}} = 60\text{V} \rangle$; d.h., der höchste Wirkungsgrad wird - wie beabsichtigt - bei mittleren Leistungen (typischer Arbeitspunkt bei wärmegeführter Kraft-Wärme-Kopplung) und mittleren Eingangsspannungen (resultierend aus der Brennstoffzellen-Kennlinie) erreicht.

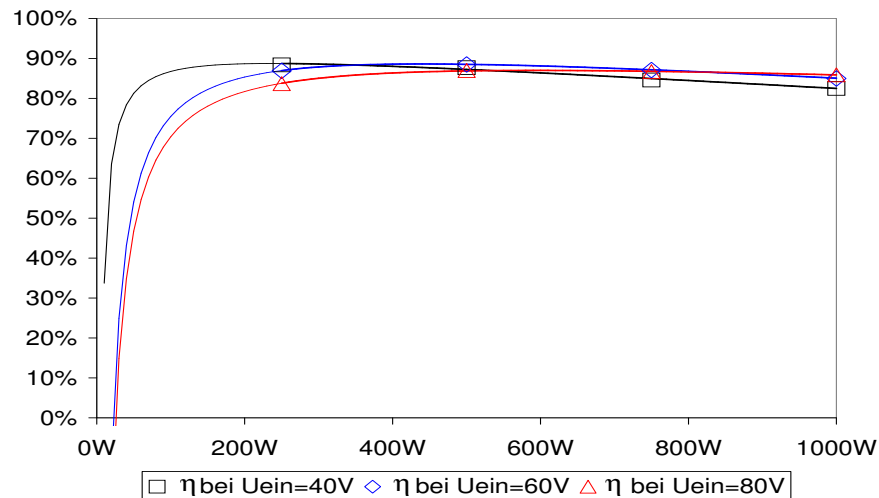


Abbildung 7.19: Gesamtwirkungsgrad als Funktion der übertragenen Leistung

Im Vergleich zu aktuellen Netzwechselrichtern in anderen Applikationen - insbesondere Photovoltaik-Wechselrichtern - ist ein geringerer Gesamtwirkungsgrad festzustellen. Bei einem solchen Vergleich ist jedoch zu beachten, dass diese Wechselrichter typischerweise mit deutlich höheren Eingangsspannungen (z.B. durch die Reihenschaltung einer entsprechend großen Anzahl an Solarzellen) arbeiten. Mit höheren Eingangsspannungen verringern sich die mit einem hohen Eingangsstrom verbundenen Verluste bei der Spannungshochsetzung⁵¹; bei Eingangsspannungen oberhalb des Netzspannungs-Spitzenwertes ist eine Spannungshochsetzung nicht notwendig, so dass die damit verbundenen Verluste vollständig entfallen.

Die Verwendung einer höheren Eingangsspannung steht bei der Anbindung an einen Brennstoffzellenstack jedoch nicht zur Verfügung: Die Steigerung der Spannung eines Brennstoffzellenstacks bei gleichbleibender Leistung bedeutet die Reihenschaltung einer größeren Anzahl an Zellen mit geringerem Querschnitt; aufgrund des damit verbundenen erhöhten konstruktiven Aufwandes ist eine solche Lösung aus Kostengründen nicht sinnvoll zu realisieren.

Wird anstelle des Gesamtwirkungsgrades ein Vergleich basierend auf dem resultierenden Wirkungsgrad nach Abzug der Verluste bei der Spannungshochsetzung (siehe **Abbildung 7.1**: $\eta_{el.+wr.} \approx 100\% - 1\%(\text{Elektronik}) - 3\%(\text{Wechselrichtung}) = 96\%$) durchgeführt, stellt sich ein deutlich höherer, mit dem anderer Wechselrichter vergleichbarer Wirkungsgrad ein.

⁵¹auf ein Zwischenkreisspannungsniveau oberhalb des Netzspannungs-Spitzenwertes

8 Zusammenfassung und Ausblick

Die Verwendung von Brennstoffzellen zur dezentralen Erzeugung von thermischer und elektrischer Energie (Kraft-Wärme-Kopplung) ermöglicht eine effiziente Nutzung der Primärenergie. Hierbei wird die erzeugte elektrische Energie mittels eines Wechselrichters an das öffentliche Netz abgegeben. Für einen Brennstoffzellen-Netzwechselrichter ergeben sich aufgrund der Eigenschaften der Brennstoffzelle, der wärmegeführten Betriebsart und der technischen und rechtlichen Randbedingungen bei der Netzanbindung besondere Anforderungen, die erfüllt werden müssen um einen zuverlässigen, sicheren und wirtschaftlich sinnvollen Betrieb zu gewährleisten.

In der vorliegenden Arbeit wird eine geeignete Struktur und Funktionsweise eines Brennstoffzellen-Wechselrichters bestimmt und die Steuerung des Betriebsablaufs mittels eines digitalen Signalprozessors beschrieben.

Als zugrundeliegende Wechselrichterstruktur wird der Zweistufenrichter mit Spannungszwischenkreis ausgewählt. Dieser setzt die Eingangsgleichspannung vor der Wechselrichtung auf eine Zwischenkreisspannung oberhalb des Netzspannungs-Spitzenwerts um. Ein wesentlicher Vorteil dieser Struktur im Vergleich zu einem einstufigen Wechselrichter besteht in der Entkopplung der Momentanwerte der aus der Brennstoffzelle aufgenommenen und der an das Netz abgegebenen Leistungen durch den Spannungszwischenkreis. Durch diese Entkopplung können die Stromformen des aus der Brennstoffzelle aufgenommenen Gleichstromes und des an das Netz abgegebenen Wechselstromes unabhängig voneinander nahezu frei gewählt werden. Dies ermöglicht in Verbindung mit geeigneten Regelungsstrategien zahlreiche Optimierungsmöglichkeiten bezüglich der Brennstoffzellen- und Netzanbindung.

Aufgrund des Einflusses der Stromwelligkeit auf die Brennstoffzellen-Lebensdauer wird die Welligkeit des vom Wechselrichter aufgenommenen Stromes betrachtet und Optimierungsmöglichkeiten erarbeitet. Hierbei zeigt sich, dass aufgrund der ausgewählten zweistufigen Wechselrichterstruktur mit Spannungszwischenkreis generell eine vergleichsweise geringe Eingangstrom-Welligkeit hervorgerufen wird. Weiterhin werden regelungstechnische Maßnahmen beschrieben, durch die die Welligkeit ohne zusätzlichen Schaltungsaufwand (und dem damit verbundenen Anstieg der Gerätekosten) weiter verringert werden kann.

Die Netzanbindung wird insbesondere unter den Aspekten einer sicheren Netzausfallerkennung und der Netzunterstützung im Rahmen eines virtuellen Kraftwerks betrachtet. Bezüglich der Netzausfallerkennung werden die gebräuchlichen Methoden vorgestellt und eine Abschätzung der Umsetzbarkeit für die Verwendung im Brennstoffzellenwechselrichter vorgenommen. Für die im Wechselrichter eingesetzten Methoden - die einphasige Spannungs- und Frequenzüberwachung und eine Erkennung von Netzimpedanzsprüngen - erfolgt eine ausführliche Funktionsbeschreibung.

Die Netzunterstützung im Rahmen eines virtuellen Kraftwerks beruht darauf, mittels einer größeren Anzahl an dezentralen Energieerzeugungsanlagen systematisch Einfluß auf die Amplitude, Frequenz und Form der Netzspannung zu nehmen. Auf diese Weise kann zur Leistungsregelung des Netzes beigetragen und die Netzspannungsform durch eine Oberschwingungskompensation verbessert werden. Im Rahmen dieser Arbeit werden entsprechende Methoden vorgestellt und ihre Wirksamkeit demonstriert.

Für den Fall einer Versorgungsunterbrechung aufgrund eines Netzausfalls wird ein optionaler netzunabhängiger Inselbetrieb realisiert. Mit einem automatischen Wechsel in den Inselbetrieb können lokale Lasten bei einem Netzausfall weiterversorgt werden. In diesem Zusammenhang wird die Eig-

nung des Brennstoffzellenwechselrichters als unterbrechungsfreie Stromversorgung (USV) untersucht.

Da bei der Kraft-Wärme-Kopplung hauptsächlich dann von einer effektiven Nutzung der Primärenergie ausgegangen werden kann, wenn beide Sekundärenergien (Wärme und elektrische Energie) vollständig genutzt werden, wird die umgesetzte elektrische Leistung an den Heizleistungsbedarf angepasst (wärmegeführter Betrieb). Hierfür wird der Sollwert der vom Wechselrichter an das Netz abzugebenden Leistung durch eine übergeordnete Steuerung vorgegeben, die auf diese Weise die Heizleistung regelt. Die steuerungs- und regelungstechnischen Aspekte dieser Betriebsart werden betrachtet. Ebenfalls wird eine Schnittstelle zur Anbindung an die übergeordnete Steuerung definiert.

Zur Erprobung der erarbeiteten Lösungen wird ein Prototyp eines Brennstoffzellen-Wechselrichters realisiert. Dieser Prototyp ist auf eine Nennleistung von 1000W, Eingangsspannungen von 40 – 80V und die einphasige Anbindung an das europäische Niederspannungsnetz (230V/50Hz) ausgelegt.

