

H. Hinz : „Spannungseinprägender, einphasiger Dreipunkt-Wechselrichter für den transformatorlosen Netzparallelbetrieb von Photovoltaik-Anlagen“

Darmstädter Dissertation 2000 (Zusammenfassung)

Der überwiegende Anteil heute kommerziell verfügbare Photovoltaik (PV)-Wechselrichter verwendet einen transformatorbehafteten Umrichter mit mehreren Energieumformungsstufen. Für die einphasige Netzeinspeisung bis 5kW sind Geräte relativ weit verbreitet, die zunächst die Gleichspannung in eine mittelfrequente Wechselspannung umformen und diese einem potentialtrennenden und spannungsanpassenden Mittelfrequenztransformator zuführen. An der Sekundärseite dieses Mittelfrequenztrafos ist ein kompletter Spannungszwischenkreis-Umrichter angeschlossen. Dies bedingt drei Energieumformungsstufen mit Hilfe leistungselektronischer Stellglieder sowie einen Mittelfrequenztransformator. Aufgrund der großen Zahl von Komponenten liegt der erreichbare Wirkungsgrad meist deutlich unter 90%. Weiterhin beeinträchtigt die große Zahl von Komponenten die Zuverlässigkeit. Ziel der vorliegenden Arbeit von Herrn Hinz ist es einen Photovoltaik-Wechselrichter zu entwickeln der wesentlich einfacher aufgebaut ist, eine höhere Zuverlässigkeit und auch einen besseren Wirkungsgrad hat als die oben erwähnten Ausführungen.

In Kapitel 2 gibt Herr Hinz einen Überblick über den derzeitigen Stand der Technik. Seine Arbeit konzentriert sich auf die heute am weitesten verbreiteten „Strangwechselrichter“, bei denen durch Reihenschaltung von Photovoltaik-Modulen eine höhere Gleichspannung zur Verfügung gestellt wird. Die Übersicht umfaßt einstufige Wechselrichter mit 50Hz Transformator, sowie die mehrstufige Wechselrichter unter Einschluß eines Mittelfrequenztransformators. Zur Erhöhung des Wirkungsgrades und der Zuverlässigkeit konzentriert sich Herr Hinz auf einstufige, transformatorlose Wechselrichter. In jüngster Zeit (1999) werden auch kommerziell transformatorlose einphasige Photovoltaik-Wechselrichter angeboten. Dabei wird eine einphasige Vollbrücke eingesetzt. Zum Anschluß an das Niederspannungsnetz wird einer der beiden Wechselstromanschlüsse der Brücke mit dem geerdeten Leiter „N“ verbunden. Damit springt das Potential des gesamten Photovoltaik-Generators bei den Schalthandlungen des Wechselrichters. Dies bedeutet, daß über den flächig ausgebreiteten Photovoltaik-Generator durch diese Potentialsprünge ein Verschiebungsstrom gegen Erde getrieben wird. Dieser Strom über die Generator-Erde-Kapazität wird begrenzt mit Hilfe netzseitiger, stromkompensierter Drosseln. Nachteilig an dieser Ausführung ist der relativ hohe Filteraufwand und die Tatsache,

daß die Generator-Erde-Kapazität zusammen mit den erwähnten Filterdrosseln ein Schwingkreis darstellen, der zu unerwünschten Resonanzen neigt. Weiterhin kann der kapazitive Ableitstrom deutlich größer als 30mA sein, wodurch eine Schutztechnik mit herkömmlichen FI-Schutzschaltern nicht mehr möglich wird. Um die Probleme, die durch die Potentialsprünge des PV-Generators hervorgerufen werden zu vermeiden, verwendet Herr Hinz die Topologie der Halbbrücke für den Wechselrichter. Dabei wird der PV-Generator in zwei gleich große Hälften aufgeteilt und deren Mittelpunkt starr geerdet. Damit sind die Potentiale der beiden Generatorhälften festgelegt, Sprünge im Potential und daraus folgende Verschiebungsströme über die Generator-Erde-Kapazität treten nicht mehr auf. Allerdings hat die Halbbrückentopologie den Nachteil, daß jede einzelne Generatorhälfte eine Spannung erzeugen muß, die genauso hoch ist, wie die Gesamtspannung bei der zuvor erwähnten Vollbrückentopologie. Die Halbbrücke ihrerseits läßt sich wieder entweder als Zweipunkt- oder als Dreipunkt-Halbbrücke ausführen. Die Zweipunkthalbbrücke hat den Vorteil der geringsten Anzahl von Halbleitern, allerdings überwiegen folgende Nachteile:

Hohe Spannungsbeanspruchung der Halbleiter und ungünstiges Oberschwingungsspektrum aufgrund fehlender Nullzustände in der Ausgangsspannung, was entweder zu wesentlich höheren Schaltfrequenzen oder zu wesentlich größeren Netzfiltern führt. Daher entscheidet sich Herr Hinz für die Dreipunkthalbbrücke.

