

Die elektromagnetische Verträglichkeit und der Blitzschutz von Photovoltaik-Anlagen

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

der Fakultät für
Elektrotechnik und Informationstechnik
der Universität Fridericiana Karlsruhe
genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Ing. Steffen Schattner
aus Tel Aviv

Tag der mündlichen Prüfung: 30. April 2001
Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Werner Wiesbeck
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Helmut Späth
Karlsruhe: 2001

Dank

Die vorliegende Arbeit ist während meiner dreijährigen Tätigkeit am Fraunhofer-Institut für Solare Energiesysteme in Freiburg entstanden. Ich möchte mich an dieser Stelle ganz herzlich bei meinen ehemaligen Kollegen Herrn Georg Bopp, Herrn Dr. Thomas Erge und Herrn Rainer Schätzle für die gute Zusammenarbeit bedanken. Ebenso möchte ich mich bei meinen ehemaligen Diplomanden Ulrich Hofmayer und Daniel Bagusche für ihre Beiträge zu dieser Arbeit bedanken.

Düsseldorf, im Mai 2001

Inhaltsverzeichnis

Symbolverzeichnis	v
1 Einleitung	1
2 Grundlagen	5
2.1 Grundlagen der Photovoltaik	5
2.1.1 Aufbau und Einsatzmöglichkeiten von Photovoltaik-Systemen . . .	5
2.1.2 Aufbau und Eigenschaften von Solarzellen und Photovoltaik-Modulen	8
2.1.3 Leistungselektronische PV-Komponenten	11
2.2 Grundlagen der elektromagnetischen Verträglichkeit	14
2.2.1 Begriffe und Definitionen	14
2.2.2 EMV-Normen und Richtlinien	16
2.2.3 Die Natur der elektromagnetischen Beeinflussungen	18
2.2.4 EMV-Emissionsmesstechnik	22
2.2.5 Frequenzanalyse von elektromagnetischen Beeinflussungen	27
2.3 Voruntersuchungen zur EMV von PV-Anlagen	30
2.3.1 Die derzeitige Normensituation	30
2.3.2 Die Vorgehensweise zur Schließung der Normenlücke	33

3	Ergebnisse der Vor-Ort-Messungen an Photovoltaik-Anlagen	39
3.1	Ziele und Vorgehensweise	39
3.2	Messtechnik und Auswahl der Messobjekte	41
3.3	Ergebnisse	41
4	Simulation der Antenneneigenschaften von Photovoltaik-Anlagen	49
4.1	Bestimmung des HF-Verhaltens von c-Si-Solarzellen	51
4.1.1	Das AC-Ersatzschaltbild einer c-Si-Solarzelle	51
4.1.2	Berechnung der Ersatzschaltbildelemente	53
4.1.3	Ergebnisse der Impedanzmessungen	55
4.2	Entwicklung und Validierung eines Antennenmodells	60
4.3	Ergebnisse der numerischen Feldberechnung	65
4.3.1	Vorgehensweise	65
4.3.2	Die Momentenmethode	68
4.3.3	Gleichtakt-Störungen	70
4.3.4	Gegentakt-Störungen	76
5	Entwicklung eines standardisierten Messverfahrens für DC-seitige Emis- sionen	85
5.1	Ableitung von Grenzwerten und Impedanzen	85
5.2	Entwicklung eines Messverfahrens	91
6	Grundlagen des Blitzschutzes	97
6.1	Allgemeine Grundlagen	97
6.1.1	Blitzentladung	97
6.1.2	Blitzstrom-Kennwerte	99

6.1.3	Feldeinkopplungsmechanismen	101
6.2	Der Blitzschutz von Photovoltaik-Anlagen	103
7	Simulation der Einkopplung indirekter Blitze in Photovoltaik-Anlagen	107
7.1	Entwicklung und Validierung eines Modells	107
7.2	Ergebnisse der numerischen Feldberechnungen	111
7.2.1	Induktive Einkopplung	111
7.2.2	Kapazitive Einkopplung	118
7.2.3	Bemessung des Überspannungsschutzes	121
8	Zusammenfassung	125
A	Berechnung der AC-Ersatzschaltbild-Größen	127
A.1	Die Sperrschichtkapazität	127
A.2	Die Übergangsladungsträgerkapazität	130
A.3	Die Diffusionsadmittanz	132

Symbolverzeichnis

A	Fläche der Zelle
a	Abstand der Modulreihen
AF	Antennenfaktor, allgemein
AF_I	Antennenfaktor, bezogen auf den Strom
$AF_{I,gegen}$	Antennenfaktor, bezogen auf den Gegentakt-Störstrom
$AF_{I,gleich}$	Antennenfaktor, bezogen auf den Gleichtakt-Störstrom
AF_U	Antennenfaktor, bezogen auf die Spannung
$AF_{U,gegen}$	Antennenfaktor, bezogen auf die Gegentakt-Störspannung
$AF_{U,gleich}$	Antennenfaktor, bezogen auf die Gleichtakt-Störspannung
AM	air mass
C	Kapazität, allgemein
C_d	Diffusionskapazität einer c-Si-Solarzelle
C_{ges}	gesamte Kapazität einer c-Si-Solarzelle
C_{sc}	Sperrschichtkapazität einer c-Si-Solarzelle, space charge capacity
C_{Str}	parasitäre Streukapazität
C_{tc}	Übergangsladungsträgerkapazität einer c-Si-Solarzelle, transition carrier capacity
d	Abstand zwischen Blitzkanal und PV-Anlage
D_n, D_p	Diffusionskoeffizient der Elektronen bzw. der Löcher
E	elektrische Feldstärke

E_g	Energielücke zwischen Leitungs- und Valenzband
E_{normal}	Normalkomponente der elektrischen Feldstärke
$E_{tangential}$	Tangentialkomponente der elektrischen Feldstärke
f	Frequenz, allgemein
G	solare Einstrahlung
H	magnetische Feldstärke
h	Höhe des PV-Generators
I, i	Strom, allgemein
I_{gegen}	Gegentakt-Störstrom
I_{gleich}	Gleichtakt-Störstrom
i_{ind}	induzierter Strom
$i_{ind,max}$	Maximalwert des induzierten Stroms
i_{KS}	Kurzschlussstrom
i_{max}	Maximalwert der Stromstärke
I_{ph}	Photostrom
k	Boltzmann-Konstante
L	Induktivität, allgemein
$\underline{L}_n, \underline{L}_p$	komplexe Diffusionslänge der Elektronen bzw. der Löcher
m	Anzahl der parallel verschalteten Strings
m_n, m_p	effektive Masse der Elektronen bzw. der Löcher
m_0	Ruhmasse des Elektrons
n	Anzahl der in Serie verschalteten Module
n_{0p}, p_{0n}	Gleichgewichtsdichte der Elektronen im p-Halbleiter bzw. der Löcher im n-Halbleiter
N_A	Akzeptorendichte
N_c	effektive Zustandsdichte im Leitungsband
N_D	Donatorendichte
n_i	Eigenleitungsdichte

N_v	effektive Zustandsdichte im Valenzband
P	Leistung, allgemein
P_{in}	Eingangsleistung der Antenne
P_n	Nennleistung
P_{rad}	von der Antennen abgestrahlte Leistung
q	Elementarladung
Q_l	Langzeitstromladung
Q_s	Stoßstromladung
R	ohmscher Widerstand, allgemein
R_d	Diffusionswiderstand einer c-Si-Solarzelle
R_p	Parallelwiderstand einer Solarzelle
R_s	Serienwiderstand einer Solarzelle
T	Temperatur oder Periodendauer
t	Zeit, allgemein
t_d	Impulsdauer
T_1	Stirnzeit eines Stoßstroms
T_2	Rückenhalfwertszeit eines Stoßstroms
U, u	Spannung, allgemein
U_d	Diffusionsspannung
U_{gegen}	Gegentakt-Störspannung
U_{gleich}	Gleichtakt-Störspannung
u_{ind}	induzierte Umlaufspannung
U_{MPP}	Spannung einer Solarzelle, eines PV-Moduls oder eines PV-Generators im MPP
U_{oc}	Leerlaufspannung
w	Breite der Sperrschicht
W_p	Watt peak; Nennleistung einer Solarzelle, eines PV-Moduls oder eines PV-Generators wird in W_p angegeben

Y_d	Diffusionsleitwert
\underline{Y}_d	komplexe Diffusionsadmittanz
Z, \underline{Z}	komplexe Impedanz, allgemein
Z_{gegen}	Gegentakt-Impedanz
Z_{gleich}	Gleichtakt-Impedanz
Z_0	Wellenwiderstand des freien Raums
ϵ_{Si}	Permittivitätszahl von Silizium
ϵ_0	elektrische Feldkonstante
μ_n, μ_p	Beweglichkeit der Elektronen bzw. der Löcher
μ_0	magnetische Feldkonstante
σ	spezifische Leitfähigkeit, allgemein
σ_{Cu}	spezifische Leitfähigkeit von Kupfer
τ_n, τ_p	Lebensdauer der Elektronen bzw. der Löcher
c-Si	kristallines Silizium
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
HF	Hochfrequenz
ISSET	Institut für Solare Energieversorgungstechnik, Verein an der Universität Gesamthochschule Kassel e.V.
LEMP	lightning electromagnetic impulse
MPP	maximum power point
PV	Photovoltaik
PWM	Pulsweitenmodulation
UKW	Ultrakurzwelle
ZF	Zwischenfrequenz

Kapitel 1

Einleitung

In den letzten Jahren hat sich gezeigt, dass sich Photovoltaik (PV) -Anlagen hinsichtlich ihrer elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) als problematisch erweisen können. Beim Betrieb einer PV-Anlage können Störungen anderer elektrischer bzw. elektronischer Geräte auftreten. Die Zahl dieser Störungen war noch vor einigen Jahren ganz erheblich. Dies wurde aus einer Umfrage unter Teilnehmern des „Bund-Länder-1000-Dächer-Photovoltaik-Programms“ deutlich, die 1996 vom Fraunhofer Institut für Solare Energiesysteme ISE in Zusammenarbeit mit dem Umweltinstitut Leipzig durchgeführt wurde [1]. In dieser Studie geben 5 % der Befragten an, zeitweise oder ständige Störungen des Rundfunk- und Fernsehempfangs durch die PV-Anlage festgestellt zu haben. Diese Zahl muss zwar etwas abgeschwächt werden: Bei diesen PV-Anlagen handelte es sich zumeist um solche, die vor 1993 errichtet wurden. Im Laufe des 1000-Dächer-Programms kam es dank einer zunehmenden Sensibilisierung der Wechselrichter-Hersteller zu einer merklichen Verbesserung der EMV-Eigenschaften der PV-Anlagen. Dennoch stellt sich das EMV-Problem grundsätzlich nach wie vor und vereinzelt wird immer noch von störenden PV-Anlagen berichtet. Gerade vor dem Hintergrund einer rasch zunehmenden Anzahl von PV-Anlagen sollte die EMV als klares Qualitätsmerkmal dieser Anlagen erscheinen.

Nicht nur Rundfunkgeräte sind betroffen: In der Vergangenheit wurde auch von Störungen an Funkanlagen und Telephonnetzen berichtet. Dass solche Störeinflüsse im schlimmsten Fall zum Eingreifen staatlicher Institutionen führen können, zeigt das Beispiel eines Anlagenbetreibers im 1000-Dächer-Programm, dem die zuständige Behörde (damals noch das Bundesamt für Post und Telekommunikation BAPT) die Stilllegung seiner Anlage für den Fall angedroht hatte, dass die in Zusammenhang mit der Störungsmeldung eines Nachbarn festgestellten erheblichen HF-Störpegel nicht kurzfristig reduziert werden sollten. Damit wird klar: Neben der grundsätzlichen formalen juristischen Verpflichtung

von Herstellern und Installateuren von Geräten und Anlagen zur Einhaltung bestimmter EMV-Anforderungen gibt es für die PV-Branche auch einen konkreten Handlungsbedarf, eventuell auftretende elektromagnetische Unverträglichkeiten nicht zu einem Hemmnis für die weitere Entwicklung der jungen PV-Technologie werden zu lassen. Dabei versteht es sich von selbst, daß der Aufwand zur Entwicklung elektromagnetisch verträglicher Produkte weitaus geringer ist als die nachträgliche Feststellung und Beseitigung praktisch auftretender Störungen.

Als problematisch erwies sich insbesondere die DC-Seite der PV-Anlage, wohingegen die AC-Seite ein konventionelles EMV-Problem darstellt. Die DC-seitige Struktur einer PV-Anlage stellt eine ausgedehnte Antenne dar, deren unerwünschte Eigenschaften erst nach und nach in das Bewusstsein der Hersteller rücken. Nach wie vor fehlen hier konkrete Vorgaben, wie etwa einzuhaltende Grenzwerte und anzuwendende standardisierte Messverfahren. Dies verunsichert natürlich Hersteller von leistungselektronischen PV-Anwendungen und Installateure von Anlagen. Diese Lücke in der EMV-Normung zu schließen, war das Ziel der vorliegenden Arbeit.

Die EMV von PV-Anlagen bildet somit einen Schwerpunkt in der Arbeit. Dieser Schwerpunkt wurde zusätzlich verquickt mit einem weiteren Thema, dem Blitz- und Überspannungsschutz von Photovoltaik-Anlagen. Die Berechtigung für diese Verquickung rührt daher, dass bezüglich des Blitzschutzes ebenfalls die DC-Seite besonders betroffen und ihre Antenneneigenschaften für die Untersuchung maßgeblich entscheidend ist. Bei beiden Themen handelt es sich um elektrodynamische Phänomene - wenn auch höchst unterschiedliche Ströme und Spannungen jeweils wirksam sind -, für die die gleichen Antenneneigenschaften der DC-Seite der PV-Anlage gelten. Im einen Fall gehen Störungen (Emissionen) von der PV-Anlage aus, im anderen Fall wirken stark veränderliche Felder auf die PV-Anlage ein. Entsprechend dieser Einwirkung ist deren Störfestigkeit gefragt. Nicht von ungefähr beobachtet man, dass der Blitz- und Überspannungsschutz in Standardwerken und auf den einschlägigen Konferenzen zunehmend unter die EMV subsumiert wird.

Es gibt zahlreiche theoretische Untersuchungen zum Blitz- und Überspannungsschutz von PV-Anlagen, die aber zumeist auf recht überschlägigen Rechnungen unter Zugrundelegung von sehr einfachen Modellen oder schlicht auf Erfahrungen aus der (noch nicht so alten) Praxis beruhen. Eingehendere experimentelle Untersuchungen sind mit gewissen Mängeln behaftet. So wurden im Labor Photovoltaik-Module oder -Anlagen niemals Stoßströme mit annähernd realen Blitzstrom-Kennwerten ausgesetzt. Ein Projektpartner des Fraunhofer ISE, die Hochschule für Technik und Architektur Burgdorf in der Schweiz, hat erst vor zwei Jahren die Voraussetzungen für solche experimentellen Untersuchungen geschaffen. Mit deren Hilfe und mittels darauf aufbauender numerischer Simulationen konnten

die Gefährungsparameter durch indirekte Blitze verlässlicher als bisher ermittelt werden. Der zweite Teil der vorliegenden Arbeit ist also diesen Untersuchungen gewidmet.

Kapitel 2

Grundlagen

2.1 Grundlagen der Photovoltaik

2.1.1 Aufbau und Einsatzmöglichkeiten von Photovoltaik-Systemen

Aufgrund der Möglichkeit des modularen Aufbaus von Photovoltaik-Generatoren und -Systemkomponenten lassen sich Energieversorgungssysteme in einem außerordentlich grossen Leistungsbereich realisieren. Das Leistungsspektrum reicht von einigen mW zur Versorgung von Armbanduhren oder Taschenrechnern über Anlagen im kW-Bereich zur Stromversorgung entlegener Verbraucher, wie z. B. Wandergaststätten, bis hin zu grossen Photovoltaik-Kraftwerken im MW-Bereich [2].

Gegenstand der vorliegenden Arbeit sind Systeme mit Nennleistungen zwischen einigen hundert W_p und einigen kW_p . Sie sollen im Folgenden als Photovoltaik-Anlagen (PV-Anlagen) in Abgrenzung zu dem umfassender verstandenen Begriff „Systeme“ bezeichnet werden. Der Aufbau und die Einsatzmöglichkeiten dieser Anlagen sollen hier kurz erläutert werden. Es ist zweckmässig, in diesem Zusammenhang zwei Anlagen-Typen zu unterscheiden: die netzgekoppelte Anlage, die den photovoltaisch erzeugten Strom in das öffentliche Stromversorgungsnetz einspeist, und die sogenannte Inselanlage zur Versorgung meist netzferner Verbraucher.

Ende 1999 machten die **netzgekoppelten PV-Anlagen** 84 % der insgesamt in Deutschland installierten PV-Anlagenleistung von 67,3 MW_p aus [3]. Die mittlere Anlagenleistung lag 1995 (in der Folge des 1.000-Dächer-Programms) bei 2,6 kW_p [4]. Für später errich-

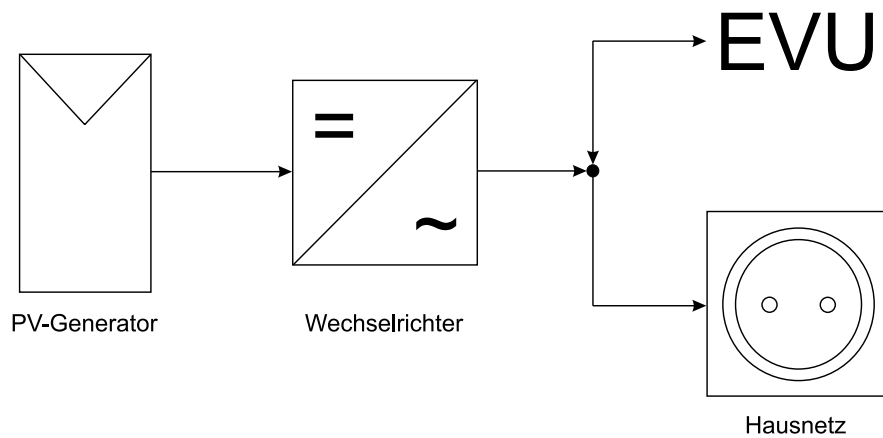


Abbildung 2.1: Schema einer netzgekoppelten PV-Anlage

tete Anlagen, vor allem für solche, die unter dem seit 1999 laufenden 100.000-Dächer-Programm errichtet wurden, fehlen bisher entsprechende Statistiken. Es ist jedoch davon auszugehen, dass vor allem aufgrund der baulichen Gegebenheiten bei Wohnungsbauten, auf denen weiterhin die weit überwiegende Zahl der neuen Anlagen errichtet werden, die mittlere Anlagenleistung nach wie vor im Bereich von einigen wenigen kW_p liegt.

Abbildung 2.1 zeigt schematisch den Aufbau einer netzgekoppelten PV-Anlage. Diese Anlagen haben eine vergleichsweise einfache Struktur, was auf den Verzicht auf Speicherelemente zurückzuführen ist. Bei netzgekoppelten Anlagen dient gewissermaßen das öffentliche Netz als Speicher. Denn der überschüssige Strom wird in das Netz des jeweiligen Energieversorgungsunternehmens (EVU) eingespeist. In der Nacht und an Tagen ungünstiger Witterung erfolgt die elektrische Stromversorgung aus dem öffentlichen Netz. Die Umformung des Gleichstroms in Wechsel- oder Drehstrom erfolgt durch einen Wechselrichter.

Ende 1999 machten die **Inselanlagen** entsprechend 16 % der insgesamt installierten PV-Anlagenleistung aus. Einsatzmöglichkeiten sind vor allem Gehöfte und Häuser, die fern des öffentlichen Netzes liegen. Deren zumindest teilweise Versorgung mit photovoltaisch erzeugtem Strom ist häufig gegenüber einem Anschluss an die öffentliche Stromversorgung die kostengünstigere Alternative.

Abbildung 2.2 zeigt schematisch den prinzipiellen Aufbau einer Inselanlage. Der PV-Generator versorgt tagsüber direkt oder über einen Wechselrichter die Verbraucher. Ein eventueller Energieüberschuss wird unter Kontrolle des Ladereglers in der Batterie zwischengespeichert. Benötigt der Verbraucher mehr Energie als der PV-Generator liefert,

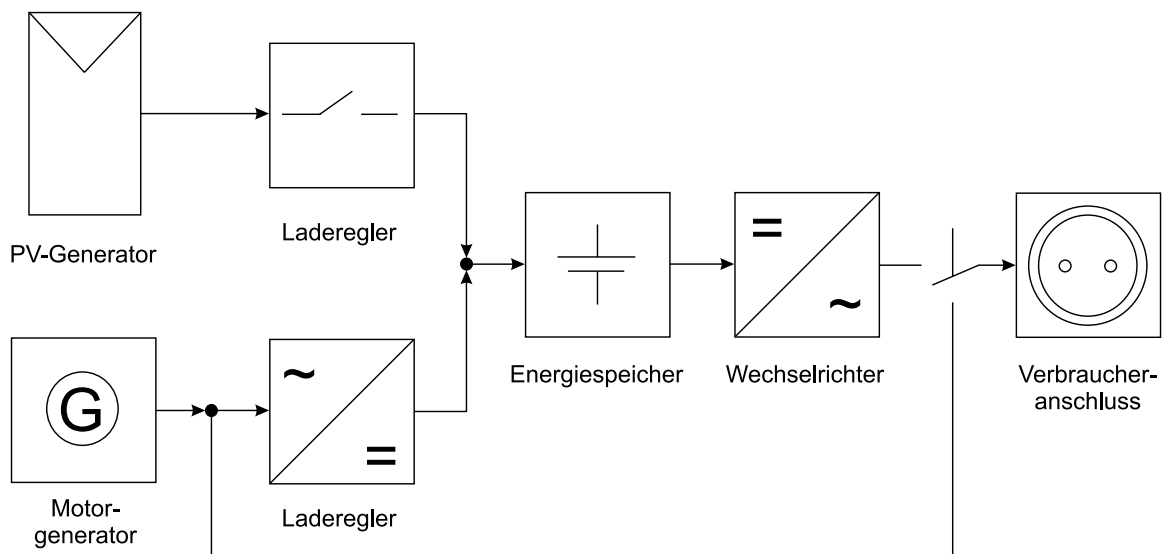


Abbildung 2.2: Schema einer Inselanlage

entnimmt er sie der Batterie. Um die Batterie vor einer Zerstörung zu schützen, schaltet der Laderegler den Verbraucher rechtzeitig vor einer kompletten Entladung der Batterie ab. Als Batterien kommen hauptsächlich Bleisäure-Batterien zum Einsatz. Nur in Ausnahmefällen werden die wesentlich teureren Nickel-Cadmium-Batterien eingesetzt.

Da in äquatorfernen Gebieten die solare Einstrahlung im Winterhalbjahr deutlich unter der des Sommerhalbjahres liegt, muss bei einer Inselanlage entweder der Verbrauch im Winterhalbjahr drastisch reduziert werden oder die Solargeneratorgröße muss den Einstrahlungsverhältnissen im Winter angepasst und damit sehr groß ausgelegt werden. Um dies zu vermeiden und dennoch eine hohe Versorgungssicherheit zu erreichen, werden meist ein oder mehrere Zusatzstromerzeuger in eine Inselanlage integriert. Sie wird dann auch als Hybridanlage bezeichnet. In wenigen Fällen werden ausschließlich regenerativ betriebene Zusatzstromerzeuger, wie Windkraft- und/oder Wasserkraftanlagen, verwendet. In den meisten Anlagen kommt zusätzlich ein fossil betriebener Zusatzstromerzeuger, in der Regel ein Diesel- oder ein Gasgenerator, zum Einsatz.

Zu den Inselanlagen zählen auch sogenannte **Solar Home Systeme** (SHS). Dies sind sehr einfache 12V- oder 24V-Systeme, die aus ein bis zwei PV-Modulen (mit einer Nennleistung von je etwa 50 W_p), einer Batterie, einem Laderegler und diversen Verbrauchern bestehen. In der Regel kommen Solar Home Systeme im Rahmen der ländlichen Elektrifizierung von Entwicklungs- und Schwellenländern zum Einsatz. Sie ermöglichen die Befriedigung einfacher Bedürfnisse der dort lebenden Menschen, so z. B. das Bedürfnis nach Information (Radio, Fernsehen) und nach Licht.

Die Solar Home Systeme werden an dieser Stelle erwähnt, da sie ein besonderes EMV-Problem aufweisen, das aber nur kurz angerissen werden soll: In diesen Systemen stören häufig der bei Vollladung der Batterie taktende Laderegler und - noch massiver - das elektronische Vorschaltgerät (EVG) der Energiesparleuchte über leitungsgebundene Störungen den Mittelwellenempfang des Radios. Dieses Problem ist insofern von großer Bedeutung für die Akzeptanz der Solar Home Systeme, als der Mittelwellenempfang in Ländern der Dritten Welt eine sehr wichtige Informationsquelle darstellt. Abhilfe könnte kurzfristig durch die Entwicklung von Komponenten (insbesondere eines Radios und eines EVGs) geschaffen werden, die hinsichtlich ihrer hochfrequenten Emissionen und ihrer Störfestigkeit aufeinander abgestimmt, also elektromagnetisch kompatibel sind. Mittelfristig könnte sich als mögliche Lösung der weitaus störungsempfindlichere satellitengestützte digitale Rundfunk durchsetzen. Dieser ist für Afrika bereits realisiert und für Lateinamerika und Asien im Aufbau begriffen [5] [6]. Die technischen Aspekte der SHS-spezifischen EMV-Problematik sind vom Autor eingehend untersucht worden. Näheres dazu findet sich in [7] und [8].

2.1.2 Aufbau und Eigenschaften von Solarzellen und Photovoltaik-Modulen

In Abbildung 2.3 ist der Querschnitt durch eine gängige kristalline Solarzelle dargestellt [9]. Eine ca. 300 μm starke Siliziumscheibe mit p-Dotierung besitzt in ca. 0,2 bis 0,5 μm Tiefe einen pn-Übergang. Ein solcher pn-Übergang erzeugt ein starkes elektrisches Feld, von dem durch die Absorption des Lichts entstandene Ladungsträger getrennt werden. Die Rückseite ist zur Ladungsträgersammlung ganzflächig metallisiert, während auf der Vorderseite, die dem Lichteinfall zugewandt ist, nur ein Metallgitter aufgebracht wird, damit möglichst viel Licht in die Zelle eindringen kann. Die Oberfläche ist normalerweise mit einem Antireflexbelag versehen, um die Verluste durch Reflexion möglichst gering zu halten.

Die physikalischen Vorgänge in einer Solarzelle unter Lichteinstrahlung vollziehen sich genauer wie folgt: Ein Lichtquant genügend grosser Energie fällt auf die Oberfläche der Solarzelle, durchdringt den n-Emitter und die Raumladungszone am pn-Übergang und wird in der p-Basis absorbiert. Es entsteht aufgrund der Absorption ein Elektron-Loch-Paar (Elektron im Leitungsband, Loch im Valenzband). Das Elektron diffundiert in der p-Basis, bis es an die Grenze der Raumladungszone gelangt. Das in der Raumladungszone herrschende starke elektrische Feld beschleunigt das Elektron und bringt es auf die Emitterseite. Voraussetzung für die Trennung durch das als Trennmedium wirkende elek-

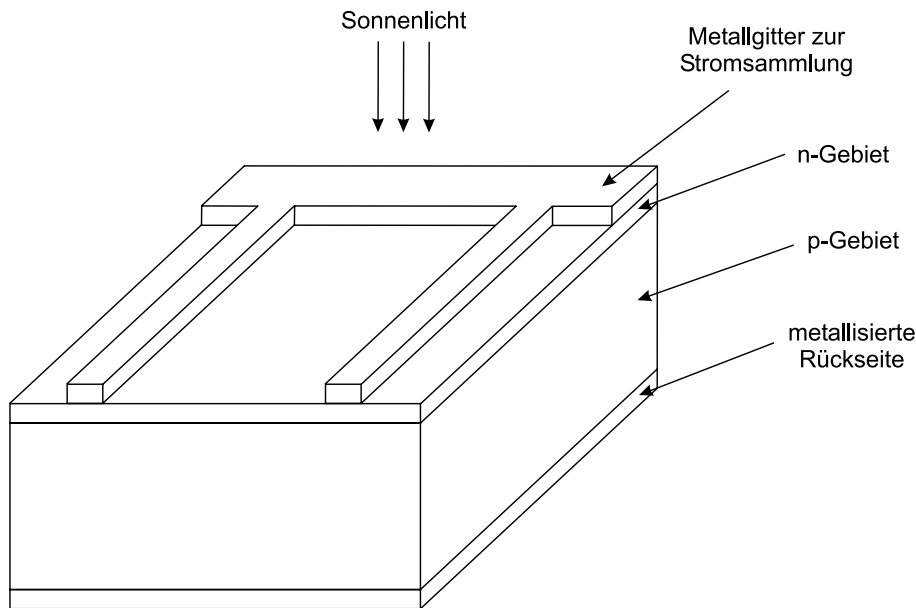


Abbildung 2.3: Schematische Ansicht einer Silizium-Solarzelle

trische Feld ist, dass die Diffusionslänge des Elektrons groß genug ist, damit es bis zur Raumladungszone gelangen kann. Bei zu kleiner Diffusionslänge würde eine Rekombination vor Erreichen der Raumladungszone stattfinden. Unter denselben Voraussetzungen vollzieht sich ein ähnlicher Vorgang für ein durch Absorption eines Lichtquants im Emitter entstandenes Loch.

In der Folge der Lichteinstrahlung ergibt sich dann eine erhöhte Konzentration von Elektronen auf der n-Emitterseite und von Löchern auf der p-Basisseite. Dadurch hat sich eine elektrische Spannung aufgebaut. Verbindet man Emitter und Basis galvanisch z. B. über einen ohmschen Widerstand, so fließen Elektronen über die galvanische Verbindung zur p-Basis und rekombinieren dort mit den Löchern. Dieser Stromfluss hält solange an, wie die Lichteinstrahlung fortgesetzt wird.

Reale Solarzellen besitzen einen parasitären Serien- (R_s) und Parallelwiderstand (R_p), wie das Gleichstrom-Ersatzschaltbild in Abbildung 2.4 zeigt. Der Serienwiderstand setzt sich zusammen aus dem Widerstand des Halbleitermaterials, dem Widerstand der metallischen Kontakte und dem Halbleiter-Metall-Übergangswiderstand. Der Parallelwiderstand hat seine Ursache hauptsächlich in Leckströmen über den pn-Übergang und Ausscheidungen von Verunreinigungen im Gebiet des pn-Übergangs. I_{Ph} ist der durch die Einstrahlung hervorgerufene Photostrom. Er ist in weiten Bereichen proportional zur Einstrahlung.

Abbildung 2.5 zeigt die Strom-Spannungs-Charakteristik einer beleuchteten Solarzelle mit

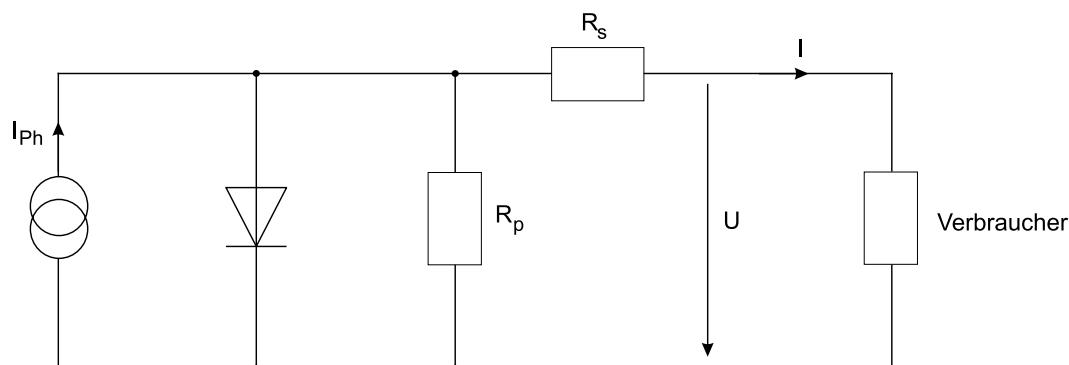


Abbildung 2.4: Gleichstrom-Ersatzschaltbild einer Silizium-Solarzelle

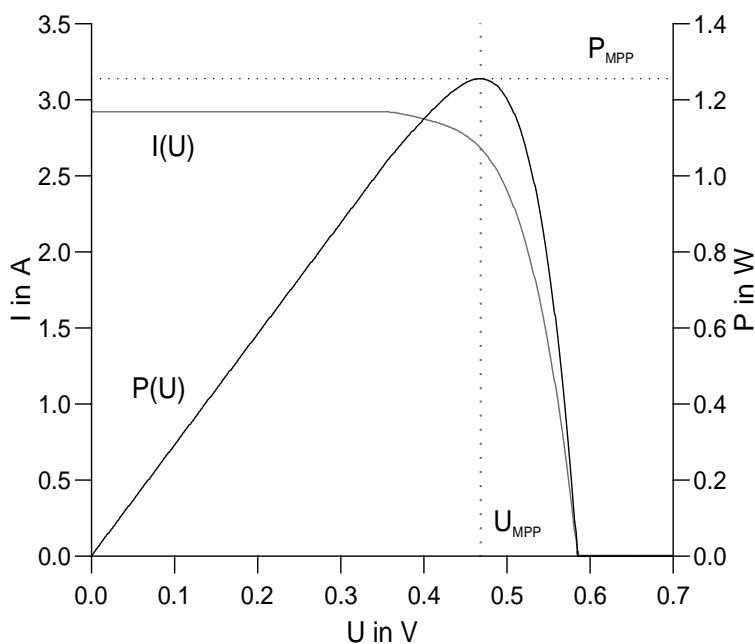


Abbildung 2.5: I-U- und P-U-Kennlinie einer $10 \times 10\text{-cm}^2$ großen Silizium-Solarzelle unter STC-Bedingungen

einer typischen Größe von $10 \times 10 \text{ cm}^2$. Von besonderer Bedeutung ist der Punkt P_{MPP} (MPP = maximum power point), bei dem die Solarzelle maximale Leistung abgibt. Die Leerlaufspannung und die maximale Leistung sind stark temperaturabhängig; Sie sinken jeweils um ca. 0,4 %/K. Die Nennleistung einer Solarzelle oder eines Moduls wird bei international festgelegten Testbedingungen (STC = Standard Test Conditions; $G = 1000 \text{ W/m}^2$, $T = 25 \text{ °C}$, AM 1,5) gemessen und in W_p (Watt peak) angegeben.

Neben der konventionellen kristallinen Silizium-Solarzelle (c-Si) gibt es neue Zelltechnolo-

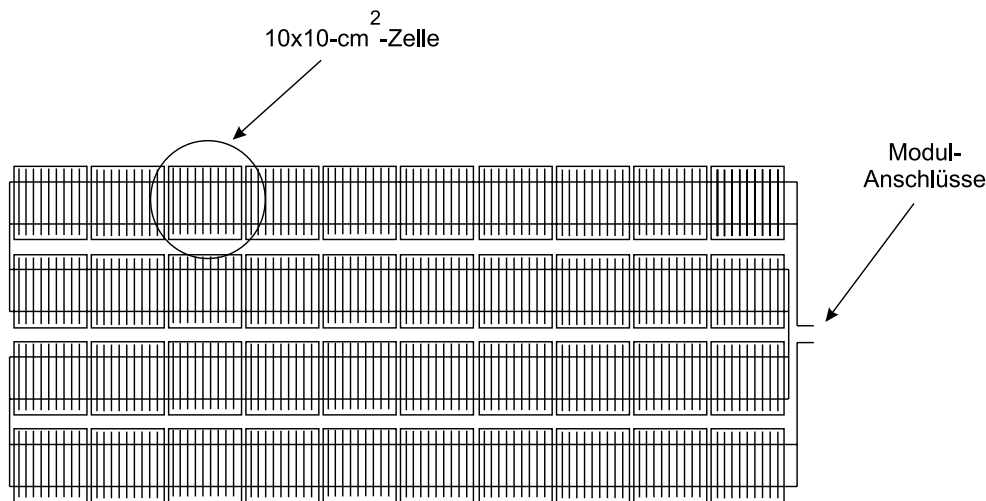


Abbildung 2.6: Aufbau eines Standard-PV-Moduls mit insgesamt 40 in Serie verschalteten kristallinen Solarzellen

gien. Nach wie vor macht aber die konventionelle Technologie den weitaus größten Teil des Weltmarkts aus (1998: ca. 85 %). Bis auf das amorphe Silizium (mit abnehmendem Anteil) sind neue Zelltechnologien entweder noch im Entwicklungsstadium (z. B. sogenannte Dünnschichttechnologien) oder werden erst in Pilotanlagen in nicht nennenswerter Menge gefertigt. Es ist zu vermuten, dass sich an diesem Umstand auf Jahre hinaus nichts wesentlich ändert [10].

Zur Erzielung größerer Leistungen werden die einzelnen Solarzellen zu Modulen zusammengeschaltet. Abbildung 2.6 zeigt die typische Reihenschaltung der Zellen in einem Standardmodul mit insgesamt 36 (häufig auch 40) Zellen in Reihe. Charakteristisch ist die mäanderförmige Verschaltung der Zellen. Diese Art der Verschaltung führt zu einer Schleifenfläche, die sowohl für die EMV-Eigenschaften als auch für Blitzschutzaspekte der PV-Anlagen eine wesentliche Bedeutung hat. Zur Erzielung noch größerer Leistungen können Module in Serie zu Strings und diese wiederum parallel zu noch größeren PV-Generatoren zusammengeschaltet werden. Die Parallelverschaltung von m sogenannten Strings mit je n in Serie geschalteten Modulen soll im Folgenden als $m \times n$ -Verschaltung bezeichnet werden.

2.1.3 Leistungselektronische PV-Komponenten

Für die in der vorliegenden Arbeit behandelten PV-Anlagen sind im wesentlichen zwei verschiedene leistungselektronische Anwendungen zu unterscheiden: der Wechselrichter

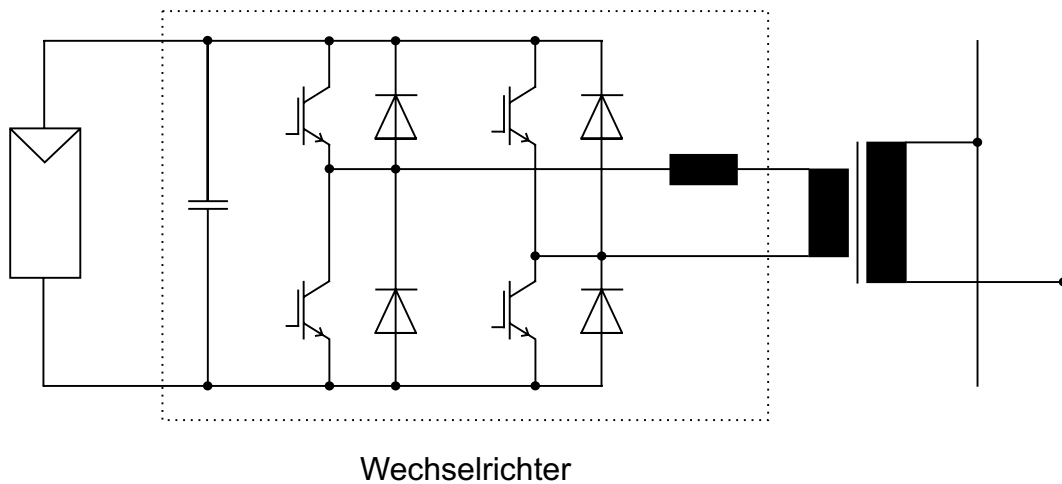


Abbildung 2.7: Prinzipschaltung eines in ein einphasiges Netz einspeisenden selbstgeführten PWM-Wechselrichters

und der Laderegler.

Der **Wechselrichter** wird zur Umwandlung der Gleichspannung in eine 230V-Wechselspannung benötigt [11]. Während für Nennleistungen oberhalb ca. 10 kW und im Falle von netzgekoppelten Anlagen meist netzgeführte Wechselrichter mit Thyristoren als Schaltelementen eingesetzt werden, ist unterhalb ca. 10 kW Nennleistung der Einsatz von selbstgeführten Wechselrichtern die Regel [12]. In ihnen werden Leistungs-MOSFETs oder IGBTs als Leistungsschalter eingesetzt.

Unter den selbstgeführten Wechselrichtern sind zwei gängige Schaltungstopologien zu unterscheiden: der Wechselrichter mit Netztransformator und der transformatorlose Wechselrichter. Sie sollen im Folgenden kurz beschrieben werden.

Abbildung 2.7 zeigt die Prinzipschaltung eines selbstgeführten Wechselrichters mit Netztransformator. Die vom PV-Generator erzeugte elektrische Energie gelangt als Gleichstrom auf den Eingangskreis des eigentlichen Wechselrichterteils. Dieser besteht aus einer Transistor-Vollbrücke und einer Speicherdrossel. Die Transistorschalter werden in der Regel mit einem Pulsweitenmodulations-Verfahren (PWM-Verfahren) so gesteuert, dass durch die Speicherdrossel ein sinusförmiger Strom fließt. Die Taktfrequenzen liegen dabei in der Regel zwischen 20 und 30 kHz. Der nachfolgende Netztransformator dient zur Spannungsanpassung und zur Potentialtrennung von PV-Generator und Netz.

Eine wichtige Anforderung an einen PV-Wechselrichter ist der möglichst hohe Wirkungsgrad, der bereits im unteren Teillastbereich schnell ansteigen sollte, da der Wechselrichter

nur zu einem Bruchteil seiner Betriebszeit nahe der Nennlast beansprucht wird. Diese Forderung und andere Vorteile haben zu einer zweiten neueren Schaltungstopologie neben der oben beschriebenen konventionellen Topologie geführt: Bei genügend hoher Eingangsspannung (> 350 V) kann der Netztransformator entfallen, was zu einer deutlichen Verbesserung des Wirkungsgrades im unteren Teillastbereich führt. Trotz dieses Vorteils ist aber die Zahl der Modelle von transformatorlosen Wechselrichtern wieder rückläufig, was insbesondere mit der ungeklärten Lage bzgl. des erforderlichen Personenschutzes (fehlende galvanische Trennung) zusammenhängt. Nichtsdestotrotz ist der Marktanteil der transformatorlosen PV-Wechselrichter nach wie vor aber erheblich.