Anhand des Prototypen werden Optimierungsmöglichkeiten demonstriert, um einen hohen elektrischen Wirkungsgrad zu erreichen. Hierfür werden die Schaltungskomponenten identifiziert, die den Gesamtwirkungsgrad in besonderem Maße verringern. Für diese Komponenten werden Schaltungsänderungen bzw. -erweiterungen vorgestellt, die mit wenigen zusätzlichen Bauteilen und einem geringen konstruktiven Mehraufwand eine merkbare Verbesserung des Wirkungsgrades ermöglichen.

Ebenfalls werden auf der digitalen Signalprozessorsteuerung beruhende Überwachungsfunktionen wie z.B. die Erkennung eines Brennstoffzellen-Überlastzustandes und eine Eigenüberwachung in Bezug auf Schaltfrequenzen und Temperaturen beschrieben, durch die ein zuverlässiger Betrieb des Wechselrichters sichergestellt wird.

Zusammenfassend zeigt die vorliegende Arbeit, dass mit der gewählten zweistufigen Wechselrichterstruktur in Verbindung mit einer signalprozessorbasierten Steuerung sowohl die momentan existierenden Anforderungen bezüglich der Brennstoffzellen- und Netzanbindung erfüllt (z.B. geringe Eingangsstrom-Welligkeit, Erkennung einer Inselnetzbildung), als auch die zu erwartenden zukünftigen Entwicklungen berücksichtigt werden.

Die realisierte Anbindung des Wechselrichters an die Brennstoffzelle und das öffentliche Netz basieren auf den aktuellen technischen und normativen Gegebenheiten. Im Rahmen der Weiterentwicklung der Brennstoffzellentechnologie (Verbesserung von Materialien und Konstruktion) können sich die Anforderungen an den Eingangsspannungsbereich und die Stromwelligkeit ändern. Die resultierenden regelungstechnischen Änderungen lassen sich typischerweise durch eine Anpassung der Reglerparametrierung (Soll-/Grenzwerte, Zeitkonstanten) realisieren; bei einem geänderten Spannungsbereich sind u.U. Änderungen bei der Schaltungsauslegung erforderlich.

In Bezug auf die Netzanbindung sind bei einer zunehmenden Verbreitung der dezentralen Netzeinspeisung Änderungen der von den Netzbetreibern vorgegebenen Anschlussbedingungen zu erwarten. Diese Änderungen können z.B. eine höhere Zuverlässigkeit der Netzausfallerkennung oder eine Verbesserung der Spannungsqualität (Frequenz- und Amplitudenstabilität, Spannungsform) zum Ziel haben. Im Rahmen der Entwicklung des Brennstoffzellenwechselrichters werden diese Aspekte durch entsprechende bereits versuchsweise realisierte Funktionen berücksichtigt, die bei der Herausgabe entsprechender Netzanschlussbedingungen freigeschaltet und an die spezifischen Anforderungen angepasst werden können.

9 Anhang

9.1 Frequenztransformation

Die Oberschwingungskompensation und die Netzimpedanzmessung über Zwischenharmonische erfordern die Bestimmung ausgewählter Frequenzkomponenten des Netzspannungsverlaufs mittels einer diskreten Fourier-Transformation (DFT). Auch wenn die Bestimmung höherfrequenter Komponenten bei dieser Anwendung i.d.R. nicht von Interesse ist, wird eine möglichst hohe Abtastrate angestrebt, da mit zunehmender Anzahl an Samples der Einfluß von Störungen auf den aufgenommenen Messwerten geringer ausfällt (Mittelwertbildung). Auch wird mit einer entsprechend hohen Abtastrate vermieden, dass höherfrequente Signalkomponenten Schwebungen hervorrufen, durch die auch die Ergebnisse für die niederfrequenten Frequenzanteile verfälscht werden.

Für die Abtastung des Zeitverlaufs wird daher dieselbe Zeitbasis verwendet, mit der die Kanalgrenzen des Stromreglers abgetastet werden ($f_{s\text{amp}} = 20\text{kHz}$ entsprechend der Schaltfrequenz im spannungsgesteuerten Inselbetrieb). Mit einer Netz-Grundfrequenz von 50 Hz wird der Zeitverlauf somit in $N = 400$ Schritte⁵² diskretisiert.

Die Anzahl von $N = 400$ Zeitbereichswerten schliesst die Verwendung der 'Fast Fourier Transformation' (FFT) aus, da der Zusammenhang $N = 2^n$ (n : natürliche Zahl) nicht erfüllt wird.

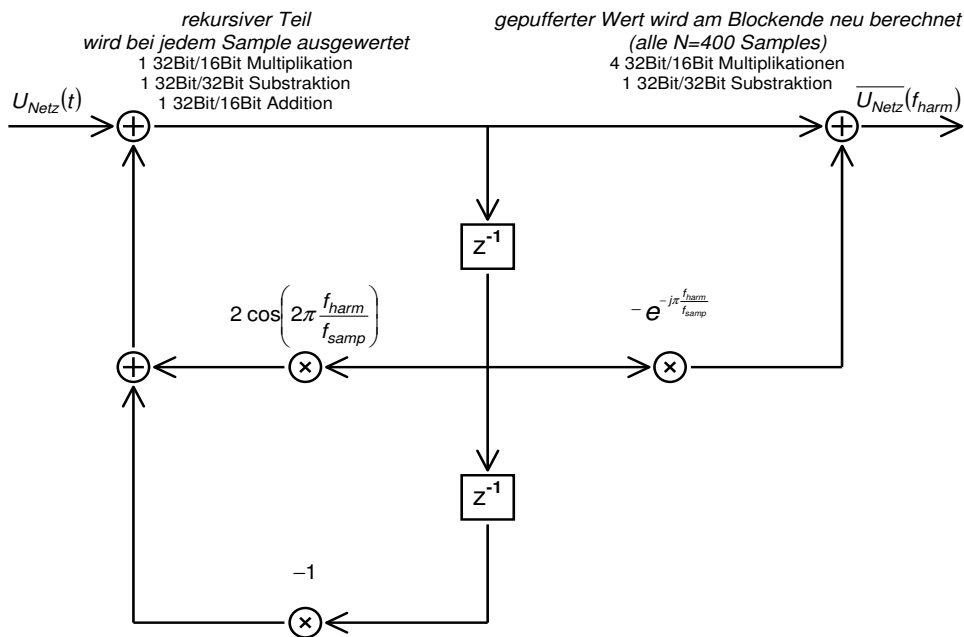


Abbildung 9.1: Filterstruktur des Goertzel-Algorithmus

Der **Görtzel-Algorithmus** (siehe Abbildung 9.1) realisiert ein Bandpassfilter mit der Frequenz f_{harm} der zu bestimmenden Spannungsharmonischen. Hierzu wird in jedem Zeitschritt ein neuer Netzspannungs-Momentanwert $U_{\text{Netz}}(t)$ aufgenommen und der rekursive Teil des Filters neu bestimmt. Nach einer Netzperiode - d.h., $N = 400$ Werten - wird der komplexe Frequenzbereichswert $\overline{U_{\text{Netz}}}(f_{\text{harm}})$ berechnet, der Amplitude und Phasenlage (in Rela-

⁵²bzw. in ein ganzzahliges Vielfaches von 400 für die Detektion von Zwischenharmonischen

tion zur Blockgrenze) der Harmonischen beinhaltet. Um eine Aussage über die Phasenlage zu ermöglichen, wird die Blockgrenze mit einem festen Zeitpunkt innerhalb der Netzperiode (hier: Netzspannungs-Nulldurchgang) synchronisiert. Für diesen Fall stellt $U_{Netz,0^\circ}(k = \frac{f_{harm}}{50Hz}) = Im[\overline{U_{Netz}}(f_{harm})]$ den zur Netzspannungs-Grundschiwingung synchronen (Oberschwingungs-Nulldurchgang im Netzspannungs-Nulldurchgang) und $U_{Netz,90^\circ}(k = \frac{f_{harm}}{50Hz}) = Re[\overline{U_{Netz}}(f_{harm})]$ den um 90° verschobenen (Oberschwingungs-Maximum im Netzspannungs-Nulldurchgang) Anteil an der Amplitude der Harmonischen k dar.

Die komplexen Frequenzanteile $\overline{U_{Netz}}(k = \frac{f_{harm}}{50Hz})$ lassen sich ebenfalls aus der **Grundform der diskreten Fourier-Transformation** bestimmen:

$$\overline{U_{Netz}}(k) = \frac{2}{N} \times \sum_{t=0}^{N-1} [U_{Netz}(t) \times [\cos(2\pi t \frac{k}{N}) + j \sin(2\pi t \frac{k}{N})]] \quad (9.1)$$

Tabelle 9.1 gibt die erforderlichen Rechenoperationen für die Berechnung einer Frequenzkomponente über die Grundform der DFT und mittels des Görtzel-Algorithmus an. Der wesentliche Unterschied ist die bei der Grundform der DFT erforderliche Berechnung des Sinusverlaufs mit dem der Signalverlauf gefaltet wird, während die Faltung bei dem rekursiven Görtzel-Algorithmus durch die Rückkopplung erfolgt.

Die Sinusberechnung ist in dieser Anwendung jedoch unproblematisch, da für die Erzeugung von Sollwertverläufen (Stromverlauf im Netzbetrieb, Spannungsverlauf im Inselbetrieb) ohnehin eine Sinustabelle vorhanden ist.