Im dritten Kapitel werden die einzelnen Komponenten des Leistungsteils der Anlage dimensioniert. Zunächst erfolgt anhand der einstrahlungs- und temperaturabhängigen Kennlinien der unterstellten PV-Module (Siemens M55) die Dimensionierung des Solargenerators. Für eine Leistung von 3kW werden 28 Module pro Generatorhälfte in Reihe geschaltet. Dies ermöglicht eine Einspeisung mit sinusförmigen Strom im Maximum der Generator-Leistungskennlinie bis zu einer Zellentemperatur von 60°, wobei eine Netzüberspannung von 10% berücksichtigt wird. Hierbei liefert jede Generatorhälfte eine Gleichspannung von 357V. Mit sinkender Temperatur und sinkender Belastung steigt die Spannung des Generators. Bei Leerlauf und einer Temperatur von -25° sowie einer Einstrahlung von 1000W pro m² steigt die Gleichspannung jeder Generatorhälfte bis auf 778V an. Da die Module (Siemens M55) für 1000V spezifiziert sind, ist dieser Wert für jede

Generatorhälfte zulässig. Allerdings muß bei der Installation berücksichtigt werden, daß zwischen dem positiven und dem negativen Pol des gesamten Generators eine Spannung von $2 \cdot 778V$ liegen kann.

Als nächstes erfolgt die Auslegung des Zwischenkreiskondensators. Die bei einphasiger Einspeisung auftretende Leistungspulsation mit doppelter Netzfrequenz führt zu einer Spannungs- und Leistungspulsation auf der Gleichstromseite, die von der Größe des Zwischenkreiskondensators und von der Kennlinienform des Generators abhängt. Die Leistungspulsation des Generators bedeutet, daß dieser nicht konstant am Punkt maximaler Leistung betrieben wird, sondern mit einer sich um diesen Punkt herum verändernden Leistung. Damit ist ein mittlerer Verlust an möglicher Generatorleistung verbunden. Um diesen klein zu halten wählt Herr Hinz den Zwischenkreiskondensator so, daß sich eine Leistungsschwankung von 1% der Maximalleistung ergibt. Dies führt zu einer Kapazität je Generatorhälfte von rund 1mF. Zur Realisierung dieses Wertes wird pro Generatorhälfte die Reihenschaltung von zwei Elektrolytkondensatoren mit einer Spannungsfestigkeit von je 450V und einer Kapazität von je 2,2mF angesetzt. Die Lebensdauer dieser Elektrolytkondensatoren hängt von der Umgebungstemperatur und von ihrer Wechselstrombelastung ab. Diese wird simulatorisch ermittelt. Dabei zeigt sich, daß aufgrund der Halbbrückenstruktur vor allem die 50Hz-Komponente sowie die erwartete 100Hz-Komponente und eine dritte Oberschwingung vorhanden sind. Hinzu kommt natürlich noch die schaltfrequente Oberschwingung, die hier bei 6kHz liegt. Die gemäß den Herstellervorgaben durchgeführte Lebensdauerberechnung zeigt, daß bei Betrieb mit ständig 62°C und Nennlast der Kondensator eine Lebensdauer von mehr als 20 Jahren haben wird. In Realität wird aber weder ständig 62°C noch Nennstrom gefordert sein, so daß die Lebensdauer noch deutlich länger ausfallen wird. Zum Abschluß dieses Abschnittes zeigt Herr Hinz das interessante Ergebnis, daß die Verwendung eines Saugkreises für die dominante Oberschwingung in diesem Fall nur Nachteile bringt. Dies ist zunächst erstaunlich, da in der Praxis, z.B. bei HGÜ-Anlagen, die dominanten Oberschwingungen mit Hilfe von Saugkreisen kompensiert werden. Im vorliegenden Fall ist jedoch die dominante Oberschwingung die 50Hz-Schwingung, diese ist so niederfrequent, daß die Elemente des Saugkreises so groß würden, daß keinerlei Vorteil gegenüber der reinen Kondensatorlösung verbleiben.