Abschließend soll noch auf einen Unterschied zwischen Wechselrichtern für netzgekoppelte Anlagen und solchen für Inselanlagen hingewiesen werden: Bei netzgekoppelten Wechselrichter geschieht in der Regel eine Anpassung an den MPP des PV-Generators durch sogenanntes MPP-Tracking. Bei Inselwechselrichtern hingegen ergibt sich die Eingangsspannung aus der jeweiligen - mit dem Ladezustand und eventuell bedingt durch einen Lade- oder Entladevorgang schwankenden - Batteriespannung.

Der **Laderegler** in Inselsystemen hat zwei wesentliche Funktionen: Er soll zum einen die Batterie vor Überladung schützen. Dies macht er in der Regel durch Abregelung des Batteriestroms in der Vollladephase der Batterie. Zum zweiten hat er die Funktion, die Batterie vor Tiefentladung zu schützen. Für die EMV einer Inselanlage ist die erstgenannte Funktion relevant, wenn sie durch Pulsweitenmodulation geschieht. Denn diese verursacht z. B. bei einem gängigen Parallelregler Strompulse mit einer Taktfrequenz von etwa 100 Hz, Amplituden von bis zu einigen 10 Ampere und relativ hohen Flankensteilheiten, und damit merkliche leitungsgebundene HF-Emissionen bis in den Bereich von einigen MHz.

In Abbildung 2.8 ist die Prinzipschaltung des Parallelreglers dargestellt [13]. Während der Ladung fließt der PV-Generatorstrom durch die Rückstromdiode in die Batterie. Beim Erreichen der Ladeschlussspannung wird der PV-Generator über das Stellglied kurzgeschlossen, so dass kein weiterer Ladestrom fließen kann. Im Verlauf der Vollladung hält dieser Wechsel von Ladung und Kurzschluss an, wobei gemäß dem PWM-Prinzip die Breite der Strompulse und damit der mittlere Ladestrom stetig abnimmt.

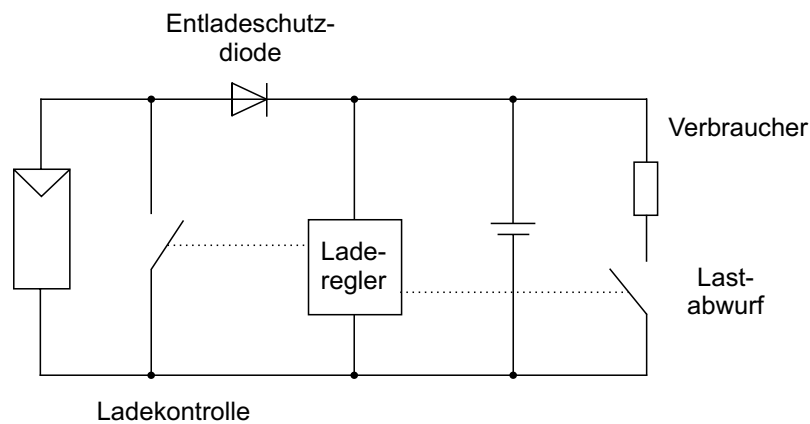


Abbildung 2.8: Prinzipschaltung eines Ladereglers mit Parallelregelung

2.2 Grundlagen der elektromagnetischen Verträglichkeit

2.2.1 Begriffe und Definitionen

VDE 0870 [14] definiert **elektromagnetische Verträglichkeit** als

„Fähigkeit einer elektrischen Einrichtung, in ihrer elektromagnetischen Umgebung zufriedenstellend zu funktionieren, ohne diese Umgebung, zu der auch andere Einrichtungen gehören, unzulässig zu beeinflussen“.

Eine elektrische Einrichtung gilt also als elektromagnetisch verträglich, wenn sie einerseits tolerierbare Emissionen und andererseits eine ausreichende Störfestigkeit gegen Immissionen aufweist [15]. Sind diese beiden Eigenschaften nicht gegeben, kommt es zu elektromagnetischen Beeinflussungen (EMB), die sich, sofern sie reversibler Art sind, in Funktionsminderungen oder Fehlfunktionen von elektrischen Einrichtungen äußern. Eine elektromagnetische Beeinflussung irreversibler Art kann z. B. von einem Blitzschlag herrühren, der eine Zerstörung elektronischer Komponenten zur Folge hat. Im Folgenden soll für elektromagnetische Beeinflussung der Ausdruck „Störung“ synonym gebraucht werden.

Zur quantitativen Beurteilung der elektromagnetischen Verträglichkeit verwendet man logarithmische Maße. Dies erlaubt eine übersichtliche Darstellung von Größenverhältnissen, die sich über mehrere Zehnerpotenzen erstrecken, und hat darüber hinaus zum Vorteil, dass man multiplikativ verknüpfte Verhältnisse auf einfache Weise additiv verknüpfen

kann. Systemgrößen, wie Spannung, Strom und elektrische oder magnetische Feldstärke, werden als Pegel definiert. Der Spannungspegel etwa wird definiert als

$$u_{dB} = 20 \lg \left(\frac{U_x}{U_0} \right) \text{ dB}\mu\text{V} \quad \text{mit der Bezugsgröße } U_0 = 1 \mu\text{V} \quad (2.1)$$

Entsprechend sind auch die anderen genannten Größen definiert, wobei als Bezugsgrößen $1 \mu\text{A}$ für den Strom und $1 \mu\text{V/m}$ sowie $1 \mu\text{A/m}$ für die elektrische bzw. magnetische Feldstärke dienen. Davon abweichend wird die Leistung wie folgt definiert:

$$p_{dB} = 10 \lg \left(\frac{P_x}{P_0} \right) \text{ dBpW} \quad \text{mit der Bezugsgröße } P_0 = 1 \text{ pW} \quad (2.2)$$

Mit Hilfe dieser Definitionen definiert man folgende weitere absolute Pegel (siehe Abbildung 2.9):

- Störpegel: bezogener Wert einer Störgröße
- Nutzpegel: bezogener 100%-Wert des Nutzsignals
- Störschwellenpegel: bezogener kleinster Wert des Nutzsignals, dessen Überschreitung durch den Störpegel am Empfangsort als Störung empfunden wird

Als relative Pegel definiert man:

- Störabstand: Pegeldifferenz zwischen Nutzpegel und Störschwellenpegel
- Störsicherheitsabstand: Pegeldifferenz zwischen Störschwellenpegel und Störpegel

Die Obergrenze zulässiger Pegel sind die Grenzstörpegel. Man unterscheidet Grenzstörpegel für **Funktstörspannungen** (im Folgenden auch als Störspannung bezeichnet), Funkstörleistungen (Störleistung) und **Funktstölfeldstärken** (Stölfeldstärke).

Die symmetrische Funkstörspannung ist die zwischen den Adern einer symmetrischen Leitung messbare hochfrequente Spannung. Die unsymmetrische Funkstörspannung ist die hochfrequente Spannung zwischen dem Bezugspotential und jeder einzelnen Anschlussstelle für ankommende und abgehende Leitungen eines elektrischen Betriebsmittels. Bei den üblicherweise anzutreffenden Leitungslängen elektrischer Geräte in Büros, Haushalten

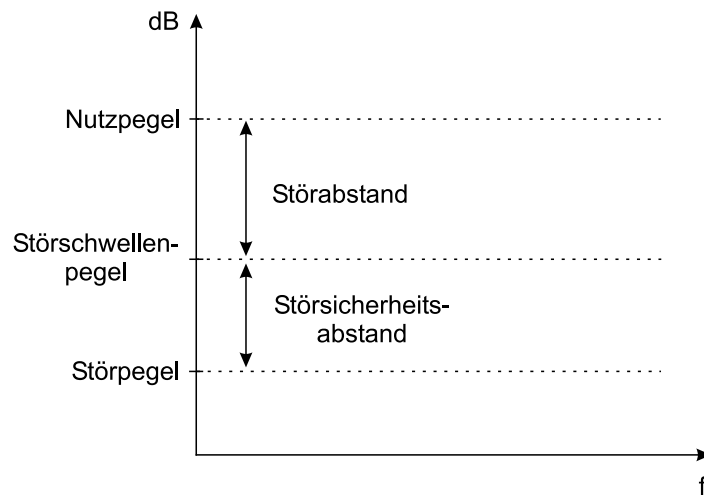


Abbildung 2.9: Definition der in der EMV gebräuchlichen absoluten und relativen Pegel

usw. setzt ab ca. 30 MHz merkliche Abstrahlung ein, so dass die Störspannung mit zunehmender Frequenz an Aussagekraft verliert. Ab 30 MHz schreibt man daher Grenzwerte für die Funkstörleistung vor. In der Regel dürfen auch in gewissen räumlichen Abständen von den Störquellen Grenzstörpegel für elektrische und magnetische Felder nicht überschritten werden. Dabei ist oberhalb 30 MHz die Messung der elektrischen Funkstörfeldstärke üblich, unterhalb 30 MHz dagegen die der magnetischen Funkstörfeldstärke.

Unter den elektromagnetischen Umgebungen werden zwei typische Klassen unterschieden. Geräte der Grenzwertklasse A sind für den Einsatz in industriellen und kommerziellen Betriebsräumen mit vergleichsweise starker Störumgebung gedacht. Geräte der Grenzwertklasse B dagegen sind für den Wohnbereich vorgesehen. Die Grenzwerte für Emissionen der Geräteklasse A sind höher, d. h. weniger streng, als die für die Klasse B spezifizierten Grenzwerte. Bezüglich der Störfestigkeit verhält es sich umgekehrt. Geräte der Klasse A müssen strengere Anforderungen an ihre Störfestigkeit erfüllen als Geräte der Klasse B.

2.2.2 EMV-Normen und Richtlinien

Zur Gewährleistung der elektromagnetischen Verträglichkeit gibt es Rechtsvorschriften und zahlreiche Normen, bei deren Einhaltung der gegenseitig störungsfreie Betrieb elektrischer Geräte angenommen wird. Im Zuge der Errichtung eines gemeinsamen europäischen Binnenmarkts und des damit verbundenen Bestrebens nach rechtlicher Vereinheitlichung ist 1989 die EWG-Richtlinie über die elektromagnetische Verträglichkeit [17] verabschiedet

worden, die in den Mitgliedsländern in nationales Recht umgesetzt wurde. In Deutschland erfolgte das mit dem Gesetz über die elektromagnetische Verträglichkeit (EMVG) am 9.11.1992 [18]. Nach Ablauf der Übergangsfristen, in der parallel das EMVG von 1992, das Funkstörgegesetz von 1979 und das Hochfrequenzgerätegesetz von 1949 anwendbar waren, ist seit dem 1.1.1996 nur noch das EMVG gültig. Mit dem zweiten Änderungsgesetz zum EMVG ist nun die aktuelle Fassung seit dem 25.9.1998 in Kraft.

Das EMVG nennt Schutzanforderungen, die vom Hersteller eines Geräts einzuhalten sind. Diese sind in Übereinstimmung mit der oben genannten Definition der elektromagnetischen Verträglichkeit im wesentlichen als noch zu tolerierende HF-Emissionen einerseits sowie als ausreichende Störfestigkeit des Geräts andererseits definiert. Da das Gesetz im Laufe der Zeit nur schwer immer wieder dem Stand der Technik angepasst werden kann, erfolgt eine Bezugnahme auf anerkannte Normen. Danach wird die Einhaltung der Schutzanforderungen vermutet, wenn die Anforderungen der „einschlägigen harmonisierten europäischen Normen“ durch das Gerät erfüllt sind.

Die europäischen Normen mit dem Kürzel EN sind reine Geräteprüfnormen und in drei Kategorien unterteilt. Dies sind: die **Fachgrundnormen** (Generic Standards), die **Produktnormen** (Product Standards) und die **Grundnormen** (Basic Standards). Zu den Produktnormen zählen sogenannte **spezielle Produktnormen** sowie umfassendere **Produktfamiliennormen**. All diese Normen werden ständig überarbeitet, aktualisiert und erweitert. Vor allem bei den Produktnormen gibt es aber noch zahlreiche Lücken in den Vorschriften.

Die Struktur der Normung wird aus Abbildung 2.10 ersichtlich. Die Abbildung zeigt die Vorgehensweise bei der Auswahl einer Norm für ein bestimmtes Gerät. Zunächst ist zu fragen, ob es für das Produkt eine spezielle Produktnorm gibt. Ist dies der Fall, so ist diese Norm vorrangig anzuwenden. Ist dies nicht der Fall, so ist in derselben Weise nach einer möglichen anzuwendenden Produktfamiliennorm zu fragen. Die Produktnormen (spezielle Produktnormen und Produktfamiliennormen) enthalten für ein bestimmtes Gerät bzw. für eine bestimmte Gerätekategorie zugeschnittene EMV-Grenzwerte, Prüfvorschriften und Hinweise auf den Betrieb des Prüflings. Sie können von den Fachgrundnormen sowohl im Grenzwertbereich als auch in den notwendigen Prüfvorschriften abweichen. Die Zuordnung der Geräte zur Produktnorm soll entsprechend der Hauptverwendung erfolgen. Für den Fall, dass weder spezielle Produktnormen noch Produktfamiliennormen als anzuwendende Normen in Frage kommen oder ihre Zuordnung strittig ist, so ist die entsprechende Fachgrundnorm anzuwenden. Von diesen Fachgrundnormen, die die maximal zulässigen Störaussendungen und die Mindeststörfestigkeit für die oben genannten beiden typische Umgebungsarten festschreiben, sind insgesamt vier verschiedene zu unterscheiden

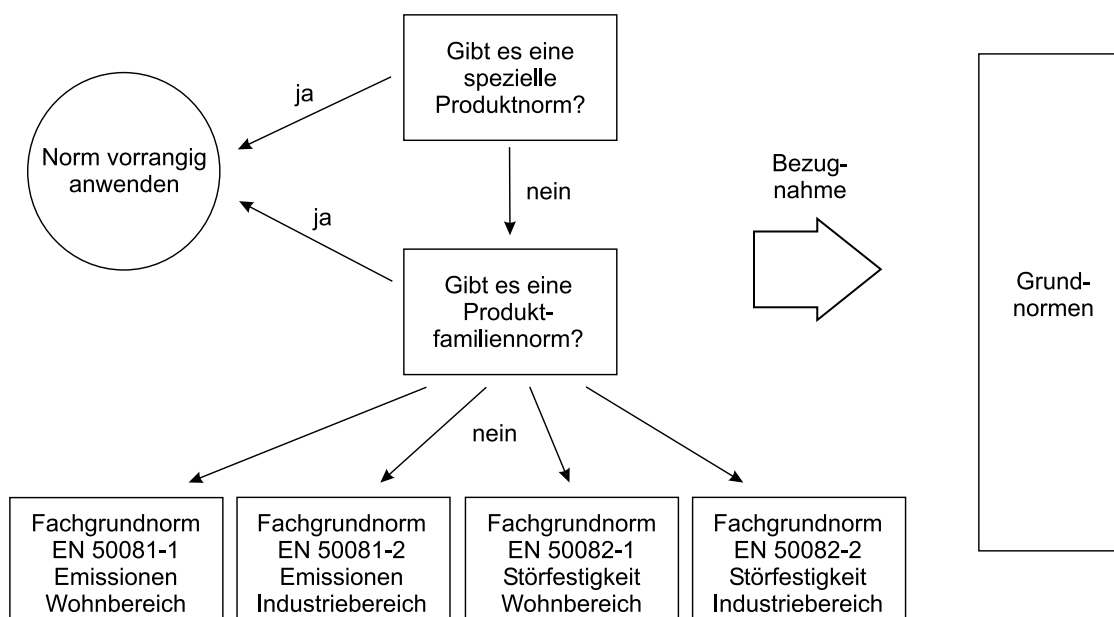


Abbildung 2.10: Vorgehensweise zur Auswahl einer für ein bestimmtes Gerät anzuwendenden EMV-Norm

(siehe Abbildung 2.10).

Produktnormen und Fachgrundnormen nehmen Bezug auf die Grundnormen (es gibt aber auch Querverweise zwischen Produkt- und Fachgrundnormen). Die Grundnormen definieren die Begriffswelt der EMV und bestimmen Messgeräte, Messverfahren und Messanordnungen entsprechend der Stör- und Prüffart. Sie enthalten keine Grenzwerte und stellen keine Beeinträchtigungskriterien auf.

2.2.3 Die Natur der elektromagnetischen Beeinflussungen

Die Quellen elektromagnetischer Beeinflussungen sind im gesamten Spektrum der elektromagnetischen Schwingungen anzutreffen. Sie haben ihren Ursprung sowohl in natürlichen Vorgängen als auch in technischen Prozessen. Zu den natürlichen Störungen zählen z. B. atmosphärische Entladungen beim Blitzüberschlag. Von technischen Prozessen ausgehende elektromagnetische Energie, die störend auf ihre Umgebung wirkt, kann gezielt erzeugt werden (funktionale Quellen) oder parasitärer Natur sein (nicht-funktionale Quellen). Zu den funktionalen Quellen zählen Kommunikationssender und solche Sender, die elektromagnetische Wellen für nichtkommunikative Zwecke erzeugen (z. B. medizinische Therapiegeräte). Potentielle nicht-funktionale Quellen sind vor allem technische Systeme.

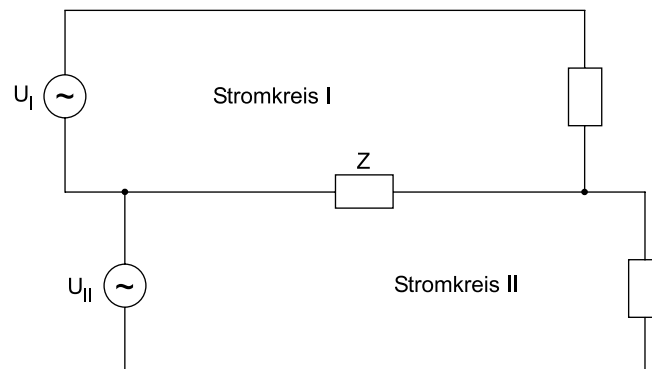


Abbildung 2.11: Galvanische Kopplung von zwei Stromkreisen über eine gemeinsame Impedanz, nach [15]

me, die sich durch mit hohen Änderungsgeschwindigkeiten ablaufende Zustandswechsel von Strom- und Spannungsniveaus auszeichnen (z. B. Stromrichter, Leuchtstofflampen, KFZ-Zündanlagen).

Für die Untersuchung von EMV-Problemen ist ein grobes Beeinflussungsmodell dienlich, wonach eine Störquelle elektromagnetische Energie emittiert und diese Energie über einen leitungs- und/oder feldgebundenen Kopplungsmechanismus bei der Störsenke (dem Empfänger dieser elektromagnetischen Energie) eine elektromagnetische Beeinflussung hervorruft. Es sind grundsätzlich die folgenden Kopplungsmechanismen zu unterscheiden:

- die galvanische Kopplung,
- die elektrische Kopplung,
- die magnetische Kopplung und
- die Strahlungskopplung.

Galvanische Kopplung liegt vor, wenn zwei Stromkreise eine gemeinsame Impedanz Z , eine Kopplungsimpedanz besitzen. In den meisten Fällen sind das gemeinsam genutzte Netz-, Versorgungs- oder Masseleitungen. In Abbildung 2.11 erzeugt der Strom im Stromkreis I (Störquelle) an der gemeinsamen Impedanz Z einen Spannungsabfall, der sich im Stromkreis II (Störsenke) dem Nutzsignal überlagert. Die galvanische Kopplung ist die am häufigsten auftretende Kopplungsart.

Die **kapazitive (oder elektrische) Kopplung** tritt ebenfalls häufig auf. Sie ist nicht an diskrete Bauteile gebunden, sondern nutzt die Kapazitäten, die elektrisch leitende Bauteile (Leitungen, Kühlkörper, Gehäuse) gegeneinander haben. Kapazitive Kopplung tritt

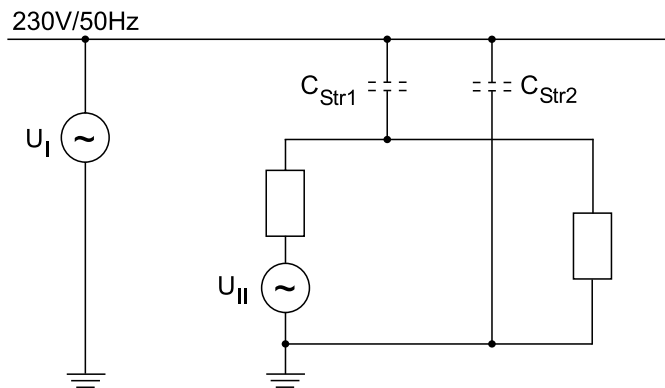


Abbildung 2.12: Netzwerkmodell der kapazitiven Kopplung zweier Stromkreise über parasitäre Streukapazitäten, nach [15]

auf, wenn diese leitenden Bauteile sich auf verschiedenen Potentialen befinden. Abbildung 2.12 zeigt beispielhaft die kapazitive Kopplung zwischen einem 230V/50Hz-Netz (Stromkreis I, Störquelle) und einem Stromkreis II mit nur sehr geringen Spannungen von einigen mV (Störsenke). Die Spannungsänderungen du/dt zwischen den beiden Stromkreisen (im wesentlichen also die der Netzspannung) sind hierbei die primären Quellen der Störungen. Die dabei auftretenden Ladungsverschiebungen verursachen einen Störstrom, der die parasitären Kapazitäten C_{Str1} und C_{Str2} umlädt. Der Störstrom verursacht im Stromkreis II eine Störspannung.

Die Ursache der **induktiven (oder magnetischen) Kopplung** ist das magnetische Wechselfeld, das sich um stromdurchflossene Leiter aufbaut (Stromkreis I in Abbildung 2.13). Die primäre Quelle dieser Kopplungsart ist die sich mit hoher Geschwindigkeit (di/dt , Frequenz) ändernde Stromstärke. Durchsetzt das dadurch verursachte veränderliche Magnetfeld die Fläche einer zweiten Leiterschleife (hier der Stromkreis II als Störsenke), so wird in dieser eine Störspannung induziert.

Solange die Wellenlänge groß gegenüber den Abmessungen des Störers ist, breiten sich elektromagnetische Beeinflussungen vorwiegend leitungsgebunden oder in Form der kapazitiven oder induktiven Kopplung aus. Liegen dagegen die Wellenlängen in der Größenordnung der Abmessungen, so setzt **Abstrahlung** ein. In der Praxis hat sich eine Grenze bei 30 MHz (entsprechend einer Wellenlänge in der Größenordnung von 10 m) etabliert. Hiernach nimmt man eine typischerweise vorkommende Größenordnung der Leitungslänge von 10 m an, bei der im Bereich kleiner 30 MHz leitungsgebundene Störungen vorherrschen, im Bereich größer 30 MHz dagegen Störstrahlung. Das Fernfeld einer strahlenden Störquelle (näherungsweise für Abstände $r \geq 0,8 \cdot \lambda$) zeichnet sich dadurch aus, dass das

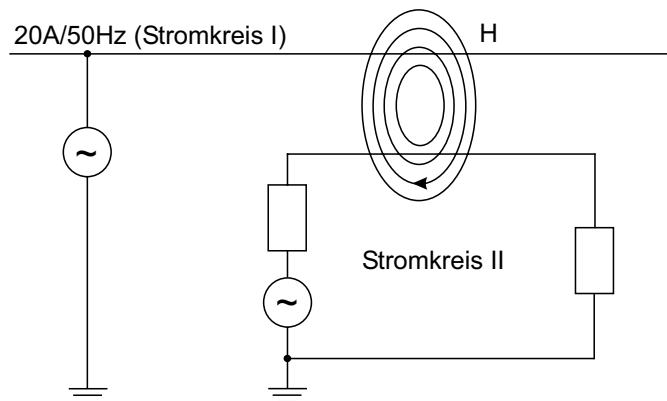


Abbildung 2.13: Feldmodell einer induktiven Kopplung zweier Stromkreise über das quasi-statische magnetische Feld, nach [15]

magnetische und das elektrische Feld über den Wellenwiderstand des freien Raums

$$\frac{E}{H} = Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 377 \Omega$$

verknüpft sind. Das Feld ist dann ein nichtstationäres (d. h. sich ausbreitendes) elektromagnetisches Wellenfeld. Dagegen ist das Nahfeld einer solchen Antenne (näherungsweise $r < 0,8 \cdot \lambda$) ein stationäres (räumlich fixiertes) quasistatisches Feld.

Bei den leitungsgebundenen elektromagnetischen Beeinflussungen ist die Unterscheidung zwischen Gegentakt- und Gleichtaktstörungen von grundlegender Bedeutung. **Gegentaktstörungen** (im Englischen „differential mode“) manifestieren sich durch eine Störspannung, die zwischen den Leitern einer Leitung wirksam ist, und entsprechend Gegentaktstörströme treiben, die in Hin- und Rückleiter eines Stromkreises eine entgegengesetzte Richtung besitzen (Abbildung 2.14). Der Störstromkreis schließt sich ausschließlich über galvanische Verbindungen. Gegentaktstörungen haben ihren Ursprung in induktiver oder galvanischer Kopplung. Sie können aber auch durch eine Gleichtakt/Gegentakt-Konversion hervorgerufen werden (siehe weiter unten). In leistungselektronischen Schaltungen sind ihre Ursache die periodischen mit der Schaltfrequenz des Systems aus dem Versorgungsanschluss gezogenen trapezförmigen Ströme.

Gleichtaktstörungen (im Englischen „common mode“) sind dadurch gekennzeichnet, dass sich der Störstromkreis über die Bezugsmasse (Erde) schließt (Abbildung 2.15). Meist ist die Störquelle über parasitäre Kapazitäten des Aufbaus und des Gehäuses mit der Bezugsmasse verbunden. Die Störungen werden durch die Umladeströme der parasitären Kapazitäten verursacht, die bei Spannungsänderungen mit entsprechendem du/dt

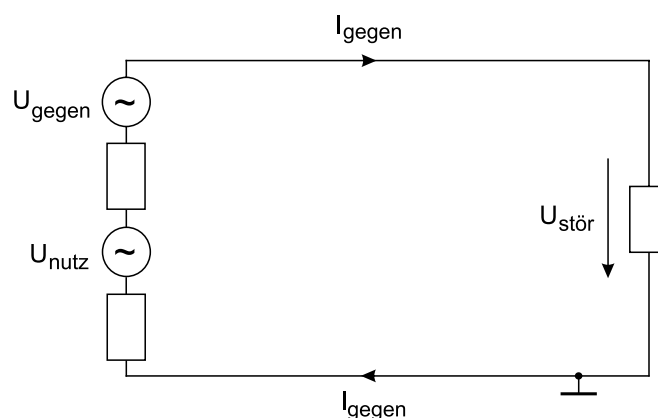


Abbildung 2.14: Zur Definition von Gegentaktstörungen

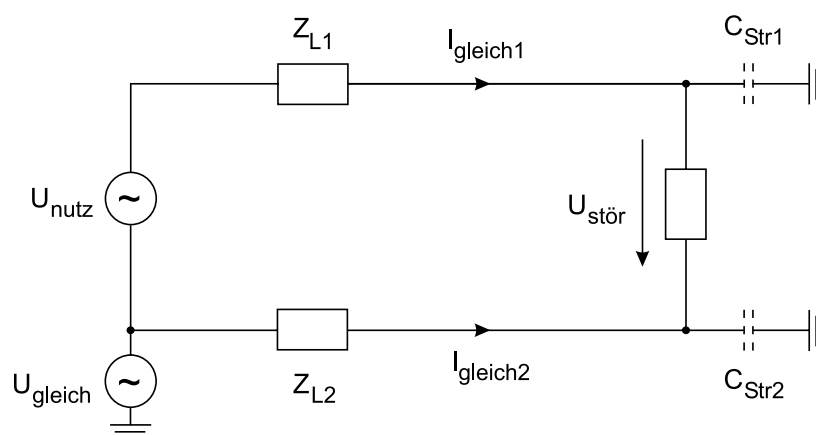


Abbildung 2.15: Zur Definition von Gleichtaktstörungen, nach [15]

auftreten. Bei Gleichtaktstörungen werden Gleichtaktstörströme getrieben, die in den Anschlussleitungen in gleichsinniger Richtung fließen. Im Fall ungleicher Impedanzen der Leitungen oder der Streukapazitäten kommt es zu einer Gleichtakt/Gegentakt-Konversion. Die unsymmetrischen Verhältnisse rufen dann eine Gegentaktspannung hervor, die sich dem Nutzsignal überlagert.

2.2.4 EMV-Emissionsmesstechnik

Zur Ermittlung reproduzierbarer Messergebnisse von elektromagnetischen Effekten ist es von besonderer Bedeutung, dass alle Messungen in einer bekannten definierten Umgebung mit dafür geeigneten Messwertaufnehmern und Messgeräten durchgeführt werden. Dies

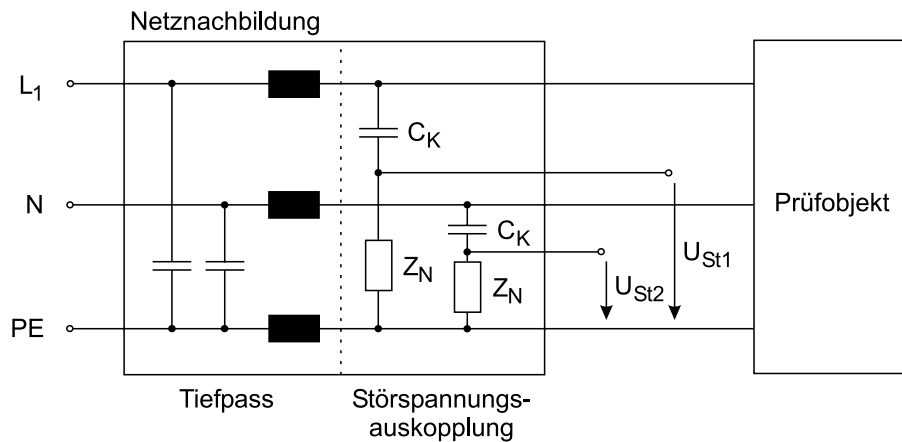


Abbildung 2.16: Schaltbild einer herkömmlichen AC-Netznachbildung zur Messung unsymmetrischer Funkstörspannungen

gilt gleichermaßen für leitungs- wie auch für feldgebundene Messungen. Für Funkstörungen sind die Anordnungen in VDE 0876-16-1 (dies ist noch ein Entwurf und entspricht der Umsetzung der CISPR 16-1 [19]) beschrieben.

Um bei Messungen der Funkstörspannung den Einfluss unterschiedlicher Netzimpedanzen auszuschalten, schaltet man zwischen Netz und Prüfling eine **Netznachbildung** mit einer einheitlich definierten Netzimpedanz. Abbildung 2.16 zeigt eine typische V-Netznachbildung für Netzanschlussleitungen zur Messung unsymmetrischer Störspannungen. Die Netznachbildung verhindert darüber hinaus die Verfälschung von Störspannungsmessungen durch vom Netz kommende Störungen durch eine HF-technische Entkopplung. Die Koppelkapazität C_K leitet den vom Prüfobjekt kommenden Störstrom direkt über die genormte Nachbildungsimpedanz Z_N ab. Die an den Nachbildungsimpedanzen hervorgerufenen Spannungsabfälle der einzelnen Leiter werden mit einem Funkstörmessempfänger erfasst. Für das Niederspannungsnetz gilt im Bereich von 150 kHz bis 30 MHz eine genormte Impedanz von

$$Z_N = \frac{50 \Omega \cdot j \omega 50 \mu\text{H}}{50 \Omega + j \omega 50 \mu\text{H}} \quad .$$

Der daraus resultierende Impedanzverlauf ist aus den Ergebnissen statistischer Untersuchungen von Leitungsnetzen bestimmt worden.

Funkstörspannungsmessungen leistungselektronischer Geräte kleiner und mittlerer Leistung und Baugröße erfolgen meist auf Versuchsplätzen, wie in Abbildung 2.17 dargestellt. Das zu untersuchende Gerät wird auf einen 80 cm hohen, nichtleitenden Tisch mit einem

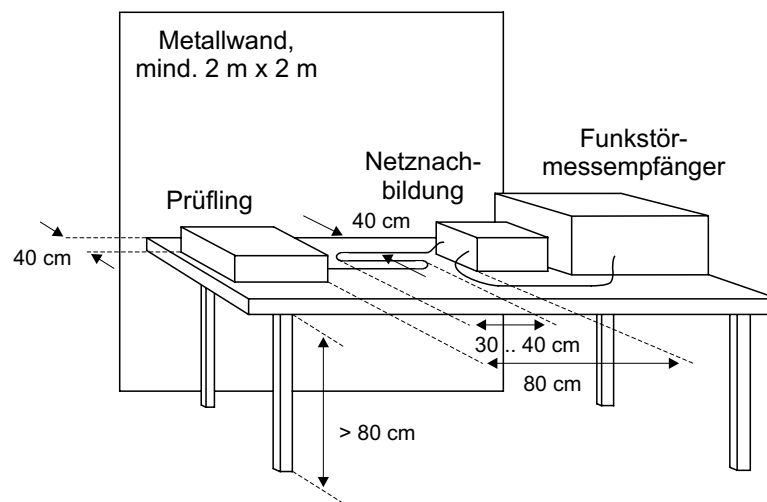


Abbildung 2.17: Typische Anordnung zur Messung leitungsgebundener Emissionen

Abstand von 40 cm zu einer mindestens 2 m x 2 m großen geerdeten leitfähigen Fläche (Metallwand) platziert, die als Bezugsmasse dient. Zu anderen Metallflächen muss ein Abstand größer als 80 cm eingehalten werden. Die Netznachbildung wird als Messwertempfänger am Rand der Metallwand so aufgestellt, dass sie hochfrequenzmäßig z. B. über eine Metallfolie gut leitend mit der Bezugsmasse verbunden ist, und der Prüflingsanschluss einen Abstand von 40 cm zur Bezugsmasse einhält. Die äußere Begrenzung des Prüflings soll einen Abstand von 80 cm zur Netznachbildung nicht unterschreiten. Die Versorgungsleitungen verlaufen im Abstand von 40 cm parallel zur Metallwand. Der Funkstörmessempfänger ist über ein geschirmtes Kabel mit der Netznachbildung verbunden.

Insbesondere bei Vor-Ort-Messungen (In-situ-Messungen) ist der Einsatz von Stromwandlern (Stromzangen) bewährt, da sie - im Gegensatz zur Spannungsmessung mit Tastköpfen - relativ unempfindlich sind gegenüber Umgebungsstörungen. Außerdem ermöglichen sie relativ einfach die getrennte Messung der Gegentakt- bzw. Gleichtaktanteile eines Störstroms, bei dem beide Anteile zeitlich überlagert sind. Bei einer gleichsinnig gerichteten Führung der Anschlussleiter durch die Stromzange resultiert der Gleichtaktanteil, bei einer entgegengerichteten entsprechend der Gegentaktanteil. Stromwandler können auch im Labor in Kombination mit einer Netznachbildung eingesetzt werden. Das Messergebnis erlaubt dann mit Hilfe der bekannten Impedanz einen unmittelbaren Rückschluss auf die Störspannung.

Elektromagnetische Wellen sowie quasistatische elektrische und magnetische Felder erfasst man mit Antennen, die an ihren Klemmen eine der zur messenden Feldstärke proportiona-

le Spannung liefern. Den Faktor, der sich aus dem Verhältnis der gesuchten Störfeldstärke zur gemessenen Störspannung ergibt, bezeichnet man als Antennenfaktor. Die Messung elektrischer Felder beruht auf der influenzierenden Wirkung dieser Felder in Leitern. Die dadurch bewirkten Ladungsverschiebungen führen zu Spannungsunterschieden, die messtechnisch erfasst werden. Die Messung magnetischer Felder erfolgt dagegen mit einer Rahmenantenne. Hierbei induzieren die magnetischen Felder in einer elektrisch kurzen Leiterschleife eine eingepreßte Spannung (Umlaufspannung), die zwischen den Enden der aufgetrennten Schleife gemessen werden kann.

Für die Messung von Störfeldstärken benötigt man ein geeignetes Messgelände. An das Messgelände werden besondere Anforderungen u. a. hinsichtlich der Leitfähigkeit des Bodens und einzuhaltender Mindestabstände zu in der Nähe befindlichen reflektierenden Objekten gestellt. Als Messgelände kommen zunächst Freifelder in Frage. Bei zu großen Umgebungsstörungen durch Rundfunksender und andere Störquellen kann die Messung in Absorberkammern durchgeführt werden. Dies sind reflexionsarm ausgerüstete, abgeschirmte Räume.

Ein **Funktstörmessempfänger** ist im wesentlichen ein abstimmbarer selektiver Spannungsmesser für Hochfrequenzspannungen. Er arbeitet nach dem Überlagerungsprinzip (Superheterodynprinzip), das auch jedem Ton- und Fernsehempfänger zu Grunde liegt. Ein stark vereinfachtes Blockschaltbild eines Funkstörmessempfängers ist in Abbildung 2.18 dargestellt. Nach dem Eingangsabschwächer (1) gelangt das Eingangssignal über einen abstimmbaren Eingangskreis (zur Vorselektion, 2) zur Mischstufe (3). Die Vorselektion soll die in den Mischer einfallende Impulsspitzenspannung reduzieren und den Mischer so vor Übersteuerung schützen. In der Mischstufe wird dem vorselektierten Frequenzgemisch die einstellbare Oszillatorfrequenz überlagert. Mischprodukte mit Zwischenfrequenz (ZF) werden im ZF-Verstärker (4) selektiv verstärkt. Schliesslich wird von der Einhüllenden der Ausgangsspannung des ZF-Verstärkers je nach eingestelltem Bewertungsglied der Spitzenwert, der Quasi-Spitzenwert oder der arithmetische Mittelwert angezeigt (Detektor (5)).

Die Spitzenwertanzeige zeigt die maximale Amplitude der gleichgerichteten Ausgangsspannung des ZF-Verstärkers an, kalibriert in Effektivwerten einer sinusförmigen Störspannung, die die gleiche Richtspannung ergibt (Abbildung 2.19). Bei sinusförmigen Eingangsspannungen ist die Richtspannung eine konstante Gleichspannung $U = \hat{u}_R$. Die ZF-Wechselspannung $u_{ZF}(t)$ wird durch die Diode gleichgerichtet. Sie lädt einen Speicherkondensator auf den maximalen Scheitelwert \hat{u}_R der Einhüllenden auf. Der Kondensator hält den Maximalwert so lange fest, bis er durch den geschlossenen Schalter S oder einen Entladewiderstand mit ausreichend großer Entladezeitkonstante entladen wird.

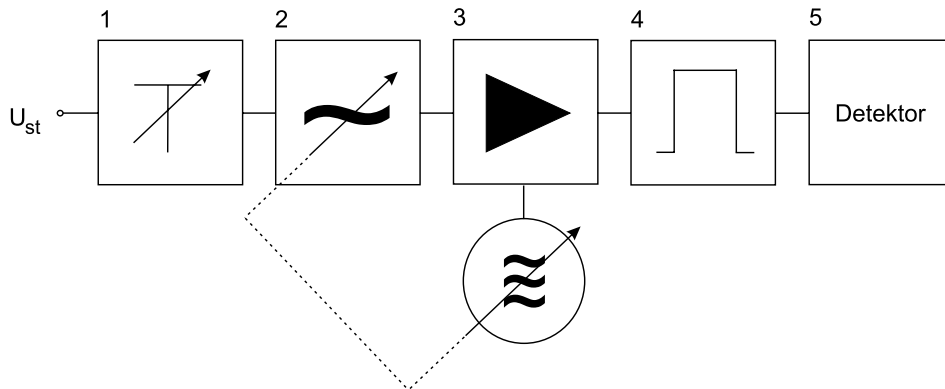


Abbildung 2.18: Vereinfachtes Blockschaltbild eines Funkstörmessempfängers, 1 Eingangsabschwächer, 2 abstimmbarer Eingangskreis zur Vorselektion, 3 ZF-Erzeugung (Oszillator und Mischstufe), 4 ZF-Verstärker, 5 Bewertungsglied mit Anzeigevorrichtung, nach [15]

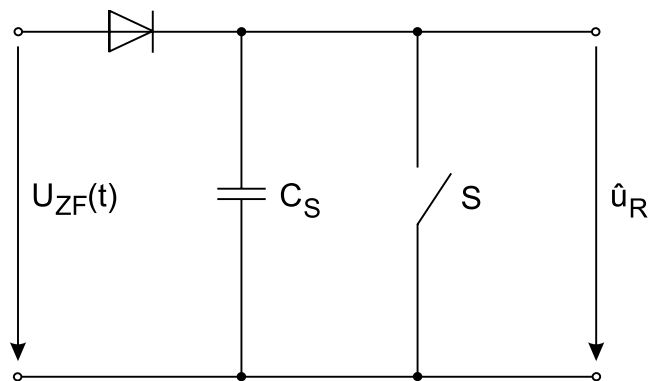


Abbildung 2.19: Vereinfachtes Schaltbild des Spitzenwertdetektors, nach [15]

Der Quasispitzenwert bewertet die Störspannung in der Weise, dass die Anzeige dem physiologischen Störeindruck des menschlichen Ohrs, der durch eine Pulsstörung beim Radio- und Fernsehempfang entsteht, entspricht. Dieser Eindruck hängt von der Pulsfolgefrequenz ab und hat Hochpasscharakteristik. Die Mittelwertanzeige zeigt den arithmetischen Mittelwert der Einhüllenden $u_R(t)$ der ZF-Spannung $u_{ZF}(t)$ an. Bei Messung eines stationären Signals liefert immer die Spitzenwert-Messung den höchsten und die Mittelwert-Messung den geringsten Pegel. Für normgerechte Messungen sind in der Regel Quasi-Spitzenwert- und Mittelwert-Messungen vorgeschrieben. Schnelle Vormessungen werden im Spitzenwert-Modus durchgeführt.