Tabelle 9.1: Erforderliche Rechenoperationen für Frequenztransformation

Typ der Rechenoperation	Anzahl bei Görtzel		Anzahl bei DFT-Grundform	
	Pro Zeitschritt	Am Block-Ende	Pro Zeitschritt	Am Block-Ende
32Bit × 16Bit	1	4	-	2
16Bit × 16Bit	-	-	3	-
32Bit – 32Bit	1	1	-	-
32Bit + 16Bit	1	-	2	-
16Bit + 16Bit	-	-	1	-
Tabellenzugriff	-	2	2	-

Während für die Oberschwingungskompensation nur eine näherungsweise Bestimmung der harmonischen Spannungskomponenten zur Vermeidung einer Überkompensation erforderlich ist, wirken sich Ungenauigkeiten bei der Berechnung der zwischenharmonischen Spannungskomponenten unmittelbar auf die Genauigkeit der Netzimpedanzberechnung aus. Bei einem Vergleich der Rechenalgorithmen zeigt sich eine höhere Ungenauigkeit des Görtzel-Algorithmus, die sich mit der rekursiven Funktionsweise des Algorithmus erklären lässt.

Für die Additions-, Subtraktions- und Tabellenzugriffs-Operationen sind keine Rechenungenauigkeiten zu erwarten. Multiplikationsoperationen rufen jedoch (insbesondere bei der vom digitalen Signalprozessor angewendeten Festkomma-Arithmetik) durch den Auflösungsverlust Rundungsfehler hervor. Diese werden bei dem Görtzel-Algorithmus in den folgenden Rekursionsschritten u.U. weiter verstärkt, während sie bei der iterativen Berechnung der DFT-Grundform lediglich in derselben Größenordnung wie bei einem einzelnen Rechenschritt entstehen: Hier werden die auftretenden Abweichungen aufsummiert und am Block-Ende durch die halbe Zeitschrittzahl dividiert.

9.2 Auswahl der Frequenzen für die Netzimpedanzmessung

Eine gegenseitige Beeinflussung der Netzimpedanzmessung mehrerer Wechselrichter ist ausgeschlossen, solange die einzelnen Wechselrichter jeweils unterschiedliche Kombinationen von f_{Harm} (Frequenz der Zwischenharmonischen) und f_P (Pulsationsfrequenz) verwenden. Dies kann durch eine Vorgabe der Frequenzen durch den Netzbetreiber sichergestellt werden. Alternativ kann auch die im Folgenden beschriebene Methode einer automatischen Frequenzauswahl angewendet werden:

Wenn eine fehlerhafte Netztrennung aufgrund einer gegenseitigen Beeinflussung bei der Netzimpedanzmessung erfolgt ist, kann dies vom Wechselrichter anhand der nach der Abschaltung weiterhin vorliegenden Netzspannung (Amplituden- und Frequenzüberwachung) erkannt werden. In diesem Fall wird vor der Wiederaufschaltung auf eine andere, zufällig ausgewählte Frequenzkombination⁵³ gewechselt. Auf diese Weise verteilen sich die einzelnen Wechselrichter - ggfs. nach mehreren Schritten - eigenständig auf die zur Verfügung stehenden Frequenzkombinationen.

Abbildung 9.2 zeigt ein Beispiel für den Ablauf der Frequenzauswahl. Hier wird zur Vereinfachung von nur vier unterschiedlichen Frequenzkombinationen und zunächst drei Wechselrichtern ausgegangen. Nachdem ein vierter Wechselrichter aufgeschaltet wird, finden mehrere Frequenzwechsel statt, bevor alle Wechselrichter mit unterschiedlichen Frequenzkombinationen arbeiten.

WR1	1	1	1	2	1	1	2	2
WR2	2	2	2	2	3	3	3	3
WR3	3	3	3	3	3	1	1	1
WR4			1	4	4	4	4	4

Abbildung 9.2: Beispielablauf für automatische Frequenzauswahl

⁵³die Zufallsauswahl kann auch die bisherige Frequenzkombination einschließen

9.3 Temperaturmessung

Die Temperaturmesswerte für die zu überwachenden Bauteile werden mittels NTC-Widerständen aufgenommen. Ihr in der Umgebung der Raumtemperatur relativ hoher Widerstand ermöglicht mit der Verschaltung in einem Spannungsteiler eine einfache Aufnahme der Messwerte durch den digitalen Signalprozessor des Wechselrichters ohne eine Spannungsverstärkung, die den Schaltungsaufwand (und somit den Aufwand für das Layout der Wechselrichter-Hauptplatine) erhöht und anfällig für eingekoppelte Störungen durch die stattfindenden Schaltvorgänge ist.

Aufgrund der Nichtlinearität der Widerstands-Temperatur-Kennlinie der NTC-Widerstände wird im digitalen Signalprozessor des Wechselrichters die korrespondierende Temperatur-Spannungskennlinie hinterlegt (siehe **Abbildung 9.3**). Die korrespondierenden Gleichungen 9.2 und 9.3 beschreiben die Zusammenhänge zwischen der am Analog/Digital-Wandler des Prozessors anliegenden Spannung $U_{A/D}$, dem temperaturabhängigen Widerstand R_{NTC} des NTCs und der Temperatur T in Abhängigkeit von der Referenzspannung U_{Ref} und dem Referenzwiderstand $R_{PullDown}$.

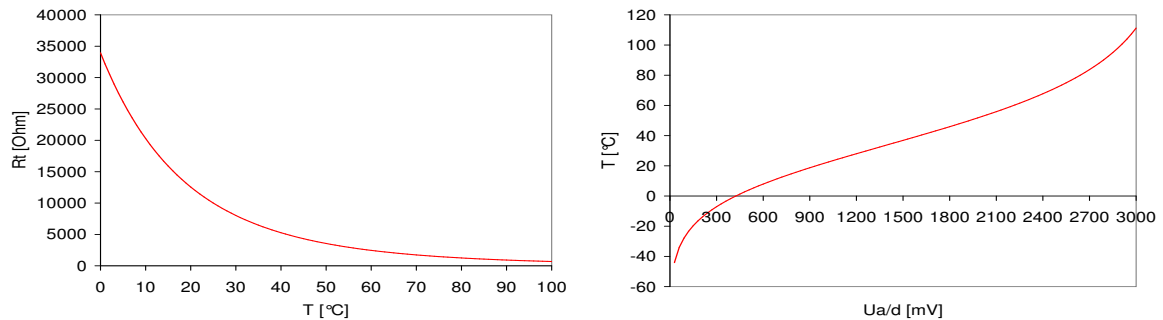


Abbildung 9.3: Widerstands-Temperatur- und Temperatur-Spannungskennlinie

$$R_T = R_{25^\circ C} \times e^{\beta \left(\frac{1}{T+273K} - \frac{1}{25^\circ C+273K} \right)}$$

$$T = \frac{1}{\frac{1}{25^\circ C+273K} + \frac{\ln R_T}{\beta}} - 273K \quad (9.2)$$

$$U_{A/D} = U_{Ref} \times \frac{R_{PullDown}}{R_{NTC} + R_{PullDown}}$$

$$R_{NTC} = R_T = \left(\frac{U_{Ref}}{U_{A/D}} - 1 \right) \times R_{PullDown} \quad (9.3)$$

Endtemperatur-Vorausberechnung

Während für den Betrieb des Wechselrichters die Messung der momentanen Bauteiltemperaturen für die Abschaltung bei Erreichen definierter Grenzwerte genutzt wird, ist bei der Erprobung des Kühlkonzeptes für Leistungshalbleiter und Transformator die Messung der Temperatur im thermisch eingeschwungenen Zustand notwendig: Da Bauteile, Kühlkörper und auch die Luft im Gehäuseinneren neben Wärmewiderständen auch Wärmespeicher darstellen, nähert sich die Temperatur asymptotisch einem stationären Endwert. Typischerweise wird vom Erreichen des stationären Endwertes ausgegangen, wenn sich der (mit einer begrenzten Genauigkeit und Auflösungsdarstellung aufgenommene) Messwert in einem gewählten Zeitintervall unverändert bleibt. Dieser Zustand stellt sich bei entsprechend grossen Wärmespeichern jedoch erst nach einer längeren Zeit (im vorliegenden Fall in der Grössenordnung einer Stunde) ein.

Um bei konstruktiven Änderungen eine Vorabschätzung zu erhalten, ob diese eine Verbesserung oder Verschlechterung der Kühlung darstellen, und um den zeitlichen Aufwand bei der Bestimmung von Kennlinien (z.B. Temperatur-Leistung, Temperatur-Lüfterdrehzahl) zu verringern, besteht die Möglichkeit, die stationäre Endtemperatur näherungsweise vorzuberechnen.

Hierfür wird der Temperaturverlauf in Form des Newtonschen Abkühlungsgesetzes modelliert, so dass aus den in einem Zeitraster aufgenommenen Messwerten die zu erwartende Endtemperatur berechnet werden kann. Zu beachten ist, dass das Abkühlungsgesetz lediglich eine Näherungslösung für die Wärmeabgabe bzw. Wärmeaufnahme eines Wärmespeichers darstellt, während die Wärmeübertragung im Gerät über mehrere Wärmewiderstände und Wärmespeicher zwischen Bauteil und Umgebungsluft erfolgt.