Die Auswahl der Leistungshalbleiter wird unter dem Gesichtspunkt der erforderlichen Sperrspannung getroffen. Da bei der Dreipunkthalbbrücke die Äußeren Transistoren und Dioden (T1, T4) jeweils die maximale Spannung einer Generatorhälfte (780V) sperren müssen, werden Halbbrückenmodule für 1200V eingesetzt. Für diese

Spannung ist die Verwendung von IGBTs vorteilhaft gegenüber der von MOSFETs.

In Kapitel 4 wird einer der Kernpunkte der Arbeit behandelt, nämlich das Auffinden derjenigen Kombinationen von Schaltfrequenz und netzseitigen Filterelementen derart, daß der gesamte Energieertrag, den die Anlage während eines Jahres ins Netz einspeist, maximiert wird. Die hierbei von Herrn Hinz verwendete Vorgehensweise erweitert die bisher übliche Auslegungsmethode um die Optimierung des Jahres-Energieertrages. Üblich ist bisher die Wahl einer Schaltfrequenz, oft so daß sie über der menschlichen Hörschwelle liegt und unabhängig davon dann die zu dieser Schaltfrequenz passende Auslegung der Filterelemente, so daß die einschlägigen Vorschriften hinsichtlich der Stromüberschwingungen eingehalten werden.

Herr Hinz entscheidet sich für einen Netzfilter mit einer wechselrichterseitigen Längsinduktivität L_0 , einer Querkapazität C und einer netzseitigen Längsinduktivität L_1 . Der Parameterraum, in dem das Maximum der jährlich eingespeisten Energie gesucht wird, ist vierdimensional: Die drei Filterparameter sowie die Schaltfrequenz. In der innersten Schleife der Auslegungs-Prozedur werden zunächst zwei dieser vier Parameter, nämlich die Schaltfrequenz f_s und die wechselrichterseitige Induktivität L_0 , konstant gehalten. Für eine sinusförmig angenommene Filterkondensatorspannung wird mit gegebenem f_s und L_0 der Zeitverlauf des Wechselrichterstroms simuliert und dessen Spektrum ermittelt. Weiterhin ist aufgrund einschlägiger Vorschriften das maximal zulässige Spektrum des Netzstromes vorgegeben. Mit Hilfe der Stromübertragungsfunktion des Filters läßt sich dann die Abhängigkeit der benötigten Kondensatorgröße von der netzseitigen Induktivität L_1 angeben. Dies ergibt einen hyperbelähnlichen Zusammenhang zwischen C und L_1 (Bild 4.5). Diese Abhängigkeit wird nun in der nächst höheren Schleife für insgesamt sieben verschiedene Schaltfrequenzen zwischen 4kHz und 24kHz erneut berechnet. In einer weiteren überlagerten Schleife wird abschließend die wechselrichterseitige Induktivität L_0 zwischen 1 und 5mH in Stufen von 1mH variiert. Zusätzlich ist folgende verlustminimierende Randbedingung zu beachten: Wenn die Grundschwingung von Wechselrichterstrom und Ausgangsspannung in Phase sind, dann muß in der positiven Stromhalbperiode lediglich der oberste Transistor der Dreipunkthalbbrücke und in der negativen Stromhalbperiode lediglich der unterste Transistor gepulst werden. Die beiden mittleren Transistoren führen dann idealerweise keine pulsierenden Schaltströme durch und verursachen dadurch auch keine Schaltverluste. Diese verlustarme Betriebsart darf jedoch nur solange angewendet werden, bis mit abnehmender Leistung der netzseitige $\cos\phi$ unter 0,8 sinkt. Herr Hinz wählt diese Leistungsgrenze, bei der $\cos\phi$ gleich 0,8 wird zu 500W. Durch diese Nebenbedingung

wird bei gegebenem L_0 und gegebenem f_s eindeutig ein Wertepaar für C und L_1 bestimmt. Durch die beiden Bedingungen nämlich