Im Unterschied zu Messempfängern haben **Spektrumanalysatoren** in der Regel keine Eingangsselektion. Die Übersteuerung des breitbandigen Eingangsmischers kann durch

erhöhte Eingangsdämpfung verhindert werden. Dadurch reduziert sich allerdings die Empfindlichkeit des Messgerätes, was den Dynamikbereich für die Messung einschränkt. Ein weiterer Unterschied zwischen Messempfängern und Spektrumanalysatoren besteht darin, dass der Messempfänger auf diskreten Frequenzen mit normkonformen Zeitkonstanten misst, während der Spektrumanalysator den zu analysierenden Frequenzbereich kontinuierlich durchläuft (sweep). Für normgerechte Messungen ist die Verwendung von Messempfängern vorgeschrieben.

2.2.5 Frequenzanalyse von elektromagnetischen Beeinflussungen

Eine periodische Funktion $u(t)$ mit der Periodendauer T lässt sich als eine unendliche Summe von Sinus- und Cosinusschwingungen darstellen. Analytisch lässt sich diese Fourierreihe u. a. in der Normalform darstellen:

$$u(t) = U_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \cos(n\omega_1 t) + B_n \sin(n\omega_1 t)) \quad \text{mit} \quad (2.3)$$

$$A_n = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \cos(n\omega_1 t) dt \quad , \quad (2.4)$$

$$B_n = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \sin(n\omega_1 t) dt \quad , \quad (2.5)$$

$$U_0 = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt \quad . \quad (2.6)$$

Hierbei sind A_n und B_n die Amplituden der Teilschwingungen. Die Komponente U_0 entspricht dem arithmetischen Mittelwert der Zeitfunktion. Die kleinste im Linienspektrum auftretende Frequenz ist die Grundfrequenz $f_1 = \omega_1/2\pi = 1/T$. Die Frequenzen der Oberschwingungen sind ganzzahlige Vielfache dieser Grundfrequenz nf_1 .

Häufig wird zur Darstellung einer periodischen Zeitfunktion im Frequenzbereich auch die Betrags/Phasen-Form verwendet:

$$u(t) = U_0 + \sum_{n=1}^{\infty} U_n \cos(n\omega_1 t + \phi_n) \quad \text{mit} \quad (2.7)$$

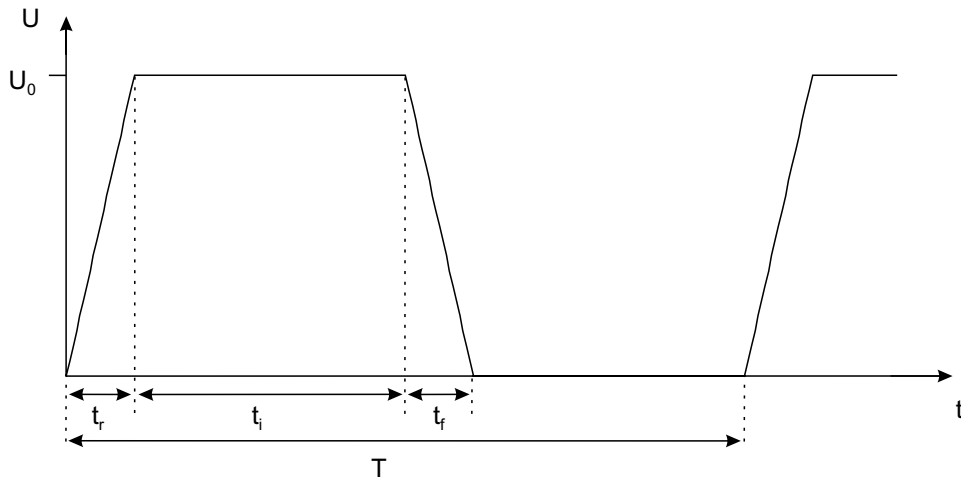


Abbildung 2.20: Schaltfunktion als Trapezfunktion

$$U_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \quad \text{und} \quad \phi_n = -\arctan\left(\frac{B_n}{A_n}\right) \quad (2.8)$$

U_n ist hierbei die Größe, die gewöhnlich mit einem Spektrumanalysator gemessen wird.

In leistungselektronischen Geräten sind die dominierenden Störgrößen meist periodische Zeitfunktionen, die aus der Schaltmodulation von Gleich- oder Wechselgrößen entstehen. Die aus Gleichgrößen beim Schalten betriebsbedingt erzeugten trapezförmigen Strom- und Spannungsverläufe verursachen ein breitbandiges Störspektrum. Eine solche periodische Trapezfunktion ist in Abbildung 2.20 dargestellt. In Abbildung 2.21 ist, unter der Annahme von $t_r = t_f$ und einem Verhältnis der Zeitabschnitte von $T:t_i:t_r = 200:20:1$, die Einhüllende ihres Linienspektrums und wiederum dessen abschnittsweise Einhüllung durch Geraden dargestellt.

Die Schnittpunkte der Geraden kennzeichnen bei zunehmender Frequenz jeweils den Übergang zu einem stärkeren Abfall der Einhüllenden des Spektrums. Einem horizontalen Verlauf folgt so ein 20dB/Dekade-Abfall und diesem ein 40dB/Dekade-Abfall. Rechnerisch bestimmen lassen sich die zu n_{g1} und n_{g2} korrespondierende untere und obere Eckfrequenz f_{g1} bzw. f_{g2} wie folgt:

$$f_{g1} = \frac{1}{\pi t_i} \quad (2.9)$$

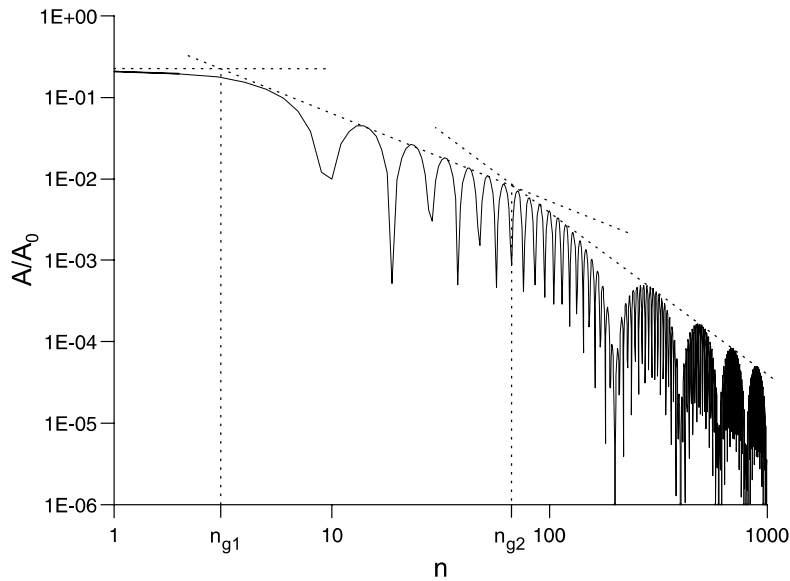


Abbildung 2.21: Einhüllende des Linienspektrums der Trapezfunktion in Abbildung 2.20 (für $t_r = t_f$ und $T:t_i:t_r = 200:20:1$) und ihre Annäherung durch Geraden

$$f_{g2} = \frac{1}{\pi t_f} \quad (2.10)$$

Diese Zusammenhänge verdeutlichen die Bedeutung der Schaltzeiten der in leistungselektronischen Geräten eingesetzten Leistungsschalter. Mit geringer werdender Schaltzeit verschiebt sich die obere Eckfrequenz f_{g2} und damit der Beginn des 40dB/Dekade-Abfalls zu höheren Frequenzen. Tendenziell wirkt daher schnell schaltende Leistungselektronik stärker in Bereiche höherer Frequenzen hinein. Andererseits determinieren im wesentlichen die Schaltzeiten die Verluste eines leistungselektronischen Geräts. Man ist daher bestrebt, möglichst geringe Schaltzeiten zu realisieren.

Die Fourier-Reihe erlaubt nur die Darstellung periodischer Zeitbereichsfunktionen im Frequenzbereich. Bei nichtperiodischen Funktionen, die z. B. einmalige transiente Vorgänge beschreiben, ist ebenfalls eine Fourierdarstellung möglich. Ausgehend von der komplexen Form der Fourierdarstellung für periodische Funktionen läßt man die Periode T gegen unendlich gehen. Für den Abstand der Spektrallinien im Linienspektrum $\Delta f = 1/T$ ist dies gleichbedeutend mit $\Delta f \rightarrow 0$. Die Summe geht dann in das Integral

$$u(t)_{\text{nichtper.}} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \underline{X}(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (2.11)$$

über. Den Term

$$\underline{X}(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} u(t)e^{-j\omega t} dt \quad (2.12)$$

nennt man Fourier-Transformierte und $|\underline{X}(\omega)|$ die Amplitudendichte. Da sich bei einmaligen Vorgängen die in einem Impuls enthaltene endliche Energie auf unendlich viele Frequenzen verteilt, ist die Definition einer Amplitudendichte erforderlich. Denn die Amplitude einer einzelnen Frequenz muss wegen $\Delta f \rightarrow 0$ notwendigerweise Null sein, so dass deren Angabe keinen Sinn macht. Die Amplitudendichte eines Stromstoßes beispielsweise hat so die Einheit A/Hz oder As.

2.3 Voruntersuchungen zur EMV von PV-Anlagen

2.3.1 Die derzeitige Normensituation

Kennzeichnend für eine Photovoltaik-Anlage mit einer Nennleistung zwischen einigen 100 W_p und einigen kW_p ist ein Aufbau, wie er in Abbildung 2.22 anhand einer netzgekoppelten Anlage eines Wohnhauses gezeigt ist. Der Wechselrichter ist in der Regel in der Nähe des Haus- oder Gebäudeanschlusses, also in der Regel im Keller befindlich. Von da erstreckt sich eine mehrere Meter lange Gleichstrom-Hauptleitung (DC-Hauptleitung) nach oben zum Generatoranschlusskasten. In diesem werden die zum PV-Generator weiterführenden Leiter gebündelt. Die beiden DC-Hauptleiter sind in der Regel recht eng verlegt. Sie haben typischerweise einen Abstand von nur wenigen cm. Auf eine Verdrillung wird in der Praxis nicht geachtet. Den Abschluss dieser gesamten DC-seitigen Struktur bildet der PV-Generator auf dem Dach des Hauses, der für Nennleistungen im kW_p -Bereich Flächen von bis zu mehreren $10 m^2$ ausbildet.

Damit ist auch schon das Spezifische der EMV von Photovoltaik-Anlagen angesprochen, nämlich die enorme räumlich ausgedehnte DC-Seite, die - ungewollt - den Charakter einer Antenne hat. Sie wirkt einerseits als Antenne für vom Wechselrichter kommende HF-Störungen. In diesem Fall wird sie von diesem mit einem (breitbandigen) Signal gespeist, was in ihrer Umgebung ein gewisses Störfeld hervorruft. Umgekehrt ist sie als Antenne insbesondere den Wirkungen von indirekten und - weit seltener - direkten Blitzeinschlägen ausgesetzt, was Maßnahmen des Blitzschutzes erfordert (siehe Kapitel 6).

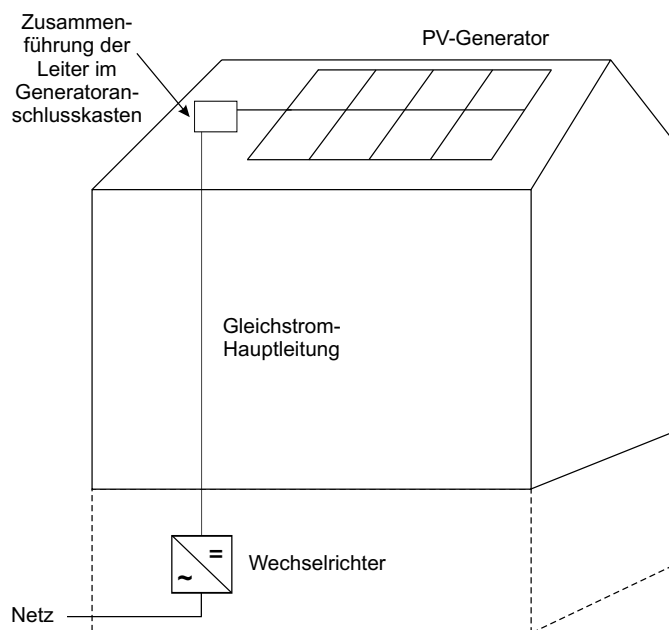


Abbildung 2.22: Typischer Aufbau einer netzgekoppelten Anlage eines Wohnhauses

Prinzipiell unterscheiden sich in dieser DC-seitigen Antennenstruktur Inselanlagen nicht von netzgekoppelten Anlagen. Der einzige Unterschied zwischen diesen Anlagentypen besteht darin, dass bei der Inselanlage als zusätzlicher potentieller Störer der taktende Lade-regler hinzukommt. An diesen sind aber die gleichen Anforderungen hinsichtlich maximal erlaubter Emissionen am PV-Generator-Anschluss zu stellen wie an den netzgekoppelten Wechselrichter oder den Inselwechselrichter. Überhaupt sind dies grundsätzlich die einzigen hinsichtlich ihrer EMV mit einem CE-Kennzeichen zu versehenen PV-Komponenten. Alle übrigen Komponenten, etwa die PV-Module oder die Batterien, sind im Sinne des EMV-Vorschriftenwerks als elektromagnetisch passive Geräte zu werten: Weder stören sie von sich aus andere Geräte noch werden sie in ihrem bestimmungsgemäßen Betrieb durch andere Geräte gestört.

Im Gegensatz zur DC-Seite der Anlage stellt die **AC-Seite** ein recht konventionelles EMV-Problem dar. Auch wenn es bisher keine explizite EMV-Norm für PV-Leistungselektronik gibt, so finden sich doch Normen, deren Anwendung empfohlen werden kann (Tabelle 2.1). Bezüglich der AC-seitigen Störemissionen im Bereich 150 kHz bis 30 MHz sind dies wahlweise die Fachgrundnorm EN 50081-1 (mit Verweis auf die Produktfamiliennorm EN 55022 (Einrichtungen der Informationstechnik)), die Produktfamiliennorm EN 55014-1 (Geräte für den Hausgebrauch und ähnliche Zwecke) oder die Produktfamiliennorm EN 55011 (industrielle, wissenschaftliche und medizinische Hochfrequenzgeräte, Klasse B). Die Einhaltung der maximal erlaubten Emissionen in diesem Frequenzbereich ist verpflich-

tend. Hierbei ist es gleichgültig, welche der genannten Normen zur Anwendung kommt, da die jeweiligen Grenzwerte und Messverfahren übereinstimmen. Verpflichtend ist auch die Einhaltung der in den Grundnormen EN 61000-3-2 (Oberschwingungsströme) und EN 61000-3-3 (Spannungsschwankungen und Flicker) genannten Spezifikationen für den Frequenzbereich kleiner 2 kHz. Die Energieversorgungsunternehmen machen die Erfüllung der erstgenannten Norm zur Bedingung für den Anschluss einer Eigenerzeugungsanlage an das öffentliche Netz [20]. Nicht verpflichtend und nur zum Zwecke der Orientierung sind Messungen der AC-seitigen leitungsgebundenen Störungen im Frequenzbereich zwischen 3 und 150 kHz. Entsprechende Orientierungswerte finden sich neben der EN 55011 auch in der EN 50065-1 (Grundnorm für Signalübertragung).

Abstrahlungen über bzw. durch das **Gehäuse** des Wechselrichters im Frequenzbereich zwischen 30 MHz und 1 GHz sind in jedem Fall ebenfalls zu untersuchen. Hier ist etwa die Anwendung der Fachgrundnorm EN 50081-1 zu empfehlen (die hier wiederum auf die EN 55022 verweist). Bedingt durch das Funktionsprinzip der PV-Wechselrichter und -Laderegler reicht das leitungsgebunden emittierte Störspektrum sehr selten in den Bereich von Frequenzen größer 30 MHz. Sollte dies aber der Fall sein, so sind Messungen auch in diesem Bereich erforderlich. Für die leitungsgebundenen Messungen sowohl auf der AC- wie auch auf der DC-Seite sind dann die in der EN 55014-1 spezifizierte Störleistungsmessung im Frequenzbereich zwischen 30 MHz und 300 MHz durchzuführen.

Auch die **Störfestigkeit** des Wechselrichters ist ein konventionelles EMV-Problem, das mit herkömmlichen Normen handhabbar ist. Bezüglich der Störfestigkeit eines Wechselrichters sind sinnvollerweise die Fachgrundnorm EN 50082-1 oder die Produktfamiliennorm EN 55014-2 (Geräte für den Hausgebrauch und ähnliche Zwecke) anzuwenden. Diese verweisen mit je unwesentlich unterschiedlichen Spezifikationen auf eine Reihe weiterer Grundnormen (EN 61000-4-x), die einzelne Störfestigkeitsprüfungen für die verschiedenen Anschlüsse des Wechselrichters (AC-Anschluss, DC-Anschluss, Gehäuse etc.) definieren.

Wie Tabelle 2.1 zeigt, stellen also die **DC-seitigen leitungsgebundenen Emissionen** im Bereich 150 kHz bis 30 MHz die einzige verbleibende Lücke hinsichtlich der Sicherstellung der EMV von Photovoltaik-Anlagen und ihren Komponenten dar. Es existieren zwar in der EN 55014-1 Grenzwerte für Funkstörspannungen an DC-Anschlüssen. Ebenso führt die Fachgrundnorm EN 50081-1 informativ (also noch nicht normativ) Grenzwerte für Störströme an DC-Anschlüssen auf (die sich über den dort vorgeschriebenen Abschluss mit 150Ω in die Störspannung der EN 55014-1 identisch umrechnen lassen). Es schien aber lange Zeit fraglich, ob diese Grenzwerte der Besonderheit der DC-seitigen Antennenstruktur von PV-Anlagen gerecht werden.

Tabelle 2.1: Auf leistungselektronische PV-Komponenten anwendbare EMV-Normen

	Anschluss	Frequenzbereich	Norm	Messgröße
Störemissionen	AC-Anschluss	0 .. 2 kHz	EN 61000-3-2	Oberschwingungsströme
			EN 61000-3-3	Spannungsschwankungen und Flicker
		3 .. 150 kHz	EN 55011 und EN 50065-1	Störspannung
		150 kHz .. 30 MHz	EN 50081-1	Störspannung
		30 .. 300 MHz	EN 55014-1	Störleistung
	DC-Anschluss	150 kHz .. 30 MHz	bisher keine zweifelsfrei anwendbare Norm	
			30 .. 300 MHz	EN 55014-1
	Gehäuse	30 MHz .. 1 GHz	EN 50081-1	elektrische Störfeldstärke
Störfestigkeit	AC-Anschluss, DC-Anschluss oder Gehäuse		EN 50082-1 oder EN 55014-2	diverse Störfestigkeitsprüfungen

2.3.2 Die Vorgehensweise zur Schließung der Normenlücke

Ein wesentliches Ziel der vorliegenden Arbeit war es, die oben genannte Lücke zu füllen. Insbesondere galt es, Grenzwerte sowie definierte Impedanzen für ein leitungsgebundenes Messverfahren im Rahmen der Arbeit festzulegen. Ein leitungsgebundenes Messverfahren wie entsprechende Verfahren für netzseitige Messungen wurde angestrebt, da möglichst definierte, aber auch relativ einfache Messungen mit Hilfe einer DC-Netznachbildung wünschenswert schienen. Da nicht die Vielzahl aller denkbaren PV-Anlagenkonfigurationen

durch eine solche genormte Messvorschrift erfasst werden kann, wurden folgende Einschränkungen gemacht. Die Messvorschrift sollte hiernach gelten:

- für die DC-seitigen, d. h. PV-Generator-seitigen, leitungsgebundenen Emissionen im Frequenzbereich von 150 kHz bis 30 MHz
- von leistungselektronischen PV-Komponenten, also Wechselrichtern oder Laderegulern,
- die in netzgekoppelten Anlagen oder in Inselanlagen mit Nennleistungen kleiner 11 kW_p
- im Wohnbereich als elektromagnetischer Umgebung zum Einsatz kommen sollen.

Die Beschränkung auf Nennleistungen kleiner 11 kW_p (genauer gesagt, 11,04 kW_p) erfolgte hierbei in Anlehnung an die EN 61000-3-2, die für ihren Anwendungsbereich eine obere Grenze bei einem AC-Leiterstrom des Geräts von 16 A zieht. Für einen Drehstrom-Wechselrichter errechnet sich daraus eine maximale Leistung von $3 \cdot 230 \text{ V} \cdot 16 \text{ A} = 11,04 \text{ kW}$. Die Beschränkung auf den Wohnbereich als zugrunde zu legende elektromagnetische Umgebung schien sinnvoll, da hier der weit überwiegende Anteil der PV-Anlagen installiert ist. Da zudem in der Praxis derselbe Typ von PV-Wechselrichter sowohl im Wohn- als auch im Industriebereich eingesetzt wird, müssen diese in jedem Fall die strengeren Emissions-Grenzwerte des Wohnbereichs erfüllen (andererseits ist es dann aber auch für solche Wechselrichter notwendig, die strengeren Störfestigkeits-Anforderungen des Industriebereichs zu erfüllen).

Das schrittweise Vorgehen zur Entwicklung der Messvorschrift war hierbei wie folgt:

1. Definition einer in 3 m Abstand der PV-Anlage maximal erlaubten magnetischen Störfeldstärke
2. Ermittlung eines Antennenfaktors (als Maß für die Antennenwirkung der DC-seitigen Struktur einer PV-Anlage) und Ermittlung der wirksamen Antennenimpedanzen für verschiedene Anlagenkonfigurationen und jeweils getrennt für Gegentakt- und Gleichtaktstörungen
3. Ableitung von maximal erlaubten DC-seitigen Gegentakt- und Gleichtakt-Funktstörungen und Ermittlung von geeigneten Gegentakt- und Gleichtakt-Impedanzen zur Berücksichtigung in einer DC-Netznachbildung

Die Definition der in 3 m Abstand von der PV-Anlage maximal erlaubten magnetischen Störfeldstärke im 1. Schritt geschieht sinnvollerweise vor allem in Anlehnung an existierende oder ehemals in der EMV-Normung existierende Grenzwerte (dort ist der Abstand von 3 m sehr gebräuchlich). Derzeit enthält alleine die EN 55011 solche Grenzwerte, deren Anwendung aber auf Induktionskochgeräte beschränkt ist (Abbildung 2.23). Gegenüber den inzwischen veralteten Grenzwerten der VDE 0878 Teil 1 [21], deren Anwendung für diesen Fall aber eine ausdrückliche Empfehlung der Regulierungsbehörde für Telekommunikation und Post (RegTP) ist [22], erscheinen sie sehr hoch. Bedenkt man ausserdem, dass man im allgemeinen von Mindestfeldstärken für den Mittelwellenempfang (535 bis 1605 kHz) von 60 bis 70 dB μ V/m bei maximalen Störfeldstärken von 30 bis 40 dB μ V/m ausgeht, und dass die räumliche Ausdehnung von Induktionskochgeräten im Vergleich zu Photovoltaik-Anlagen deutlich geringer ist, erscheint die Anwendung der EN-55011-Grenzwerte auf PV-Anlagen wenig sinnvoll. Noch strengere Vorgaben werden zukünftig voraussichtlich den Powerline-Communication-Anwendungen gemacht werden (Nutzungsbestimmung 30 der RegTP [23]). Wie aus Abbildung 2.23 zu erkennen ist, liegt die entsprechende, derzeit aber noch zur Diskussion stehende Grenzwertkurve ca. 10 dB unterhalb derjenigen der VDE 0878 Teil 1. Zudem ist gemäß der zugehörigen Messvorschriften die magnetische Störfeldstärke im Spitzenwert-Modus zu messen, was eine zusätzliche Verschärfung gegenüber der Messvorschrift der VDE 0878 Teil 1 (Quasispitzenwert-Modus) darstellt. Im weiteren Verlauf der Arbeit ist im wesentlichen der Empfehlung der RegTP gefolgt worden, die H-Feld-Grenzwerte der VDE 0878 Teil 1 zur Grundlage für die Ableitung leitungsgebundener Grenzwerte zu machen.

In Abbildung 2.23 fällt auf, dass die magnetische Feldstärke in dB μ V/m und nicht, wie man es erwarten würde, in dB μ A/m angegeben ist. Die Angabe in dB μ V/m ist gängig in der EMV. So liefern auch herkömmliche EMV-Messtechnik-Systeme bei der Messung mit der Rahmenantenne den Wert der magnetischen Störfeldstärke in dB μ V/m. Dies geschieht, obwohl es sich in der Regel um das Nahfeld und nicht um das Fernfeld handelt, durch eine interne Multiplikation mit dem Wellenwiderstand des freien Raums (durch die logarithmischen Verhältnisse erfolgt praktisch eine Addition mit 51,5 dB). Der in dB μ V/m ausgedrückte Wert bleibt damit aber ein Maß für die magnetische Feldstärke.

Für die Umrechnung der maximal erlaubten magnetischen Störfeldstärke auf die maximal erlaubte DC-seitige Störspannung dient als Hilfsgröße der bereits erwähnte Antennenfaktor. Dieser ist definiert als:

$$AF_U = \frac{H}{U} \quad \text{bzw.} \quad (2.13)$$

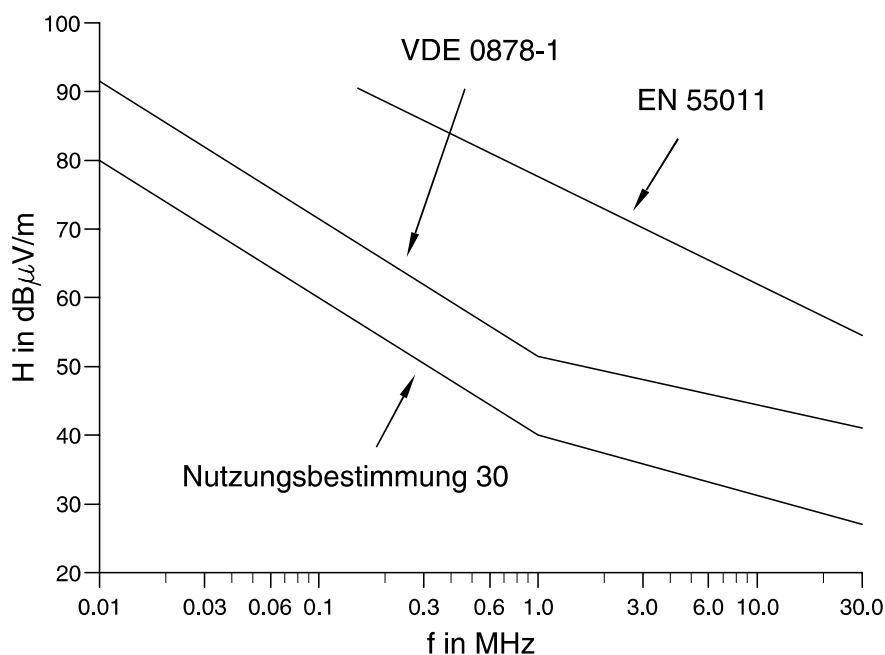


Abbildung 2.23: Verschiedene Grenzwerte für die magnetische Störfeldstärke im Bereich kleiner 30 MHz

$$AF_I = \frac{H}{I} \quad . \quad (2.14)$$

Hierbei ist H die in 3 m Abstand von der PV-Anlage maximal festgestellte magnetische Störfeldstärke, U die Gegentakt- oder Gleichtakt-Störspannung am DC-Eingang des Wechselrichters und I der Gegentakt- oder Gleichtakt-Störstrom (bei stehenden Wellen, mit denen man es hier ja zu tun hat, ist I die auf der gesamten DC-seitigen Struktur maximal festgestellte Stromamplitude). Der Antennenfaktor kann also sowohl auf die Störspannung als auch auf den Störstrom bezogen sein. Er ist definiert für die Gegentakt- wie auch für die Gleichtakt-Störung, woraus sich vier verschiedene Definitionen des Antennenfaktors ergeben: $AF_{U,gegen}$, $AF_{U,gleich}$, $AF_{I,gegen}$, $AF_{I,gleich}$. In allen Fällen ist der Antennenfaktor ein Maß für die Fähigkeit der DC-seitigen Struktur der PV-Anlage durch Anregung mit einem HF-Signal bestimmten Typs (Gegentakt- oder Gleichtakt) magnetische Störfelder zu erzeugen. Je höher der Antennenfaktor, umso stärker ist bei gleicher Anregung das magnetische Störfeld. Der Antennenfaktor ist frequenzabhängig und abhängig von der Konfiguration der PV-Anlage, d. h. der genauen Ausprägung der Antenne. Die Ermittlung des von der Anlagenkonfiguration abhängigen Antennenfaktors ist Gegenstand des oben erwähnten 2. Schritts.

Im 3. Schritt schließlich soll von der Gesamtheit aller in Schritt 2 ermittelten Antennenfaktoren ein Worst Case bestimmt werden. Dieser Antennenfaktor ermöglicht dann die Berechnung einer maximal erlaubten DC-seitigen Störspannung nach folgender Formel:

$$U_{max} = \frac{1}{AF_U} H_{max} \quad . \quad (2.15)$$

Für die komplette Bestimmung einer zukünftig genormten Messvorschrift bedarf es schließlich noch der Festlegung der in einer DC-Netznachbildung zu berücksichtigenden Gegentakt- und Gleichtakt-Impedanz Z_{gegen} und Z_{gleich} . Diese Impedanzen sind ebenfalls in einer Worst-Case-Abschätzung aus den vorangegangenen Untersuchungen verschiedener Anlagenkonfigurationen zu ermitteln.

Um die Antennenfaktoren und die Impedanzen zu ermitteln, wurden im Rahmen der Arbeit und in Zusammenarbeit mit Projektpartnern Untersuchungen unterschiedlicher Art durchgeführt.

- **Messungen unter relativ genau definierten Bedingungen** wurden sowohl auf der Ebene einzelner PV-Module wie auch anhand eines gesamten PV-Generators durchgeführt. Diese Messungen, bei denen die Module bzw. der Generator mit definierten Gegentakt- und Gleichtaktsignalen unter weitgehend umgebungsstörungsfreien Verhältnissen gespeist wurden, waren in der Untersuchung verschiedener Parametereinflüsse (Zelltyp, Modulrahmen, rückseitige Aluminiumfolie etc.) sehr systematisch angelegt.
- Begleitend zu diesen Messungen fanden weitere **Messungen** statt, die an bereits existierenden PV-Anlagen **vor Ort** durchgeführt wurden. Diese begleitenden Messungen sollten weniger Aufschluss über genaue Antennenfaktoren und Impedanzen liefern. Vielmehr sollten sie in erster Linie dazu dienen, ein Messverfahren zu entwickeln, das bei bereits installierten und auf irgendeine Art auffällig gewordenen Photovoltaik-Anlagen vor Ort die Abschätzung ihres EMV-Verhaltens ermöglicht. Darüberhinaus sollte es Kenntnisse über das EMV-Verhalten verschiedener Anlagentypen unter dem Einfluss realer Störquellen unter auch sonst realen Umständen bringen, was die erstgenannten, unter definierten Bedingungen vorgenommenen Messungen nicht leisten konnten.
- Ergänzend kamen schließlich **numerische Feldberechnungen** hinzu, die wiederum sehr systematisch die Antennenfaktoren und die Impedanzen von PV-Anlagen unter dem Einfluss verschiedener Parameter untersuchten.

- Abschliessend sollten **Messungen mit der Arbeitsversion einer DC-Netznachbildung** durchgeführt werden. Diese Netznachbildung war von der Schaffner AG und dem PV-Labor der Hochschule für Technik und Architektur Burgdorf in Anlehnung an die Normung (EN 50081-1 und EN 61000-4-6) für DC-Spannungen bis zu 1000 V und DC-Strömen bis zu 100 A entwickelt worden.

Die genannten Arbeiten wurden im Rahmen des von der EU geförderten Projekts „Development of Standard Test Procedures for Electromagnetic Compatibility (EMC) Tests and Evaluations on Photovoltaic Components and Plants“ (PV-EMI-Projekt) durchgeführt. Die hierbei beteiligten Projektpartner waren: das Fraunhofer-Institut für Solare Energiesysteme ISE, das PV-Labor der Hochschule für Technik und Architektur Burgdorf (Schweiz) und KEMA Nederland B. V. (Niederlande). Die Aufgaben waren dabei wie folgt unter den Projektpartner verteilt:

- Messungen unter definierten Bedingungen: KEMA
- Vor-Ort-Messungen: Fraunhofer ISE, HTA Burgdorf
- Numerische Feldberechnungen: Fraunhofer ISE
- Messungen im Labor mit Hilfe einer Arbeitsversion der DC-Netznachbildung: Fraunhofer ISE, HTA Burgdorf

Im Folgenden sollen im wesentlichen nur die Ergebnisse der drei letztgenannten Untersuchungen ausführlich beschrieben werden, da die von KEMA durchgeführten Messungen in befriedigender Übereinstimmung mit den am Fraunhofer ISE durchgeführten Simulationen sind. Im Folgenden soll also zunächst über die Ergebnisse der Vor-Ort-Messungen berichtet werden, um dann zu den für die Bestimmung geeigneter Grenzwerte und Impedanzen wichtigeren Simulationen überzugehen. Abschliessend soll über die Ergebnisse der Labormessungen mit der Arbeitsversion einer DC-Netznachbildung berichtet werden.

Kapitel 3

Ergebnisse der Vor-Ort-Messungen an Photovoltaik-Anlagen

3.1 Ziele und Vorgehensweise

Mit den Vor-Ort-Messungen von Fraunhofer ISE und HTA Burgdorf an insgesamt 8 verschiedenen Photovoltaik-Anlagen (darunter eine, die zum Zwecke des Abgleichs der Messtechnik gemeinsam untersucht wurde) wurden die folgenden Ziele verfolgt:

- Vorrangiges Ziel war die Entwicklung eines Verfahrens, das mit Hilfe von Vor-Ort-Messungen die Abschätzung des Emissionsverhaltens der DC-Seite von bereits installierten PV-Anlagen und die Sicherstellung ihrer elektromagnetischen Verträglichkeit ermöglicht. Gedacht war hierbei insbesondere an Anlagen, die dadurch auffällig werden, dass sie Geräte in ihrer Umgebung stören. Für die gegebenenfalls notwendige Entstörung durch Filtermaßnahmen sollte das Messverfahren in Zukunft eine Hilfestellung bieten. Vor Ort kommen nur Messungen der magnetischen Störfeldstärke und des Störstroms in Betracht. Eine Störspannungsmessung im Feld ist problematisch, da, sofern der zur Spannungsmessung verwendete Tastkopf nicht entsprechend geschickt gehandhabt wird, Umgebungsstörungen leicht einkoppeln können. Dadurch werden die Messergebnisse verfälscht. Dagegen ist die Messung mit der Stromzange gegenüber Umgebungsstörungen weit unempfindlicher.
- Darüber hinaus sollten grundlegende EMV-Eigenschaften der DC-Seite von PV-Anlagen unter realen Bedingungen untersucht werden, d. h. unter Einfluss von gängigen Wechselrichtern als realen Störquellen, unter Einfluss des aus Gründen

des Personenschutzes vorgeschriebenen Potentialausgleichs der Modulrahmen etc. In diesem Zusammenhang erschien besonders interessant, welche Art von Störungen (Gegentakt oder Gleichtakt) die untersuchten Wechselrichter in welchem Maße emittieren, und ob es gelingt, sie jeweils zu korrelieren mit dem magnetischen Störfeld.

- Schließlich sollten im Feld auch Filtermaßnahmen durchgeführt werden, um den Aufwand dieser Maßnahmen bei marktgängigen Wechselrichtern zu untersuchen.

Aus den vorgenannten Zielen ergab sich folgende praktische Vorgehensweise bei der Durchführung der Vor-Ort-Messungen: Als Messobjekte wurden zunächst verschiedene Typen von PV-Anlagen festgelegt. Diese sollten möglichst die gesamte Bandbreite an typischen Anlagen mit Leistungen kleiner ca. 11 kW_p abdecken. An jeder Anlage wurden zunächst Messungen im Ausgangszustand des Wechselrichters mit meist relativ hohen Störpegeln durchgeführt. Hierbei wurden zum einen am DC-Eingang des Wechselrichters der Gegentakt- und der Gleichtaktstörstrom gemessen. Zum zweiten wurde die magnetische Störfeldstärke an verschiedenen zugänglichen Stellen der Anlage, nach Möglichkeit sowohl in der Nähe der DC-Hauptleitung als auch in der Nähe des PV-Generators, in je 3 m Abstand gemessen. Diese Messungen wurden bei jeweils zwei Stellungen der Rahmenantenne, in senkrechter und in paralleler Stellung zum PV-Generator, durchgeführt, um annähernd den Maximalwert der magnetischen Störfeldstärke in diesem Punkt zu erfassen. Die Messungen wurden im Spitzenwert-Modus durchgeführt. Dieser Modus erlaubt deutlich schnellere Messungen als der Quasispitzenwert-Modus. Die nur stichprobenartig durchgeführten Messungen im Quasispitzenwert-Modus ergaben Werte, die in der Regel um 5 bis 10 dB niedriger lagen als die bei den Spitzenwert-Messungen ermittelten.

Anschließend wurden, soweit dies unter den jeweiligen Umständen möglich war, Filtermaßnahmen auf der DC-Seite des Wechselrichters vorgenommen. Um eine genauere Korrelation zwischen dem gemessenen magnetischen Störfeld und den beiden Typen von Störströmen zu untersuchen, wurde hierbei versucht, einen Störtyp, meist die Gleichtaktstörungen, gezielt zu unterdrücken. Dies geschah durch einen zusätzlichen Einbau von y -Kondensatoren (Kondensator zwischen DC-Leiter und Erde) und von stromkompensierten Drosseln. Der Filtereinbau vor Ort ist grundsätzlich mit Schwierigkeiten verbunden. Vor allem die Beachtung eines HF-gerechten Einbaus zusätzlicher Filter (niederohmige Zuleitungen) ist nicht immer möglich. Hinzu kommt das nichtideale Verhalten der Filterbauelemente. So war eine gezielte Unterdrückung der Gleichtaktstörungen nicht immer möglich. Nach Einbau der Filter wurden dann erneut Messungen der magnetischen Störfeldstärke und der Störströme durchgeführt.

Die Messungen wurden an Tagen mit stabilen Wetterverhältnissen bei hoher Sonneneinstrahlung und relativ wolkenfreiem Himmel im Verlauf des Sommers 1999 durchgeführt. Eine hohe Einstrahlung ist notwendig, um die Wechselrichter bei oder nahezu bei Nennleistung und damit in ihrem - aus EMV-Hinsicht - wahrscheinlichen Worst-Case zu betreiben. Ein relativ wolkenfreier Himmel ist günstig, da sich während des Sweeps des Spektrumanalysators durch den Frequenzbereich von 150 kHz bis 30 MHz die Einstrahlung und damit die Leistung des Wechselrichters nicht verändern soll.

3.2 Messtechnik und Auswahl der Messobjekte

Tabelle 3.1 enthält die bei den Vor-Ort-Messungen eingesetzte Messtechnik. Die Steuerung des Spektrumanalysators erfolgt durch die Emissions-Messsoftware EPS9950. Diese erlaubt die Speicherung der Messwerte in ASCII-Dateien, was wiederum die Weiterverarbeitung durch andere Software-Tools ermöglicht. Der Impulsbegrenzer wird zum Schutz des Spektrumanalysators vor zu starken Signalen eingesetzt. Mit vorgeschaltetem Preselector hat der Spektrumanalysator ähnlich wie ein Funkstörmessempfänger eine Eingangselektion, die eine höhere Messempfindlichkeit erlaubt.

Bei der Auswahl der zu untersuchenden Anlagen erschien es sinnvoll, dass möglichst verschiedene gängige Anlagentypen vertreten waren. Zum einen lassen sich, wie schon erwähnt, PV-Anlagen für den netzgekoppelten Betrieb und solche für den Inselbetrieb unterscheiden. Zum zweiten macht es in diesem Zusammenhang Sinn, darüber hinaus Anlagentypen hinsichtlich ihrer DC-seitigen Geometrie zu unterscheiden. Als typische Ausprägungen dieser DC-seitigen Geometrie sind hier zu nennen: die Flachdach-Aufständerrung bei größeren Dächern im Gewerbebereich, die Aufdach-Montage bei Einfamilienhäusern und die Fassadenintegration bei Industrie- und Verwaltungsbauten. Aus dieser grundlegenden Typisierung ergab sich die in Tabelle 3.2 aufgeführte Auswahl von untersuchten PV-Anlagen.

3.3 Ergebnisse

Eine Korrelation zwischen magnetischem Störfeld einerseits und Gegentakt- bzw. Gleichtakt-Störstrom andererseits durch Vor-Ort-Messungen zu ermitteln, erwies sich als schwierig. Dem standen nicht nur die in manchen Frequenzbereichen, vor allem im Mittelwellen- und im UKW-Bereich der Rundfunksender, stark ausgeprägten Umgebungsstörpegel ent-

Tabelle 3.1: Bei den Vor-Ort-Messungen verwendete EMV-Messtechnik

Messgerät	Typ	Frequenzbereich etc.
Spektrumanalysator	Advantest, R3361C	9 kHz .. 2,6 GHz, mit Mitlaufgenerator
Emissions-Messsoftware	Chase, EMIPAK EPS9950	
Interface	National Instruments, PCMCIA-GPIB NI-488.2	
Vorverstärker	Chase, CPA9230	9 kHz .. 1 GHz, 30 dB
Vorverstärker	EMCO, EMCO7405	300 Hz .. 600 MHz, 18 dB
Impulsbegrenzer	Chase, CFL9206	9 kHz .. 30 MHz, -10 dB
Preselector	Chase, AUP9211A	9 kHz .. 1 GHz
Aktive Rahmenantenne	Chase, HLA6120	9 kHz .. 30 MHz
Stromzange	Rohde & Schwarz, EZ-17 Modell 02	20 Hz .. 200 MHz

gegen. Vor allem war es, wie oben bereits erwähnt, nicht immer möglich, nur einen Störtyp gezielt zu unterdrücken. Beim Einbau etwa zweier y-Kondensatoren zur gezielten Unterdrückung der Gleichtaktstörungen lässt es sich nicht vermeiden, dass auch die Gegentaktströme über die - allerdings hochohmigere - Reihenschaltung der beiden Kondensatoren kurzgeschlossen werden. Bei der Anlage in Konstanz, wo transformatorlose Wechselrichter eingesetzt sind, erwies sich, dass sich Gegentakt-Filtermaßnahmen auch auf Gleichtaktstörungen auswirken und umgekehrt, da ein DC-Leiter bedingt durch das transformatorlose Konzept immer auf Erdpotential liegt. So ließ sich die durch eine Filtermaßnahme erzielte Verringerung der magnetischen Störfeldstärke bei drei der vom Fraunhofer ISE untersuchten fünf Anlagen nicht eindeutig auf eine entsprechende Verringerung der Gegentakt- oder Gleichtakt-Störströme zurückführen.