Der Zeitverlauf einer Erwärmung oder Abkühlung gemäß des Newtonschen Abkühlungsgesetzes ist in Gleichung 9.4 dargestellt. $T(0)$ ist die bekannte Anfangstemperatur zum Zeitpunkt $t = 0$, T_{End} ist die unbekannte, zu berechnende Endtemperatur, k ist eine unbekannte Zeitkonstante. Wie in Gleichung 9.5 gezeigt, lässt sich aus der Geschwindigkeit des Temperaturanstiegs (1. Ableitung) und der Geschwindigkeitsänderung (2. Ableitung) die Endtemperatur bestimmen.

$$T(t) = T_{End} - [T_{End} - T(0)] \times e^{-kt} \quad (9.4)$$

$$\begin{aligned} T'(t) &= [T_{End} - T(0)] \times k \times e^{-kt} \\ T''(t) &= -[T_{End} - T(0)] \times k^2 \times e^{-kt} \\ \frac{T''(t)}{T'(t)} &= -k \\ T'(0) &= [T_{End} - T(0)] \times k \times e^0 \\ T_{End} &= T(0) + \frac{T'(0)}{k} \end{aligned} \quad (9.5)$$

Während die Zeit bis zum Erreichen des Endwertes aufgrund der asymptotischen Annäherung theoretisch ∞ beträgt, lässt sich die Zeitdauer t_{Rest} berechnen, bis ein vorgegebener Abstand ΔT zum Endwert erreicht wird:

$$\begin{aligned} T(t_{Rest}) &= T_{End} - [T_{End} - T(0)] \times e^{-kt_{Rest}} \\ \frac{T_{End} - T(t_{Rest})}{T_{End} - T(0)} &= e^{-kt_{Rest}} \\ \Delta T &= T_{End} - T(t_{Rest}) \\ t_{Rest} &= \frac{-\ln \frac{\Delta T}{T_{End} - T(0)}}{k} \end{aligned} \quad (9.6)$$

Bei der programmiertechnischen Umsetzung werden die Ableitungen durch eine numerische Differenzbildung über einem Zeitabstand Δt (Vielfaches der Abtastrate) bestimmt:

$$\begin{aligned} T'(t) &\approx \frac{T(t+\Delta t) - T(t-\Delta t)}{2\Delta t} \\ T''(t) &\approx \frac{T'(t+\Delta t) - T'(t-\Delta t)}{2\Delta t} \end{aligned} \quad (9.7)$$

Es werden somit die Temperaturwerte zu den Zeitpunkten $t + 2\Delta t$, t , $t - 2\Delta t$ (für die 2. Ableitung) und $t + \Delta t$, $t - \Delta t$ (für die 1. Ableitung) ausgewertet. Die Berechnung kann somit nur "nachträglich" für Zeitpunkte t durchgeführt werden, die mindestens $2\Delta t$ zurückliegen. Δt kann hierbei nicht beliebig klein gewählt werden, da aufgrund der begrenzten Genauigkeit und Auflösungsdarstellung der Temperaturmesswerte ansonsten keine erkennbare Veränderung der Werte stattfindet und die Ableitungsberechnung somit keine korrekten Ergebnisse liefert. Eine Anpassung

sung von Δt an die - abgeschätzte - Zeitkonstante des Temperaturverlaufs (z.B. 60 Sekunden bei einer Hochlaufzeit von 1 Stunde) ist daher sinnvoll.

Die Endtemperatur-Vorherberechnung benötigt somit ebenfalls eine "Vorlaufzeit" von $2 \Delta t$, bevor nach einer Änderung des Betriebspunktes (erzeugte Wärmemenge) oder der Umgebungsbedingungen (Kühlung) ein korrektes Ergebnis zur Verfügung steht.

9.4 Temperaturüberwachung

Die Temperatur der leistungsführenden Bauteile während des Betriebs hängt von der durch die elektrische Verlustleistung hervorgerufenen Wärme und dem Wärmewiderstand bei der Wärmeabgabe an die Umgebung ab. Die Verlustleistung wird durch elektrische Größen bestimmt, die bis auf den Betriebspunkt und eine geringe Temperaturabhängigkeit (Temperaturkoeffizienten) der in den Bauteilen anfallenden Verluste während des Betriebes als unveränderlich angesehen werden können. Unter Vernachlässigung der Temperaturabhängigkeit aufgrund der relativ geringen zugelassenen Temperaturänderungen zwischen ausgeschaltetem Zustand und Betrieb und einer als näherungsweise konstant angenommenen Umgebungstemperatur ist lediglich eine Betrachtung der auftretenden Verluste für unterschiedliche Betriebspunkte notwendig.

Für die zur Spannungserhöhung von der Eingangsspannung auf die Zwischenkreisspannung eingesetzten Komponenten (Eingangsbrücken-MOSFETs, Transformator, Gleichrichterioden) bezieht sich die Betriebspunktabhängigkeit der auftretenden Verluste auf die von der Brennstoffzelle zur Verfügung gestellte Eingangsspannung und die übertragene (Wirk-)Leistung; alle anderen Parameter wie z.B. Zwischenkreisspannung und Schaltfrequenz werden als konstant angesehen.

In Bezug auf die zur Wechselrichtung (Netzanbindung) eingesetzten CoolMOS-Transistoren besteht neben der Abhängigkeit von der übertragenen (Schein-)Leistung ebenfalls eine geringe (aufgrund des begrenzten zulässigen Netzspannungsbereiches als vernachlässigbar angesehene) Abhängigkeit von der Netzspannungsamplitude, da diese die variable Schaltfrequenz (bzw. bei einer Schaltfrequenzregelung die Form des Verzerrungsanteiles) beeinflusst.

Eine Begrenzung des zulässigen Betriebsbereiches auf erprobte Eingangsspannungs-Leistungskombinationen schließt somit Übertemperatur-Zustände der Bauteile aus, solange die Wärmeabgabe an die Umgebung unverändert bleibt. Bei einer Erhöhung des Wärmewiderstandes (z.B. bei einer unzureichenden Luftzufuhr) oder bei einer höheren Umgebungstemperatur ist jedoch mit einem Temperaturanstieg zu rechnen. Aufgrund dieser Abhängigkeit der auftretenden Temperaturen vom Aufstellungsort des Wechselrichters ist die Integration einer Temperaturüberwachung sinnvoll.

Im einfachsten Fall werden für die einzelnen überwachten Bauteiltemperaturen Grenzwerte definiert, bei denen eine Abschaltung des Wechselrichters erfolgt. Um die mit einer Abschaltung verbundene sprunghafte Lastverringern an der Brennstoffzelle zu vermeiden, besteht im Netzbetrieb aufgrund der frei wählbaren Wirkleistungsabgabe ebenfalls die Möglichkeit, einem Temperaturanstieg (oberhalb einer Temperatur T_{min}) mit einer Leistungsverringern entgegenzuwirken. Abhängig von der Wirkung der Leistungsverringern auf den weiteren Anstieg der Temperatur wird auf diese Weise ein Weiterbetrieb mit verringerter Leistung ermöglicht oder die Leistung vor Erreichen der entgeltigen Abschaltgrenze (T_{max}) auf Null zurückgefahren.

$$P_{Soll} = \text{Minimum}[P_{Soll,Vorgabe}, P_{Max} \times (T_{max} - T) / (T_{max} - T_{min})] \quad (9.8)$$

Während die Verlustleistung der zur Anhebung der Eingangsspannung auf das Zwischenkreisspannungsniveau eingesetzten Halbleiter (Eingangsbrücken-MOSFETs, Gleichrichter-Dioden) lediglich durch die Wirkleistungsabgabe beeinflusst werden kann, besteht für die Ausgangsbrücken-MOSFETs die Möglichkeit, einem Temperaturanstieg zunächst mit einer Blindleistungsverringerung entgegenzuwirken.

Zu beachten ist weiterhin, dass einer Wirkleistungsverringerung durch eine übergeordnete Heizleistungsregelung entgegengewirkt wird. Somit kann bei einem nachfolgenden Absinken der Temperatur und der resultierenden Leistungsanhebung ein Regulationsschwingen hervorgerufen werden. Die resultierende kontinuierliche Leistungsschwankung führt zu einer erhöhten Belastung der Brennstoffzelle, während die mit der Leistungsschwankung verbundene Temperaturschwankung eine mechanische Belastung des Wechselrichters (z.B. der Kontaktierung innerhalb der Halbleiter) darstellt. Aus diesem Grund ist es evtl. sinnvoll, den erreichten Leistungsbegrenzungswert bei einer sinkenden Temperatur beizubehalten (oder nur mit einer großen Zeitkonstante wieder anzuheben) um ein Regulationsschwingen zu vermeiden.

Während für die leistungsführenden Halbleiter-Bauteile (MOSFETs und Dioden) eine passive Kühlung⁵⁴ ausreichend ist, ist für den Transformator des Wechselrichters abhängig vom Betriebspunkt (d.h., der anfallenden Verlustleistung) eine aktive Kühlung (Luftfremdkühlung) notwendig. Hierbei besteht im Rahmen der Temperaturüberwachung die Möglichkeit, eine Regelung des Lüfters durchzuführen. Auf diese Weise kann die Lebensdauer des Lüfters erhöht werden; ausserdem wird eine unnötige Verringerung des Gesamtwirkungsgrades vermieden und - bei der Zufuhr von Umgebungsluft anstelle der Umwälzung der Luft im Gehäuseinneren - die Gefahr von Überschlügen durch eine erhöhte Verunreinigung verringert.