1. Einhalten des zulässigen Oberschwingungsspektrums und
2. $\cos\varphi = 0,8$ für $P \geq 500W$

wird die Dimension des Parameterraumes in dem das Maximum des Energieeintrages gesucht wird, von 4 auf 2 reduziert. Gesucht wird ab jetzt, bei welchem Wertepaar von Schaltfrequenz f_s und wechselrichterseitiger Induktivität L_0 im Jahresmittel die meiste Energie ins Netz eingespeist wird. Ausgangspunkt dazu die Ermittlung, für wieviele Stunden im Jahr der PV-Generator welche Leistung abgeben wird und welche Verluste dabei anfallen. Hierzu dienen die vor einiger Zeit über ein Jahr in Hannover registrierten Wertepaare von Temperatur- und Einstrahlung pro m^2 . Jedem der diskretisierten Wertepaare aus Temperatur und flächenbezogener Einstrahlung wird dann die vom Photovoltaik-Generator erzeugte Energie pro m^2 und Jahr zugeordnet. Für jede dieser diskretisierten Energien pro m^2 und Jahr wird eine Simulation durchgeführt. Aus den Zeitverläufen von Strom und Spannung dieser Simulation werden dann mit Hilfe vereinfachter Transistormodelle sowohl die Schaltverluste als auch die Durchlaßverluste in den Halbleitern ermittelt. Weiterhin werden aus den Stromverläufen die Verluste in den Filterinduktivitäten näherungsweise berechnet, wobei in der wechselrichterseitigen Drossel der Skin- und der Proximity- Effekt berücksichtigt werden. Ebenso werden die Kernverluste der wechselrichterseitigen Ferrit-Drossel sowie die Kernverluste der netzseitigen Drossel mit Hilfe von Gleichungen aus der Literatur näherungsweise berücksichtigt. Entsprechend der jährlichen Betriebsstundenzahl wird dann für jeden dieser diskretisierten Betriebspunkte die jährlich ins Netz eingespeiste Energie sowie die Energieverluste in den Halbleitern und den Induktivitäten berechnet. Aus der Summe dieser Größen über alle diskreten Betriebspunkte folgt dann die jährlich eingespeiste Energie sowie die jährlichen Verluste. Diese Berechnung der eingespeisten Energie und der Verluste erfolgt nun in einer inneren Schleife, wobei in zwei äußeren Schleifen die noch freien Parameter nämlich Schaltfrequenz f_s und wechselrichterseitigen Induktivität L_0 variiert werden. Das Ergebnis ist im Bild 4.10 (Seite 43) dargestellt und zeigt, daß der im Jahresmittel erreichte Wirkungsgrad mit wachsender wechselrichterseitiger Induktivität ebenfalls wächst und daß in Abhängigkeit von der Schaltfrequenz für jedes L_0 ein Maximum existiert. Die Zunahme an Wirkungsgrad im Jahresmittel ist jedoch zwischen $L_0=4mH$ und $L_0=5mH$ nur noch verschwindend gering. Mit Rücksicht auf die hohen Kosten dieser Ferrit-Drossel wählt Herr Hinz $L_0=4mH$ aus. Damit ist dann auch die Schaltfrequenz, bei der der Wirkungsgrad im Jahresmittel am höchsten ist, zu 6kHz festgelegt. Der unter diesen Bedingungen errechnete Wirkungsgrad liegt bei $\approx 97\%$ im Jah-

resmittel, was sehr gut mit dem später auch am Aufbau gemessenen Wert übereinstimmt. Generell wachsen die Halbleiterverluste mit wachsender Schaltfrequenz aufgrund der zunehmenden Schaltverluste während die Filterverluste mit wachsender Schaltfrequenz aufgrund kleinerer Filterelemente abnehmen. Allerdings ist die Zunahme der Halbleiterverluste größer als die Abnahme der Filterverluste. Bei kleinen Schaltfrequenzen und kleiner wechselrichterseitiger Induktivität L_0 erkennt man bereits unterhalb von 12 kHz ein Zunehmen der Halbleiterverluste mit Abnehmender Schaltfrequenz, was durch die Zunahme der Durchlaßverluste aufgrund der stark wachsenden Stromeffektivwerte bei kleiner Schaltfrequenz verursacht wird.