Nichtsdestotrotz sprechen die Ergebnisse von zwei Anlagen (Burgdorf und St. Leon-Rot) dafür, dass die Gleichtaktstörströme maßgeblich zum magnetischen Störfeld beitragen. Die Ergebnisse sollen anhand der Ergebnisse der in St. Leon-Rot untersuchten Anlage im Folgenden diskutiert werden.

Abbildung 3.1 und Abbildung 3.2 zeigen die Photoansicht der PV-Anlage bzw. die sche-

Tabelle 3.2: Im Rahmen der Vor-Ort-Messungen untersuchte PV-Anlagen

Ort	Typ	technische Daten
Burgdorf	netzgekoppelt, Flachdach- Aufständerung	$P_n = 3,07 \text{ kW}_p$, $U_{MPP} = 107 \text{ V}$ 8 x 6 Module vom Typ Solarex MSX 64 (geerdeter Rahmen) Wechselrichter: ASP Top Class 2500/6 Grid II
Konstanz	netzgekoppelt, Flachdach- Aufständerung	$P_n = 5,12 \text{ kW}_p$, $U_{MPP} = 540 \text{ V}$ 2 x 32 Module vom Typ Kyocera KC80 (geerdeter Rahmen) Wechselrichter: sunways 5.01 (transformatorlos)
St. Leon- Rot	netzgekoppelt, Aufdach-Montage	$P_n = 1,76 \text{ kW}_p$, $U_{MPP} = 70 \text{ V}$ 8 x 4 Module vom Typ Siemens SM55 (Rahmen) Wechselrichter: ASP Top Class 1800
Bullau	Inselanlage, Aufdach-Montage	$P_n = 5,09 \text{ kW}_p$, $U_{Batterie,n} = 48 \text{ V}$ 24 x 4 Module vom Typ ASE MQ 36 D (geerdeter Rahmen) Wechselrichter: ASP Top Class 3000 Laderegler: SLR 145
Freiburg	netzgekoppelt, Fassadenintegra- tion	$P_n = 15,8 \text{ kW}_p + 2,66 \text{ kW}_p$, $U_{oc} = 409 \text{ V}$ bzw. $U_{oc} = 278 \text{ V}$ Module vom Typ DASA Glass/Glass (geerdeter Rahmen, mono-Si), 255 W_p ($U_{oc} = 26,3 \text{ V}$) bzw. 127 W_p ($U_{oc} = 13,2 \text{ V}$) Wechselrichter: SKN 402 (3-phasig) und SKN 301 (2-phasig, beide Thyristor-gesteuerte Wechselrichter)

matische Seitenansicht mit den verschiedenen Messpunkten der Rahmenantenne. Der PV-Generator ist auf der oberen Dachhälfte angebracht. Auf der unteren Dachhälfte befindet sich eine thermische Solaranlage. Es handelt sich um eine $1,76 \text{ kW}_p$ -Anlage, bestehend aus 8 Strings mit je 4 in Serie verschalteten Modulen des Typs Siemens SM55. Die Rahmen der Module waren zum Zeitpunkt der Messungen nicht geerdet. Eher untypisch ist auch die Installation des Wechselrichters im 1. Obergeschoss des Hauses (hier ein ASP Top Class 1800).

Abbildung 3.3 zeigt die DC-seitig am Wechselrichtereingang gemessenen Gegentakt- und



Abbildung 3.1: Photoansicht der PV-Anlage in St. Leon-Rot

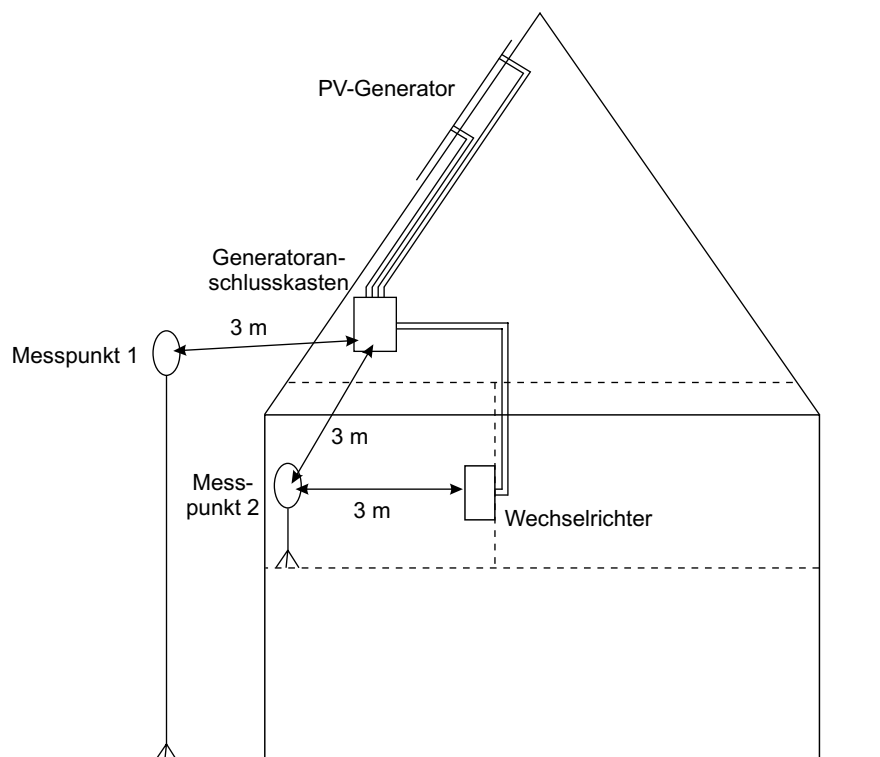


Abbildung 3.2: Schematische Seitenansicht der PV-Anlage in St. Leon-Rot und der Messpunkte

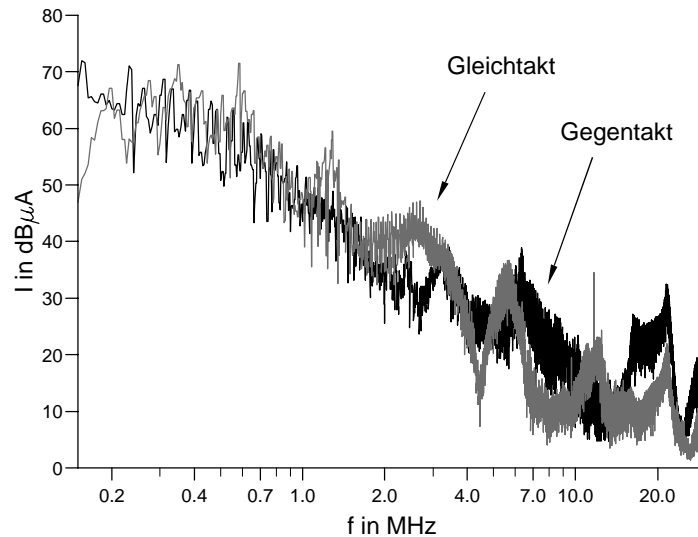


Abbildung 3.3: Gegentakt- und Gleichtakt-Störstrom im DC-seitig unentstörten Zustand des Wechselrichters, gemessen im Spitzenwert-Modus am Wechselrichtereingang der in Abbildung 3.2 dargestellten Anlage

Gleichtaktstörströme für den unentstörten Zustand des Wechselrichters. Es fällt unmittelbar auf, dass die beiden Störstromarten über dem gesamten Frequenzbereich von 150 kHz bis 30 MHz etwa gleich stark ausgeprägt sind. Dieser Ausgangszustand war häufig bei den im Zuge der Vor-Ort-Messreihe untersuchten Wechselrichtern zu beobachten. Ausserdem ist ein typischer Abfall des Spektrums mit steigenden Frequenzen zu sehen. Bei 30 MHz können die Störungen, die dort Pegel von 10 bis 20 dB μ A haben, als abgeklungen betrachtet werden. Auch dies hat sich als typisch für die untersuchten PV-Wechselrichter erwiesen. Bei größeren Frequenzen als 30 MHz spielen leitungsgebundene Emissionen in der Regel keine Rolle mehr.

Abbildung 3.4 zeigt die DC-seitig am Wechselrichtereingang gemessenen Gegentakt- und Gleichtaktstörströme für den entstörten Zustand des Wechselrichters. Durch den DC-seitigen Einbau zweier 4,7 μ F-y-Kondensatoren und einer stromkompensierten Drossel (2 x 1,6 mH, 2 x 32 A) wurden gezielt die Gleichtaktstörungen unterdrückt. Wie zu erkennen ist, sind die Gegentaktstörungen von den Filtermaßnahmen nahezu unberührt geblieben.

Abbildung 3.5 zeigt die in Messpunkt 1 (mit weitgehend identischen Messergebnissen wie in Messpunkt 2) in paralleler Stellung der Rahmenantenne zum PV-Generator gemessenen magnetischen Störfeldstärken im Vergleich zur Nullmessung. Nicht dargestellt sind die Messergebnisse für den Fall des entstörten Wechselrichters. Durch die Entstörung des

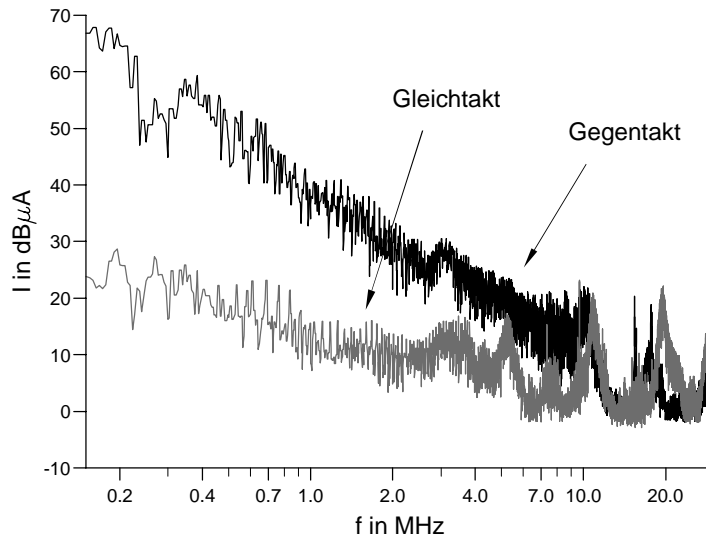


Abbildung 3.4: Gegentakt- und Gleichtakt-Störstrom im DC-seitig entstörten Zustand des Wechselrichters, gemessen im Spitzenwert-Modus am Wechselrichtereingang der in Abbildung 3.2 dargestellten Anlage

Wechselrichters sind nämlich die Störfelder unter das Niveau der Umgebungsstörungen gesenkt worden, weshalb die entsprechende Messkurve identisch ist mit derjenigen der Nullmessung. In den Frequenzbereichen zwischen 200 kHz und 1 MHz sowie zwischen 2 und 4 MHz sind die Störfelder durch die Unterdrückung der Gleichtaktstörungen deutlich gesenkt worden. Bei dieser Anlage sind also die Gleichtaktstörungen maßgeblich für die Störfelder verantwortlich, während die Gegentaktstörungen, die auch nach den Filtermassnahmen mit Pegeln von z. T. 60 dB μ A deutlich vorhanden sind, nicht zu den Störfeldern beitragen.

Dieses Ergebnis zeigte sich in ähnlicher Weise auch bei der in Burgdorf untersuchten Anlage, einer netzgekoppelten 3,07kW_p-PV-Anlage mit Flachdach-Aufständerung (8 parallel geschaltete Strings mit je 6 Modulen in Reihe). Hier war auch der nötige Filteraufwand vergleichbar moderat. Im Rahmen der späteren Simulationen wurden diese Ergebnisse bestätigt (siehe Kapitel 4.3.4). Genauer zeigten sie, dass mit zunehmender Anzahl von parallel geschalteten Strings (bei gleich bleibender Gesamtanzahl der Module) der Antennenfaktor bezogen auf den Gleichtakt-Störstrom $AF_{I,gleich}$ immer deutlicher den Antennenfaktor bezogen auf den Gegentakt-Störstrom $AF_{I,gegen}$ überwiegt. Bei einer - wie in den beiden genannten Fällen - relativ hohen Zahl parallel geschalteter Strings tragen dann bei im Ausgangszustand des Wechselrichters etwa gleichen Pegeln der beiden Störarten

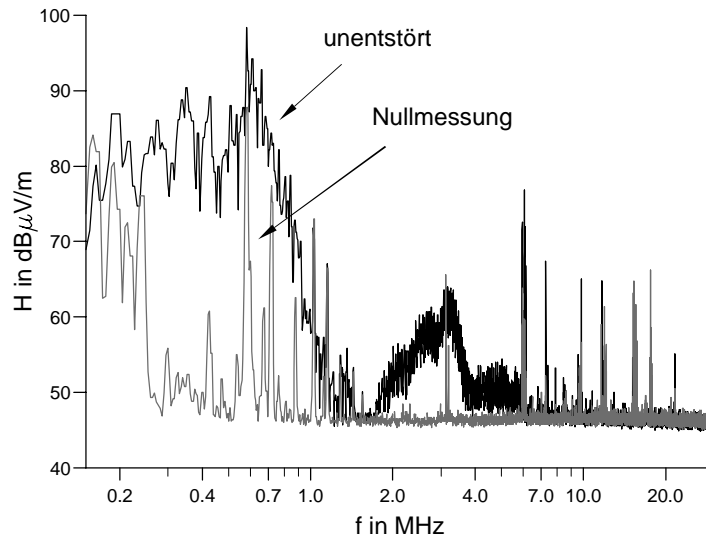


Abbildung 3.5: Magnetische Störfeldstärke bei unentstörtem Zustand des Wechselrichters im Vergleich zur Nullmessung, gemessen im Spitzenwert-Modus in Messpunkt 1 der Abbildung 3.2 in paralleler Stellung der Antenne

nur die Gleichtaktstörungen zum magnetischen Störfeld bei.

Aus den Vor-Ort-Messungen lassen sich auch Schlussfolgerungen hinsichtlich geeigneter Grenzwerte für die DC-seitigen Störströme ableiten. Gemäß der bei den Vor-Ort-Messungen erzielten Ergebnisse und im Einklang mit den späteren Simulationen, erscheint hier die Anwendung der informativ in der EN 50081-1 aufgeführten Grenzwerte für DC-Anschlüsse geeignet. Ausnahmslos alle untersuchten Anlagen wiesen im entstörten Zustand, d. h. für magnetische Störfelder, die die VDE-0878-1-Grenzwerte im wesentlichen erfüllten, mehr oder minder geringere DC-seitige Gleichtakt-Störströme als die genannten Grenzwerte auf. Wegen des geringeren Antennenfaktors $AF_{i,gegen}$ für Gegentakt-Störströme lassen sich die Grenzwerte auch auf diese anwenden, wobei sie hier natürlich strenger wirken. Für ein praktisches Vorgehen können also Störstrom-Messungen bei Orientierung an den Störstrom-Grenzwerten der EN 50081-1 empfohlen werden. Abbildung 3.6 zeigt die Grenzwerte für den Quasispitzenwert-Modus.

Die sicherere Methode zur Sicherstellung der DC-seitigen EMV stellt aber die Messung der magnetischen Störfeldstärke dar. Diese kann uneingeschränkt empfohlen werden. Sie ist allerdings aufwendiger als die Störstrommessung, da sie eine größere Zahl an Messungen erfordert. Die Messungen sind an verschiedenen zugänglichen Positionen jeweils in 3 m Abstand von der PV-Anlage durchzuführen. Es sind nach Möglichkeit sowohl in der Nähe

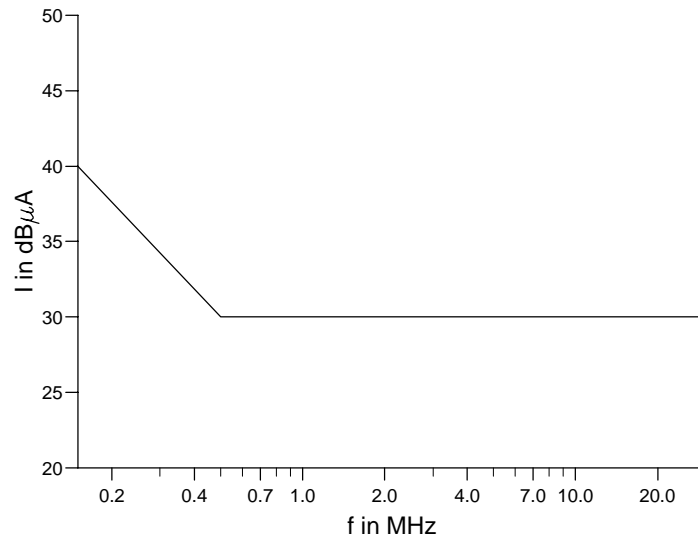


Abbildung 3.6: In EN 50081-1 als informativ spezifizierte Grenzwerte für den Störstrom an Gleichstrom-Anschlüssen (Quasispitzenwert)

des PV-Generators als auch in der Nähe der DC-Hauptleitung Messungen zu machen. Die Stellung der Rahmenantenne sollte dabei immer zwischen einer parallelen und einer senkrechten Stellung zum PV-Generator variiert werden, auch wenn im Zuge der Vor-Ort-Messungen Unterschiede im Bereich von nur wenigen dB zwischen den verschiedenen Ausrichtungen der Antenne festgestellt worden waren. Die Grenzwerte der VDE 0878-1 können bei diesen H-Feld-Messungen als Orientierung dienen.

Kapitel 4

Simulation der Antenneneigenschaften von Photovoltaik-Anlagen

Weit systematischer als die Vor-Ort-Messungen waren sowohl die Messungen unter definierten Bedingungen wie auch die Simulationen angelegt. Auf der Grundlage von Untersuchungen des Einflusses verschiedener Systemparameter auf Antennenfaktoren und Impedanzen sollte ein leitungsgebundenes EMV-Messverfahren entwickelt werden. Da die von KEMA durchgeführten Messungen unter definierten Bedingungen in den wesentlichen Ergebnissen mit den Simulationen übereinstimmen und die Simulationen hinsichtlich der Parametervariationen auf der Anlagenebene (Höhe des Generators, Verschaltungsart der Module etc.) deutlich über das hinausgehen, was die Messungen leisten konnten, sollen im Folgenden vor allem die Simulationen detailliert beschrieben werden, wobei an geeigneter Stelle auf die konkrete Übereinstimmung mit den entsprechenden Messergebnissen hingewiesen wird.

Durch die Messungen wurde andererseits auf der Modulebene sehr intensiv vor allem der Einfluss des Zellenmaterials, der Einfluss eines Rahmen und der Einfluss einer rückseitigen Aluminiumfolie auf die Antenneneigenschaften der PV-Module untersucht. Hier waren wiederum den Simulationen engere Grenzen gesetzt. Beispielsweise ist es mit dem Algorithmus, der in der angewendeten Software CONCEPT [24] implementiert ist, nicht möglich, zwei flächige, parallel verlaufende leitfähige Strukturen bei einem beliebig kleinen Abstand dieser Flächen zu untersuchen. Simulationen eines Moduls mit rückseitiger Aluminiumfolie waren daher nicht möglich, da deren Abstand zum Halbleitermaterial der

Zellen nur wenige mm beträgt. Soweit also die von KEMA unter definierten Bedingungen durchgeführten Messungen über die Möglichkeiten der Simulationen hinausgingen, wird ebenso auf die entsprechenden Ergebnisse an gegebener Stelle hingewiesen.

Für die Ableitung von Grenzwerten und Impedanzen für ein standardisiertes EMV-Messverfahren mit Hilfe von Simulationen erschien eine Vorgehensweise gemäß der folgenden Schritte sinnvoll:

1. Zunächst musste ein HF-Ersatzschaltbild für eine gängige Solarzelle für den Frequenzbereich von 150 kHz bis 30 MHz entwickelt werden. Da, wie in Kapitel 2.1.2 erläutert, der Marktanteil von poly- sowie monokristallinem Silizium den Anteil anderer Zelltechnologien derzeit und wohl auch auf Jahre hinaus weit überwiegt, erscheint es sinnvoll, den Simulationen die kristalline-Silizium-Technologie zu Grunde zu legen.
2. Auf der Grundlage dieses HF-Ersatzschaltbilds war ein Antennenmodell eines Standard-PV-Moduls zu entwickeln und zu validieren. Dieses Modell sollte auf CONCEPT anwendbar sein. Es sollte Simulationen von bis zu ca. 1 kW_p großen PV-Anlagen bei einerseits ausreichend genauer Abbildung der Realität und andererseits vertretbarem Rechenaufwand ermöglichen.
3. Sobald das Modell validiert war, sollten mit Hilfe von CONCEPT systematische Variationen der relevanten Systemparameter durchgeführt werden. Interessierende Systemparameter sind in diesem Zusammenhang: die Höhe der PV-Anlage (mithin also die Länge der DC-Hauptleitung), die Zahl der in Serie verschalteten und eine Schleife bildenden Module, die Art der Modulverschaltung (hier wurde u. a. eine Variation der Stringanzahl vorgenommen), der Einfluss eines Modulrahmens und im Falle eines vorhandenen Rahmens der Einfluss der Rahmenerdung.
4. Anschließend sollte eine Worst-Case-Abschätzung für Gegentakt- und Gleichtakt-Antennenfaktor (bezogen jeweils auf die Spannung) sowie für Gegentakt- und Gleichtakt-Impedanz erfolgen. Auf der Grundlage der so ermittelten Antennenfaktoren und mit Hilfe der H-Feld-Grenzwerte der VDE 0871-1 sollten maximal erlaubte Gegentakt- und Gleichtakt-Störspannungen hergeleitet werden. Damit war das EMV-Messverfahren abschließend und eindeutig bestimmt.

Diese vier Schritte sollen nun im Folgenden näher erläutert werden.

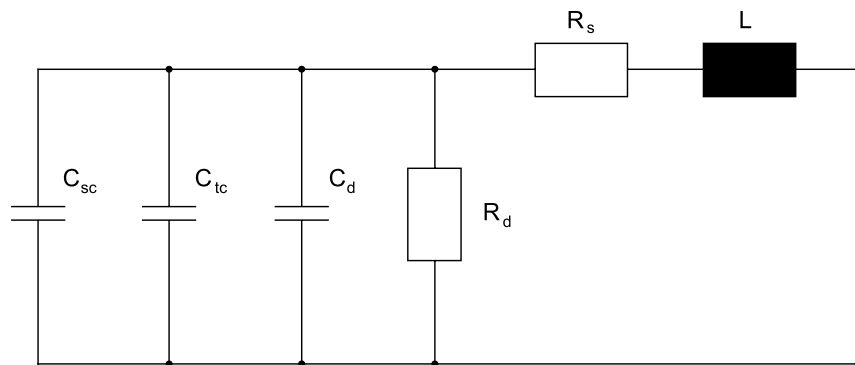


Abbildung 4.1: AC-Ersatzschaltbild einer c-Si-Solarzelle

4.1 Bestimmung des HF-Verhaltens von c-Si-Solarzellen

4.1.1 Das AC-Ersatzschaltbild einer c-Si-Solarzelle

Im ersten der genannten vier Schritte sollte ein HF-Ersatzschaltbild für eine gängige c-Si-Solarzelle im Frequenzbereich von 150 kHz bis 30 MHz entwickelt werden. Abbildung 4.1 zeigt das AC-Ersatzschaltbild einer poly- oder monokristallinen Silizium-Solarzelle für den Fall einer in Vorwärtsrichtung anliegenden, also die Zelle, wie im praktischen Einsatz auch, in Durchlassrichtung polenden mittleren Gleichspannung¹. Es ist weitgehend identisch mit den in der Literatur genannten Ersatzschaltbildern für c-Si-Solarzellen [26] [27] [28] [29]. Durch die prinzipielle Ähnlichkeit einer solchen Solarzelle mit einer herkömmlichen pn-Diode liegt es nahe, die für pn-Dioden bekannten Formeln auf die Solarzelle anzuwenden [25] [30].

Das in Abbildung 4.1 gezeigte RC-Glied, bestehend aus der Parallelschaltung von insgesamt drei Kapazitäten und des Diffusionswiderstands R_d , charakterisiert die Veränderung der in der Raumladungszone bzw. in der Diffusionszone des Bahngebietes der Zelle gespeicherten Ladung mit der anliegenden Spannung. Im einzelnen haben diese Größen folgende Bedeutung:

- Durch die Sperrschichtkapazität C_{sc} (space charge capacity) werden im Ersatzschalt-

¹Hier wird der Sprachgebrauch aus [25] übernommen: Eine mittlere Vorwärtsspannung zeichnet sich u. a. dadurch aus, dass der Rekombinations-Generations-Stromanteil des pn-Halbleiters gegenüber dem Diffusionsstromanteil vernachlässigt werden kann.

bild die in der Raumladungszone befindlichen Majoritätsträger (ionisierte Donatoren und Akzeptoren) berücksichtigt. Der Sperrschichtkapazität liegt dabei die Vorstellung eines Plattenkondensator-Modells zu Grunde. Eine Änderung der Klemmenspannung dU bewirkt über eine entsprechende räumliche Erweiterung bzw. Verengung der Sperrschicht eine Änderung der Raumladung dQ . Dies kann über die folgende Gleichung als differentielle Kapazität interpretiert werden:

$$C = \frac{dQ}{dU} \quad (4.1)$$

Die Änderung der Ladung vollzieht sich nur am Rand der Raumladungszone, und zwar zu gleichen Teilen am n-seitigen und p-seitigen Rand. Die gedachten „Platten“ sind die Sperrschichtträger, auf denen sich die Ladungsänderung vollzieht. Bei Polung des pn-Halbleiters in Sperrrichtung dominiert die Sperrschichtkapazität das Verhalten des RC-Gliedes.

- Durch die Übergangsladungsträgerkapazität C_{tc} (transition carrier capacity) wird im Ersatzschaltbild der ab einer mittleren Vorwärtsspannung nicht mehr zu vernachlässigende Raumladungsanteil der beweglichen Minoritätsträger in der Raumladungszone berücksichtigt.
- Bei einer mittleren Vorwärtsspannung ist auch der Einfluss der Minoritätsträger an den Rändern der Sperrschicht, also in der Diffusionszone des Bahngebiets zu berücksichtigen. Dies geschieht im AC-Ersatzschaltbild durch die Parallelschaltung einer Diffusionskapazität C_d und eines Diffusionswiderstands R_d .

Für die hier angenommenen mittleren Spannungen kann der Rekombinations-Generations-Stromanteil des pn-Halbleiters gegenüber dem Diffusionsstromanteil vernachlässigt werden. Im AC-Ersatzschaltbild kann daher der R_d parallel geschaltete und im Gleichstrom-Ersatzschaltbild der Abbildung 2.4 den Rekombinations-Generations-Stromanteil berücksichtigende Widerstand R_p vernachlässigt werden. Alle drei Kapazitäten des Ersatzschaltbildes sind abhängig von der Spannung U und der Temperatur T . Dies gilt ebenso für den Diffusionswiderstand R_d . Dieser und die Diffusionskapazität C_d sind darüberhinaus frequenzabhängig.

Der Serienwiderstand R_s beschreibt die ohmschen Verluste im Bahngebiet des Halbleiters sowie die Verluste aufgrund des Kontaktwiderstandes zwischen Halbleiter und metallischem Zellverbinder. Er kann in guter Näherung als konstant betrachtet werden [31]. Für eine 100 cm^2 große c-Si-Zelle liegt er typischerweise im Bereich von 5 bis 20 m Ω . Die

Induktivität L wird im verschalteten Zustand der Zelle durch die mäanderförmige Geometrie der modulinternen Zellenverschaltung bestimmt. Da diese Geometrie im späteren Modell annähernd nachgebildet werden soll, wird die Induktivität L weiterhin nicht als konzentriertes Element berücksichtigt. Ihre Größe und die Größe von R_s kann also als bekannt vorausgesetzt werden. Die nachfolgend beschriebenen Ergebnisse der auf der Grundlage der Dioden-Formeln durchgeführten Berechnungen sowie der weiter gehenden Impedanz-Messungen beschränken sich daher auf die Untersuchung des noch unbekanntes RC-Gliedes.

4.1.2 Berechnung der Ersatzschaltbildelemente

Eine Schwäche der in der Literatur angeführten geschlossenen Formeln für die Größen C_{sc} , C_{tc} , C_d und R_d liegt darin, dass ihre Einstrahlungsabhängigkeit und damit die Stromabhängigkeit nicht berücksichtigt ist. Im Gegensatz zu einer herkömmlichen pn-Diode lässt sich nämlich bei einer Solarzelle der Strom über eine bestimmte Einstrahlung und über einen geeigneten Verbraucher unabhängig von der Spannung einstellen. Nachweislich - das zeigen auch die in Kapitel 4.1.3 beschriebenen Impedanzmessungen - hat aber die Einstrahlung und damit der Strom der Solarzelle einen Einfluss auf ihre Impedanz. Die genannten Formeln beschreiben somit nur das AC-Verhalten einer abgedunkelten Solarzelle. Es waren daher über die Berechnungen hinaus Impedanzmessungen einer bestrahlten Zelle nötig.

Nichtsdestotrotz liefert die schlichte Anwendung der Dioden-Formeln aber wichtige Hinweise auf den prinzipiellen Verlauf der Größen C_{sc} , C_{tc} , C_d und R_d in Abhängigkeit von Spannung, Temperatur und Frequenz. Es sollen deshalb zunächst die wichtigsten Ergebnisse dieser Berechnungen erläutert werden. Ihre detaillierte Herleitung und weitere Ergebnisse finden sich im Anhang A.

Nach den Daten des vom Fraunhofer ISE an rund 100 deutschen PV-Anlagen betriebenen „Intensiv-Mess- und Auswerte-Programm“ (IMAP) ist in Deutschland der reale Schwankungsbereich der Modultemperatur und damit annähernd der Zelltemperatur für eine Einstrahlung von 1000 W/m^2 der Bereich von ca. $45 \text{ }^\circ\text{C}$ bis $75 \text{ }^\circ\text{C}$. Die Vorwärtsspannungen der Zelle liegen zwischen 350 mV und 450 mV . Hierbei korreliert eine Temperatur von $45 \text{ }^\circ\text{C}$ mit einer MPP-Spannung U_{MPP} der Zelle von ca. 450 mV und eine Temperatur von $75 \text{ }^\circ\text{C}$ mit einer MPP-Spannung U_{MPP} der Zelle von ca. 400 mV . Diese Wertekombinationen sind der Berechnung von netzgekoppelten Anlagen zu Grunde zu legen. Für Inselanlagen können bei gegebener Temperatur auch kleinere Spannungswerte erreicht

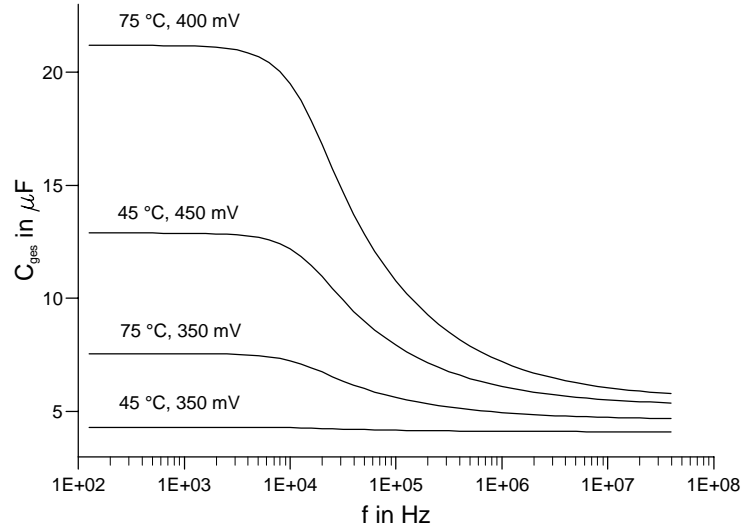


Abbildung 4.2: Berechnete Werte für die gesamte Zellkapazität C_{ges} in Abhängigkeit von Spannung, Temperatur und Frequenz

werden (bis ca. 350 mV je Zelle), da hier die DC-seitige Systemspannung nicht durch den MPP des PV-Generators, sondern durch die Batteriespannung vorgegeben ist.

Abbildung 4.2 zeigt die berechneten Werte für die gesamte Zellkapazität $C_{ges} = C_{sc} + C_{tc} + C_d$ in Abhängigkeit der Spannung, der Temperatur und der Frequenz. Für Frequenzen kleiner etwa 100 kHz kann je nach Spannung und Temperatur die Diffusionskapazität C_d dominant sein. Für höhere Frequenzen, also für den eigentlich in diesem Zusammenhang interessierenden Bereich von 150 kHz bis 30 MHz, dominieren dagegen die Sperrschichtkapazität C_{sc} und die Übergangsladungsträgerkapazität C_{tc} . Die Werte für die Sperrschichtkapazität betragen zwischen 4 und 5 μF . Für die Übergangsladungsträgerkapazität betragen sie bis zu 1 μF . Für den gesamten Frequenzbereich bewegt sich die Gesamtkapazität zwischen Werten von 4 bis 21 μF . Diese Ergebnisse sind in guter Übereinstimmung mit den im Rahmen der Impedanzmessungen erzielten Ergebnissen, die im Unterschied zu den Berechnungen bei Bestrahlung der Zelle gewonnen wurden. Offensichtlich haben in den hier betrachteten Werteintervallen für Spannung, Temperatur und Frequenz die Einstrahlung und damit der Strom also keinen entscheidenden Einfluss auf die Höhe der gesamten wirksamen Zellkapazität.

Im Gegensatz dazu ist der Diffusionswiderstand R_d offensichtlich stark abhängig von Einstrahlung und Strom. Denn die Unterschiede zwischen berechneten und gemessenen Werten liegen bei einem Faktor von mindestens einer Zehnerpotenz. Abbildung 4.3 zeigt die

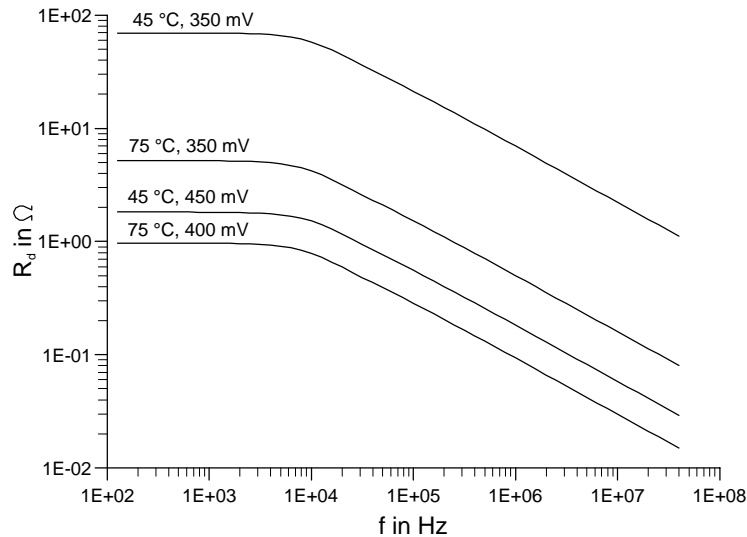


Abbildung 4.3: Berechnete Werte für den Diffusionswiderstand R_d in Abhängigkeit von Spannung, Temperatur und Frequenz

berechneten Werte von R_d in Abhängigkeit der Spannung, der Temperatur und der Frequenz. Während diese Werte für Frequenzen von ca. 100 kHz im Bereich von 300 m Ω bis 20 Ω liegen, liegen die später experimentell bei Bestrahlung der Zelle ermittelten Werte zwischen 10 m Ω und 400 m Ω .

4.1.3 Ergebnisse der Impedanzmessungen

Der Literatur sind keine Angaben zum HF-Verhalten von herkömmlichen Solarzellen zu entnehmen. Wenn überhaupt, so wurden experimentell entsprechende Ergebnisse entweder für Si-Zellen, die für besondere Anwendungen (beispielsweise für Konzentratorzellen [27]) bestimmt sind, oder für Si-Zellen mit sogenanntem Back Surface Reflector Field [?] [29] ermittelt. Beide Zelltypen sind nicht marktgängig. Aus diesem Grund und weil die Berechnungen mittels bekannter Dioden-Formeln zu keinen befriedigenden Ergebnissen geführt hatten, wurden eigene Impedanzmessungen vorgenommen.

Nach den Berechnungen erschien im Hinblick auf das zu entwickelnde Antennenmodell eines Standard-PV-Moduls insbesondere die Frage interessant, ob das RC-Glied $R_d \parallel C_{ges}$ für Frequenzen größer als 150 kHz im AC-Ersatzschaltbild vernachlässigt werden kann. Wenn ja, so führt dies zu dem günstigen Umstand, dass konzentrierte Elemente in Form

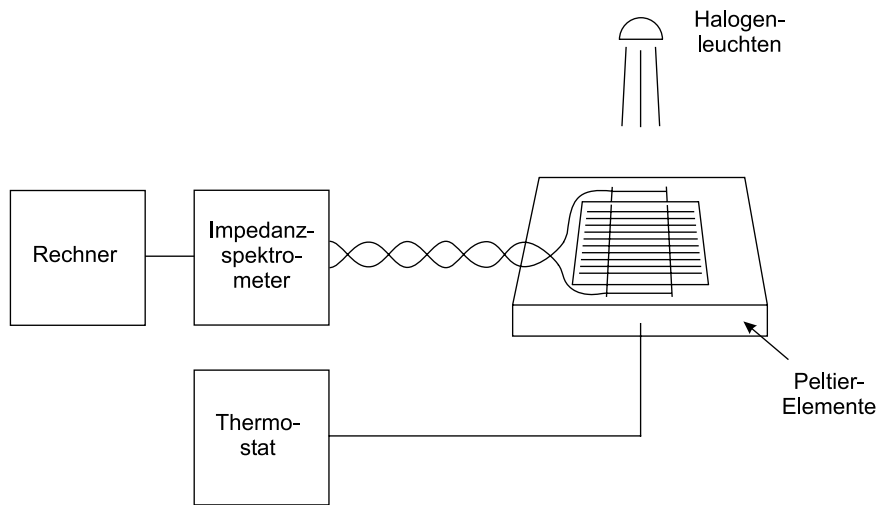


Abbildung 4.4: Schematische Darstellung des Messaufbaus zur Impedanzmessung von Solarzellen

des HF-Ersatzschaltbildes der Zelle in einem solchen Modell nicht explizit berücksichtigt werden müssen. Denn der dann nur noch verbleibende Serienwiderstand R_s kann im Modell als bestimmte spezifische Leitfähigkeit der Antennenstruktur berücksichtigt werden. Dies führt zu einem geringeren Rechenaufwand (da die örtliche Diskretisierung gröber gewählt werden könnte) und auch zu einem geringeren Modellieraufwand.

Das am Freiburger Materialforschungszentrum dem Fraunhofer ISE zur Verfügung stehende Impedanzspektrometer IM6 (Zahner Messtechnik) erlaubt Messungen von Solarzellen-Impedanzen im Frequenzbereich von einigen mHz bis 4 MHz. Der gesamte Messaufbau, bestehend weiterhin aus einem Messrechner, einem Thermostat, Peltierelementen und vier Halogenleuchten, erlaubt die gezielte Einstellung der Temperatur der Zelle, der Arbeitsspannung und der Einstrahlung (4.4). Mit der Spannung und der Einstrahlung ist der I-U-Arbeitspunkt der Zelle festgelegt. Die verdrehten Messzuleitungen führten zu zwei der insgesamt vier Zellverbindern. Die beiden anderen Zellverbinder waren mit diesen galvanisch verbunden, so dass die gesamte Zellimpedanz gemessen wurde.

Im Rahmen der Impedanzmessungen wurden die folgenden Parameter variiert: Zellmaterial (mono- und poly-c-Si), Zellfabrikat, Temperatur ($45\text{ °C} \dots 75\text{ °C}$), Spannung ($350\text{ mV} \dots 450\text{ mV}$) und Einstrahlung ($0, 500, 1000\text{ W/m}^2$). Die untersuchten Zellfabrikate hatten alle Maße von $10 \times 10\text{ cm}^2$. Im einzelnen sind die Fabrikate Tabelle 4.1 zu entnehmen. Die Impedanzmessungen wurden jeweils im Frequenzbereich von 100 Hz bis 4 MHz durchgeführt.

Tabelle 4.1: Im Rahmen der Impedanzmessungen untersuchte Zellfabrikate

Hersteller	Zellenmaterial
DASA	mono-c-Si
DASA	poly-c-Si
ASE	mono-c-Si
EUROSOLARE	mono-c-Si
KYOCERA	poly-c-Si

Beispielhaft zeigt Abbildung 4.5 die Ergebnisse für eine polykristalline Zelle der Firma DASA für $U = 400 \text{ mV}$, $T = 45 \text{ °C}$ und eine Variation der Einstrahlung E . Abbildung 4.6 zeigt die entsprechenden Ortskurven für Frequenzen zwischen 100 Hz und 200 kHz. Die gezeigten Ergebnisse sind typisch für alle Messergebnisse. Sie sollen daher im Folgenden kurz diskutiert werden. Bis zu Frequenzen von ca. 10 kHz ist der Einfluss des Diffusionswiderstands R_d zu erkennen. Mit zunehmender Frequenz macht sich zum einen die Kapazität C_{ges} bemerkbar. Zum zweiten sinkt aber auch R_d mit weiter zunehmender Frequenz (wie weiter unten gezeigt werden soll). Beides führt zu einem Abfall der Impedanz-Kurve. Dieser Verlauf ist prinzipiell in Übereinstimmung mit den berechneten Verläufen in Kapitel 4.1.2. Im Bereich von ca. 200 bis 400 kHz erreicht der Betrag der Impedanz sein Minimum. Für höhere Frequenzen bestimmt zunehmend die Induktivität der Messanordnung die gemessene Impedanz. Diese Induktivität ist im wesentlichen auf die Schleifenbildung von wenigen cm^2 in der Zuleitung der Messkabel unmittelbar in der Nähe des Zell-Anschlusses zurückzuführen (siehe Abbildung 4.4). Aufgrund der räumlichen Ausdehnung der Zelle lässt sich diese Schleifenbildung nicht verhindern, lediglich minimieren. Die dadurch verursachte Induktivität beträgt etwa 35 bis 40 nH.