Hierfür wird eine Hysteresefunktion eingesetzt, die den Lüfter bei einer oberen Grenztemperatur T_{max} einschaltet und einer unteren Grenztemperatur T_{min} ausschaltet. Dies hat jedoch eine andauernde Schwankung der Transformatortemperatur zur Folge, die u.U. zu Schäden aufgrund einer erhöhten mechanischen Belastung führt. Falls die Kommutierungselektronik des verwendeten Lüfters es zulässt, besteht daher ebenfalls die Möglichkeit einer kontinuierlichen Anpassung der Drehzahl des Lüfters an die aktuelle Temperatur, so dass - bei gleichbleibendem Betriebspunkt und unveränderten Umgebungsbedingungen - eine asymptotische Annäherung an einen stationären Zustand (konstante Temperatur bei konstanter Drehzahl) erfolgt.

Die Versorgungsspannung des Lüfters wird hierfür zwischen den Grenztemperaturen mittels einer Pulsweitenmodulation linear bis zur Nennspannung angehoben. Um einen zuverlässigen (An-)Lauf des Lüfters sicherzustellen, wird hierbei eine minimale Pulsweite PW_{min} (abh. von Lüfter bzw. Kommutierungselektronik) definiert, die nicht unterschritten wird; unterhalb dieser Pulsweite wird eine Hysteresefunktion angewendet, mit der zwischen PW_{min} und einer vollständigen Ausschaltung des Lüfters umgeschaltet wird.

Die Lüfter-Regelung mittels Temperatur-Hysterese kann somit als Sonderfall der Drehzahl-Anpassung mit $PW_{min} = 100\%$ angesehen werden, so dass eine Änderung der Parametrierung von PW_{min} einen Wechsel zwischen den Regelungsstrategien ermöglicht. Eine grafische Darstellung der Kennlinienfunktion und eine Prinzipdarstellung des Algorithmus sind in **Abbildung 9.4** enthalten.

⁵⁴MOSFETs und Dioden auf Platinenunterseite sind mittels Winkeln mit Kühlkörper an Gehäuserückwand verbunden

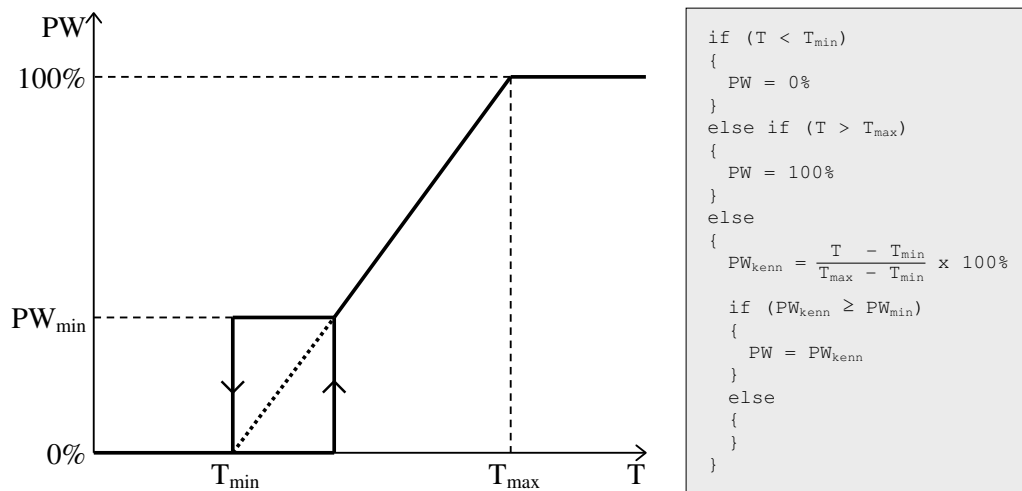


Abbildung 9.4: Kennlinie (links) und prinzipieller Programmablauf für temperaturabhängige Lüfterregelung

9.5 Ausgangsstromerfassung

Der Ausgangsstrom-Istwert wird mittels eines Kompensationsstromwandlers in einen unipolaren Spannungswert von $2,5V + I_{Ist} \frac{400mV}{3A}$ umgesetzt. Für eine Anpassung an den Eingangsspannungsbereich des digitalen Signalprozessors (0 – 3V) wird der Nullpunkt durch eine Offset-Subtraktion auf ca. 1,2V verschoben.

Auf diese Weise wird im Gegensatz zu einer Skalierung die Signalamplitude und somit ebenfalls der Signal-Rausch-Abstand nicht verringert, so dass eine möglichst hohe Regelqualität gewährleistet ist; mit einer Meßspannung von $1,2V + I_{Ist} \frac{400mV}{3A}$ kann im Spannungsbereich von 0 – 3V ein Momentanstrom von maximal 9A abgebildet werden (bei einem Nennstrom-Spitzenwert von $\hat{I}_{Nenn} = \sqrt{2} \times \frac{1000W}{230V} \approx 6A$).

Um einen gleichstromfreien Einspeisestrom zu erhalten, wird der Nullpunkt des Strommesswertes als Offset für die Kanalgrenzen-Spannungswerte der Regelungshysterese verwendet (siehe **Abbildung 9.5**).

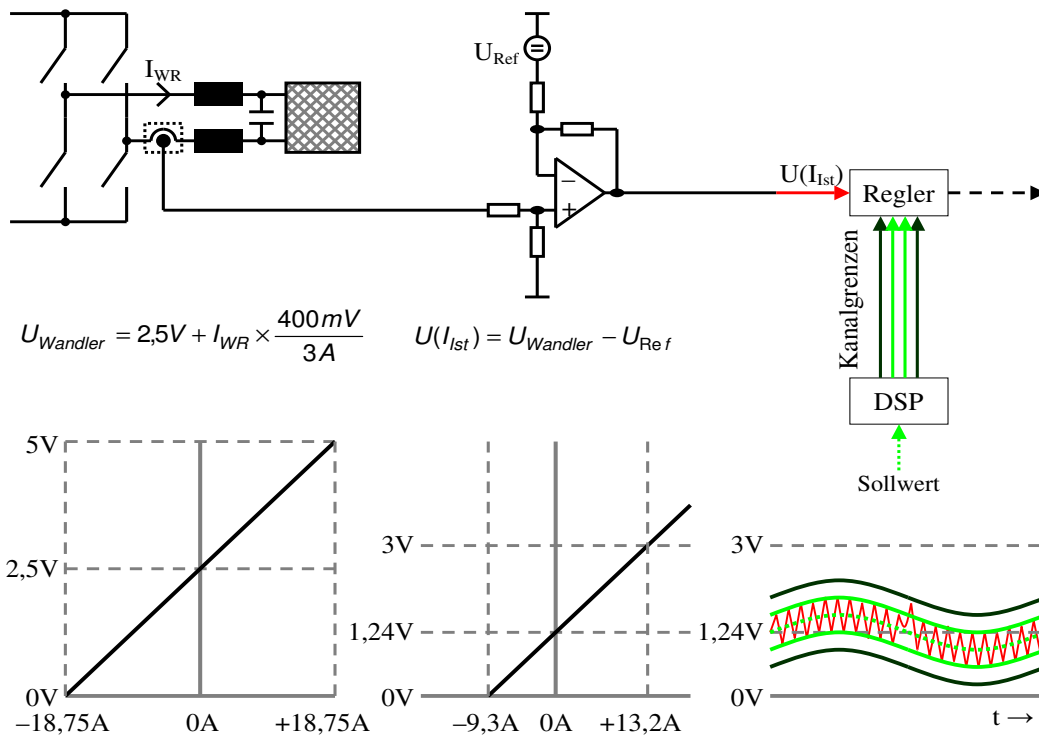


Abbildung 9.5: Verarbeitung der Ausgangsstrommessung

Da aufgrund der Übersetzung von $\frac{3A}{400mV}$ bereits kleine Spannungsabweichungen zu einem deutlichen Gleichstromanteil führen (z.B. 75mA bei 10mV), ist eine möglichst genaue Bestimmung des Strommesswert-Nullpunktes notwendig. Aus diesem Grund wird der Nullpunkt im Betriebsprogramm des digitalen Signalprozessors nicht fest auf den Nennwert von 1,2V gesetzt, sondern während (bzw. vor Beginn) des Betriebs des Wechselrichters jeweils neu bestimmt.

Eine Neubestimmung des Nullpunktes ist möglich, solange die Ausgangsstufe nicht aktiv ist - für diesen Fall ist der Ausgangsstrom $I_{Ist} = 0$, so dass der Spannungswert der Strommessung dem Nullpunkt entspricht. Der Nullpunkt wird daher während des Standby-Wartezustandes kontinuierlich neu

bestimmt; mit dem Beginn des Hochlaufs wird die Aktualisierung beendet, so dass während des Betriebs auf den zuletzt gespeicherten Nullpunkt-Messwert zugegriffen wird.

Voraussetzung hierfür ist, dass sich der Offset U_{Ref} während des Betriebs nicht ändert (z.B. in Abhängigkeit von der Temperatur), da ansonsten ein für die Regelung nicht erkennbarer Gleichstromanteil entsteht. Aus diesem Grund wird der Spannungswert für die Offset-Subtraktion mittels eines temperaturkompensierten Referenzspannungselements erzeugt.