Die von Herrn Hinz konsequent durchgeführte Maximierung des Energieertrages führt zu dem (überraschenden) Ergebnis, daß eine Schaltfrequenz von 6kHz vom Energieertrag her wesentlich besser ist, als die üblicherweise aus Geräuschgründen verwendeten Schaltfrequenz von 20kHz. In wie weit die Schallerzeugung durch die 6kHz Schaltfrequenz störend ist, konnte in der Arbeit nicht vollständig geklärt werden, da der lauffähige Versuchsaufbau als (fliegender) Laboraufbau hinsichtlich der Schallemission nicht repräsentativ sein dürfte. Ein weiterer Entwicklungsschritt wurde mit dem auf Seite 118 gezeigten Prototyp des Wechselrichters gegangen, dieser konnte aber bis zum Abschluß der Arbeit nicht vollständig in Betrieb genommen werden, so daß dessen Schallemission noch nicht bekannt ist. Alle später behandelten Messungen wurden daher am „Laboraufbau“ durchgeführt.

Die umfangreichen Kapitel 5 und 6 behandeln die Regelung des Wechselrichters, wobei in Kapitel 5 die unterlagerte netzseitige Regelung und in Kapitel 6 die überlagerte gleichspannungsseitige Regelung behandelt wird.

Die netzseitige Regelung hat zum Ziel eine möglichst sinusförmigen Strom nach Maßgabe einer gewünschten Leistung in das Niederspannungsnetz einzuspeisen, wobei der $\cos\varphi > 0,8$ sein soll. In allen vorgestellten Regelungen, werden die drei Zustandsgrößen des netzseitigen Filters (2 Induktivitätsströme und 1 Kondensatorspannung) in die Regelung zurückgeführt. Hinsichtlich der Steuerung des Wechselrichters wird zunächst ein Pulsweitenmodulator, dem eine Zustandsregelung überlagert ist, vorgestellt und anschließend eine direkte Stromregelung durch einen Schaltregler, dem ebenfalls eine Zustandsregelung überlagert wird. Die Zustandsgrößen (2 Induktivitätsströme, 1 Kondensatorspannung) sind im stationären Zustand sinusförmige Größen, denen Oberschwingungen aufgrund der Schaltheilungen überlagert sind. Für eine gewünschte Einspeiseleistung gibt Herr Hinz die Zeitfunktion des stationären, sinusförmigen Anteils der drei Zustandsgrößen an. Diese Zeitfunktionen dienen zur Vorsteuerung der untersuchten Regler, sie sind vom Mikrocontroller in Echtzeit zu berechnen.

Darüber hinaus wird bei Verwendung des Pulsbreitenmodulators eine weitere Vorsteuergroße berechnet, nämlich, die Grundschiwingung der Wechselrichter Ausgangsspannung im stationären Zustand.

Bei Verwendung des Pulsbreitenmodulators werden drei Zustandsgrößen zurückgeführt, die Reglerkoeffizienten werden durch Polvorgabe festgelegt. Hierbei muß allerdings berücksichtigt werden, daß in einzelnen Zustandsgrößen z.T. recht hohe Oberschwingungsanteile überlagert sind. Um diese in erträglichen Größen zu halten, werden die Zustandsgrößen jeweils in der Mitte des Schaltintervalls synchron abgetastet. Die durch diese Art der Filterung hervorgerufene Verzögerung in der Rückführung begrenzt natürlich den Betrag der Pole. Dieses Verfahren wurde lediglich simulatorisch untersucht. Gegen eine Realisierung spricht die Tatsache, daß die schnellen Stromänderungen bei kleinen Filterelementen zu sehr kurzen Abtastzeiten und daraus resultierend zu einer hohen Rechenzeitbelastung des Controllers führen wird.