Somit haben die Messergebnisse Gültigkeit nur für den Frequenzbereich bis ca. 200 bis 400 kHz, abhängig von der genauen Parametereinstellung. Nichtsdestotrotz liefern die Ergebnisse aber ausreichende Erkenntnisse über das HF-Verhalten der Zelle im Frequenzbereich größer 150 kHz:

Für eine Abschätzung der Größe des RC-Gliedes war aus den Messergebnissen der Diffusionswiderstand R_d und die gesamte wirksame Kapazität C_{ges} zu berechnen. Dies konnte erstens unter der Annahme geschehen, dass der Serienwiderstand R_s 20 m Ω beträgt. In diesen 20 m Ω sind die eigentlichen ohmschen Verluste der Zelle durch 10 m Ω und die Kontaktwiderstände zwischen Messkabel und Zellenverbinder durch ebenfalls 10 m Ω

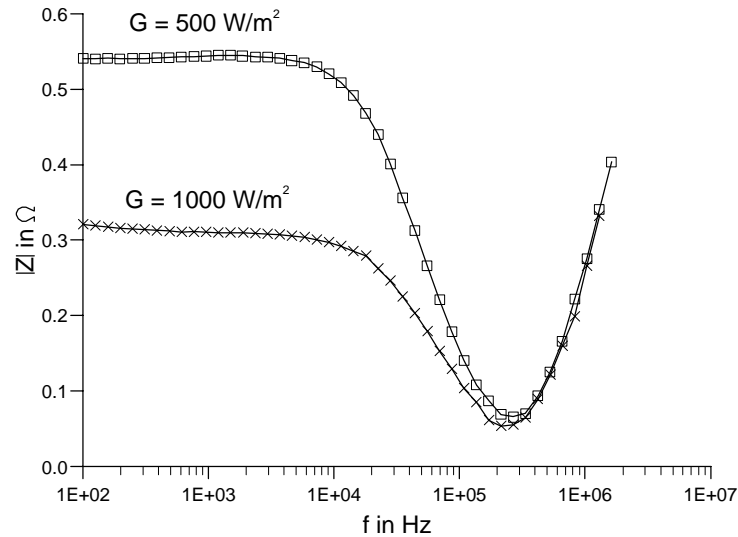


Abbildung 4.5: Betrag der Impedanz einer polykristallinen Zelle der Firma DASA in Abhängigkeit der Frequenz für verschiedene Einstrahlungen ($U = 400 \text{ mV}$, $T = 45^\circ \text{C}$)

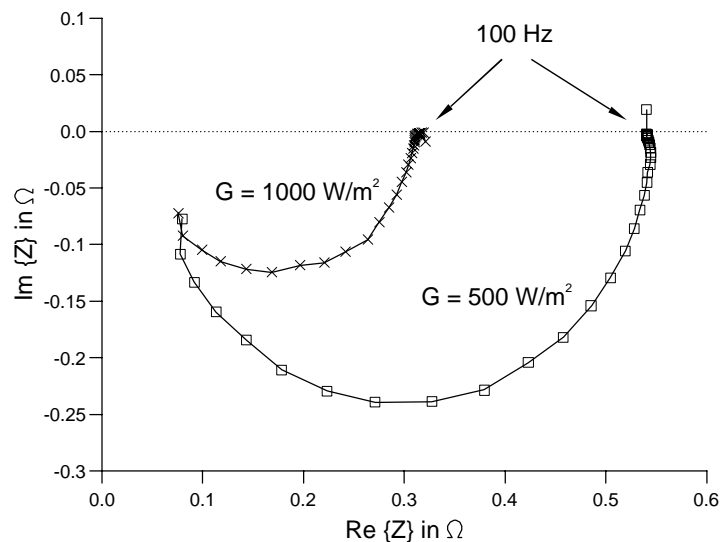


Abbildung 4.6: Ortskurve der Impedanz einer polykristallinen Zelle der Firma DASA in Abhängigkeit der Frequenz für verschiedene Einstrahlungen ($U = 400 \text{ mV}$, $T = 45^\circ \text{C}$, obere Grenzfrequenz: 200 kHz)

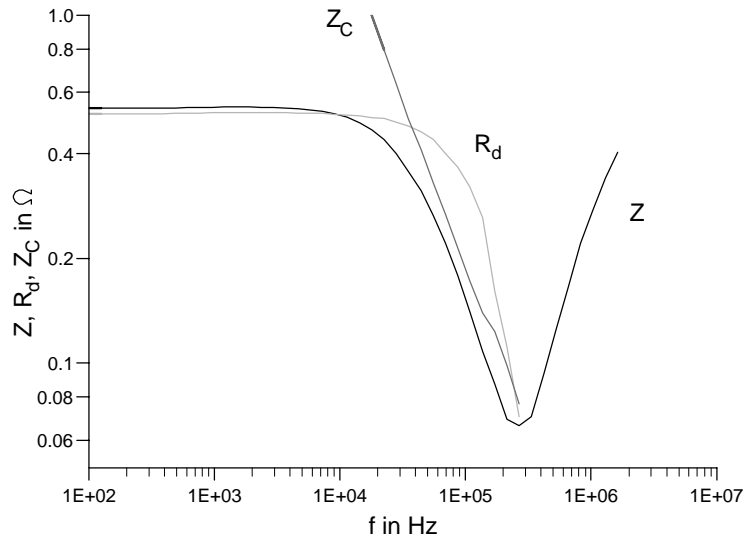


Abbildung 4.7: Betrag der Zellimpedanz, Werte für R_d und Z_C in Abhängigkeit der Frequenz für eine polykristalline Zelle der Firma DASA ($U = 400 \text{ mV}$, $T = 45 \text{ }^\circ\text{C}$ und $E = 500 \text{ W/m}^2$)

berücksichtigt. Die letzteren wurden durch Messungen mit definierten Widerständen experimentell ermittelt. Zweitens kann die Induktivität L aus dem Maximalwert der für Frequenzen größer ca. 500 kHz wieder ansteigenden $|Z|$ -Kurve berechnet werden. Der Diffusionswiderstand R_d und die Gesamt-Kapazität C_{ges} lassen sich unter diesen Annahmen nach den folgenden Gleichungen berechnen:

$$R_d = \left(\frac{(\text{Im}\{Z\} - 2\pi f L)^2}{(\text{Re}\{Z\} - R_s)^2} + 1 \right) \cdot (\text{Re}\{Z\} - R_s) \quad \text{sowie} \quad (4.2)$$

$$C_{ges} = \frac{1}{2\pi f R_d} \cdot \sqrt{\frac{R_d}{\text{Re}\{Z\} - R_s} - 1} \quad . \quad (4.3)$$

Die Ergebnisse dieser für jede Messung jeweils vorgenommenen Berechnung von R_d und C_{ges} werden in Abbildung 4.7 wiederum beispielhaft für die obere Kurve der Abbildung 4.5 gezeigt (poly-c-Si, DASA, $U = 400 \text{ mV}$, $T = 45 \text{ }^\circ\text{C}$, $E = 1000 \text{ W/m}^2$). Deutlich ist der Abfall sowohl des Diffusionswiderstandes R_d als auch der Impedanz $Z_C = 1/2\pi f C_{ges}$ im Bereich von Frequenzen größer etwa 100 kHz zu erkennen.

Die folgenden wesentlichen Ergebnisse wurden für die wie oben beschrieben variierten Parameter ermittelt:

- Ab einer Frequenz von 150 kHz beträgt die Gesamt-Kapazität konstant ca. $10 \mu\text{F}$. Sie ist in diesem Frequenzbereich und gemäß der Rechnungen auch für höhere Frequenzen nahezu unabhängig von den Größen Temperatur, Spannung und Einstrahlung. Im Gegensatz dazu zeigt der Wert von R_d für $f = 150 \text{ kHz}$ eine starke Abhängigkeit von diesen Größen. Die für 150 kHz ermittelten Werte liegen zwischen $10 \text{ m}\Omega$ und $400 \text{ m}\Omega$.
- Bezüglich der Zellmaterialien und der Zellfabrikate zeigten die verschiedenen Messergebnisse keine wesentlichen Unterschiede.
- Der Betrag der Zellen-Impedanz Z sinkt mit zunehmender Einstrahlung G , abnehmender Spannung U und abnehmender Temperatur T .

Betrachtet man die DC-Seite einer Photovoltaik-Anlage als Antenne, so folgt aus der unter 3. gemachten Aussage, dass der Worst-Case-Fall der Antenne (niederimpedant für hohe Einstrahlung) mit dem Worst-Case-Fall der Anregung (höhere HF-Störungen bei in Folge zunehmender Einstrahlung verursachten höheren DC-Strömen) korrespondiert. Nimmt man nun für eine Abschätzung des RC-Gliedes für $f = 150 \text{ kHz}$ sinnvollerweise den ungünstigsten Fall, nämlich $10 \mu\text{F}$ und $10 \text{ m}\Omega$ an und berücksichtigt man ausserdem den weiteren Abfall von R_d ($\sim (1/f)^{1/2}$) und Z_C ($\sim 1/f$) mit zunehmender Frequenz, so kann für ein Ersatzschaltbild der Solarzelle für Frequenzen größer 150 kHz in guter Näherung dieses RC-Glied vernachlässigt werden. Für die Berücksichtigung des HF-Ersatzschaltbildes im Antennenmodell eines Standard-PV-Moduls führt dies zu dem oben bereits erwähnten günstigen Ergebnis: Die Antenne kann als metallene Struktur gewisser spezifischer Leitfähigkeit ohne explizite Berücksichtigung des HF-Ersatzschaltbildes in Form von konzentrierten Elementen modelliert werden.

4.2 Entwicklung und Validierung eines Antennenmodells

Bei der Entwicklung des Antennenmodells eines Standard-PV-Moduls war neben den Ergebnissen zum HF-Verhalten der einzelnen Solarzelle auch die Geometrie des gesamten Moduls zu berücksichtigen. Insbesondere im Hinblick auf die Gegentakt-Eigenschaften des Moduls war die Flächigkeit der Zelle und die Mäanderform der Zellenverschaltung zu berücksichtigen. Da in jeder der vier Zellenreihen mit je neun Zellen der Stromfluss im wesentlichen in einer Richtung, nämlich parallel zur Längskante des Moduls verläuft, kann

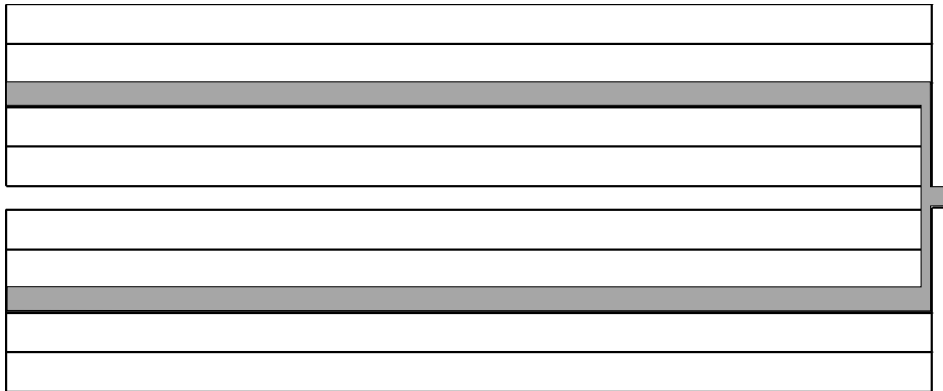


Abbildung 4.8: Antennenmodell eines Standard-PV-Moduls; grau dargestellt: von den Zellen eingeschlossene Schleifenfläche

die Flächigkeit der Zelle im Modell durch eine bestimmte Anzahl von parallel angeordneten leitfähigen Stäben abgebildet werden. Abbildung 4.8 zeigt dies beispielhaft an dem für die Simulationen tatsächlich angewendeten Modell. Hier sind es drei parallel verlaufende, rund 1 m lange Stäbe, die im Modell je eine Zellenreihe abbilden. Eine tatsächlich flächige Modellierung hätte eine Berechnung auch der vertikal zu diesen Stäben verlaufenden Stromkomponente zur Folge gehabt und dadurch bei nicht wesentlich genaueren Ergebnissen eine Erhöhung der Rechenzeit verursacht. Auf eine Modellierung mit Hilfe von Flächen (patches), die ebenfalls mit CONCEPT möglich ist, wurde deshalb verzichtet.

Wie Abbildung 4.8 zeigt, ist die von der Mäanderform der Zellenverschaltung eingeschlossene Fläche (grau dargestellt) abhängig von der genauen Anordnung der Stäbe. Diese Schleifenfläche hat wesentlichen Einfluss auf das Gegentaktverhalten des Moduls. Im Falle einer Gegentakt-Anregung wirkt das Modul wie eine Rahmenantenne. Aus der Hochfrequenztechnik ist für Rahmenantennen bekannt, dass ihr Strahlungswiderstand, ein Maß für die Wirksamkeit der Antenne, mit dem Quadrat der Rahmenfläche zunimmt [33].

Aus den vorangegangenen Untersuchungen des HF-Verhaltens der Zelle folgte die Vorgabe eines ohmschen Widerstands pro Zelle von $R = R_s = 10 \text{ m}\Omega$. Dieser Widerstand wurde nicht als konzentriertes Element, sondern in Form einer spezifischen Leitfähigkeit der Stäbe berücksichtigt. Hierbei wurden die Stäbe mit einem Radius von 1 mm modelliert. Für ein 3-Stab-Modell, wie es in Abbildung 4.8 dargestellt ist, ergibt sich gemäß

$$R = 10 \text{ m}\Omega = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{l}{A} = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{950 \text{ mm}}{3 \pi (1 \text{ mm})^2}$$

eine spezifische Leitfähigkeit σ von $1,01 \cdot 10^7 \text{ S/m}$ ($= \sigma_{Cu}/6$).

Für die Entwicklung eines geeigneten Modells war die Anzahl der parallelen Stäbe je Zellenreihe und bei gegebener Anzahl deren genaue Anordnung zu variieren. Für die Validierung des Modells standen Messdaten des ISET Kassel zur Verfügung [35]. Dies waren Messergebnisse für die Gegentakt-Impedanz eines AEG-MQ36-Moduls, gemessen mit einem Network-Analyser.

Von den untersuchten Modellen zeigt Abbildung 4.9 beispielhaft die Simulationsergebnisse von drei verschiedenen Modellen im Vergleich mit den Messergebnissen. Ein 1-Stab-Modell, bei dem der Stab in der Mitte der Zellen angeordnet ist, erweist sich als ein zu ungenaues Modell. Ein 5-Stab-Modell, bei dem die Stäbe über die Breite der Zelle gleichverteilt angeordnet sind, zeigt über einen weiten Frequenzbereich dagegen eine sehr gute Übereinstimmung mit den Messergebnissen. Dieses Modell würde aber andererseits zu einem inakzeptablen Rechenaufwand führen. Eine gute Kompromisslösung stellt das 3-Stab-Modell dar. Bei einer recht guten Übereinstimmung mit den Messergebnissen erlaubt es auch für ca. 1 kW große Anlagen die Durchführung der Berechnung in einem gängigen Rechner-RAM und damit akzeptable Rechenzeiten. In Abbildung 4.8 ist das Modell dargestellt. Es sind die äußeren beiden Stäbe jeweils einer Zellenreihe von der Außenkante um 10 mm nach innen versetzt.

Die Abweichungen für Frequenzen im Bereich von etwa 300 bis 400 kHz erklären sich durch die Vernachlässigung der Zellkapazität. Es handelt sich bei den gemessenen Werten offensichtlich um einen Resonanzeffekt, der zurückzuführen ist auf die durch die Zellenverschaltung bedingte Induktivität ($1,6 \mu\text{H}/36 \text{ Zellen} = \text{ca. } 45 \text{ nH pro Zelle}$) und die Zellkapazität (ca. $10 \mu\text{F}$). Der zweite Resonanzeffekt bei Frequenzen von ca. 20 MHz und die Abweichung gegenüber den simulierten Werten erklären sich vermutlich aus einer längeren Messzuleitung zum Modul, die in der Simulation nicht berücksichtigt wurde. Bei den Simulationen deutet sich diese Resonanz darum erst bei höheren Frequenzen an.

Neben dieser Validierung für den Fall der Gegentakt-Anregung wurde das Modell auch für den Gleichtakt-Fall überprüft. Zu diesem Zweck waren Daten von Messungen dienlich, die vom Fraunhofer ISE in einem vorangegangenen Projekt am Institut für Elektroenergiesysteme und Hochspannungstechnik der Universität Karlsruhe durchgeführt wurden [36]. Abbildung 4.10 zeigt die Messanordnung, mit der das Gleichtakt-Antennenverhalten eines PV-Moduls untersucht wurde. Im Abstand von 3 m zum Modul wurde das maximale H-Feld gemessen. Die Antenne befindet sich hierbei in senkrechter Stellung zum Modul. Die Zuleitung zum Modul war geschirmt ausgeführt, so dass tatsächlich nur das vom Modul herrührende Feld gemessen wurde. Gespeist wurde das Modul mit einer Gleichtakt-Spannung von $107 \text{ dB}\mu\text{V}$. Die Nachbildung dieser Messanordnung und die Anwendung des obigen Modells führt zu der in Abbildung 4.11 dargestellten recht guten Übereinstimmung

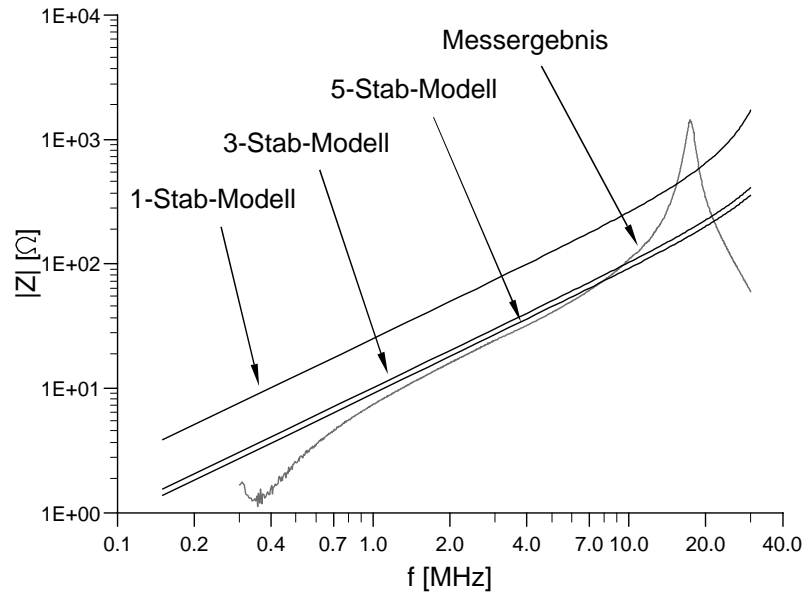


Abbildung 4.9: Simulierte Gegentakt-Impedanz eines Standardmoduls für unterschiedliche Modelle im Vergleich mit gemessenen Ergebnissen des ISET Kassel

der simulierten Werte mit den gemessenen Werten.

Über diese beiden Arten der Modell-Validierung hinaus wurde eine Sensitivitätsanalyse des Modells bezüglich seiner örtlichen Diskretisierung vorgenommen. Die auf Anlagenebene durchgeführte Analyse führte lediglich zu einer unwesentlichen Frequenzverschiebung der Resonanzstellen. Damit konnte vor allem eine mögliche Überdiskretisierung des Modells ausgeschlossen werden. Bedingt durch die z. T. nur wenige cm großen Stäbe im Modell und den vergleichsweise großen Wellenlängen von bis zu 2000 m (für 150 kHz), kommt es nämlich zwangsläufig zu Diskretisierungen von bis zu $\lambda/10000$, was erfahrungsgemäß eine Überdiskretisierung, mithin also falsche Ergebnisse, zur Folge haben kann. Für die größeren Stäbe des Modells erwies sich, in Übereinstimmung mit den Empfehlungen der CONCEPT-Entwickler, eine Diskretisierung von etwa $\lambda/10$ als ausreichend.

Ebenso wurde ein Modell untersucht, bei dem das im Zuge der Impedanzmessungen für 150 kHz ermittelte RC-Glied von $10 \text{ m}\Omega \parallel 10 \mu\text{F}$ doch Berücksichtigung fand. Im Ergebnis waren diese ebenfalls auf Anlagenebene durchgeführten Berechnungen nahezu identisch mit denen des Modells ohne RC-Glied. Dies bestätigt nochmals die Berechtigung, das RC-Glied im HF-Ersatzschaltbild der Zelle zu vernachlässigen.

Um schließlich jede im Laufe der Simulation durchgeführte Berechnung auf ihre Plau-

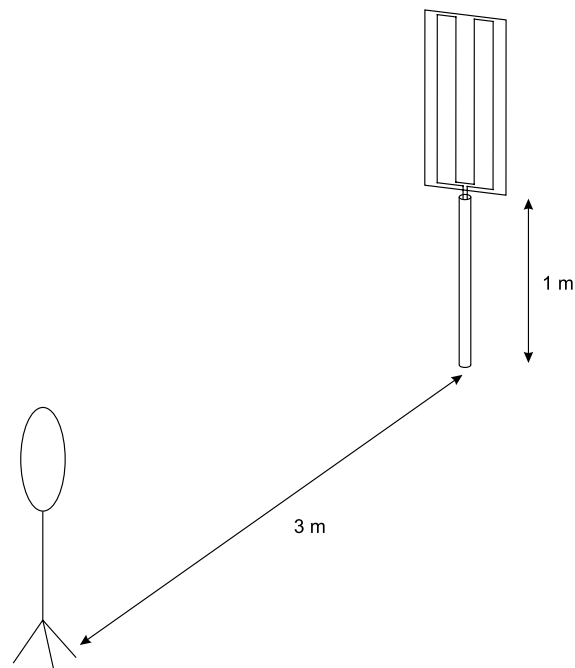


Abbildung 4.10: Aufbau der H-Feldmessungen in der Absorberkammer des IEH

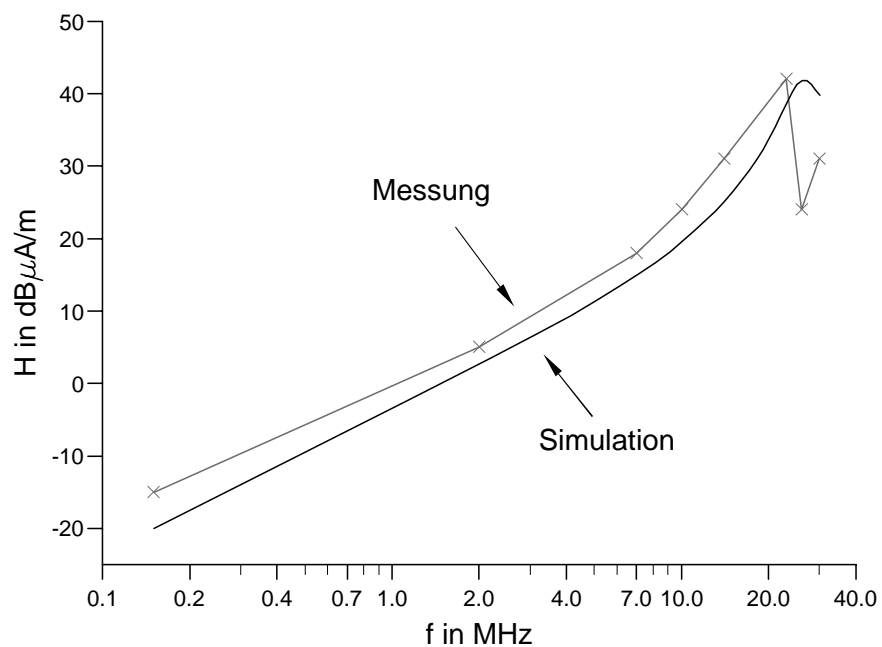


Abbildung 4.11: Vergleich der durch Messungen nach Abbildung 4.10 und durch entsprechende Simulationen erzielten Ergebnisse für das von einem PV-Modul bei Gleichtakt-Speisung in 3 m Entfernung verursachte H-Feld

sibilität hin zu untersuchen, wurde stichprobenartig die Einhaltung folgender Kriterien überprüft, die erfahrungsgemäß auf verlässliche Ergebnisse hindeuten:

1. Für dieselbe verlustlose Antennenstruktur muss gelten, dass am Rande der Struktur die tangentielle E-Feld-Komponente deutlich kleiner sein muss als die normale Komponente:

$$E_{\text{tangential}} \ll E_{\text{normal}} \quad .$$

2. Für dieselbe verlustlose Antennenstruktur muss die Eingangsleistung P_{in} mit der abgestrahlten Leistung P_{rad} übereinstimmen. Bei Abweichungen bis zu +/- 20 % sind die Simulationsergebnisse als verlässlich zu betrachten.

Für alle untersuchten Stichproben waren diese Kriterien erfüllt. Insgesamt kann also festgestellt werden, dass das Modell als gut validiert und die auf Grundlage dieses Modells berechneten Ergebnisse als verlässlich betrachtet werden können.

4.3 Ergebnisse der numerischen Feldberechnung

4.3.1 Vorgehensweise

Im Rahmen der Simulationen wurde der Einfluss der folgenden Parameter untersucht:

1. die Höhe h des PV-Generators (und damit die Länge der DC-Hauptleitung),
2. die Anzahl der in Reihe verschalteten Module, d. h. die Größe der Schleife, die sie ausbilden,
3. die Art der Verschaltung der Module, insbesondere die Zahl der parallel geschalteten Strings,
4. die Rahmen der Module und
5. bei vorhandenen Rahmen die Art der Erdung der Rahmen.

Die Anlagen waren prinzipiell so aufgebaut, wie es die Abbildung 4.12 für eine Anlage mit 12 Modulen in Serie und einer Höhe von 3,5 m zeigt. Hierbei wurde auf einen typischen Aufbau der Anlage geachtet:

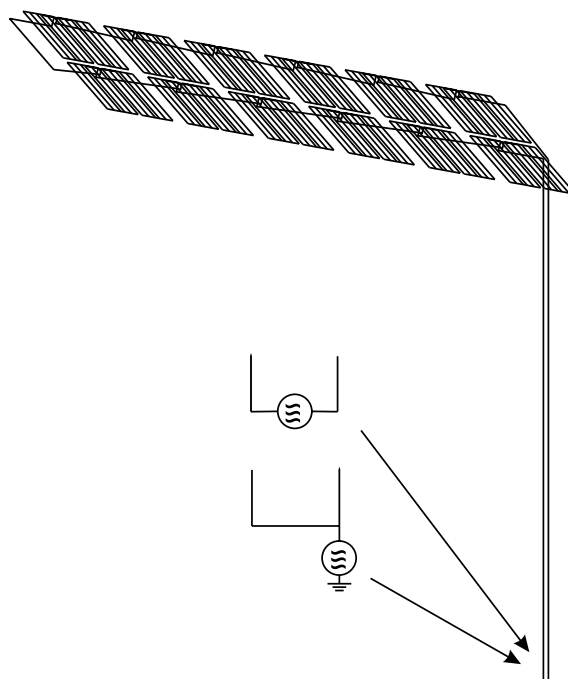


Abbildung 4.12: Rückansicht einer simulierten PV-Anlage, Gleich- und Gegentaktspeisung (12 Module in Serie, $h = 3,5$ m)

- Die Module waren in zwei Reihen übereinander angeordnet, mit einem gegenseitigen Abstand von je 5 cm und mit nach oben gerichteten Modulanschlusskästen. Die Module hatten einen Neigungswinkel von 45° .
- Die DC-Hauptleitung führte an einem Ende der beiden Reihen bis zum Erdboden herab. Am unteren Ende der DC-Hauptleitung wurde eine Gegentakt- oder eine Gleichtakt-Störspannungsquelle angebracht ($U = 100$ dB μ V, Innenwiderstand von 0Ω). Die DC-Hauptleiter hatten einen Abstand von 3 cm. Die dadurch verursachte Schleifenbildung ist gering.
- Der Erdboden wurde als ideal leitfähig modelliert.

Mit Hilfe des entwickelten Antennenmodells war es möglich, die Berechnung von Anlagen mit einer Größe von bis zu $1,2$ kW_p im RAM eines gängigen UNIX-Rechners durchzuführen. Dies führte zu annehmbaren Rechenzeiten und erwies sich als ausreichend, um Rückschlüsse auf größere Anlagen von mehreren kW_p zu ziehen.

Für jede simulierte Anlage wurde der Antennenfaktor AF_U auf die Weise ermittelt, dass das maximale H-Feld in 3 m Entfernung von der PV-Anlage auf die speisende Spannung bezogen wurde. Zu diesem Zweck wurde das H-Feld in insgesamt 24 Feldpunkten

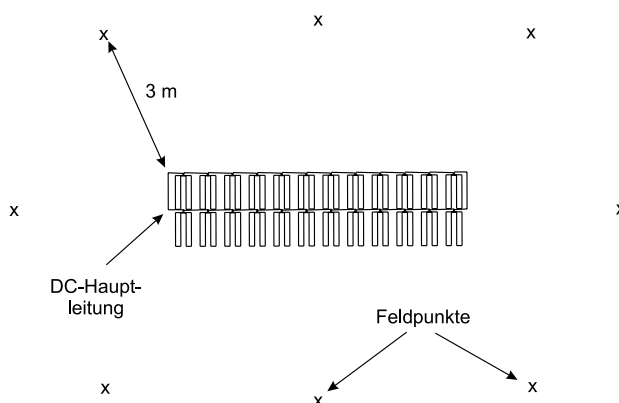


Abbildung 4.13: Verteilung der Feldpunkte, Aufsicht

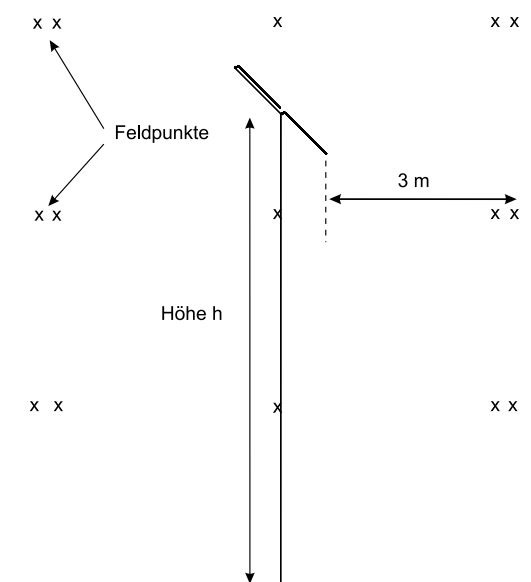


Abbildung 4.14: Verteilung der Feldpunkte, Seitenansicht

berechnet. Diese 24 Feldpunkte waren in drei verschiedenen Höhen gleichverteilt um die PV-Anlage angeordnet. Die Abbildungen 4.13 und 4.14 zeigen in einer Aufsicht bzw. in einer Seitenansicht die Verteilung dieser Punkte für eine aus 24 Modulen bestehende Anlage. Stichprobenartig wurden auch Feldpunkte senkrecht unterhalb des PV-Generators, je im Abstand von 3 m zur DC-Hauptleitung und zum PV-Generator untersucht. Da bei H-Feld-Messungen in der Praxis nur die zur Erdoberfläche parallelen Komponenten gemessen werden, wurde das maximal feststellbare H-Feld in den Simulationen auf gleiche Weise ermittelt.

Neben AF_U wurde für die verschiedenen Anlagenkonfigurationen und für jeweils Gegentakt- und Gleichtaktspeisung auch die Antennenimpedanz bestimmt. Um einen Vergleich mit den Vor-Ort-Messungen ziehen zu können, wo nur Strommessungen möglich waren, wurde für jede simulierte Anlagenkonfiguration auch der Antennenfaktor AF_I bestimmt.

Ehe über die Ergebnisse der Simulationen berichtet wird, soll im anschließenden Abschnitt kurz die der Software CONCEPT zugrunde liegende Momentenmethode beschrieben werden.

4.3.2 Die Momentenmethode

Die Momentenmethode ist ein Verfahren zur numerischen Berechnung elektrodynamischer Felder [37] [38]. Bei diesem Verfahren wird die sich tatsächlich in einer Anordnung einstellende Strombelegung bei Beaufschlagung entweder mit

- einer eingprägten Spannung,
- einem eingprägten Strom,
- einer eingespeisten Leistung oder
- einer Feldwelle

durch Ersatzströme nachgebildet, deren Wege man im allgemeinen vorgibt. Beispielsweise werden bei Anordnungen, die sich durch dünne Stäbe nachbilden lassen, als Stromwege im allgemeinen die Achsen der Elektroden gewählt, woraus sich ein Linienstrom ergibt. Über Randbedingungen, wie z. B. $E_{tan} = 0$ auf der Oberfläche der Elektroden, werden die komplexen Amplituden der nach Art und Lage vorgegebenen Ströme berechnet. Sind die Ersatzströme bekannt, können aus ihnen alle interessierenden Systemparameter berechnet werden, wie z. B. Eingangsimpedanzen der Speisestellen, elektrische und magnetische Feldstärken des Nah- und Fernfeldes etc.

Als erstes Problem bei der Berechnung ergibt sich, dass die Stromverteilung unbekannt ist. Sie muss erst ermittelt werden. Vorteilhafterweise sind für die Stromverteilung möglichst einfache mathematische Basisfunktionen anzunehmen. Da sich relativ einfache Funktionen in den allermeisten Fällen nicht für den Verlauf der Stromdichte über die gesamte Struktur ergeben, wird die Struktur segmentiert, und in jedem Segment wird ein separater Ansatz für die Stromverteilung gewählt. Üblicherweise wird bei Dünndrahtanordnungen

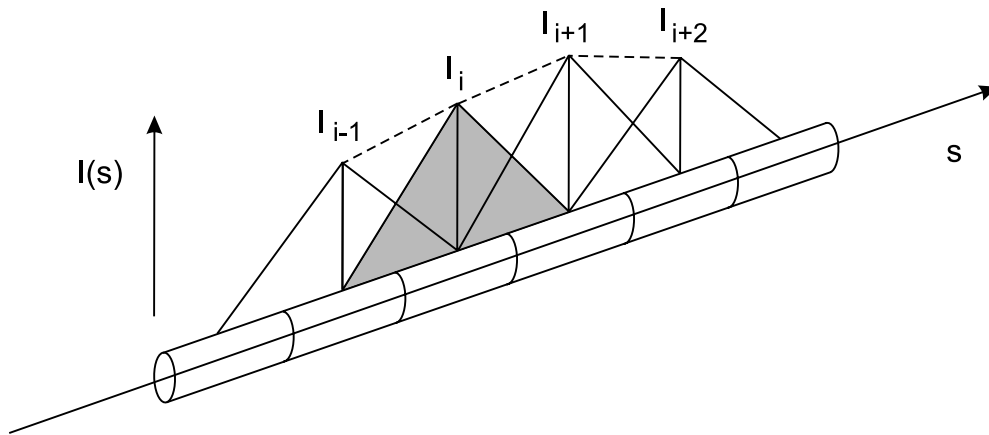


Abbildung 4.15: Strombelegung auf einem Linienleiter mit Nachbildung durch Dreiecksfunktionen, nach [38]

der Linienstrom in einem Segment in Form von Dreieckfunktionen, Rechteckfunktion oder Sinusteilbögen angesetzt.

In Abbildung 4.15 ist als Beispiel ein Stromverlauf mit Dreieckfunktionen beschrieben. Die Dreieckfunktionen laufen über jeweils drei Segmente und werden überlagert. Aus der Überlagerung resultiert ein stetiger Stromverlauf entlang der Linie s . Die zunächst unbekanntes Stromamplituden befinden sich jeweils genau über der Mitte des zugehörigen Segments.

Die unbekanntes Ströme \underline{I}_N ergeben sich durch Auflösung des Gleichungssystems

$$[\underline{Z}_{NN}] \cdot [\underline{I}_N] = [\underline{U}_N]$$

durch Matrixinversion oder Gaußelimination. Die Impedanz-Matrix $[\underline{Z}_{NN}]$ besteht aus den jeweiligen Koppelimpedanzen eines Segments, die die Geometrie der Anordnung und die Form der Stromfunktion enthalten. Der Spannungsvektor $[\underline{U}_N]$ besteht aus den speisenden Spannungen.

Für leitende Flächen bestehen zwei grundsätzliche Möglichkeiten der Modellierung, nämlich Nachbildung durch Dünndrahtstrukturen, wie oben beschrieben, oder Nachbildung durch Flächenstrukturen. Bei der Nachbildung durch Flächenstrukturen verfährt man ganz analog zur Vorgehensweise bei Dünndrahtstrukturen. Nur wird hier die Oberfläche in zwei Richtungen segmentiert.

4.3.3 Gleichtakt-Störungen

Für den Gleichtaktfall ist das vermutete Dipolverhalten der PV-Anlage bestätigt worden. Genauer gesagt, kann die Anlage als eine kapazitiv belastete Dipolantenne (top-loaded antenna) betrachtet werden, wobei die sich zwischen Generator und Erde ausbildende Kapazität als Dachkapazität wirksam ist. Entsprechend dieser Dipol-Eigenschaften ist das maximale H-Feld bei nahezu allen berechneten Anlagen und Frequenzen in der Nähe der DC-Hauptleitung, also in der Nähe des Dipols, festzustellen.

Abhängig von der genauen Anlagenkonfiguration können ab einer Frequenz von 3 bis 5 MHz stark ausgeprägte Resonanzen der Antenne festgestellt werden. Für höhere Frequenzen lassen sich bedingt durch diese Resonanzen kaum eindeutige Unterschiede zwischen den einzelnen Anlagenkonfigurationen ausmachen. Die folgende Diskussion der Ergebnisse bezieht sich also vor allem auf den Bereich niedrigerer Frequenzen, im Folgenden auch als Nicht-Resonanz-Bereich bezeichnet. Wichtig ist die Feststellung, dass im Resonanzfall deutlich höhere Antennenfaktoren erreicht werden als im Fall der Nicht-Resonanz.

Wenn im Folgenden von Antennenfaktor die Rede ist, so soll damit genauer der Antennenfaktor AF_U gemeint sein. Nur dieser ist für die Ableitung von Spannungs-Grenzwerten maßgeblich. Spielt auch der Antennenfaktor AF_I in irgendeiner Weise eine Rolle, so ist er explizit genannt.

Die **Höhe** des PV-Generators (und damit die Länge des Dipols) wurde für einen Generator, bestehend aus einem String mit 12 Modulen in Serie (1x12-Verschaltung), zwischen 1,5 und 7,5 m variiert. Wie Abbildung 4.16 zeigt, führt dies im Ergebnis zu Antennenfaktoren, die sich im Nicht-Resonanz-Bereich um höchstens 7 dB unterscheiden. Auf die Gleichtakt-Impedanz hat die Höhe einen noch geringeren Einfluss.

Für eine konstante Höhe von 7,5 m und einem einzelnen String wurde die **Zahl der Module** zwischen 6, 12 und 24 variiert. Die entsprechenden Antennenfaktoren sind in Abbildung 4.17 dargestellt. Wie der Abbildung zu entnehmen ist, steigt der Antennenfaktor mit der Zahl der Module, wenn auch nur geringfügig um maximal 5 dB. Dies bestätigt die Modellvorstellung eines kapazitiv belasteten Dipols: Mit steigender Zahl von Modulen vergrößert sich die Fläche des Generators und damit seine Kapazität gegen Erde. Die Impedanz nimmt deshalb mit zunehmender Modulanzahl ab (Abbildung 4.18). Bei gleicher Spannung erhöht sich der Antennenstrom. Ein erhöhter Antennenstrom hat höhere Feldstärken und einen höheren Antennenfaktor zur Folge.

Aus den Ergebnissen lässt sich weiterhin der Schluss ziehen, dass eine Flächenverdoppe-

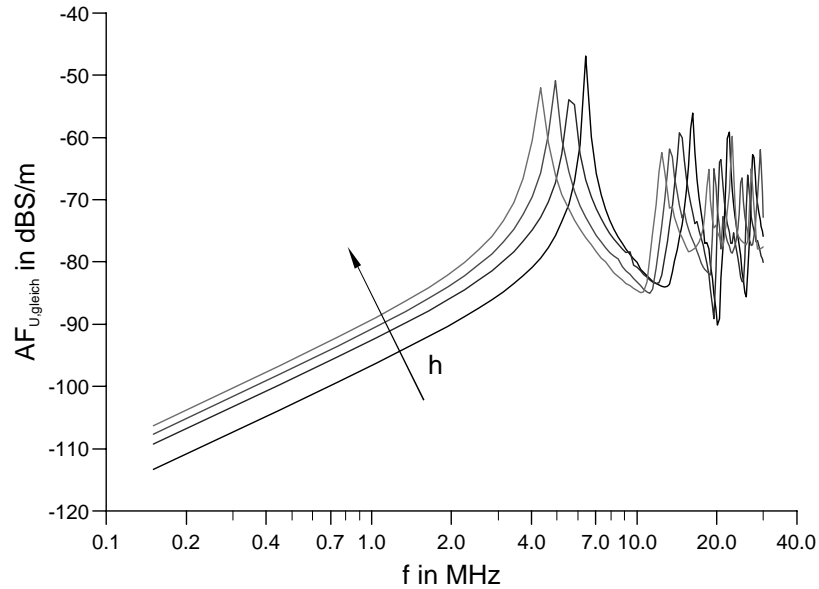


Abbildung 4.16: Antennenfaktor $AF_{U,gleich}$ in Abhängigkeit der Frequenz für verschiedene Höhen des PV-Generators ($h = 1,5, 3,5, 5,5$ und $7,5$ m, 1×12 -Verschaltung)

lung mit einem um ca. 2 bis 3 dB höheren Antennenfaktor im Nicht-Resonanz-Bereich einhergeht. Eindeutige Aussagen bezüglich des Resonanzbereichs sind nicht möglich. Für eine Worst-Case-Abschätzung wären also die für größere Anlagen von bis zu 5 kW_p um ca. 5 dB höheren Antennenfaktoren zu berücksichtigen.