Um Ungenauigkeiten bei der Bestimmung des Nullpunktes durch eine A/D-Wandlung des I_{Ist} -Messwertes zu vermeiden, wird der Nullpunkt iterativ über eine Variation des Kanalgrenzen-Offsets und eine Auswertung der daraufhin vom Regler ausgegebenen Schaltzustände bestimmt. Hierfür wird ein identischer Spannungswert für alle vier Kanalgrenzen an den Regler übergeben. Ein Über- bzw. Unterschreiten des Istwertes führt - wie bei einem Polaritätswechsel während der Stromregelung - zu einem Pegelwechsel der vom digitalen Signalprozessor ausgewerteten Schaltzustands-Signale.

Mit einer Kanalbreite von Null für den Hysterese- und Polaritätswechselkanal sind im Idealfall nur die Schaltzustände $Istwert > obere\ Polaritätskanalgrenze$ und $Istwert < untere\ Polaritätskanalgrenze$ möglich, so dass die Schaltzustandssignale für die Halbbrücken 1 und 2 zueinander komplementär sind.

Entsprechend des logischen Zustandes der Schaltsignale für Halbbrücke 1 und Halbbrücke 2 wird der Offsetwert für die Kanalgrenzen erhöht bzw. verringert:

Tabelle 9.2: Logiktable der iterativen Nullpunktbestimmung (Prinzip)

Schaltsignal HB1	Schaltsignal HB2	Bedeutung	Aktion
HIGH	LOW	Kanalgrenzen-Offset < Istwert-Nullpunkt	Offset erhöhen
LOW	HIGH	Kanalgrenzen-Offset > Istwert-Nullpunkt	Offset verringern
LOW	LOW	Kanalgrenzen-Offset \approx Istwert-Nullpunkt	Offset unverändert
HIGH	HIGH	Kanalgrenzen-Offset \approx Istwert-Nullpunkt	undefiniert

In der Nähe des gesuchten Nullpunktes führen den Komparator-Eingangssignalen (Kanalgrenzen und Strom-Messwert) überlagerte Störungen zu fehlerhaften Umschaltvorgängen der Reglerlogik⁵⁵. Aus diesem Grund varriert der Offsetwert während der kontinuierlichen Bestimmung und weicht somit geringfügig vom gesuchten Nullpunkt ab.

Abbildung 9.6 zeigt eine rechnerische Nachbildung der Nullpunktbestimmung. Der gesuchte Nullpunktwert ist identisch mit dem idealen (d.h. störungsfreien) I_{Ist} -Messwert für $I_{Ist} = 0A$. Dieser wird hier mit "Istwert, Mitt." (Istwert-Mittelwert) bezeichnet. Durch überlagerte Störungen befindet sich der von der Reglerlogik erkannte momentane Messwert ("Istwert") in einem Kanal um den tatsächlichen Nullpunktwert. Wird der Offset nach der beschriebenen Methode unmittelbar aus dem momentanen Messwert bestimmt, konvergiert der hier mit "Nulllinie, ohne Mitt." bezeichnete Offsetwert zunächst gegen den tatsächlichen Nullpunkt, überschreitet diesen jedoch; aufgrund der überlagerten Störungen findet kein Einschwingvorgang statt.

Während des Betriebs ergeben sich somit unterschiedliche Gleichstromanteile in Abhängigkeit von dem aktuellen Offsetwert zum Zeitpunkt des Hochlaufs.

Mit einer Mittelwertbildung wird die Genauigkeit der Nullpunktbestimmung erhöht. Hierfür werden die Pegel der Reglerlogik über ein Mittelungsintervall abgetastet und die Anzahl der 'HIGH'-

⁵⁵im Betrieb wird dies durch die Hysterese verhindert

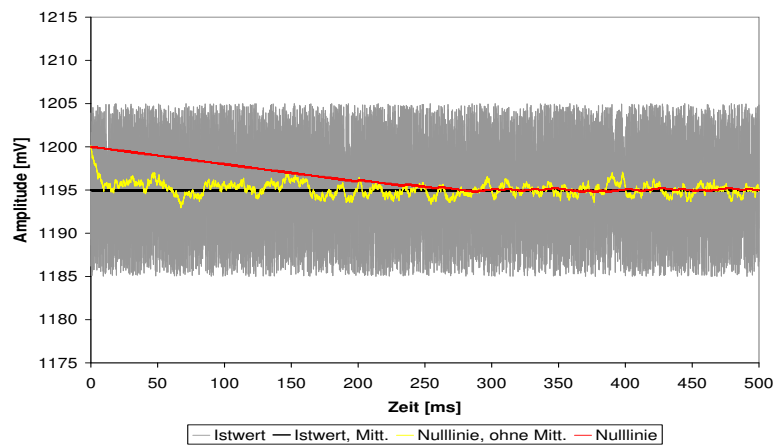


Abbildung 9.6: Zeitverlauf der Nullpunktbestimmung

Zustände gezählt. Der Offsetwert wird anschliessend basierend auf einem Vergleich der Zählerstände angepasst.

Tabelle 9.3: Logiktable der iterativen Nullpunktbestimmung

Zählerstände	Bedeutung	Aktion
Zähler HB1 > Zähler HB2	Kanalgrenzen-Offset < Istwert-Nullpunkt	Offset erhöhen
Zähler HB1 < Zähler HB1	Kanalgrenzen-Offset > Istwert-Nullpunkt	Offset verringern
Zähler HB1 = Zähler HB2	Kanalgrenzen-Offset \approx Istwert-Nullpunkt	Offset unverändert

Der Verlauf der mittelwertbasierten Nullpunktbestimmung ist in **Abbildung 9.6** mit "Nulllinie" bezeichnet: Die Schwankungen um den Endwert werden deutlich verringert. Mit zunehmender Größe des Mittelungsintervalls verringert sich die Geschwindigkeit, mit der sich der Offsetwert dem Endwert nähert. Es ist vor Beginn des Hochlaufs somit eine Wartezeit notwendig, damit der korrekte Nullpunktwert erreicht wird; mit einer Speicherung des zuletzt bestimmten Nullpunktwertes ist jedoch typischerweise keine erneute Anpassung des Offsets notwendig.

9.6 Brennstoffzellen-Kennlinie

Die U-I-Kennlinie einer Brennstoffzelle (siehe **Abbildung 9.7**) wird durch unterschiedliche chemische und elektrische Einflüsse bestimmt. Die Überlagerung dieser Einflüsse ruft zur Stromdichte nichtlinear ansteigende Spannungsabfälle (bezogen auf die Leerlaufspannung) hervor. Bei geringen Stromdichten (Abschnitt 1) wird der Verlauf hauptsächlich durch die Verluste bestimmt, die aufgrund der erforderlichen Aktivierungsenergie für die elektrochemischen Reaktionen an den Elektroden entstehen. Bei mittleren Stromdichten (Abschnitt 2) macht sich der Einfluß der ohmschen Widerstände der Elektroden und der Kontaktierung bemerkbar. Bei hohen Stromdichten (Abschnitt 3) führt die begrenzte Geschwindigkeit bei der Zuführung der Reaktionsgase zu einer Abnahme der Konzentration der Reaktanden an den Elektroden, so dass es zu einem Zusammenbruch der Zellenspannung kommt.

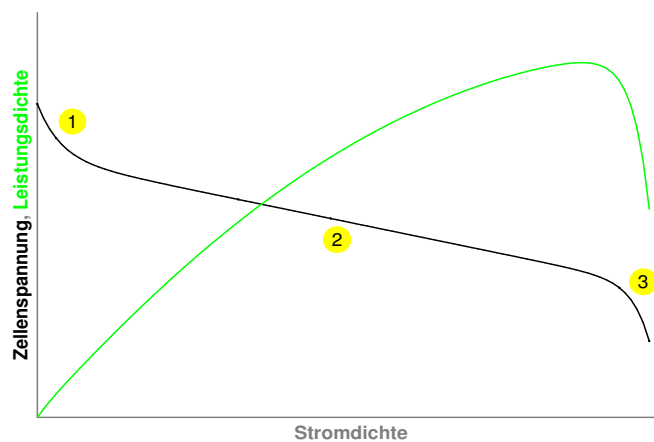


Abbildung 9.7: Prinzipverlauf der Brennstoffzellen-Kennlinie

Der Arbeitspunkt, der sich für den Betrieb der Brennstoffzelle mit einer gegebenen Last einstellt, kann anhand der Schnittpunkte von Brennstoffzellen- und Lastkennlinie bestimmt werden. Für eine direkte ohmsche Belastung der Brennstoffzelle⁵⁶ berechnet sich die U-I-Kennlinie zu $U(I) = R \times I$.

Bei der Netzeinspeisung erfolgt jedoch eine Leistungsregelung⁵⁷. Im Inselbetrieb wird die Amplitude der Inselnetzspannung konstant gehalten; dies hat in Verbindung mit der für eine gegebene Inselnetzlast konstanten Laststromamplitude ebenfalls eine Konstanthaltung der Leistung zur Folge. Die Konstanthaltung der Leistung führt zu einer U-I-Kennlinie gemäß $U(I) = P/I$.

Abbildung 9.8 zeigt beispielhaft die Kennlinie einer Brennstoffzelle und die Kennlinien von ohmschen Lasten (für unterschiedliche Werte von R) bzw. leistungsgeregelten Lasten (für unterschiedliche Werte von P).