Im Abschnitt 5.3 wird ein Schaltregler zur Regelung des Stromes durch die wechselrichterseitigen Induktivität L_0 verwendet. Dieser Schaltregler erhält eine gesteuerte, vom Prozessor errechnende Hysteresebreite derart, daß sich eine vorzugebende Schaltfrequenz einstellt. Bei dieser Steuerung der Hysteresebreite wird die Hysterese im Bereich der Nulldurchgänge recht klein gemacht, was dort zu erhöhter Schaltheufigkeit führt. Ohne diese Maßnahme würde im Bereich der Nulldurchgänge des Netzstromes erhebliche Abweichungen von dem gewünschten, sinusförmigen Verlauf auftreten. Beim Einsatz des Hysteresereglers werden in dem überlagerten Zustandsregler nur noch die Kondensatorspannung und der Strom durch die netzseitige Induktivität zurückgeführt. Auch hier werden die Reglerkoeffizienten durch Polvorgabe festgelegt. Während die Simulationsergebnisse ein sehr gutes Verhalten zeigen, mußte am experimentellen Aufbau festgestellt werden, daß ein geringer Gleichanteil des Netzstromes auftritt. Um diesen zu verhindern, müssen die proportionalen Rückführungen des Zustandsreglers um einen integralen Anteil erweitert werden. Die damit entstehende Struktur läßt sich umformen in eine Kaskadenregelung. Als innerste Regelschleife dient auch hier der Schaltregler für den Wechselrichter Ausgangsstrom. Dem überlagert ist als nächste Regelschleife P-Regler für die Kondensatorspannung, welcher durch den zu berechnenden Stationärwert vorgesteuert wird. Diesem Kondensatorspannungsregelung ist dann ein P-I-Regler für den netzseitigen Filterstrom überlagert. Die Einstellung der einzelnen Reglerparameter kann hierbei in gewohnter Weise vorgenommen werden. Durch den Verstärkungsfaktor des Spannungsreglers wird unmittelbar die Dämpfung des Spannungsregelkreises eingestellt. Mit der Nullstelle des überlagerten P-I-Stromregler wird die

Ersatzzeitkonstante unterlagerten, geschlossenen Spannungsregelkreises kompensiert. Der letzte, noch vorzugebende Parameter ist die Integrierzeit des I-Anteiles, ihre Vorgabe wird begrenzt durch die vernachlässigten Verzögerungen (Stromregelung, Messwertglättung usw.). Dieses in Kapitel 5.3.2 simulatorisch untersuchte Verfahren wird letztendlich auch im Laboraufbau mit Erfolg verwendet.

Als weitere Möglichkeit der netzseitigen Regelung beschreibt Herr Hinz die Regelung in rotierenden d-q-Koordinaten. Er zeigt, daß der Rechenaufwand hierbei deutlich größer wird, als bei der vorangegangenen Kaskadenregelung mit dem Schaltregler als innerster Regelschleife.

Die Kaskadenregelung mit Schaltregler als innerster Regelschleife erweist sich auch im simulatorischen Vergleich mit den anderen untersuchten Regelstrukturen als die günstigste sowohl bei Störungen durch Netzspannungsänderungen als auch bei sehr kleinen einzuspeisenden Strömen. Sie wird daher im Folgenden weiterverwendet.

Die netzseitige Regelung benötigt als Führungsgrößen den Betrag der einzuspeisenden Leistung und den zugehörigen $\cos\phi$. Die im sechsten Kapitel behandelte Gleichspannungsregelung liefert diese Sollwerte. Sie setzt sich aus zwei Funktionsgruppen zusammen: Überlagert arbeitet der „Maximum-Power-Point-Tracker“ (MPPT). Seine Aufgabe ist es, Vorgaben für die unterlagerten Regelungen so zu machen, daß der Wechselrichter ständig am Punkt der maximalen Leistung des PV-Generators arbeitet. Aufgrund der geringen Änderungsgeschwindigkeit von Einstrahlung und Temperatur, welche die maximale Leistung bestimmen, kann der MPPT relativ langsam arbeiten. Der MPPT liefert einen Sollwert für die Gleichspannung. Dieser wird einem Gleichspannungsregler zugeführt, dessen Ausgang korrigierend auf die Leistungsberechnung aus dem Produkt der gemessenen Größen von Gleichstrom und Gleichspannung eingreift. Ein derartiger unterlagertes Spannungsregelkreis ist für die Stabilität des Systems unabdingbar.

Zunächst beschreibt Herr Hinz ein aus der Literatur bekanntes Verfahren zur kontinuierlichen Einstellung des MPP bei einphasigen Wechselrichtern. Da bei einphasigen Wechselrichtern immer eine Leistungspulsation vorliegt, antwortet der Zwischenkreis immer mit einer gewissen Spannungsschwankung. Die Kennlinie des PV-Generators über der Gleichspannung hat rechts vom MPP eine negative und links eine positive Steigung. Aus der Phasenbeziehung zwischen Leistungsänderung und dadurch hervorgerufener Spannungsänderung kann man erkennen, ob sich der momentane Arbeitspunkt rechts oder links vom MPP befindet und entsprechend die Spannungsvorgabe langsam in die richtige Richtung bewegen. Der so gewonnene Spannungssollwert wird einem P-Spannungsregler mit nachfolgender Leistungsvorsteuerung (aus den gemessenen Werten von Gleichspannung und Gleichstrom)

zugeführt. Die ungünstigsten Verhältnisse hinsichtlich der Stabilität liegen bei niedriger Gleichspannung vor. Hierfür wird die Reglereinstellung durchgeführt.