Das Modell eines kapazitiv belasteten Dipols erklärt auch, wieso bei einer gleichbleibenden Anzahl von insgesamt 24 Modulen und einer konstanten Höhe des Generators von 7,5 m die **Art der Verschaltung der Module** keinen Einfluss auf Antennenfaktor oder Impedanz hat. Maßgeblich ist die vom Generator gebildete Fläche und seine Kapazität gegen Erde. Die Art der Verschaltung ist irrelevant. Aus demselben Grund hat auch ein zusätzlicher **Rahmen** der einzelnen Module keinen Einfluss. Die Kapazität des Generators gegen Erde erhöht sich durch die Rahmen nicht in signifikanter Weise.

Im Fall existierender Rahmen hat aber die **Art der Erdung der Rahmen** einen gewissen Einfluss. Abbildung 4.19 und 4.20 zeigen die ermittelten Antennenfaktoren bzw. Impedanzen für eine Anlage ohne geerdete Rahmen, eine Anlage mit Potentialausgleichsleiter nahe der DC-Hauptleitung und eine Anlage mit Potentialausgleichsleiter weit entfernt von der DC-Hauptleitung. Beim PV-Generator der Anlage handelt es sich in allen Fällen um einen 7,5 m hohen einzelnen String, bestehend aus 12 in Serie verschalteten Modulen

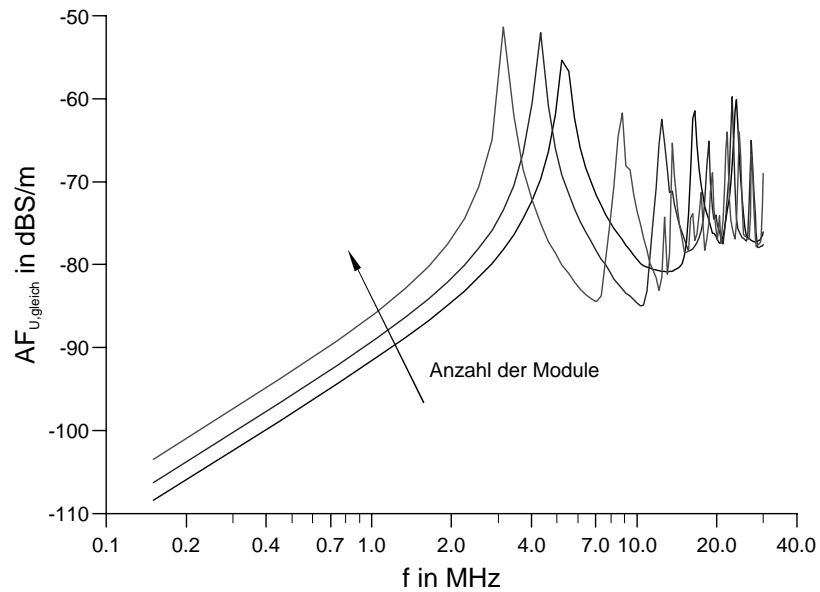


Abbildung 4.17: Antennenfaktor $AF_{U,gleich}$ in Abhängigkeit der Frequenz bei unterschiedlicher Anzahl n der Module ($n = 6, 12$ und 24 , $h = 7,5$ m, $1 \times n$ -Verschaltung)

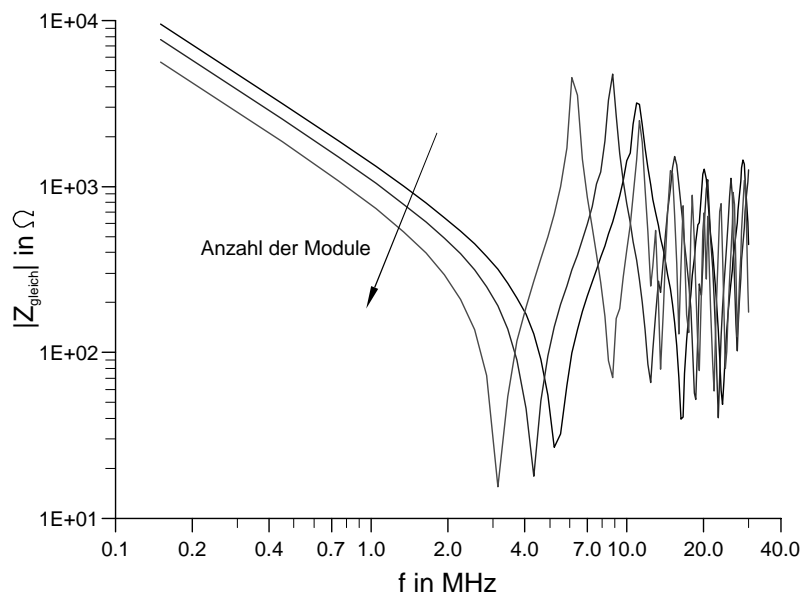


Abbildung 4.18: Betrag der Impedanz Z_{gleich} in Abhängigkeit der Frequenz bei unterschiedlicher Anzahl n der Module ($n = 6, 12$ und 24 , $h = 7,5$ m, $1 \times n$ -Verschaltung)

(1x12-Verschaltung). Die Rahmen der Module sind, wie in der Praxis üblich, untereinander galvanisch verbunden. Im Fall des nahe gelegenen Potentialausgleichsleiters ist dieser von einem der Modulrahmen in verschiedenen Simulationen in 3, 5 und 8 cm Entfernung von den beiden DC-Hauptleitern senkrecht zur Erde geführt. Diese Simulationen führten zu identischen Ergebnissen. Im Fall des entfernt gelegenen Potentialausgleichsleiters ist dieser aus Sicht der DC-Hauptleiter am entgegengesetzten Ende des PV-Generators, also in einigen Metern Entfernung von der DC-Hauptleitung, senkrecht zur Erde geführt.

Die Ergebnisse lassen sich wie folgt interpretieren: Unabhängig von der Art der Erdung sinkt die Impedanz durch die Erdung der Rahmen im Nicht-Resonanz-Bereich. Für größere Frequenzen sind keine signifikanten Unterschiede zu erkennen. Dies ist unmittelbar plausibel, da der zusätzlich eingebrachte Potentialausgleichsleiter parallel zur Dachkapazität des Dipols liegt. Für kleinere Frequenzen ist der Potentialausgleichsleiter relativ niederohmig und hat somit Einfluss auf die gesamte Impedanz der Antenne. Für größere Frequenzen überwiegt der Einfluss der Kapazität. Die Kurven der Impedanzen gleichen sich daher für höhere Frequenzen an.

Der relativ hohe Antennenfaktor für einen entfernt gelegenen Potentialausgleichsleiter ist zurückzuführen auf die relativ große Schleife, die durch die Einbringung des Leiters entsteht. Diese Schleife wird gebildet aus der DC-Hauptleitung, dem Generator und dem Potentialausgleichsleiter. Die Störspannungsquelle speist somit für kleinere Frequenzen und einen relativ niederohmigen Potentialausgleichsleiter keinen Dipol, sondern wie im Gegentakt-Fall eine Art von Rahmenantenne. Das maximale H-Feld wird entsprechend nicht wie sonst in der Nähe der DC-Hauptleitung ermittelt, sondern vor oder hinter der Anlage, wie man es von einer entsprechend orientierten Rahmenantenne erwartet. Aus dem Blitzschutz ist allgemein bekannt, dass man wegen der möglichen induktiven Einkopplung der schnellveränderlichen Magnetfelder Schleifen in der elektrischen Hausinstallation vermeiden sollte. Hier zeigt sich, dass auch die EMV gegen eine solche Schleifenbildung spricht. Es ist vielmehr eine enge Verlegung von DC-Hauptleitern und Potentialausgleichsleiter anzustreben.

Für die Erklärung des Antennenfaktors bei naher Verlegung des Potentialausgleichsleiters sind zwei Effekte zu unterscheiden: Die kleinere Impedanz führt bei gleicher eingepprägter Spannung zu einem höheren Antennenstrom. Dieser Effekt würde zu einem Anstieg des Antennenfaktors führen. Für kleinere Frequenzen wirkt jedoch der Potentialausgleichsleiter als Rückleiter. Wegen seiner unmittelbaren Nähe zum Hinleiter kompensieren sich die jeweiligen Felder von Hin- und Rückleiter teilweise, was dem erstgenannten Effekt entgegenwirkt. Im Ergebnis weicht der Antennenfaktor nur um wenige dB von dem der Anlage ohne jede Erdung ab. Es ist anzunehmen, dass auch bei größeren Anlagen von bis

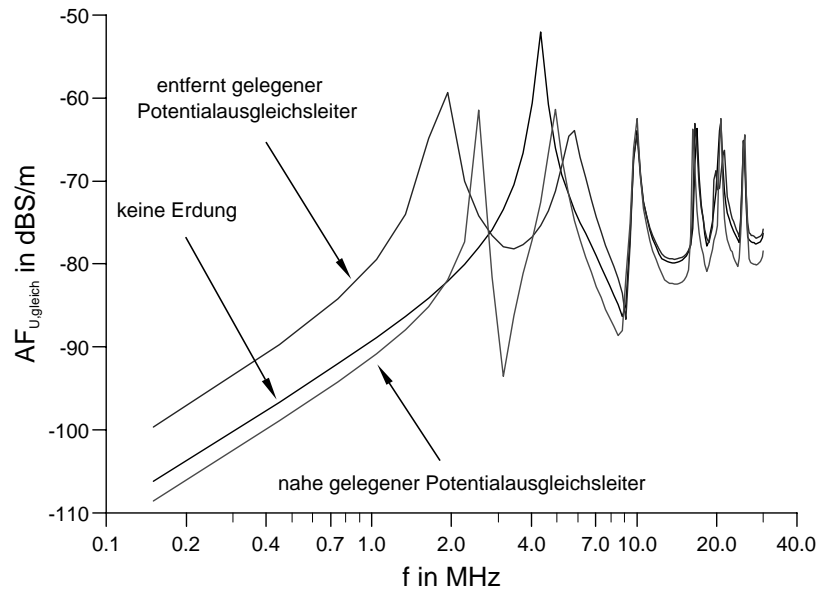


Abbildung 4.19: Antennenfaktor $AF_{U,gleich}$ in Abhängigkeit der Frequenz bei unterschiedlicher Art der Erdung ($h = 7,5 \text{ m}$, $1x12$ -Verschaltung)

zu 5 kW_p der Antennenfaktor bei niedrigeren Frequenzen durch den eben geschilderten Einfluss des Potentialausgleichsleiters bestimmt und daher ähnlich ausgeprägt ist.

Ein Vergleich mit den von KEMA für Gleichtaktstörungen ermittelten Antennenfaktoren bzw. Impedanzen (Tabelle 4.2) zeigt, dass die simulierten und die gemessenen Werte in befriedigender Weise übereinstimmen. Zu berücksichtigen ist hierbei der Umstand, dass KEMA aus zeitlichen Gründen nur an vier oder fünf diskreten Frequenzen zwischen 150 kHz und 5 MHz Messungen durchgeführt hat. Die Abweichungen um bis zu 15 dB erklären sich u. a. aus dieser groben Erfassung des gesamten Frequenzbereichs. Vor allem aber sind die Unterschiede zwischen Mess- und Simulationsergebnissen auf die Abweichung der jeweils realisierten Anlagenkonfiguration zurückzuführen. Während im Zuge der Simulationen auf die Untersuchung typischer Anlagenkonfigurationen Wert gelegt wurde, war KEMA in dieser Hinsicht in seinen Möglichkeiten an den zu Testzwecken vorhandenen und fest installierten Generator gebunden. Abbildung 4.21 zeigt den Generator bei Messungen mit der Rahmenantenne.

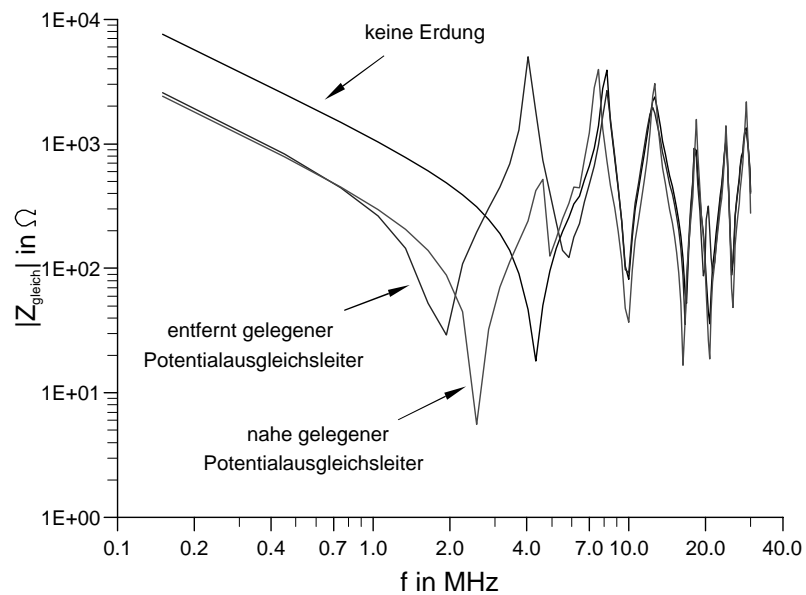


Abbildung 4.20: Betrag der Impedanz Z_{gleich} in Abhängigkeit der Frequenz bei unterschiedlicher Art der Erdung ($h = 7,5$ m, $1x12$ -Verschaltung)



Abbildung 4.21: Der von KEMA zu Messungen unter definierten Bedingungen verwendete PV-Generator

Tabelle 4.2: Von KEMA ermittelte Gleichtakt-Antennenfaktoren und -Impedanzen

Frequenz in MHz	Antennenfaktor $AF_{U,gleich}$ in dBS/m	Impedanz Z_{gleich} in Ω
0,15	-91	-
0,5	-	7500
1	-87	2000
2	-89	2000
5	-82	1200

4.3.4 Gegentakt-Störungen

Im Unterschied zum Gleichtakt-Fall wurde im Gegentakt-Fall das maximale H-Feld nicht in der Nähe der DC-Hauptleitung, sondern stets vor oder hinter der Anlage festgestellt. Im Unterschied auch zum Gleichtakt-Fall spielt beim Gegentakt-Fall die **Art der Modulverschaltung** eine maßgebliche Rolle. Der Einfluss dieses Parameters auf Antennenfaktor und Impedanz soll zunächst beschrieben werden.

Abbildung 4.22 zeigt auf schematische Weise drei mögliche Arten der Modulverschaltung unter der Annahme eines einzelnen Strings und zwei übereinander angeordneten Modulreihen. Sie sind mit Verschaltungsvariante 1, Verschaltungsvariante 2 und Verschaltungsvariante 3 bezeichnet. Zur Vereinfachung sind nur jeweils 2 mal 2 Module dargestellt. Für die Interpretation der nachfolgend beschriebenen Ergebnisse ist nun zu beachten, dass mehrere Schleifen als eine Art von Rahmenantenne wirksam sind und die von diesen Schleifen hervorgerufenen Magnetfelder sich positiv oder negativ überlagern können. Zum einen trägt die Schleife, die bedingt ist durch die Verschaltung der Module (im Folgenden: Verschaltungsschleife), zum Magnetfeld bei. Sie ist in Abbildung 4.22 mit einem Plus gekennzeichnet. Zum zweiten tragen die Schleifen, die durch die Mäanderform der Zellverschaltung innerhalb der Module bedingt sind (im Folgenden: Modulschleife), ebenfalls zum Magnetfeld bei. Bei Verschaltungsvariante 1 ist sie mit einem Minus gekennzeichnet, da ihr Magnetfeld wegen der Verschaltung der Module dem von der Verschaltungsschleife erzeugten Magnetfeld entgegengerichtet ist und es kompensiert. Anders verhält sich dies bei Verschaltungsvariante 2: Hier überlagern sich die Magnetfelder positiv. Bei Verschaltungsvariante 3 ist dagegen die Verschaltung der Module so ausgeführt, dass eine merkliche Verschaltungsschleife verhindert wird. Hier trägt also nur die Modulschleife zum Magnetfeld bei. Andere Arten der Verschaltung sind bei der vorgegebenen räumli-

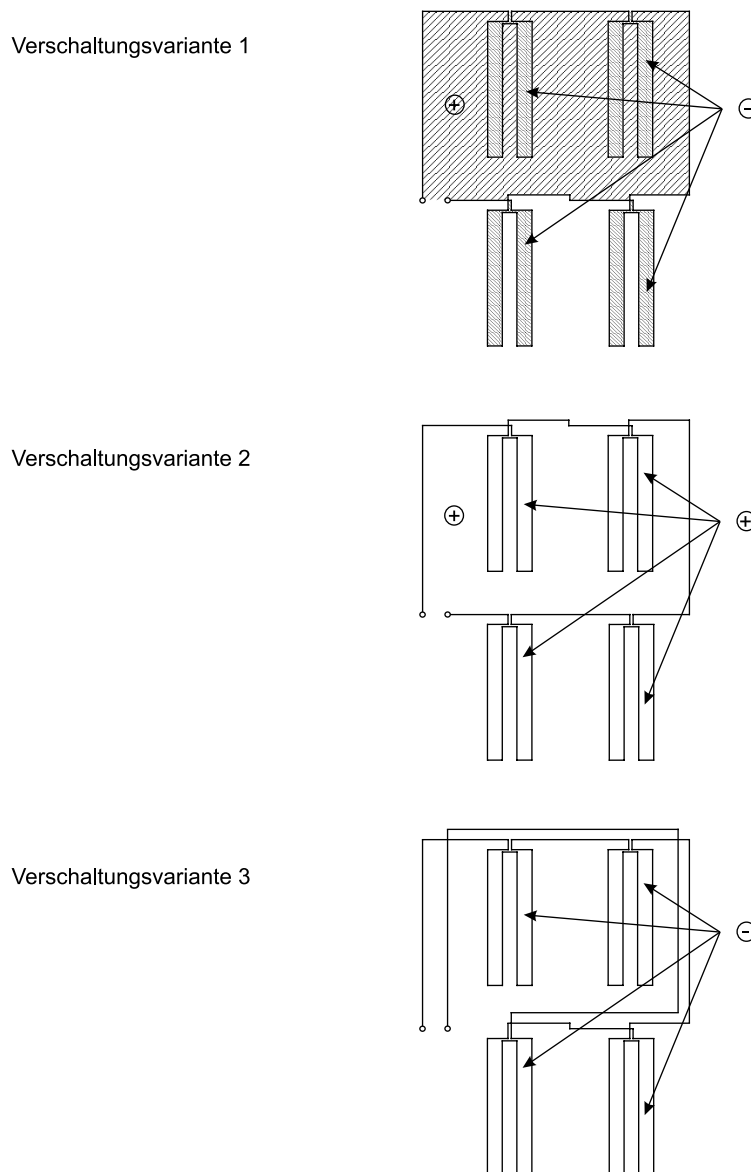


Abbildung 4.22: Untersuchte Verschaltungsvarianten; + und - deuten den sich positiv oder negativ überlagernden Beitrag zum H -Feld an

chen Anordnung der Module bei Annahme eines einzelnen Strings wegen der Polarität der Module nicht möglich.

Abbildung 4.23 zeigt die Antennenfaktoren der einzelnen Verschaltungsvarianten. Für den kompensierenden Fall (Verschaltungsvariante 1) werden die geringsten Antennenfaktoren ermittelt. Für den Fall, dass im wesentlichen nur die Modulschleife zum Magnetfeld beiträgt (Verschaltungsvariante 3), werden um 4 dB höhere Antennenfaktoren ermittelt. Die höchsten Antennenfaktoren ergeben sich für die sich positiv überlagernden Felder (Ver-

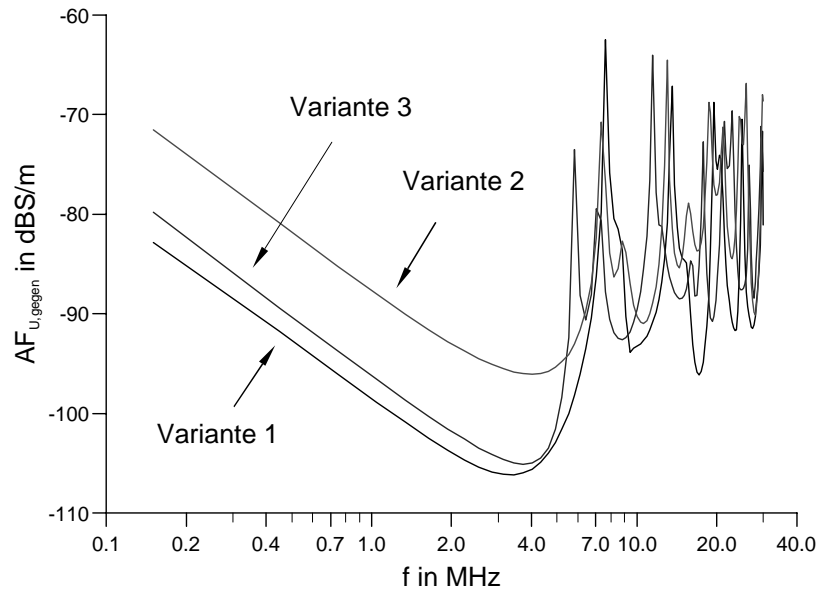


Abbildung 4.23: Antennenfaktor $AF_{U,gegen}$ in Abhängigkeit der Frequenz für die Verschaltungsvarianten 1, 2 und 3 (1x12-Verschaltung, $h = 7,5$ m)

schaltungsvariante 2). Da diese Verschaltungsvariante den Worst-Case darstellt, sind im weiteren Verlauf der Gegentakt-Simulationen die unterschiedlichen Parametervariationen anhand von Verschaltungsvariante 2 vorgenommen worden. Bei den zugehörigen Impedanzen zeigen sich nur geringfügige Unterschiede.

Weiterhin wurde noch der Fall untersucht, dass bei Verschaltungsvariante 1 die Verschaltungsschleife größer ist, bedingt durch einen gewissen Abstand zwischen den beiden Modulreihen. Ausgehend von Verschaltungsvariante 1 wurden Abstände bis zu 2 m untersucht, wie sie sich gelegentlich in der Praxis beispielsweise wegen Dachfenstern oder ähnlichem nicht vermeiden lassen. Abbildung 4.24 zeigt die entsprechenden Ergebnisse. Wie erwartet, steigen die Antennenfaktoren mit zunehmendem Abstand, d. h. zunehmender Größe der Verschaltungsschleife. Im Vergleich mit Abbildung 4.23 ist zu erkennen, dass auch gegenüber der Verschaltungsvariante 1 mit zusätzlichem Abstand der Modulreihen von 2 m der Antennenfaktor der Verschaltungsvariante 2 ohne einen solchen Abstand überwiegt.

Im Folgenden sollen nun die Ergebnisse der weiteren Parametervariationen erläutert werden.

Wie erwartet, hat die **Höhe des PV-Generators** nur einen sehr geringen Einfluss auf

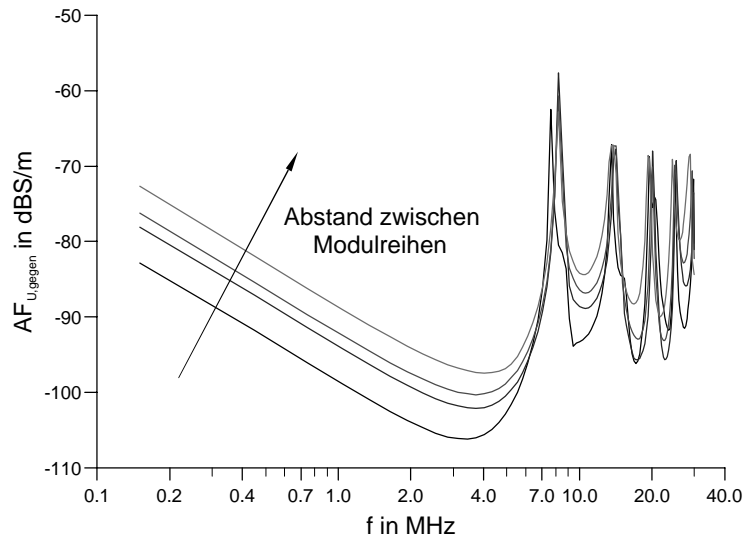


Abbildung 4.24: Antennenfaktor $AF_{U,gegen}$ in Abhängigkeit der Frequenz für verschiedene Abstände a zwischen den Modulreihen ($a = 0, 0,5, 1$ und 2 m, $1x12$ -Verschaltung, Verschaltungsvariante 1, $h = 7,5$ m)

Antennenfaktor und -Impedanz.

Bei unterschiedlicher **Anzahl der Module** (6, 12 und 24) und einem einzelnen String ($h = 7,5$ m) zeigt sich die Überlagerung von zwei Effekten (Abbildung 4.25 und 4.26). Mit zunehmender Zahl der Module in Serie vergrößert sich sowohl die Modulschleife als auch die Verschaltungsschleife. Bedingt durch die daraus resultierende größere Induktivität der gesamten Antenne, steigt deren Impedanz mit zunehmender Modulanzahl. Bei gleichbleibender Spannung verringert sich dadurch der Antennenstrom. Daraus würde bei höherer Modulanzahl ein geringerer Antennenfaktor $AF_{U,gegen}$ resultieren. Mit zunehmender Schleifengröße steigt aber der Antennenfaktor $AF_{I,gegen}$. Dieser zweite Effekt wirkt dem ersten entgegen. Als Folge daraus ergibt sich, dass der Antennenfaktor $AF_{U,gegen}$ nur geringfügig mit der Zahl der in Reihe geschalteten Module schwankt.

Bei der Verschaltung der Module zu mehreren Strings ist zu beachten, dass bei Annahme von zwei übereinander angeordneten Modulreihen und günstiger Verlegung der Modulverkabelung die Verschaltungsschleife keinen signifikanten Anteil mehr zum H-Feld beiträgt. Abbildung 4.27 zeigt auf schematische Weise, dass sich bei günstiger Rückführung der Leiter auf Höhe der Modulanschlusskästen keine Verschaltungsschleife bildet. Das H-Feld resultiert dann alleine aus der Modulschleife.

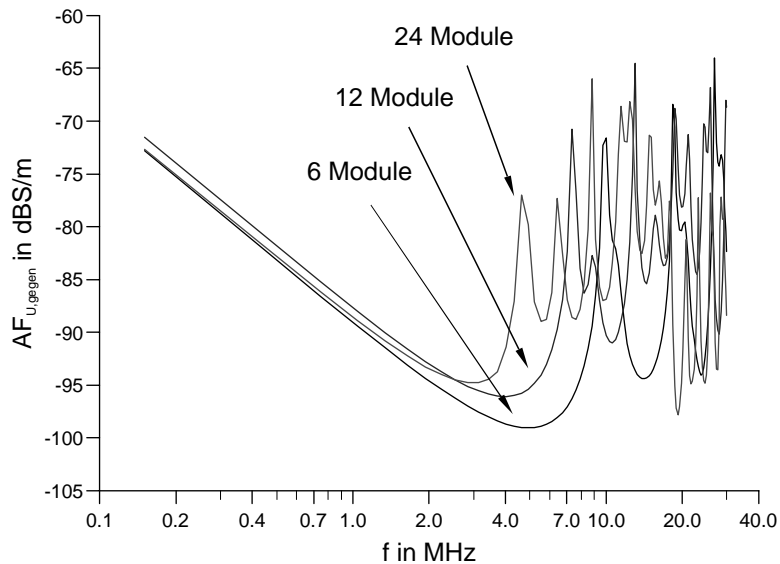


Abbildung 4.25: Antennenfaktor $AF_{U_{\text{gegen}}}$ in Abhängigkeit der Frequenz bei unterschiedlicher Anzahl von in Reihe geschalteten Modulen (1xn-Verschaltung, Verschaltungsvariante 2, $h = 7,5$ m)

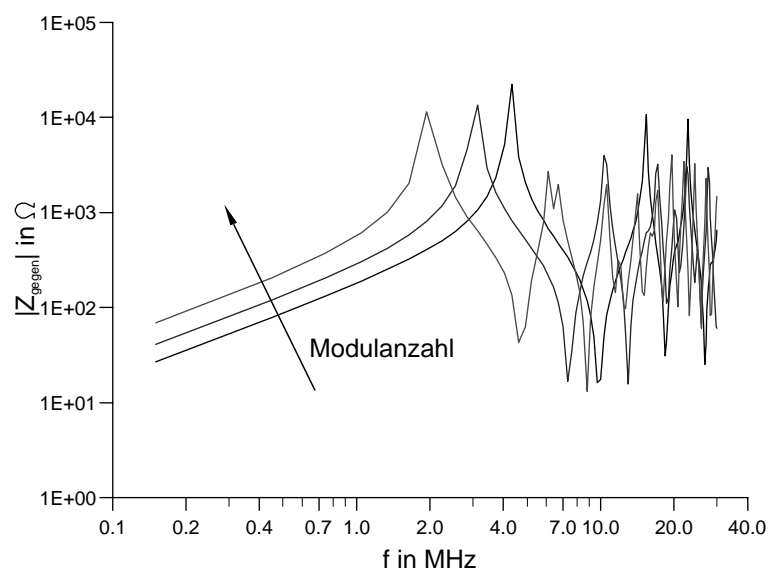


Abbildung 4.26: Betrag der Impedanz Z_{gegen} in Abhängigkeit der Frequenz bei unterschiedlicher Anzahl von in Reihe geschalteten Modulen (1xn-Verschaltung, Verschaltungsvariante 2, $h = 7,5$ m)

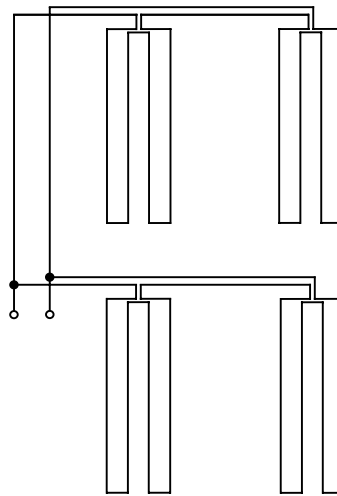


Abbildung 4.27: Schematische Darstellung der Modulverschaltung bei mehr als einem einzelnen String

In Abbildung 4.28 und 4.29 sind die Antennenfaktoren bzw. die Impedanzen für eine unterschiedliche **Anzahl von parallel geschalteten Strings** bei insgesamt 24 Modulen (in 7,5 m Höhe) gezeigt. Aus dem vorgenannten erklärt sich, dass für einen einzigen String der größte Antennenfaktor $AF_{U,gegen}$ und die größte Impedanz ermittelt werden. Hier ist im Gegensatz zu den Fällen höherer Stringanzahl auch die Verschaltungsschleife wirksam. Aus Abbildung 4.28 ist weiterhin zu erkennen, dass mit zunehmender Stringanzahl der Antennenfaktor $AF_{U,gegen}$ abnimmt. Der Antennenstrom nimmt zwar aufgrund der geringeren Impedanz mit zunehmender Stringanzahl zu. Es sinkt aber auch der Antennenfaktor $AF_{I,gegen}$ mit zunehmender Stringanzahl. Dieser zweitgenannte Effekt überwiegt den erstgenannten und führt zu mit steigender Anzahl von parallel geschalteten Strings sinkenden Antennenfaktoren.

Der genannte Zusammenhang zwischen dem Antennenfaktor $AF_{I,gegen}$ und der Anzahl der Strings erklärt auch, wieso bei zwei Vor-Ort-Messungen eine Dominanz der Gleichtaktstörungen festzustellen war. Während der Antennenfaktor $AF_{I,gleich}$ für Gleichtaktstörungen unabhängig ist von der Anzahl der Strings und gemäß der Simulationen bis zu Frequenzen von ca. 5 MHz bei etwa -28 dB/m liegt, nimmt der Antennenfaktor $AF_{I,gegen}$ für Gegentaktstörungen in demselben Frequenzbereich mit zunehmender Anzahl von Strings ab. Für eine 6x4-Verschaltung liegt er bei -60 dB/m, also über 30 dB niedriger als der für Gleichtaktstörungen ermittelte Wert. Dies erklärt die Dominanz der Gleichtaktstörungen, die bei den Anlagen in Burgdorf (8x6-Verschaltung) und St. Leon-Rot (8x4-Verschaltung) festgestellt wurde. Die durch die Vor-Ort-Messungen ermittelten Werte liegen bei -35 ... -40 dB/m bzw. bei -30 dB/m (St. Leon-Rot), was gut mit dem simulierten Wert überein-

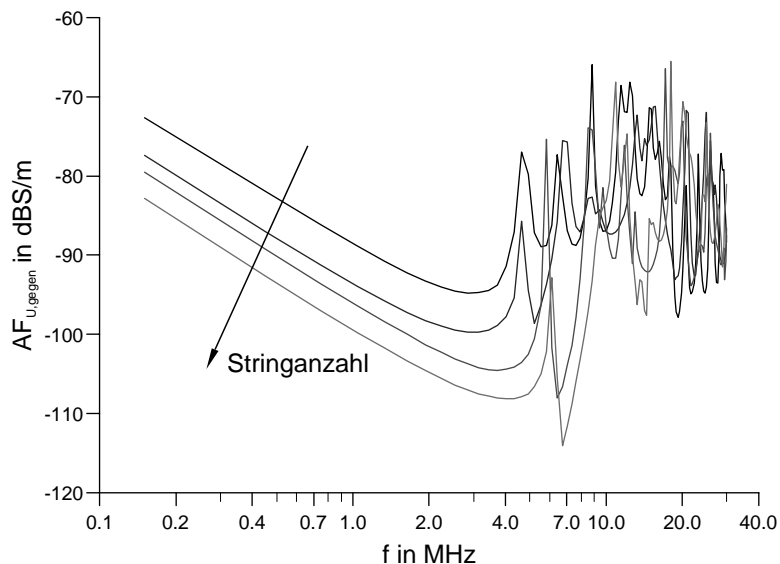


Abbildung 4.28: Antennenfaktor $AF_{U_{\text{gegen}}}$ in Abhängigkeit der Frequenz bei unterschiedlicher Anzahl m von parallel geschalteten Strings ($m = 1, 2, 4$ und 6 , $m \times n$ -Verschaltung, insgesamt 24 Module, $h = 7,5$ m)

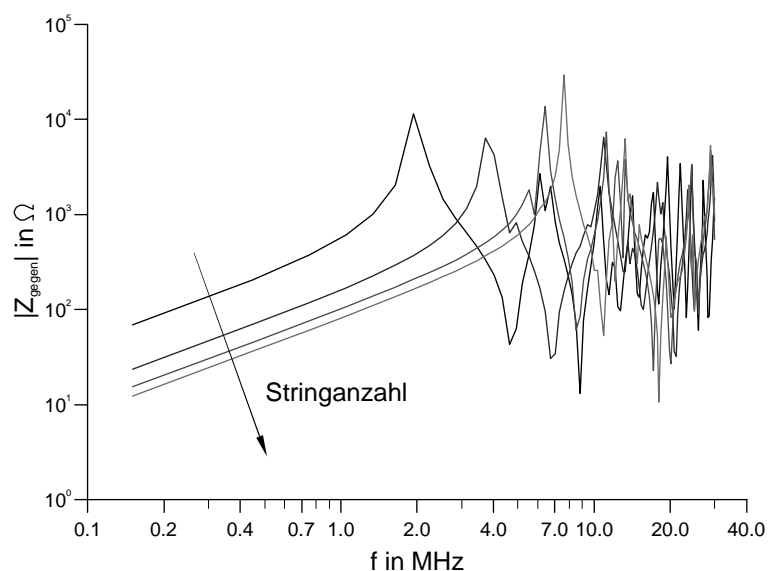


Abbildung 4.29: Betrag der Impedanz Z_{gegen} in Abhängigkeit der Frequenz bei unterschiedlicher Anzahl m von parallel geschalteten Strings ($m = 1, 2, 4$ und 6 , $m \times n$ -Verschaltung, insgesamt 24 Module, $h = 7,5$ m)

stimmt.

Ein metallischer **Rahmen** der Module verringert den Antennenfaktor der Module geringfügig um wenige dB. Dies bestätigt im wesentlichen die entsprechenden Messergebnisse von KEMA. Eine Erdung dieser Rahmen hat keinen Einfluss auf den Antennenfaktor, was bei der Modellvorstellung einer gespeisten Rahmenantenne auch unmittelbar plausibel ist.

Der bisher ermittelte Worst-Case-Fall ist demnach ein einzelner String mit insgesamt 12 oder 24 Modulen in Reihe. Für Anlagen mit Leistungen größer als die mit 24 Modulen simulierten $1,2 \text{ kW}_p$ würden in selten Fällen die Anzahl der in Reihe verschalteten Module zusätzlich erhöht (24 Module in Reihe führen bereits zu einer recht hohen DC-Systemspannung von rund 400 V, die zur Speisung von traflosen Wechselrichtern ausreicht). In der Regel würden zusätzliche Strings parallel geschaltet. Dadurch würde sich aber gemäß der Ergebnisse zum Einfluss der Stringanzahl der Antennenfaktor verringern. Betrachtet man also gängige Anlagengrößen bis zu rund 5 kW_p , so stellt der oben genannte Antennenfaktor nach wie vor den Worst-Case-Fall dar, der einer Abschätzung der Grenzwerte zugrunde zu legen ist.

Wegen der Besonderheiten des von KEMA für die Messungen verwendeten PV-Generators sind Vergleiche zwischen Messungen und Simulationen nur bedingt möglich. Der von KEMA verwendete Test-Generator bestand nämlich aus Modulen mit rückseitiger Aluminium-Folie. KEMA hat auf Modulebene festgestellt, dass eine solche Folie den Antennenfaktor um bis zu 40 dB verringern kann (weshalb sie nicht den Worst-Case-Fall darstellen). Berücksichtigt man diesen Einfluss, so sind die Mess- und Simulationsergebnisse wie im Gleichtaktfall in befriedigender Übereinstimmung.

Kapitel 5

Entwicklung eines standardisierten Messverfahrens für DC-seitige Emissionen

5.1 Ableitung von Grenzwerten und Impedanzen

Für eine Worst-Case-Abschätzung von Antennenfaktoren und Impedanzen ist es sinnvoll, zunächst einige realistische Annahmen über die Anlagenkonfiguration zu treffen:

- Ein Potentialausgleichsleiter zwischen Modulrahmen und dem Hauptpotentialausgleich des Hauses sollte nach den Simulationsergebnissen möglichst eng mit den Leitern der DC-Hauptleitung verlegt werden. Für eine solche Verlegung sprechen fast noch schwerwiegender Blitzschutzgründe. In der Regel ist ein Potentialausgleichsleiter bei vorhandenen Rahmen aus Gründen der elektrischen Sicherheit vorgeschrieben, wobei Module mit Rahmen sehr gängig sind. Da eine enge Verlegung von Potentialausgleichsleiter und DC-Hauptleitung in der Praxis kein Problem darstellt, ist sie zukünftig zu empfehlen und auch der nachfolgenden Abschätzung der Grenzwerte und Impedanzen zugrunde zu legen.
- Hinsichtlich der Höhe des PV-Generators erscheint es sinnvoll, für eine Worst-Case-Abschätzung eine gängige Dachhöhe eines Ein- oder Mehrfamilienwohnhauses von 5,5 bis 7,5 m anzunehmen. Für die nachfolgende Abschätzung der Grenzwerte und Impedanzen ist ein Wert von 7,5 m zugrunde gelegt worden.

Hiermit sind schon zwei Systemparameter festgelegt. Im Gleichtakt-Fall werden unabhängig von der Größe des Generators gleichbleibende Antennenfaktoren für den Fall einer Erdung der Rahmen ermittelt. Dies gilt ebenso für die Gleichtakt-Impedanz. Der Abschätzung von Grenzwerten und Impedanzen kann deshalb für den Gleichtakt-Fall die simulierte 1x12-Verschaltung zugrunde gelegt werden.

Für den Gegentakt-Fall ist es notwendig, hinsichtlich der Art der Verschaltung der Module eine weitere Annahme zu treffen. Unter den häufig in der Praxis vorkommenden Verschaltungsvarianten, wie sie in Abbildung 4.22 dargestellt sind, ist sinnvollerweise der Worst-Case-Fall, d. h. Verschaltungsvariante 2, der Abschätzung von Grenzwerten und Impedanzen zugrunde zu legen. Die höchsten Antennenfaktoren haben sich dabei für eine 1x12-Verschaltung ergeben. Die niedrigsten Impedanzen haben sich für eine 6x4-Verschaltung ergeben.

Für die Abschätzung der Grenzwerte ist nun ein besonderer Weg gegangen worden. Anstatt von den H-Feld-Grenzwerten der VDE 0871-1 mit Hilfe der Antennenfaktoren auf maximal erlaubte Spannungs-Grenzwerte für Gegentakt- und Gleichtaktstörungen rückzuschließen, wurden ausgehend von den AC- bzw. DC-Grenzwerten der EN 55014-1 mit Hilfe der Antennenfaktoren die H-Felder berechnet, die eine PV-Anlage unter der genannten jeweiligen Worst-Case-Annahme verursachen würde, wenn ihr Wechselrichter die Grenzwerte gerade einhalten würde. Dabei liegen die AC-Grenzwerte der EN 55014-1 rund 20 dB unterhalb der DC-Grenzwerte und sind somit strenger. Der so berechnete H-Feldstärke-Wert wurde anschließend mit den H-Feld-Grenzwerten der VDE 0871-1 verglichen. Auf die Weise wurde ermittelt, ob die genannten Spannungsgrenzwerte für eine Anwendung auf Photovoltaik-Anlagen geeignet sind.

Bei dieser Vorgehensweise spielte vor allem die Überlegung eine Rolle, dass eine gewisse Einheitlichkeit der Grenzwerte in der EMV-Normung unter Fachleuten prinzipiell als wünschenswert betrachtet wird und dass die Anwendung von oder wenigstens die Orientierung an existierenden Grenzwerten den Normungsprozess beschleunigen und die spätere Anwendung der Norm in der Praxis erleichtern würde.