Bei einer ohmschen Belastung gibt es jeweils genau einen Schnittpunkt zwischen Brennstoffzellen- und Lastkennlinie, so dass für jeden Wert von R ein Arbeitspunkt bestimmt werden kann. Bei einer leistungsgeregelten Last gibt es abhängig von P zwei Schnittpunkte, einen Berührungspunkt oder keine gemeinsamen Punkte von Last- und Brennstoffzellenkennlinie.

Gibt es keine Schnittpunkte zwischen den Kennlinien, so kann sich kein stabiler Arbeitspunkt ein-

⁵⁶wie z.B. Lastwiderstände in Brennstoffzellen-Versuchsständen

⁵⁷bzw. eine Stromregelung, die in Verbindung mit der näherungsweise konstanten Netzspannungsamplitude eine Leistungs-Konstanthaltung zur Folge hat

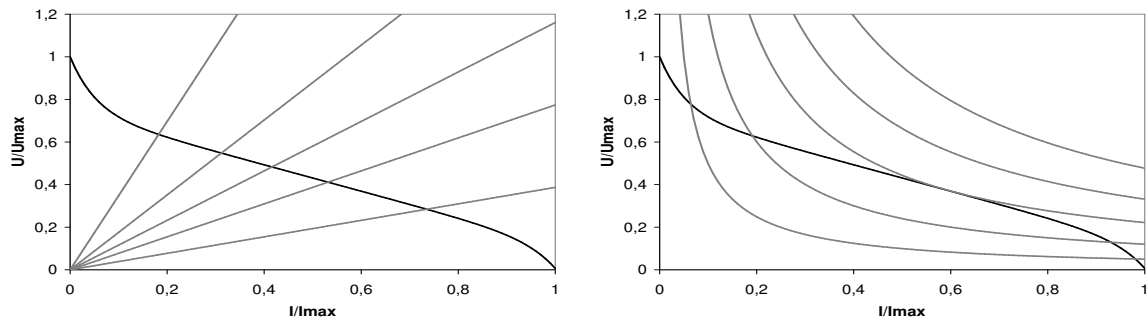


Abbildung 9.8: Kennlinien von Brennstoffzelle und ohmschen Lasten (links) bzw. leistungsgeregelten Lasten

stellen: Um aus der Spannungsquelle (Brennstoffzelle) eine größere Leistung zu beziehen, wird der Laststrom von der Leistungsregelung immer weiter erhöht, bis die Brennstoffzellenspannung zusammenbricht und der Strom einen Maximalwert erreicht (Kurzschluß).

In Bezug auf die Existenz eines stabilen Arbeitspunktes ist die Übereinstimmung der Kennlinien in einem Berührungspunkt ein Grenzfall. Hier stimmt die gemäß der Lastkennlinie aufzunehmende Leistung mit der maximal möglichen Leistungsabgabe (größter Wert P_{Max} von $P(I) = U(I) \times I$) basierend auf der Brennstoffzellenkennlinie überein (Vollast). Bei einer Überwachung der Brennstoffzellenspannung kann der Vollastbetrieb somit anhand des mit der Maximalleistung P_{Max} korrespondierenden Spannungswertes U_{Min} erkannt werden. Da U_{Min} den kleinsten Spannungswert darstellt, bei dem ein stabiler Betrieb möglich ist, können Maßnahmen getroffen werden, um ein Absinken der Brennstoffzellenspannung unter U_{Min} zu verhindern. Dies kann z.B. durch eine Verringerung der Leistungsaufnahme (im Netzbetrieb) oder die Abschaltung des Wechselrichters (im Inselbetrieb) erfolgen.

9.7 Beschreibung des Wechselrichter-Prototypen

Abbildung 9.9 zeigt die Vorderansicht des im Rahmen dieser Arbeit realisierten Wechselrichter-Prototypen. Das Layout der Hauptplatine wird hauptsächlich durch die Potentialtrennung zwischen Gleichspannungs-Eingangsseite und Steuerelektronik (1), Zwischenkreis (2) und Netzseite (3) bestimmt. Um eine Anpassung an unterschiedliche Eingangs-Gleichspannungen (abh. vom verwendeten Brennstoffzellen-Stack) zu ermöglichen, ist die Eigenversorgung der Steuerelektronik auf eine separate Aufsteckplatine (4) ausgelagert. Die Zwischenkreis- (5) und Ausgangsfilterdrosseln (6) befinden sich aufgrund ihrer Größe (und um konstruktive Änderungen zu ermöglichen) ebenso wie die optionale Freilaufdiode für die Gleichrichterbrücke (7) nicht auf der Hauptplatine.

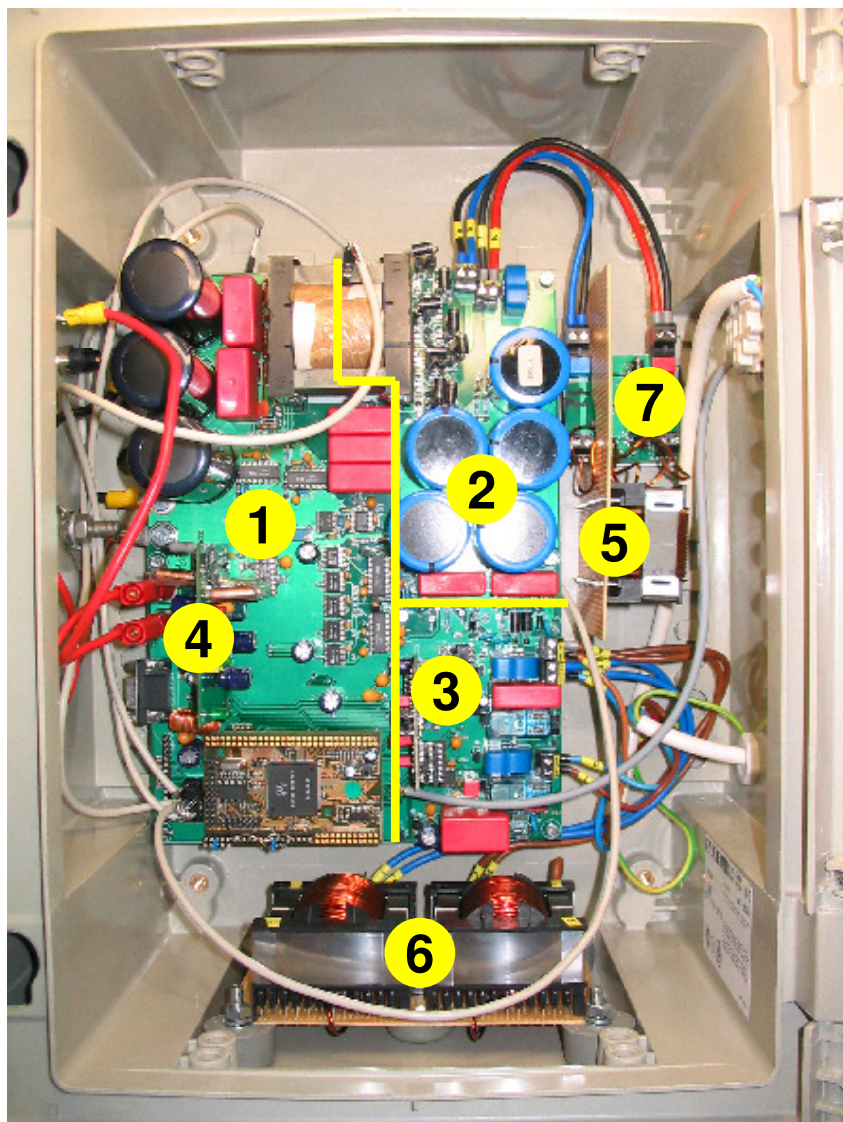


Abbildung 9.9: Vorderansicht Wechselrichter-Prototyp

Die leistungselektronischen Bauteile (MOSFETs und Gleichrichterdiolen) sind auf der Unterseite der Hauptplatine (d.h. bei Wandmontage auf der Geräterückseite) angeordnet, um eine konstruktiv einfache Kühlung zu ermöglichen (siehe **Abbildung 9.10**): Die auf der Unterseite der Hauptplatine (b) montierten Bauteile (a) werden über Winkel (c) an den auf der Geräterückseite (e) befestigten Kühlkörper (d) thermisch angebunden.