Die bisherige Beschreibung wäre nur zutreffend für eine Konfiguration mit einem ungeteilten PV-Generator. Tatsächlich wird er für die Dreipunkthalbbrücke in zwei Hälften geteilt. Diese können je nach Einstrahlungsbedingungen bzw. Abschattungen unterschiedliche MPP-Leistungen haben. Für die Regelung ist nun diejenige Hälfte maßgeblich, die die geringere Leistung abzugeben vermag. Die andere Generatorhälfte wird dann nicht vollständig ausgenutzt. Beide Hälften arbeiten mit gleicher Gleichspannung und gleichem Gleichstrom, wodurch symmetrische Verhältnisse für den Dreipunkt-Wechselrichter gegeben sind. Eine Ablöseschaltung läßt die Spannungsregelung der jeweils schwächeren Hälfte in Eingriff kommen.

Mit zahlreichen Simulationsergebnissen zeigt Herr Hinz die Wirkungsweise des MPPT sowohl quasi stationär als auch dynamisch. Bei Einstrahlungsänderung und bei Temperaturänderungen wird im Bereich von wenigen Sekunden jeweils der Betriebspunkt mit maximaler Leistung eingestellt. Abschließend wird darauf hingewiesen, daß bei Teilabschattungen einer Generatorhälfte Kennlinien mit Nebenmaxima entstehen können. In diesem Fall kann es vorkommen, daß das beschriebene Verfahren in einem lokalen Maximum hängen bleibt und nicht das globale Maximum findet. Für derartige Verhältnisse muß auf die bekannten, diskontinuierlichen Verfahren zurückgegriffen werden, bei denen von Zeit zu Zeit ein kompletter Kennliniendurchlauf zwischen Leerlauf und Kurzschluß durchgeführt wird und anschließend der Betrieb auf dem globalen Maximum bis zum nächsten Kennliniendurchlauf stattfindet.

Im siebten Kapitel „Mehrphasige Netzeinspeisung“, wird eine Erweiterungsmöglichkeit diskutiert die durch Verwendung dreier einphasigen Einheiten charakterisiert ist. Aufgrund der errechneten Verlustleistung in Abhängigkeit der Einspeiseleistung eines einphasigen Wechselrichters wird für einen 9kW_p PV-Generator vorgeschlagen, drei Einphaseneinheiten à 3kW zu verwenden. Wenn der Generator weniger als 2kW abgibt wird nur eine der drei Halbbrücken eingeschaltet. Zwischen 2 und 6kW werden zwei Wechselrichterhalbbrücken je gleich belastet verwendet. Oberhalb von 6kW sind dann alle drei Halbbrücken gleichmäßig im Einsatz. Anschließend wird gezeigt, daß nicht nur im einphasigen sondern auch im zweiphasigen Betrieb eine ausreichende Welligkeit der Gleichspannung und der Leistung vorhanden ist, um den zuvor beschriebenen kontinuierlichen MPPT-Algorithmus zu verwenden. Im dreiphasigen, symmetrischen Betrieb verschwindet diese Welligkeit, so daß hier das bisher beschriebene Verfahren nicht angewendet werden kann. Herr Hinz schlägt vor, im dreiphasigen Betrieb mit dem Gleichspannungs-Sollwert weiter-

zuarbeiten, der zuletzt im zweiphasigen Betrieb von dem dort noch funktionierenden MPPT ermittelt wurde. Allerdings liegen diesen Vorschlägen zur mehrphasigen Netzeinspeisung keine Realisierungen und keine praktischen Erfahrungen zugrunde.