Die geschilderte Vorgehensweise ist genauer den Tabellen 5.1 und 5.2 zu entnehmen. Für sechs diskrete Frequenzen sind zunächst die Grenzwerte der Spannung und ein modifizierter Antennenfaktor bestimmt worden. In diesen modifizierten Antennenfaktor gehen der eigentliche aus den Simulationen resultierende Antennenfaktor und eine Größe ein, die das H-Feld durch schlichte Addition von der Einheit $\text{dB}\mu\text{A}/\text{m}$ in die Einheit $\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$ konvertiert. Für den Vergleich mit den Grenzwerten der VDE 0871-1 ist dies notwendig. Der modifizierte Antennenfaktor berechnet sich zu

Tabelle 5.1: H-Feldstärke, abgeleitet aus den AC-Spannungs-Grenzwerten der EN 55014-1 und den berechneten Gleichtakt-Antennenfaktoren, im Vergleich mit den H-Feld-Grenzwerten der VDE 0878-1

Frequenz in MHz	AC-Spannungs-Grenzwert in dB μ V	modif. Antennenfaktor in dB/m	H-Feldstärke (= Spalte 2 + Spalte 3) in dB μ V/m	H-Feld-Grenzwert in dB μ V/m
0,2	64	-45,5	18,5	65,5
0,4	58	-39,5	18,5	59
0,8	56	-31,5	24,5	53
2,0	56	-13,5	42,5	49
4,0	56	-15,5	40,5	47
10,0	60	-15,5	44,5	44

$$\text{modifizierter Antennenfaktor (in dB/m)} = \text{Antennenfaktor } AF_U \text{ (in dB/m)} + 51,5 \quad .$$

Aus dem Spannungs-Grenzwert und dem modifizierten Antennenfaktor ergibt sich durch Addition das bei exakter Einhaltung dieser Grenzwerte verursachte H-Feld. Dieses lässt sich dann für jede Frequenz mit dem entsprechenden H-Feld-Grenzwert der VDE 0878-1 vergleichen. Die Rechnung ist für die strengeren AC-Spannungs-Grenzwerte der EN 55014-1 für je Gleichtakt- und Gegentaktstörungen in Tabelle 5.1 bzw. 5.2 durchgeführt.

Wie den Tabellen zu entnehmen ist, führt die Zugrundelegung der AC-Spannungs-Grenzwerte zu einer geringfügigen Verletzung der H-Feld-Grenzwerte für den Gleichtakt-Fall (Tabelle 5.1 für $f = 10$ MHz). Für Gleichtakt- und Gegentakt-Fall werden bei relativ niedrigen Frequenzen die Grenzwerte dagegen z. T. deutlich unterschritten. Demnach wären die AC-Spannungsgrenzwerte für beide Störarten zur Anwendung geeignet. Für die gemeinsame Empfehlung von Grenzwerten durch die Projektpartner waren jedoch neben diesen Ergebnissen und den Ergebnissen der Messungen von KEMA noch folgende weitere Argumente im Zuge der Diskussionen von Bedeutung:

- Ein eher formales Argument lautete, dass Photovoltaik-Anlagen nach dem Wortlaut der Norm in den Anwendungsbereich der EN 55014-1 fielen. Diese Norm empfiehlt

Tabelle 5.2: H-Feldstärke, abgeleitet aus den AC-Spannungs-Grenzwerten der EN 55014-1 und den berechneten Gegentakt-Antennenfaktoren, im Vergleich mit den H-Feld-Grenzwerten der VDE 0878-1

Frequenz in MHz	AC-Spannungs-Grenzwert in dB μ V	modif. Antennenfaktor in dB/m	H-Feldstärke (= Spalte 2 + Spalte 3) in dB μ V/m	H-Feld-Grenzwert in dB μ V/m
0,2	64	-22,5	41,5	65,5
0,4	58	-28,5	29,5	59
0,8	56	-34,5	21,5	53
2,0	56	-41,5	14,5	49
4,0	56	-23,5	32,5	47
10,0	60	-18,5	41,5	44

aber für DC-Anschlüsse (um ca. 20 dB) weniger strenge Grenzwerte als die aufgrund der Simulations- und Messergebnisse ermittelten.

- Ein weiteres Argument lautete: Im Interesse der zügigen Ausbreitung der Photovoltaik als neuer Technologie dürften dieser nicht zu große Hindernisse in den Weg gelegt werden. Dies spricht ebenfalls für weniger strenge Grenzwerte.
- Aus der Praxis ist bekannt, dass sich die PV-Wechselrichter-Hersteller schwer tun, auf der DC-Seite ihrer Wechselrichter im Bereich kleiner 500 kHz die AC-Grenzwerte einzuhalten. Hier sollten in jedem Fall Erleichterungen geschaffen werden.

Aus den vorgenannten Überlegungen ergab sich schließlich als Kompromiss der in Abbildung 5.1 dargestellte Verlauf der Grenzwertkurve. Für Frequenzen kleiner 500 kHz wurde der Grenzwert an den DC-Grenzwert der EN 55014-1 angepasst (80 dB μ V). Dies rechtfertigen die Ergebnisse von Simulationen und Messungen. Im Bereich größer 5 MHz wurde aufgrund der hier zu erwartenden Resonanzen und der dadurch bedingten relativ hohen Antennenfaktoren der Grenzwert, ausgehend vom AC-Spannungs-Grenzwert, nur leicht um 6 dB auf 66 dB μ V angehoben. Im Bereich von 500 kHz bis 5 MHz wurde er dagegen stärker, nämlich um 10 dB auf ebenfalls 66 dB μ V angehoben. Dieser Kompromiss mag auf den ersten Blick etwas willkürlich anmuten. Für die EMV, die stets auch mit

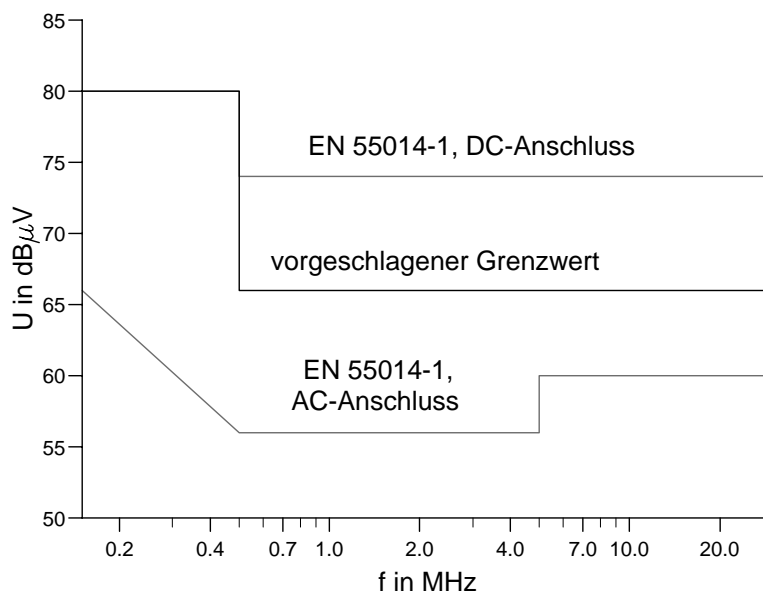


Abbildung 5.1: Für die Anwendung auf die DC-Seite von leistungselektronischen PV-Komponenten vorgeschlagener Spannungs-Grenzwert im Vergleich mit dem AC- bzw. DC-Grenzwert der EN 55014-1 (alles Quasi-Spitzenwerte)

Rücksicht auf die Wirtschaftlichkeit der Produkte sichergestellt sein muss, ist ein solcher Kompromiss aber nicht ungewöhnlich.

Im Hinblick auf die Gegentakt- und Gleichtakt-Impedanzen, die in einer DC-Netznachbildung das hochfrequente Verhalten der Gleichstromseite einer PV-Anlage definiert nachbilden sollen, war bei der Wahl einer geeigneten Impedanz zu berücksichtigen, dass für beide Impedanzen ein rein ohmsches Verhalten gelten sollte. Damit sollten bei den Messungen unerwünschte Resonanzen verhindert werden. Da, wie in Abbildung 5.2 und 5.3 dargestellt, sich der Betrag der Impedanzen über drei Größenordnungen erstreckt, muss man sich hier ebenfalls mit einer Wahl begnügen, die nicht frei von Willkür ist. Es galt, einen Wert festzulegen, der sich eher am unteren Rand der Impedanzkurve orientiert, um so den Worst-Case-Fall, nämlich eine möglichst niedrige Impedanz, zu erfassen. Auf die Weise sind die in den Abbildungen eingezeichneten Werte für die definierte Gleichtakt- bzw. Gegentakt-Impedanz zustande gekommen. Für die Gleichtakt-Störungen erschien als sinnvoller Kompromiss eine Impedanz Z_{gleich} von 250Ω , für die Gegentakt-Störungen eine Impedanz Z_{gegen} von 100Ω .

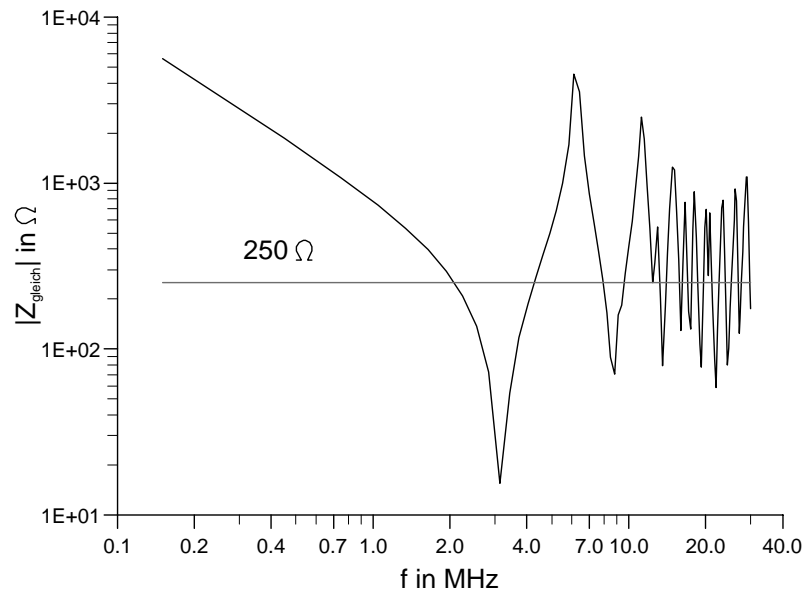


Abbildung 5.2: Für ein standardisiertes Messverfahren vorgeschlagene Gleichtakt-Impedanz Z_{gleich}

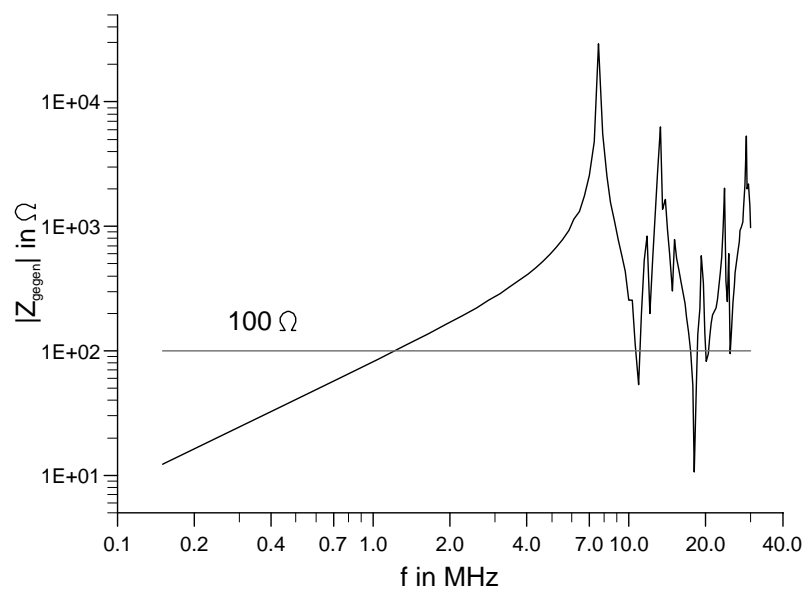


Abbildung 5.3: Für ein standardisiertes Messverfahren vorgeschlagene Gegentakt-Impedanz Z_{gegen}

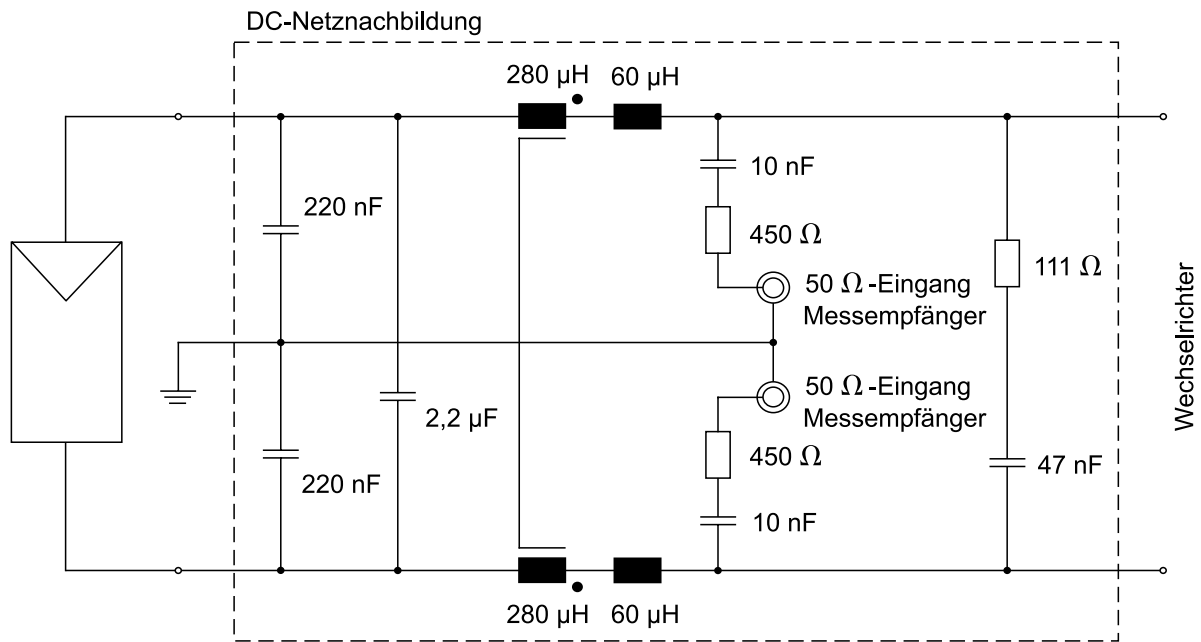


Abbildung 5.4: Schaltung der geplanten modifizierten DC-Netznachbildung

Die Ergebnisse sollen in einer modifizierten DC-Netznachbildung umgesetzt werden. Die Arbeitsversion einer DC-Netznachbildung existierte bereits zu Beginn des Projekts. Sie war in Anlehnung an die Normung, insbesondere in Anlehnung an die EN 50081-1 und die EN 61000-4-6, für die ausschließliche Messung von Gleichtakt-Störungen mit einem 150Ω-Abschluss entwickelt worden (vgl. Abbildung 5.5). Die modifizierte DC-Netznachbildung soll dagegen definierte Messungen der Gleichtakt- und der Gegentakt-Störungen erlauben. Ihre Schaltung ist in Abbildung 5.4 dargestellt. Die wirksamen Impedanzen ergeben sich zu:

$$(450 \Omega + 50 \Omega) \parallel (450 \Omega + 50 \Omega) = 250 \Omega = Z_{\text{gleich}} \quad \text{und}$$

$$(450 \Omega + 50 \Omega + 450 \Omega + 50 \Omega) \parallel 111 \Omega = 100 \Omega = Z_{\text{gegen}} \quad .$$

5.2 Entwicklung eines Messverfahrens

Auch wenn die Arbeitsversion der Netznachbildung nur definierte Gleichtakt-Messungen erlaubte, so konnten diese Messungen doch Anhaltspunkte darüber geben, ob die oben

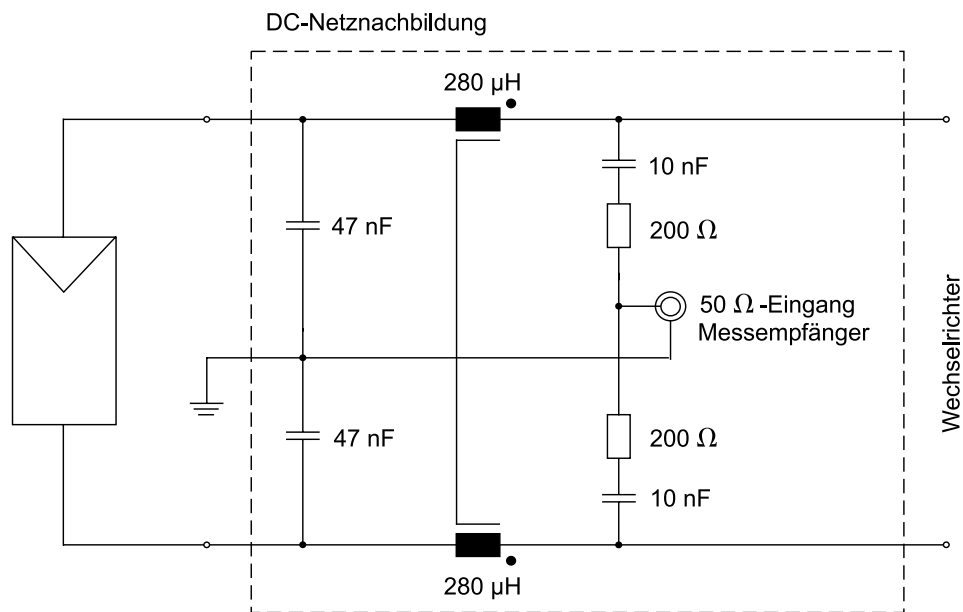


Abbildung 5.5: Arbeitsversion einer DC-Netznachbildung mit $Z_{\text{gleich}} = 150 \Omega$

definierten Grenzwerte im Hinblick auf die Gleichtaktstörungen für PV-Wechselrichter-Hersteller keine zu hohen Anforderungen bedeuten.

Die Schaltung der DC-Netznachbildung ist in Abbildung 5.5 dargestellt. Mit ihr wurden abschließende Labor-Messungen an marktgängigen Wechselrichtern sowohl durch Fraunhofer ISE (2 Wechselrichter-Fabrikate) als auch durch HTA Burgdorf (weitere 6 Fabrikate) durchgeführt. Bei den von Fraunhofer ISE untersuchten Wechselrichtern war zuvor durch Vor-Ort-Messungen sichergestellt worden, dass die Wechselrichter bei Einbau in herkömmliche PV-Anlagen keine Störfelder verursachen, die die Grenzwerte der VDE 0871-1 überschreiten. Bei diesen Wechselrichtern handelt es sich um die folgenden Fabrikate:

1. Top Class 1800 Grid (Wechselrichter mit Transformator, Ausgangsdauerleistung = 1,8 kW, Eingangsspannungsbereich = 48 ... 90 V, Arbeitsfrequenz = max. 35 kHz) und
2. sunways 5.02 (transformatorloser Wechselrichter, Nennausgangsleistung = 5 kW, MPP-Spannungsbereich = 350 ... 650 V (DC), Arbeitsfrequenz = 8 ... 20 kHz).

Der Messaufbau wurde in Anlehnung an die Normung in leicht modifizierter Form realisiert. Der in Abbildung 2.17 gezeigte Messaufbau ist hierbei um die DC-Netznachbildung

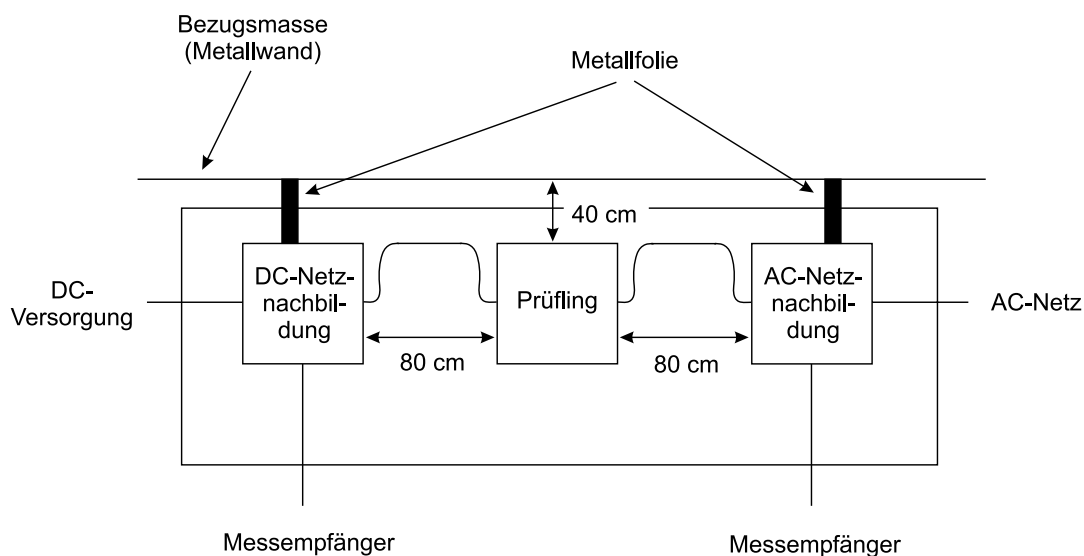


Abbildung 5.6: Schema des vorgeschlagenen standardisierten Messaufbaus in der Aufsicht

ergänzt worden. Abbildung 5.6 zeigt den so realisierten Messaufbau in einer Aufsicht. Die DC-Netznachbildung hat, wie die AC-Netznachbildung auch, einen Abstand von 40 cm zur Metallwand, der Bezugsmasse, und einen Abstand von 80 cm zum Prüfling. Die so vergrößerte Messanordnung setzt eine größere Metallwand voraus. Am Fraunhofer ISE wurde dies dadurch gelöst, dass die Messungen in einer abgeschirmten EMV-Messkammer stattfanden und eine der metallenen Wände (mit den Abmessungen: 4 m x 3 m) als gemeinsame Bezugsmasse diente. Die Versorgungsleitungen jeweils zwischen Prüfling und einer der beiden Netznachbildungen sind so kurz wie möglich, also nicht mäanderförmig verlegt.

Um systematische Fehler des Messaufbaus zu vermeiden, wurden insbesondere zwei Parameter auf ihren Einfluss auf die Messergebnisse untersucht, nämlich die Länge der Versorgungsleitungen zwischen Prüfling und Netznachbildung sowie der Abstand zwischen Prüfling, Netznachbildungen und Versorgungsleitungen einerseits sowie der Bezugsmasse andererseits. Hierbei wurde die Länge der Versorgungsleitungen zwischen einer kürzest möglichen Länge von ca. 80 cm und einer Länge von 1,6 m mit einer mäanderförmigen Verlegung variiert. Der Abstand zur Bezugsmasse wurde zwischen 5 cm und den normgerechten 40 cm variiert. Bei diesen Untersuchungen wurden Abweichungen von je nach Frequenz nur bis zu 10 dB festgestellt. Dies ist in guter Übereinstimmung mit den Werten der einschlägigen Literatur [39] und bestätigt die Eignung des Messaufbaus.

Abbildung 5.7 und 5.8 zeigen Ergebnisse der Messungen bei einem Messaufbau gemäß Abbildung 5.6. Der Top-Class-Wechselrichter verletzt den vorgeschlagenen Grenzwert für

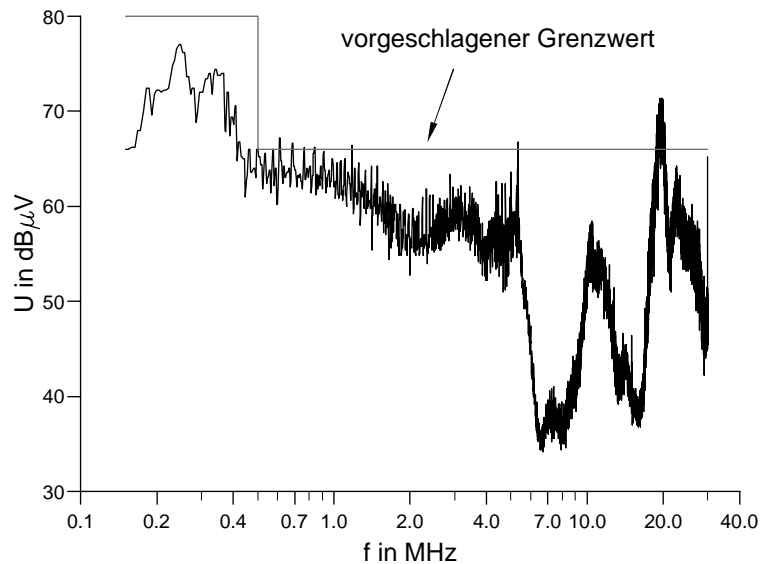


Abbildung 5.7: DC-Störspannung des Top Class 1800 Grid in Abhängigkeit der Frequenz und im Vergleich mit den vorgeschlagenen Grenzwerten bei Realisierung des Messaufbaus nach Abbildung 5.6 und Verwendung der Arbeitsversion einer DC-Netznachbildung

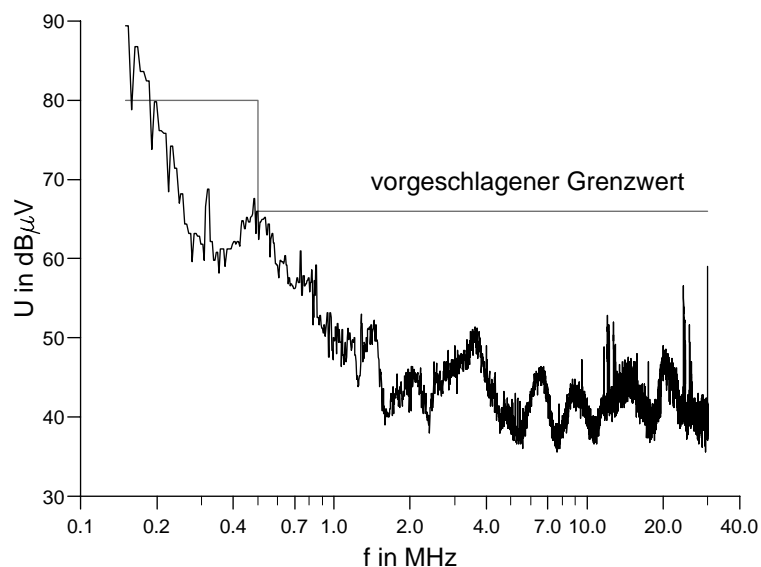


Abbildung 5.8: DC-Störspannung des sunways 5.02 in Abhängigkeit der Frequenz und im Vergleich mit den vorgeschlagenen Grenzwerten bei Realisierung des Messaufbaus nach Abbildung 5.6 und Verwendung der Arbeitsversion einer DC-Netznachbildung

Frequenzen kleiner 20 MHz nur geringfügig. Bei ca. 20 MHz wird der Grenzwert dagegen um etwa 5 dB überschritten. Der Grenzwert stellt demnach also keine zu hohe Anforderung an den Wechselrichter. Mit einem geringen Zusatzaufwand ließen sich Störspannungen erreichen, die die Grenzwerte über den gesamten Frequenzbereich unterschreiten.

Der sunways-Wechselrichter zeigt ein sehr gutes EMV-Verhalten im Bereich größer 200 kHz. Bei niedrigeren Frequenzen allerdings wird der Grenzwert um bis zu 10 dB überschritten. Auch hier ist offensichtlich, dass der zusätzliche Filteraufwand, der nötig ist, um die Grenzwerte vollständig zu erfüllen, dem Hersteller zumutbar ist. Insgesamt lässt sich, auch auf der Grundlage der von HTA Burgdorf mit ähnlichen Ergebnissen durchgeführten Messungen, urteilen, dass der vorgeschlagene Grenzwert für die Sicherstellung der EMV von PV-Leistungselektronik geeignet ist und keine unzumutbare wirtschaftliche Belastung für die Hersteller darstellt.

Kapitel 6

Grundlagen des Blitzschutzes

6.1 Allgemeine Grundlagen

6.1.1 Blizentladung

Gewitterzellen setzen sich zusammen aus einem Bereich negativer Raumladungen und einem darüber liegenden Bereich positiver Raumladungen (mit je einigen nC/m^3) [40] - [42]. Oft erstreckt sich die Gewitterzelle bis in Höhen über 10 km. Die Wolkenuntergrenze liegt meist bei 1 bis 2 km.

Unter den Blitzen sind verschiedene Typen zu unterscheiden:

- Der Wolke-Wolke-Blitz führt einen Ausgleich zwischen positiven und negativen Wolkenladungszentren herbei.
- Wolke-Erde-Blitze sind dadurch gekennzeichnet, dass sich zu Anfang der Blizentladung ein mit Wolkenladung gefüllter Ladungsschlauch (der Leitblitz) zur Erde vorschiebt. Je nachdem, ob dieser Ladungsschlauch mit negativer oder mit positiver Wolkenladung gefüllt ist, bezeichnet man ihn als negativen bzw. als positiven Wolke-Erde-Blitz.
- Erde-Wolke-Blitze zeichnen sich demgegenüber durch einen von der Erde zur Wolke vorwachsenden Leitblitz aus. Solche Blitze können von Bergspitzen oder hohen Türmen ausgehen.

Von den unterschiedlichen Blitztypen sind im Zusammenhang der vorliegenden Arbeit nur

die Wolke-Erde-Blitze und die von ihnen ausgehenden Beanspruchungen für Photovoltaik-Anlagen relevant. Der häufigste Typ unter den Wolke-Erde-Blitzen ist der negative. Er macht rund 90 % aller Wolke-Erde-Blitze aus. Der Vorgang dieses Typs soll im Folgenden kurz beschrieben werden. Der Vorgang des positiven Wolke-Erde-Blitzes ist prinzipiell ähnlich.

Aus dem negativen Ladungszentrum der Gewitterwolke schiebt sich ein mit Wolkenladung gefüllter Schlauch mit einem Durchmesser von einigen 10 m und einem dünnen, hochionisierten Plasmakern mit einem Durchmesser von etwa 1 cm ruckweise zur Erde vor. Die mittlere Vorwachs geschwindigkeit liegt dabei in der Größenordnung von einem Tausendstel der Lichtgeschwindigkeit, also 300 km/s.

Wenn sich der Leitblitz der Erde bis auf einige 10 bis einige 100 m genähert hat, erhöht sich beispielsweise an den dem Leitblitzkopf gelegenen Spitzen von Bäumen oder Gebäudegiebeln die elektrische Feldstärke so stark, dass schließlich die elektrische Festigkeit der Luft überschritten wird und von dort aus eine dem Leitblitz ähnliche Fangentladung ausbricht, die dem Leitblitz entgegenwächst und schließlich mit dem Leitblitzkopf zusammentrifft.

Diese Fangentladung frisst sich nun mit einer Geschwindigkeit in der Größenordnung von einem Drittel der Lichtgeschwindigkeit, also 100 000 km/s, in den mit Ladung angefüllten Schlauch des Leitblitzes hinein und führt die gespeicherte Ladung in einigen 10 bis einigen 100 μ s zur Erde ab. Während dieser sogenannten Hauptentladung fließt ein sehr hoher, kurzzeitiger Stoßstrom über das getroffene Objekt.

Die negativen Wolke-Erde-Blitze weisen als Besonderheit mehrfache (multiple) Entladungen auf. Diese entstehen dadurch, dass sich nach einer Pause von einigen 10 bis 100 ms in der noch ionisierten Funkenbahn der ersten Entladung ein neuer Leitblitz von der Gewitterwolke zur Erde vorschiebt. Der sich anschließende Hauptblitz hat einen erneuten Stoßstrom über das getroffene Objekt zur Folge. Es wurden bis zu einigen 10 solcher aufeinanderfolgender Teilblitze registriert.

Bei manchen Blitzentladung kann sich auch ein sogenannter Stromschwanz an einen Teilstoßstrom anschließen. Hierbei fließt für einige 100 ms ein Strom von einigen 100 A, der insbesondere für die Zündung von Bränden verantwortlich ist.

In der meteorologischen Forschung ist die Anzahl der Gewittertage in einem Jahr (ke-raunischer Pegel) ein Maß für die Gewitterhäufigkeit in einem Gebiet. Hierbei ist ein Gewittertag definiert als ein Tag, an dem auf einer Beobachtungsstation Donner gehört wurde. Im nördlichen Teil Deutschlands wurden im langjährigen Mittel etwa 15 bis 30, im südlichen Teil etwa 20 bis 35 Gewittertage im Jahr registriert [43]. Die Anzahl der Wolke-

Erde-Blitze je km^2 und Jahr kann grob abgeschätzt werden, wenn man die Anzahl der Gewittertage je Jahr durch den Faktor 10 teilt. Für die meisten Bereiche Süddeutschlands wurde diese einfache Formel durch Finke und Hauf bestätigt [44]. Die durchschnittliche Anzahl der Wolke-Erde-Blitze je km^2 und Jahr beträgt dort nach ihren Untersuchungen etwa 2. In Teilen des Schwarzwalds kann es zu 10 Wolke-Erde-Blitzen je km^2 und Jahr kommen.

Legt man für eine typische PV-Anlage 2 Wolke-Erde-Blitze je km^2 und Jahr und eine Lebensdauer von 30 Jahren zugrunde, so muss man, statistisch betrachtet, während dieser Lebensdauer mit ca. 190 Blitzen in einem Umkreis der Anlage von 1 km und mit ca. 1,9 Blitzen in einem Umkreis von 100 m rechnen. Ein direkter Einschlag in eine PV-Anlage ist also recht unwahrscheinlich. Statistisch betrachtet ereignet sich ein solcher direkte Einschlag ein einziges Mal in einigen 100 Jahren [45]. Für die folgenden Überlegungen zum Gefährdungspotential von Blitzen soll daher der Fall des direkten Einschlags ausgeklammert und nur die Auswirkungen indirekter Einschläge betrachtet werden.

6.1.2 Blitzstrom-Kennwerte

Die Blitzstrom-Kennwerte sollen am Beispiel des positiven oder negativen ersten Stoßstroms und anhand der Abbildung 6.1 erläutert werden. Wegen der unterschiedlichen Zeitkonstanten für die steigende und die fallende Flanke des während der Hauptentladung fließenden Blitzstoßstroms zeigt die Abbildung den zeitlichen Verlauf des Stoßstroms in zwei verschiedenen Auflösungen. Neben der maximalen Stromstärke i_{max} sind drei weitere Parameter von Interesse:

- Die Stirnzeit T_1 wird auf die in Abbildung 6.1 gezeigte Weise ermittelt. Für positive oder negative erste Blitzstoßströme beträgt die Stirnzeit ca. $10 \mu\text{s}$, für negative Folgeblitzstoßströme ca. $0,25 \mu\text{s}$.
- Die Rückenhalbwertszeit T_2 wird, wie in Abbildung 6.1 dargestellt, ermittelt. Die Rückenhalbwertszeit beträgt für einen positiven oder negativen ersten Blitzstoßstrom ca. $350 \mu\text{s}$, für einen negativen Folgeblitzstoßstrom etwa $100 \mu\text{s}$.
- Aus dem Maximalwert des Blitzstroms i_{max} und der Stirnzeit T_1 bestimmt sich die Stromsteilheit $\Delta i/\Delta t$ zu i_{max}/T_1 .

Von den Wirkungsparametern der Blitzströme, die man grundsätzlich unterscheidet, nämlich den Maximalwert des Blitzstroms i_{max} , die Stromsteilheit in der Stirn des Blitzstroms

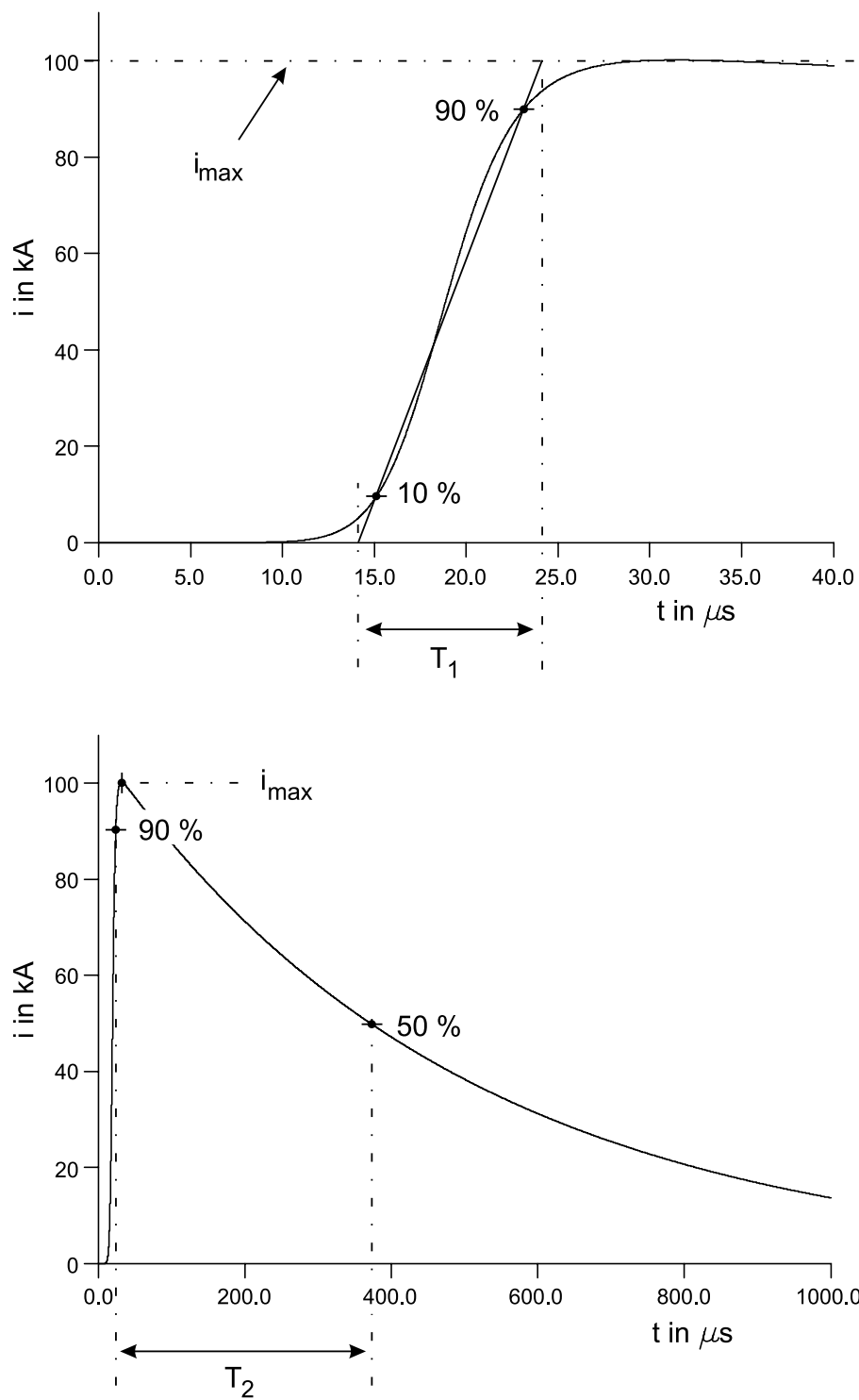


Abbildung 6.1: Zeitlicher Verlauf des positiven oder negativen ersten Stoßstroms

Tabelle 6.1: Stromkennwerte von Erdblitzten für normale Anforderungen an den Blitzschutz

Größe	Erster Stoßstrom (pos. oder neg.)	Negativer Folgeblitz
i_{max}	100 kA	25 kA
Q_S	50 As	3,5 As
$\Delta i/\Delta t$	10 kA/ μ s	100 kA/ μ s

$\Delta i/\Delta t$, die Ladung des Blitzstroms Q und die spezifische Energie W/R des Blitzstroms, sind wegen der hier vorgenommenen Beschränkung auf indirekte Blitze nur die ersten drei von Interesse. Von der Ladung des Blitzstroms, die sich aus der Stoßstromladung Q_s und der Langzeitstromladung Q_l zusammensetzt, interessiert wiederum nur die Stoßstromladung.

Da die Werte dieser Parameter für reale Blitze recht stark schwanken, sind in der Normung für die Auslegung des Blitz- und Überspannungsschutzes Werte der Parameter für verschiedene Anforderungen festgeschrieben worden. Dies sind Werte, die den Festlegungen des Technischen Komitees 81 der Internationalen Elektrotechnischen Kommission (IEC TC 81) zugrunde liegen und die sich auch mit den Bedrohungsdaten in der Verteidigungsgerätenorm DIN VG 96901 Teil 4 decken. In Tabelle 6.1 sind die Werte für sogenannte „normale“ Anforderungen an den Blitzschutz enthalten. Die oben genannten Werte für die Stirnzeit und die Rückenhalbwertszeit entsprechen ebenfalls diesen normalen Anforderungen. Man unterscheidet weiterhin hohe und extreme Anforderungen, die in diesem Zusammenhang aber irrelevant sind.

6.1.3 Feldeinkopplungsmechanismen

Von indirekten Blitzeinschlägen gehen zwei Arten von Gefährdungen aus, die je mit einem bestimmten Mechanismus der Feldeinkopplung verbunden ist: die induktive und die kapazitive Einkopplung.

In der Nähe blitzstromdurchflossener Leitungen treten als Folge der hohen Maximalwerte der Blitzströme relativ große magnetische Feldstärken und als Folge der raschen Stromänderungen während der Blitzstromanstiege relativ große magnetische Feldstärkeänderungen auf. Diese magnetische Feldstärkeänderung dH/dt ist verantwortlich für die magnetischen Induktionswirkungen in metallenen Schleifen. Die Induktionswirkungen be-

zeichnet man als **induktive Einkopplung**. Sie können in den Schleifen Überspannungen und im Falle kurzgeschlossener Schleifen (etwa bei Kurzschlüssen infolge von Überschlägen durch zu hohe induzierte Spannungen) hohe Ströme verursachen. Es gilt, die betreffenden Anlagen vor diesen Gefährdungen durch einen Überspannungsschutz etwa in Form von Varistoren zu schützen.