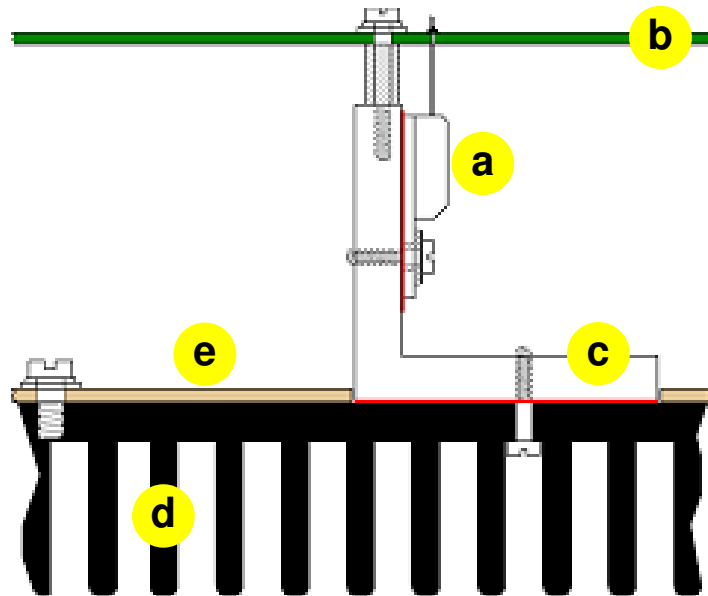


Abbildung 9.10: Kühlkörperanbindung der Leistungshalbleiter

Die Auslegung des im Rahmen dieser Arbeit realisierten Wechselrichter-Prototypen wird durch folgende Daten beschrieben:

Tabelle 9.4: Auslegung Wechselrichter-Prototyp

Komponente	Wert
Eingangs-Pufferkapazität	$C = 14100\mu F$
Eingangs-Vollbrücke (Hochsetzstufe) - Typ: Fairchild HUF75645	$R_{DS(on)} = 0,014\Omega$
Transformator (ETD54)	$\frac{N_2}{N_1} = \frac{60}{6}$
Gleichrichterbrücke - Typ: Cree CSD05120	$V_F = 1,6V$
Zwischenkreis-Ladestromdrossel	$L = 2,6mH$
Zwischenkreis-Kapazität	$C = 2350\mu F$
Ausgangs-Vollbrücke (Wechselrichtung) - Typ: Infineon SPP20N60	$R_{DS(on)} = 0,19\Omega$
Ausgangsfilter-Induktivität (insgesamt)	$L = 4,2mH$
Ausgangsfilter-Kapazität	$C = 1\mu F$

Literatur

- [1] F. Bertling, S. Soter: *DSP-controlled converter for the injection of fuel cell power into the public grid - latest results and measurements*, PCIM06, 2006, Nürnberg, Deutschland
- [2] F. Bertling, S. Soter: *A novel converter integrable impedance measuring method for islanding detection in grids with widespread use of decentral generation*, SPEEDAM06, 2006, Taormina, Italien
- [3] F. Bertling, S. Soter: *Increasing efficiency of an DSP-controlled converter by on-the-fly changing of the gate drive method*, PEDS05, 2005, Kuala Lumpur, Malaysia
- [4] F. Bertling, S. Soter: *Improving grid voltage quality by decentral injection of current harmonics*, IECON05, 2005, Raleigh, USA
- [5] *Stationäre Brennstoffzellen - Grundlagen, Einsatzmöglichkeiten, Stand der Technik, Perspektiven*, Arbeitsgemeinschaft für sparsamen und umweltfreundlichen Energieverbrauch e.V., www.asue.de
- [6] H. Hussein: *Programmierung einer Netzausfallerkennung mittels Netzimpedanzmessung über Zwischenharmonische*, Studienarbeit, Oktober 2005, Universität Dortmund
- [7] J. Fürsch: *Weiterentwicklung eines Brennstoffzellenwechselrichters und Aufbau eines verbesserten Demonstrationsgerätes*, Diplomarbeit, September 2005, Universität Dortmund
- [8] *Hausenergieversorgung mit Brennstoffzellen*, Forschungszentrum Jülich, www.fz-juelich.de
- [9] U. Leprich, A. Thiele, H. Meixner, U. Schäfer: *Brennstoffzellen in der stationären Energieversorgung*, Dessau, Juni 2005, <http://www.umweltbundesamt.de>
- [10] I. Merfert, O. Krykunov, A. Lindemann: *High Power Tapped-Inductor Boost Converter for Fuel Cell Applications*, PCIM05, 2005, Nürnberg, Deutschland
- [11] H. Keller: *Erweiterung und Optimierung eines Demonstrationsgerätes für Brennstoffzellenwechselrichter*, Diplomarbeit, Februar 2005, Universität Dortmund
- [12] *Fuel Cell Handbook (Seventh Edition)*, EG&G Technical Services Inc., November 2004
- [13] M. Mohr, F. W. Fuchs: *Wechselrichter mit eingprägtem Strom zur Netzeinspeisung elektrischer Energie aus Brennstoffzellen*, 11. Symposium Maritime Elektrotechnik, 2004
- [14] S. K. Mazumder, K. Acharya, C. L. Haynes, R. Williams, M. R. von Spakovsky, D. J. Nelson, D. F. Rancruel, J. Hartvigsen, R. S. Gemmen: *Solid-Oxide-Fuel-Cell Performance and Durability: Resolution of the Effects of Power-Conditioning Systems and Application Loads*, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 19, No. 5, September 2004
- [15] L. Asiminoaei, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, U. Borup: *Implementation and Test of On-line Embedded Grid Impedance Estimation for PV-Inverters*, PESC04, 2004, Aachen, Deutschland
- [16] K. De Brabandere, B. Bolsens, J. Van den Keybus, A. Woyte, J. Driesen, R. Belmans: *A Voltage and Frequency Droop Control Method for Parallel Inverters*, PESC04, 2004, Aachen, Deutschland
- [17] S. Soter, F. Bertling: *Adjustable Converter for Injection of Fuel Cell Power as a Part of a Virtual Power Plant*, PESC04, 2004, Aachen, Deutschland

- [18] H. Faßhauer, T. Loh, A. Seibel, M. Viotto: *Kostengünstige, integrierbare Netzüberwachung für Wechselrichter*, 19. Symposium Photovoltaische Solarenergie, 2004, Kloster Banz, Deutschland
- [19] A. Woyte, K. De Brabandere, R. Belmans, J. Nijs: *Solare Inseln bei Stromausfall: Regelung und Sicherheit*, 19. Symposium Photovoltaische Solarenergie, 2004, Kloster Banz, Deutschland
- [20] C. Bendel, P. Funtan, J. Kirchhof, D. Nestle: *Wechselrichterwechselwirkungen - Testergebnisse aus dem Forschungsprojekt SIDENA*, 19. Symposium Photovoltaische Solarenergie, 2004, Kloster Banz, Deutschland
- [21] *The Goertzel Algorithm*, www.numerix-dsp.com, 2003
- [22] A. Woyte, K. De Brabandere, D. Van Dommelen, R. Belmans, J. Nijs: *International Harmonization of Grid Connection Guidelines: Adequate Requirements for the Prevention of Unintentional Islanding*, Progress in Photovoltaics: Research and Applications, 11(6), S. 407-424, 2003
- [23] L. Kauke: *Konzeption und Aufbau eines Demonstrationsgeräts für Brennstoffzellenumrichter*, Studienarbeit, Mai 2003, Universität Dortmund
- [24] W. Sölter: *Klassifizierung der USV nach ihrem Betriebsverhalten*, AEG Power Supply Systems GmbH, ETG Workshop USV-Anlagen, 2002, Frankfurt am Main, Deutschland
- [25] K. Banks: *The Goertzel Algorithm*, Embedded.com, August 2002
- [26] W. Bower, M. Ropp: *Evaluation of Islanding Detection Methods for Photovoltaic Utility Interactive Power Systems*, Report IEA PVPS T5-09, International Energy Agency Photovoltaic Systems Programme, März 2002
- [27] S. Buchhold: *Integration von innovativen und regenerativen Eigenerzeugungsanlagen in das öffentliche Niederspannungsnetz*, Forschungsprojekt mit Förderung durch das Wirtschafts- und Wissenschaftsministerium des Landes NRW, 1999-2001
- [28] *Richtlinie für Anschluß und Parallelbetrieb von Eigenerzeugungsanlagen am Niederspannungsnetz*, Verband der Elektrizitätswirtschaft VDEW e.V., 4. Ausgabe, 2001
- [29] IEC 61000-2-2: *Environment - Compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signalling in public low-voltage power supply systems*
- [30] *ENS im Sunny Boy*, SMA Technologie AG, 2000
- [31] J.-D. Graf, H. Häberlin: *Qualitätssicherung von Photovoltaikanlagen*, Schlussbericht Forschungsprogramm Photovoltaik, Hochschule für Technik und Architektur Burgdorf (Schweiz), Juli 2000
- [32] D. Cross: *Fast Fourier Transforms*, <http://groovit.disjunct.com/analog/time-domain/fft.html>, Februar 2000
- [33] U. Tietze, C. Schenk: *Halbleiter-Schaltungstechnik*, Springer-Verlag, Berlin, 1999
- [34] T. Seltmann, U. Lappe, P. Kremer: *Norm für dezentrale Netzeinspeisung*, Sonnenenergie & Wärmetechnik 4/99 S. 44 ff., 1999
- [35] Vereinigung Deutscher Elektrizitätswerke - VDEW - e.V.: *Merkblatt - Parallelbetrieb mit dem Niederspannungsnetz*, VDEW Materialien M-09/98, 1998
- [36] W. Just: *Blindstrom-Kompensation in der Betriebspraxis*, VDE-Verlag, Berlin, 1989

Lebenslauf

Name: Frank Bertling

Geburtsdatum: 19.04.1977

Geburtsort: Dortmund

Familienstand: ledig

1983 - 1987 Höchstener Grundschule, Dortmund

1987 - 1996 Goethe-Gymnasium, Dortmund
Abschluss: Allgemeine Hochschulreife

1996 - 2001 Studium der Elektrotechnik an der Universität Dortmund,
Abschluss: Dipl.-Ing. Elektrotechnik

2002 - 2006 Wissenschaftlicher Angestellter am Lehrstuhl für Elektrische
Antriebe und Mechatronik, Universität Dortmund,
Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. Stefan Kulig