Im achten Kapitel wird über die Realisierung einer einphasigen Dreipunkthalbbrücke mit der gesamten zugehörigen netz- und gleichspannungsseitigen Regelung berichtet sowie experimentelle Ergebnisse diskutiert. In dem („fliegenden“) Laboraufbau wird zur Informationsverarbeitung neben dem in Hardware realisierten Schaltregler der Signalprozessor TMS320C30 verwendet. Dieser standardmäßig am Institut verfügbare Prozessor ist allerdings hinsichtlich der Rechenleistung für die vorliegende Anwendung überdimensioniert. Die in Kapitel 5 beschriebenen netzseitigen Regelkreise werden mit einer Zykluszeit von $100\mu\text{sec}$. bearbeitet, wobei der Signalprozessor lediglich 40% davon als Rechenzeit benötigt. Für einen Prototyp-Aufbau ist der Mikrocontroller 80C187 vorgesehen. Die überlagerte, generatorseitige Gleichspannungsregelung wird nur einmal pro Netzperiode, also mit einer Zykluszeit von 20ms . bearbeitet. Noch wesentlich größer wird die Zykluszeit für den MPPT gewählt nämlich 2s . Der Regler für den schnellsten Regelkreis ist der Schaltregler für den Wechselrichterstrom. Er besteht aus einer Hardware mit mehreren Komparatoren und einer Zustandslogik, sowie Zählern für Mindestverweildauern und Verriegelungszeiten.

Für die in Kap. 8 behandelten Messungen wird die Dreipunkthalbbrücke gespeist durch einen PV-Generator-Simulator, der so parametrisiert ist, daß sein Klemmenverhalten annähernd dem einer Reihenschaltung von realen Modulen (Siemens M55) entspricht. Bei den Messungen auf der Netzseite fällt auf, daß die Spannungs-Kurvenform des Hochschulnetzes so stark verzerrt ist, daß sie eher trapez- als sinusförmig erscheint. Um trotzdem sinusförmigen Netzstrom zu erreichen, werden die Vorsteuergrößen der Ströme aus rechnerintern gewonnenen, rein sinusförmigen Größen erzeugt, während die Vorsteuerung der Kondensatorspannung im Wesentlichen der verzerrten Netzspannung entspricht. Für Leistungen zwischen $0,3$ und 3kW werden Zeitverlauf und Spektrum des Netzstromes dargestellt. Die Stromüberschwingungen sind stets kleiner als der Grenzwert nach EN605555-2. Anschließend wird der Einfluß der Zustandsrückführungen „Filterkondensatorspannung“ (U_c) und „Netzstrom“ (I_L) aufgezeigt. Werden beide Rückführungen weggelassen, dann tritt aufgrund mangelhafter aktiver Dämpfung deutlich eine Schwingung mit der Resonanzfrequenz des Filters (610Hz) im Netzstrom auf. Den entscheidenden Anteil an der aktiven Dämpfung hat die Rückführung von U_c . Dagegen erscheint möglich, die Rückführung des Netzstromes I_L (Sensor) einzusparen, wenn auf andere Weise das am Versuchsstand bei fehlen-

der I_L -Rückführung beobachtete Gleichglied ($\approx 30\text{mA}$) im Netzstrom unterbunden werden kann. Die Messungen auf der Gleichspannungsseite zeigen zunächst das zügige Auffinden des MPP bei symmetrisch bestrahlten Generatorhälften. In einem weiteren Experiment wird der PV-Generator-Simulator so parametrisiert, daß eine Generatorhälfte nur 50% der Einstrahlung der anderen Generatorhälfte nachbildet. Wie erwünscht, werden auch unter dieser unsymmetrischen Einstrahlung (Abschattung) beide Generatorhälften gleich belastet, wobei der MPP der schwächeren Generatorhälfte eingestellt wird. Abschließend wird in Kap. 8.7 über die Wirkungsgradmessung mit einem Präzisionsinstrument be-

richtet. Für PV-Wechselrichter ist der Wirkungsgrad im Teillastbereich besonders wichtig, da in der Praxis ganz überwiegend Teillastbetrieb vorliegt. Der Leistungsteil alleine (ohne Signalprozessor) erreicht bereits bei 5% der Nennleistung einen Wirkungsgrad von $\eta=90\%$. Zwischen 20% und 50% der Nennleistung liegt η bei $\approx 97,5\%$. Dies stimmt auch gut mit dem Wert aus der Simulation überein. Zu höheren Leistungen fällt der Wirkungsgrad wieder etwas ab.

P. Mutschler