Die durch indirekte Blitze verursachten elektrischen Felder und elektrischen Feldstärkeänderungen führen zu elektrischen Verschiebungsströmen insbesondere in vertikal ausgerichteten leitfähigen Strukturen und damit zu **kapazitiven Einkopplungen**. Diese können ebenfalls elektronische Systeme stark beanspruchen. Die größte Bedrohung geht hierbei von den negativen Folgeblitzen aus, was bedingt ist durch ihre hohe Flankensteilheit in der Stirn.

Die Angaben für die elektrischen Felder und die elektrischen Feldstärkeänderungen sind allerdings für Entfernungen kleiner als 100 m, also die hier interessierenden Entfernungen, mit einer gewissen Unsicherheit behaftet. Diese Angaben beruhen nur indirekt auf Messergebnissen des elektromagnetischen Feldes von Blitzen (lightning electromagnetic impulse, LEMP). Die Angaben der DIN VDE 0185-103 [46] etwa beruhen auf Arbeiten Heidlers [47]. Danach sind für Entfernungen von bis zu 100 m vom Einschlagpunkt des Blitzes elektrische Feldstärken „in Betracht zu ziehen“, die Werte bis zur Durchschlagfeldstärke der Luft im Bereich von 500 kV/m erreichen. Nach der Ausbildung der Hauptentladung sind Feldzusammenbrüche und -änderungen im Bereich von 500 (kV/m)/ μ s ebenfalls „in Betracht zu ziehen“. Dieser Wert gilt für hohe bis extreme Anforderungen an den Blitzschutz. Heidler nennt für normale Anforderungen einen Wert von 200 (kV/m)/ μ s als geeignet, um die Auswirkungen einer kapazitiven Einkopplung abzuschätzen [48].

Heidler hat aus LEMP-Messdaten von mehr als einen Kilometer entfernten Blitzen ein physikalisches Modell des Blitzes entwickelt (das sogenannte Travel-Current-Source-Modell) und auf der Grundlage dieses Modells mit Hilfe numerischer Feldberechnungen auf elektrische Felder und elektrische Feldstärkeänderungen für kleinere Entfernungen von Blitzen zurückgeschlossen. Nach Aussage Heidlers sind diese Werte aber nur für tendenzielle Aussagen geeignet.

Während also die Größen, die für eine Berechnung der induktiven Einkopplung eines Blitzes in 100 m Entfernung nötig und bekannt sind, als verlässlich zu betrachten sind, reicht die Kenntnis der Größen, die für eine entsprechende Berechnung der kapazitiven Einkopplung nötig sind, nur für sehr grobe Abschätzungen.

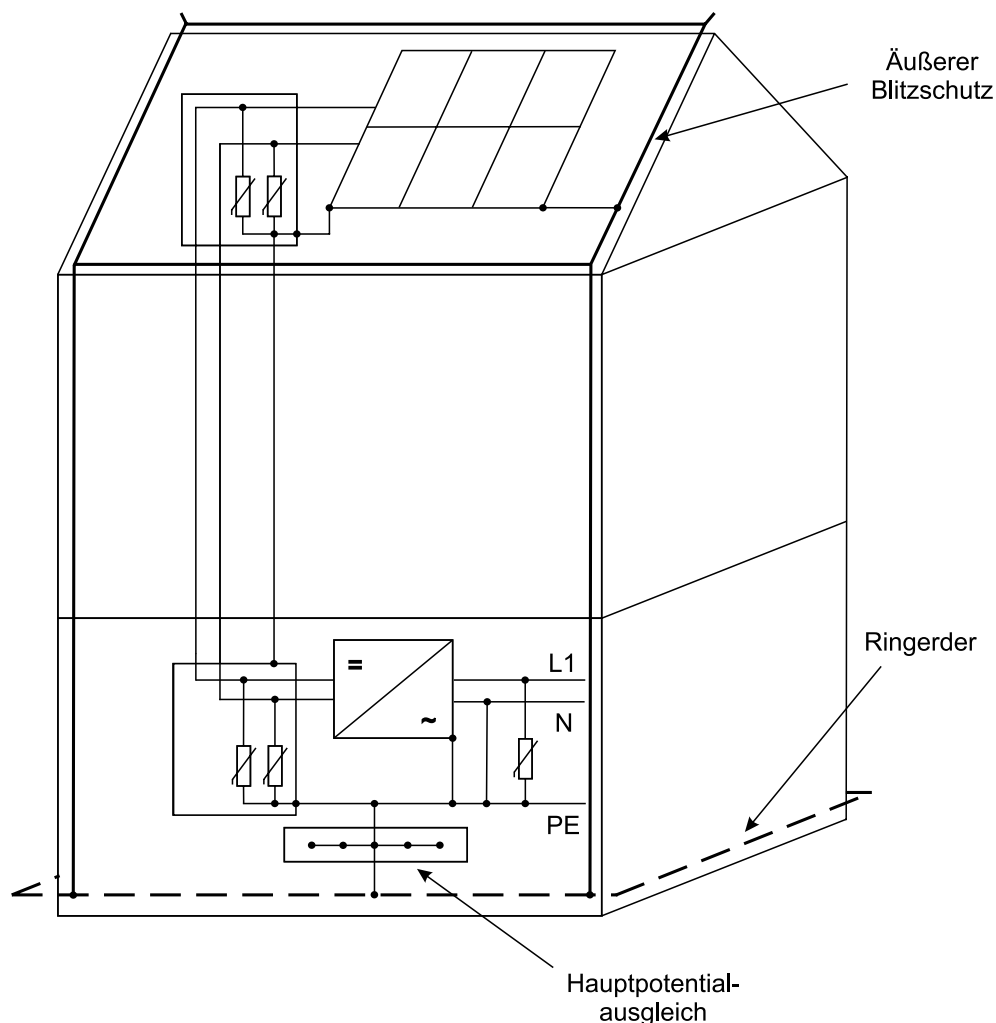


Abbildung 6.2: Schematische Ansicht eines möglichen Blitz- und Überspannungsschutzes für eine PV-Anlage

6.2 Der Blitzschutz von Photovoltaik-Anlagen

Abbildung 6.2 zeigt den Blitz- und Überspannungsschutz einer PV-Anlage, wie er ausgeführt sein kann. Er soll im Folgenden erläutert werden.

Für den Fall, dass ein äußerer Blitzschutz in Form von Fanganordnungen und Ableitungen vorhanden ist, gilt die Faustregel, dass dieser mit den eventuell ebenfalls vorhandenen Rahmen der Module verbunden werden muss, falls der Abstand zwischen PV-Generator und äußerem Blitzschutz ca. 0,5 m unterschreitet. Für solche Näherungen sind nämlich bei Einschlägen in den äußeren Blitzschutz Überschläge zwischen diesem und der PV-Anlage zu erwarten. Im Falle eines Potentialausgleichs zwischen PV-Generator und äußerem Blitz-

schutz sind dann auch Überspannungsableiter im Generatoranschlusskasten anzubringen. Diese sollen Überschläge zwischen der DC-Hauptleitung und dem Zellenmaterial einerseits und den Rahmen und dem damit verbundenen metallischen Gestell des Generators andererseits verhindern.

In der Regel wird es aber an einer typischen PV-Anlage keinen solchen äußeren Blitzschutz geben. Die Maßnahmen beschränken sich gegen Einwirkungen von indirekten Blitzen, d. h. sie beschränken sich auf den inneren Blitzschutz in Form von Überspannungsableitern und Potentialausgleichsleitern. Für eine typische PV-Anlage entfallen daher in Abbildung 6.2 die beiden im Generatoranschlusskasten befindlichen Ableiter sowie der gesamte äußere Blitzschutz. Es verbleiben die Ableiter am DC-Eingang und am AC-Ausgang des Wechselrichters.

Während die Auslegung des externen Überspannungsschutzes am AC-Ausgang des Wechselrichters ein konventionelles Problem darstellt, war die genaue Bemessung des Überspannungsableiters am DC-Eingang - ähnlich wie im Fall der elektromagnetischen Verträglichkeit der PV-Anlagen - bisher unklar. Die geeignete Auslegung dieses Überspannungsableiters war daher Gegenstand der nachfolgend beschriebenen Untersuchungen.

Die Überspannungsableiter haben zunächst die Aufgabe, die am Wechselrichter-Eingang auftretenden Spannungen ausreichend schnell auf ein Maß zu begrenzen, das die gemäß der Isolationskoordination festgelegte Spannungsfestigkeit des Wechselrichters nicht überschreitet [49]. Bei gängigen Varistoren mit Ansprechzeiten im Bereich kleiner 20 ns kann davon ausgegangen werden, dass diese die auftretende Spannungen ausreichend schnell begrenzen. Zum zweiten haben die Überspannungsableiter die Aufgabe, die durch die Einkopplung des Blitzes unmittelbar oder mittelbar induzierten Ströme sicher abzuleiten und die mit den Strömen verbundenen Energien sicher zu absorbieren. Im Rahmen der Untersuchungen galt es daher, insbesondere die bei der induktiven oder kapazitiven Einkopplung auftretenden Stoßströme zu ermitteln. Überspannungsableiter müssen häufig mehrmals über die Lebensdauer des zu schützenden elektrischen Geräts solche Energien absorbieren. Für Metalloxid-Varistoren, die einem gewissen Verschleiß ausgesetzt sind, bedeutet dies, dass auch die Häufigkeit der Stoßströme für die Auslegung abzuschätzen ist.

Die bisherigen Untersuchungen auf diesem Gebiet lassen sich grob in experimentelle und stärker theoretische Untersuchungen unterteilen. Eine wesentliche Schwäche der experimentellen Untersuchungen, die bisher ausschließlich die induktive Einkopplung zum Gegenstand hatten, besteht darin, dass im Labor Stoßströme untersucht wurden, die weit von den Verhältnissen realer Blitze entfernt waren [50] - [55]. Diese Untersuchungen mussten

sich daher mit einer Extrapolation der Ergebnisse auf das Niveau realer Blitze behelfen. Diese Methodik ist aber recht fragwürdig. Andere Untersuchungen gingen von sehr hohen Blitzschutzanforderungen bei Direkteinschlägen in PV-Anlagen in Gebirgen aus [56] [57]. Dort besteht tatsächlich die Gefahr von direkten Einschlägen. Auf den hier festgelegten Untersuchungsgegenstand sind diese Untersuchungsergebnisse aber kaum übertragbar.

Die theoretischen Untersuchungen zum Blitzschutz von PV-Anlagen beruhen wesentlich auf den genannten experimentellen Untersuchungen, weshalb sie dieselbe Schwäche aufweisen [58] - [61]. Im Rahmen mancher dieser theoretischen Untersuchungen wurde versucht, darüberhinaus auch die Gefährdung von PV-Anlagen durch kapazitive Einkopplung indirekter Blitze abzuschätzen. Hierbei wurde stets von einem sehr einfachen Plattenkondensator-Modell der PV-Anlage ausgegangen. Die Platten dieses Kondensators stellen demnach der PV-Generator einerseits und der leitfähige Erdboden andererseits dar. Vernachlässigt wurde die leitende Verbindung zwischen PV-Generator und Erdboden in Form der DC-Hauptleitung im Fall der Zündung der Überspannungsableiter. Auch diese Ergebnisse theoretischer Überlegungen scheinen wegen der Einfachheit des Modells wenig belastbar.

Mit den neuen messtechnischen Möglichkeiten HTA Burgdorfs bestand seit Anfang des Jahres 1999 die Möglichkeit, für nahezu reale Verhältnisse genauer die durch indirekte Blitzeinschläge in PV-Module und -Generatoren induktiv eingekoppelten Spannungen zu untersuchen. Ein koaxial aufgebauter Stoßstromgenerator ermöglicht wegen der niedrigen wirksamen Induktivität die Erzeugung nahezu realer Stromstärken und Stromsteilheiten.

Allerdings waren diese messtechnischen Möglichkeiten wiederum beschränkt auf die Untersuchung von maximal $2,75 \text{ m}^2$ Modulfläche. Für weitergehende Untersuchungen bot sich die Möglichkeit von Simulationen: Am Fraunhofer ISE wurde auf der Grundlage der experimentellen Untersuchungen HTA Burgdorfs - in ähnlicher Weise wie auch schon zu EMV-Zwecken - ein Modell eines Standard-PV-Moduls entwickelt und validiert. Dieses Modell erlaubte Simulationen größerer Anlagen von bis zu $1,2 \text{ kW}_p$ Leistung. Mit Hilfe der Software CONCEPT war es zudem möglich, neben der induktiven Einkopplung auch die kapazitive Einkopplung genauer zu untersuchen.

Kapitel 7

Simulation der Einkopplung indirekter Blitze in Photovoltaik-Anlagen

7.1 Entwicklung und Validierung eines Modells

Zur Entwicklung eines Modells für die Simulation der Einkopplung indirekter Blitze in PV-Anlagen wurde auf ähnliche Weise wie schon zu Zwecken der EMV-Simulationen vorgegangen. Die Vorgehensweise im Vorfeld der EMV-Simulationen ist ausführlich in Abschnitt 4.2 beschrieben. Die hier zu beschreibende Vorgehensweise soll daher im Folgenden nur knapp umrissen werden.

Auf der Grundlage der Messergebnisse von HTA Burgdorf wurde ein Modell eines PV-Moduls entwickelt und validiert. Die Vorgehensweise dabei war recht praktischer Art: Es wurden die Anzahl der Stäbe, die im Modell jeweils eine Zellenreihe abbilden sollen, sowie ihre Abstände zueinander variiert und die Simulationsergebnisse der verschiedenen Modelle mit den experimentellen Ergebnissen verglichen. Bei der Auswahl eines geeigneten Modells war wiederum ein Kompromiss zu schließen zwischen einer ausreichend genauen Abbildung der Realität einerseits und einem noch zu vertretenden Rechenaufwand andererseits. Bevor die entsprechenden Ergebnisse vorgestellt werden, soll kurz auf die Messtechnik von HTA Burgdorf eingegangen werden.

Abbildung 7.1 zeigt den von HTA Burgdorf entwickelten Stoßstrom-Generator im Querschnitt. Der Generator hat einen coaxialen Aufbau mit einer Höhe von 2,5 m und einem

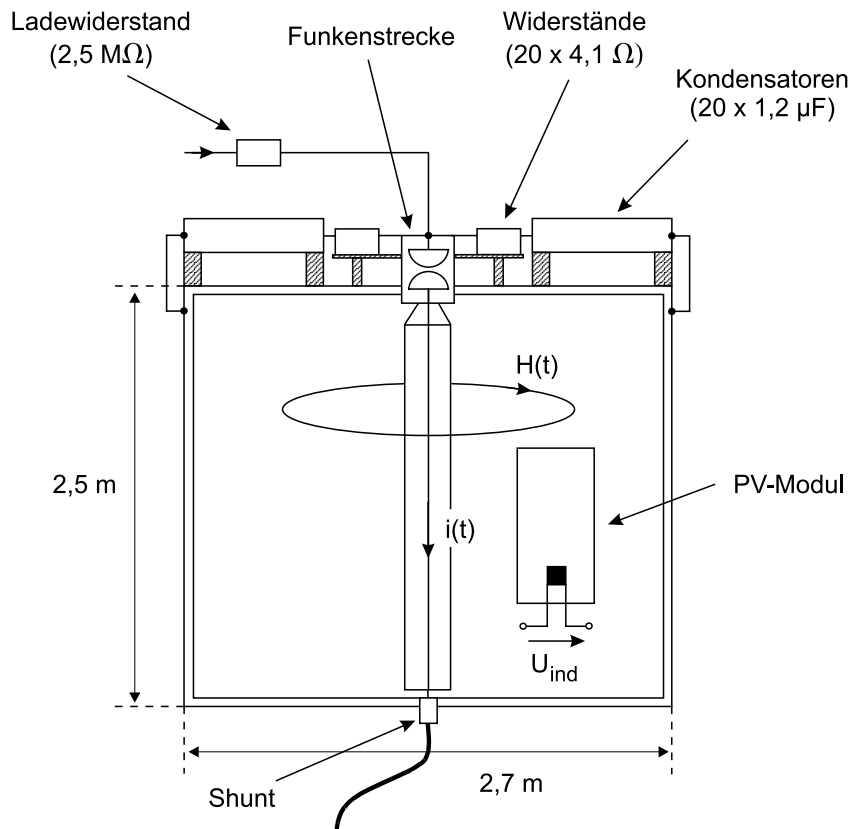


Abbildung 7.1: Stoßstrom-Generator der HTA Burgdorf in der Querschnitt-Ansicht

Durchmesser von 2,7 m. Über den beiden Zylindern sind die Kondensatoren, die Entlade-widerstände und die Funkenstrecke angebracht. Sobald die Funkenstrecke gezündet hat, fließt ein Stoßstrom über den hohl ausgeführten inneren Zylinder. Dieser Strom verursacht ein transientes Magnetfeld, das die Schleifen eines PV-Moduls durchsetzt. In diesen Schleifen wird eine Spannung induziert, die messtechnisch erfasst wird. Der Stromkreis des Stoßstroms schließt sich über den Boden des Generators sowie den äußeren Zylinder.

Mit Hilfe des Generators lassen sich Maximalwerte des Stroms von bis zu 125 kA und aufgrund des coaxialen Aufbaus Stromsteilheiten zwischen 15 und 40 kA/ μ s erzeugen. Der Raum zwischen innerem und äußerem Zylinder erlaubt die Untersuchung von Modul-flächen von bis zu 2,2 x 1,25 m².

Abbildung 7.2 zeigt das Modell dieser Versuchsanordnung, wie es für die Anwendung in CONCEPT realisiert worden ist. Wegen des örtlichen Stromverlaufs, der in den beiden Zylindern vertikal und im leitfähigen Boden des Generators horizontal orientiert ist, konnten die Flächen als Stäbe modelliert werden. Der Stoßstrom wurde auf der Höhe der Funkenstrecke als Stromquelle berücksichtigt. Das jeweilige zu untersuchende Modell des

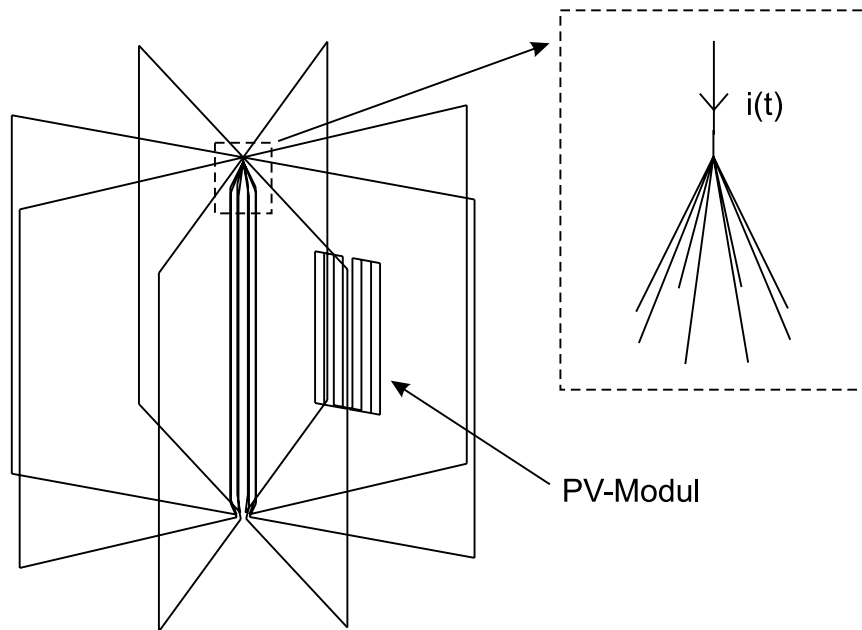


Abbildung 7.2: Modell des Stoßstrom-Generators für die Anwendung in CONCEPT

PV-Moduls (in Abbildung 7.2 ist ein Modell mit zwei Stäben pro Zellenreihe zu sehen) wurde hochohmig, d. h. mit $1\text{ M}\Omega$ abgeschlossen. Über diesen Widerstand wurde die Spannung berechnet. Diese Spannung ist in guter Näherung gleich der induzierten Umlaufspannung, da im relevanten Stromkreis die Induktivität der Modulschleife gegenüber dem hochohmigen Abschlusswiderstand vernachlässigt werden kann.

Dem für ein typisches Modul (Solarex MSX60) messtechnisch ermittelte maximal induzierte Spannung von 1050 V kam, wie in Abbildung 7.3 zu erkennen ist, ein Modell mit zwei Stäben pro Zellenreihe am nächsten. Diese Stäbe waren jeweils dort angebracht, wo beim realen Modul die Zellenverbinder verlaufen. Das schon zu EMV-Zwecken eingesetzte Modell mit drei parallelen Stäben weicht nicht erheblich von den Messergebnissen ab.

Für die weiteren Simulationen erwies sich also das 2-Stab-Modell als geeignet. Mit Hilfe dieses Modells konnten PV-Generatoren mit Leistungen bis $1,2\text{ kW}_p$ simuliert werden. Es wurden dieselben Anlagenkonfigurationen wie auch zu EMV-Zwecken untersucht. Im induktiven Fall wurde für die Ermittlung der induzierten Umlaufspannung u_{ind} die PV-Anlage gegentaktig mit einem relativ hochohmigen Widerstand von $10\text{ k}\Omega$ abgeschlossen (Abbildung 7.3). Für die Ermittlung des Kurzschlussstroms i_{KS} im Fall der Zündung des Überspannungsschutzes wurde sie dagegen mit einem relativ niederohmigen Widerstand von $100\text{ m}\Omega$ abgeschlossen. Dies entspricht dem Widerstand eines typischen Varistors für Ströme zwischen 10 mA und 10 kA [62]. Im kapazitiven Fall wurden die induzierten

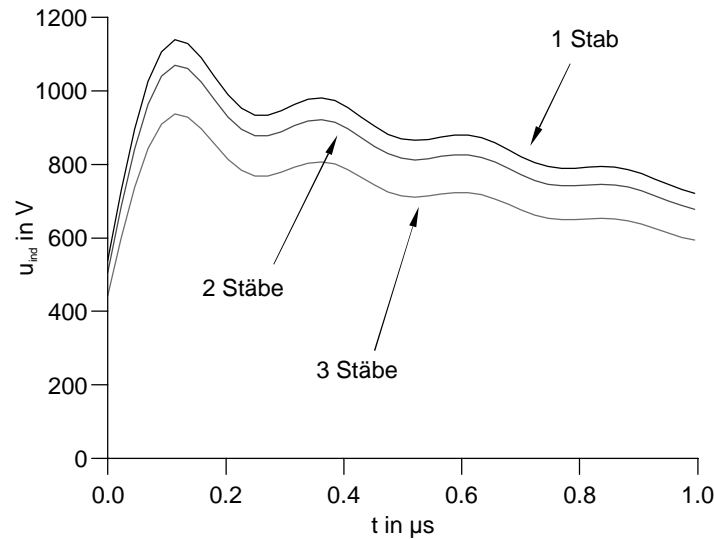


Abbildung 7.3: Simulierter zeitlicher Verlauf der in einem Standardmodul induzierten Spannung für verschiedene Modelle des Moduls ($(di/dt)_{\text{max}} = 25 \text{ kA}/\mu\text{s}$, Abstand Außenkante des Moduls - Mitte des Innenzylinders = $0,45 \text{ m}$, Abstand der Außenkante des Moduls - Boden = $0,85 \text{ m}$)

Ströme durch gleichtaktigen Abschluss der PV-Anlage ebenfalls mit diesem niederohmigen Widerstand ermittelt.

Der Blitzkanal wurde im Modell je nach Entfernung d zur PV-Anlage als ein bis zu 800 m langer Stab modelliert (Abbildung 7.4). Entsprechend dem von Uman entwickelten und in CONCEPT implementierten Transition-Line-Modell [41], läuft der Blitzstoßstrom entlang dieses Stabs mit der Geschwindigkeit von einem Drittel der Lichtgeschwindigkeit von unten nach oben. Der zeitliche Verlauf des Blitzes hat die in Tabelle 6.1 für den ersten Stoßstrom bzw. für den Folgeblitz jeweils genannten Kennwerte.

Bei der örtlichen Diskretisierung des Modells war wiederum die Regel zu beachten, wonach die kleinste vorkommende Wellenlänge in mindestens acht Segmente zu diskretisieren war. Hierbei war zu beachten, dass sich der untersuchte Frequenzbereich für negative Folgeblitze bis zu einigen MHz erstreckte. Bei der Diskretisierung der Frequenz, die für die programmintern durchgeführte diskrete inverse Fouriertransformation anzugeben war, wurde weitgehend den Empfehlungen des Software-Entwicklers gefolgt. Danach sollte sich die untere Grenzfrequenz aus dem Fünffachen der Rückenhalbwertszeit des jeweiligen Stoßstroms ergeben. Die obere Grenzfrequenz sollte ausreichend groß sein, um die steile Anstiegsflanke des Stoßstroms zu erfassen.

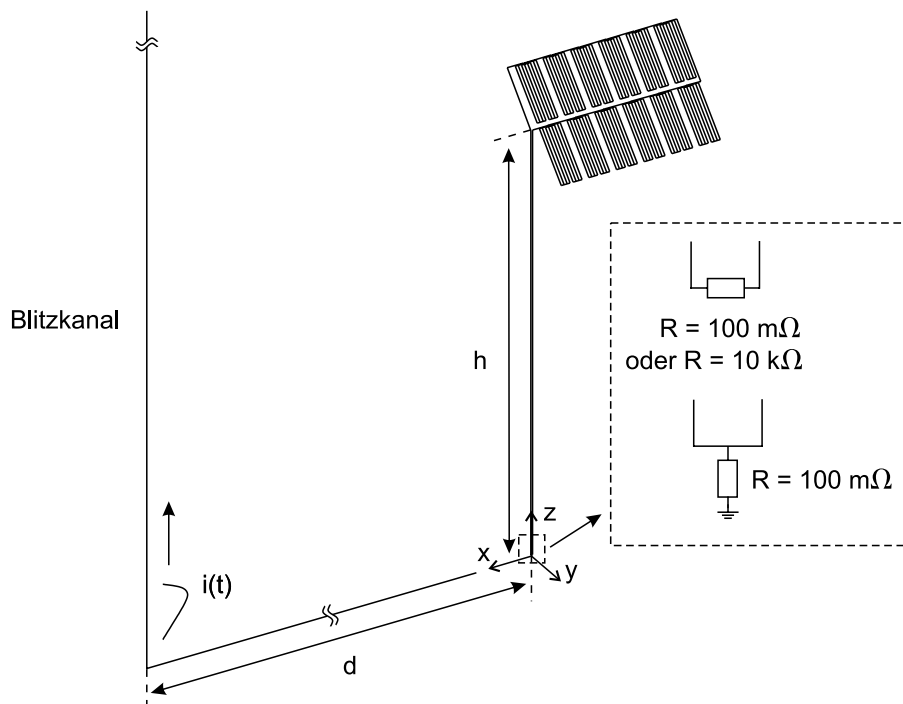


Abbildung 7.4: Modell des Blitzes bzw. des Blitzkanals und der PV-Anlage (der ideal leitfähige Erdboden liegt in der Ebene $z = 0$)

Wie auch bei den EMV-Simulationen, so wurde für die hier beschriebenen Simulationen Sensitivitäts- und Plausibilitätsanalysen durchgeführt. Danach erscheint das gesamte Modell, bestehend aus der Störquelle, also dem Blitz, und der Störsenke, d. h. der PV-Anlage, und die mit dessen Hilfe berechneten Größen für induzierte Spannung und induzierten Strom recht belastbar zu sein.

7.2 Ergebnisse der numerischen Feldberechnungen

7.2.1 Induktive Einkopplung

Die induktive Einkopplung indirekter Blitze wurde sowohl für einen Erstblitz wie auch für einen Folgeblitz gemäß normaler Anforderungen an den Blitzschutz, also unter Zugrundelegung der in Tabelle 6.1 enthaltenen jeweiligen Kennwerte der Stoßströme, untersucht. Die Ergebnisse der Parametervariation sollen im Folgenden anhand der Simulationen mit Erstblitzen erläutert werden. Die dort genannten Zusammenhänge gelten aber ebenso für die Folgeblitze.

Die **Art der Modulverschaltung** hat bei der induktiven Einkopplung indirekter Blitze einen wesentlichen Einfluss. Hier zeigt sich eine Übereinstimmung zu den EMV-Simulationen, wo die Art der Modulverschaltung ebenfalls von wesentlicher Bedeutung war. Diese Übereinstimmung verwundert nicht: Denn die DC-Seite wirkt, wie schon eingangs erwähnt, nach wie vor wie eine Antenne. Im Fall der Einkopplung indirekter Blitze wirkt sie, genauer gesagt, wie eine Empfangsantenne, während sie in den vorangegangenen Abschnitten immer als eine Art von Senderantenne arbeitete. Ihre Eigenschaften sind aber gleich geblieben. Insbesondere gilt auch für die empfangende Rahmenantenne die schon für die sendende Rahmenantenne festgestellte Abhängigkeit von der Rahmen- bzw. Schleifenlänge.

Unmittelbar plausibel ist daher, dass, wie Abbildung 7.5 zeigt, für die Verschaltungsvariante 2 der größte maximale Kurzschlussstrom ermittelt wird (hier für $d = 10$ m). Es ergibt sich die schon für den Gegentakt-Antennenfaktor in Abschnitt 4.3.4 ermittelte Reihenfolge der Verschaltungsvarianten. Verschaltungsvariante 1 führt zu sich kompensierenden induzierten Teilspannungen und wegen der etwa gleichen wirksamen Induktivitäten der Schleifen zu den geringsten Werten für den maximalen Kurzschlussstrom. Bei Verschaltungsvariante 3 ist dagegen nur die aus den Modulschleifen resultierenden Teilschleifen wirksam.

Da Verschaltungsvariante 2 den Worst-Case-Fall darstellt, wurde sie stets den im Folgenden zu beschreibenden Parametervariationen zugrunde gelegt.

Wie zu erwarten, hat die **Höhe h des PV-Generators** keinen wesentlichen Einfluss auf den Kurzschlussstrom. Da mit der Höhe des PV-Generators im wesentlichen die Länge der DC-Hauptleitung variiert wird und diese kaum etwas zur Schleifenfläche beiträgt, ist dieser Zusammenhang ebenfalls plausibel. Auch hier ergibt sich eine Übereinstimmung zu den entsprechenden Gegentakt-EMV-Simulationen.

Betrachtet man die Kurzschlussströme für eine unterschiedliche **Anzahl der Module** bei jeweils gleicher Verschaltung zu einem String (Abbildung 7.6), so stellt man fest, dass diese sich kaum unterscheiden. Zwar steigt die maximal induzierte Spannung mit zunehmender Modulanzahl (Abbildung 7.7). Doch ist mit zunehmender Modulanzahl, also größer werdender Schleifenfläche, auch eine höhere Induktivität der Schleife verbunden. Im Kurzschlussfall begrenzt diese den Anstieg des Kurzschlussstroms stärker. Im Ergebnis fließen sich nur unwesentlich unterscheidende Ströme mit Maximalwerten zwischen 80 bis 100 A.

Eine zunehmende **Stringanzahl** führt zu immer kleineren Werten für den Kurzschluss-

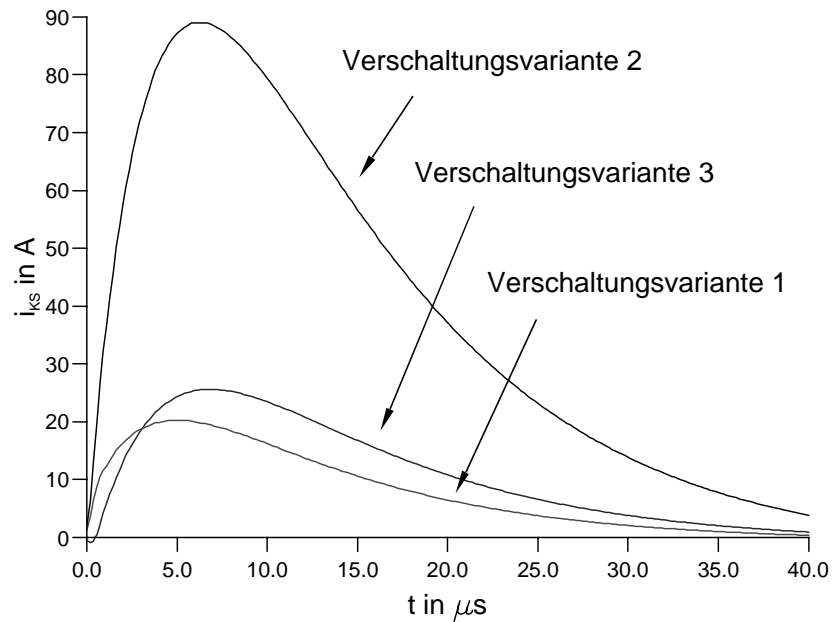


Abbildung 7.5: Zeitlicher Verlauf des Kurzschlussstroms i_{KS} für verschiedene Verschaltungsvarianten ($h = 7,5 m$, 1×12 -Verschaltung, $d = 10 m$, 1. Stoßstrom)

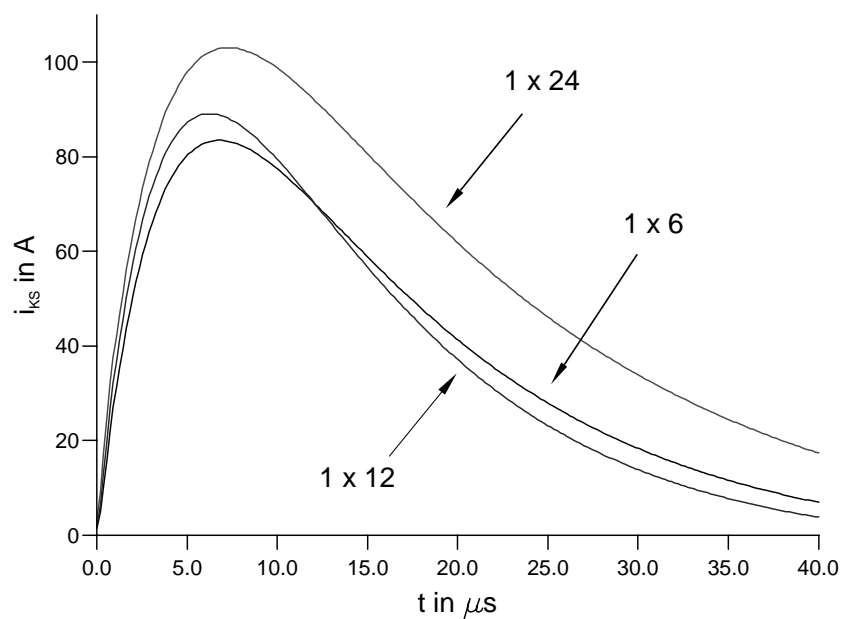


Abbildung 7.6: Zeitlicher Verlauf des Kurzschlussstroms i_{KS} für eine unterschiedliche Anzahl n in Serie geschalteter Module ($h = 7,5$, $1 \times n$ -Verschaltung, $d = 10 m$, 1. Stoßstrom)

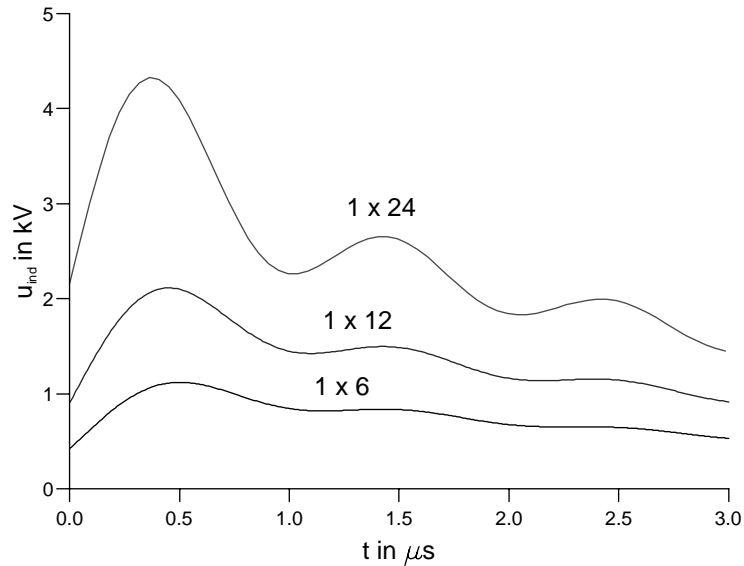


Abbildung 7.7: Zeitlicher Verlauf der induzierten Spannung u_{ind} für eine unterschiedliche Anzahl n in Serie geschalteter Module ($h = 7,5$, $1 \times n$ -Verschaltung, $d = 10$ m, 1. Stoßstrom)

strom (Abbildung 7.8). Klar ist, dass mit steigender Stringanzahl die induzierte Spannung abnimmt, da mit steigender Stringanzahl die relevanten Schleifengrößen abnehmen. Dies ist auch deutlich Abbildung 7.9 zu entnehmen. Bei einem einzelnen sich über beide Modulreihen erstreckenden String (1x24-Verschaltung) ist zusätzlich die Schleife wirksam, die aus der Verschaltung der Module resultiert, wohingegen bei höherer Stringanzahl wegen der typischen Verschaltung (vgl. Abbildung 4.27) nur die Modulschleife wirkt. Mit zunehmender Stringanzahl sinkt aber auch die Induktivität, die den Kurzschlussstrom begrenzt. Dies ist aus den EMV-Simulationen hervorgegangen (vgl. Abbildung 4.29). Offensichtlich sinkt sie in einem stärkeren Maße wie die induzierte Spannung, so dass im Ergebnis eine höhere Stringanzahl zu einem geringeren Kurzschlussstrom führt.

Ein zusätzlicher **Rahmen** wirkt wie erwartet dämpfend und verringert die induzierte Spannung und damit - bei Auslösen des Überspannungsschutzelements - auch den Kurzschlussstrom. Es wurde ein Wert für die Dämpfung von ca. 2 ermittelt. Der durch HTA Burgdorf ermittelte Wert von ca. 3 konnte damit nicht völlig bestätigt werden. Für die Bemessung der Überspannungsschutzelemente ist dies aber unerheblich, da hierfür der Worst-Case-Fall relevant ist und das Modul mit Rahmen diesen Worst-Case-Fall nicht darstellt.

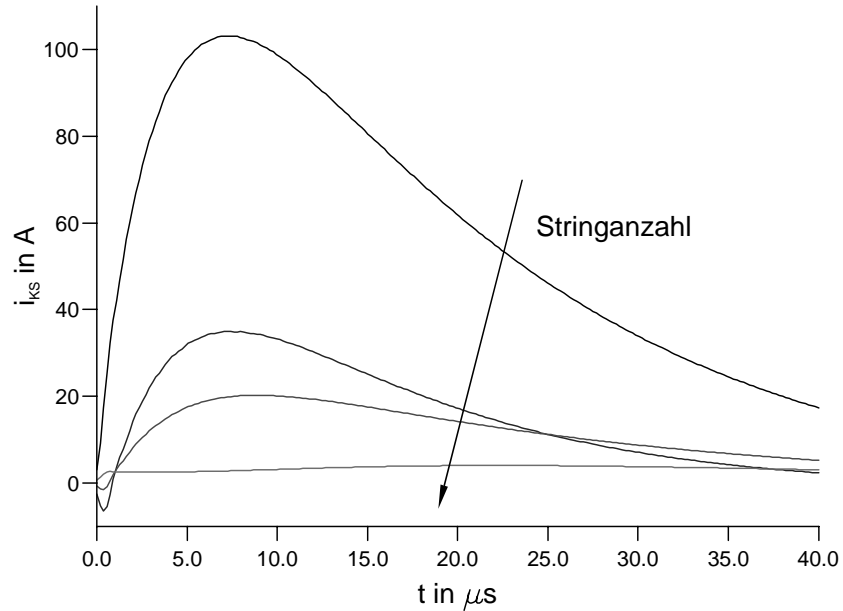


Abbildung 7.8: Zeitlicher Verlauf des Kurzschlussstroms i_{KS} für unterschiedliche Stringanzahl m ($h = 7,5$ m, $m \times n$ -Verschaltung, $d = 10$ m, 1. Stoßstrom)

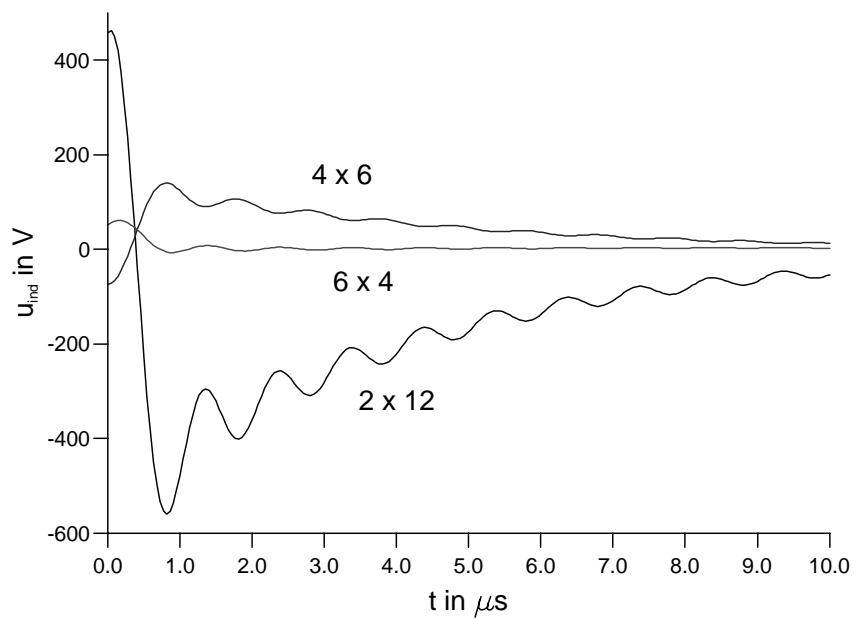


Abbildung 7.9: Zeitlicher Verlauf der induzierten Spannung u_{ind} für unterschiedliche Stringanzahl m ($h = 7,5$ m, $m \times n$ -Verschaltung, $d = 10$ m, 1. Stoßstrom)

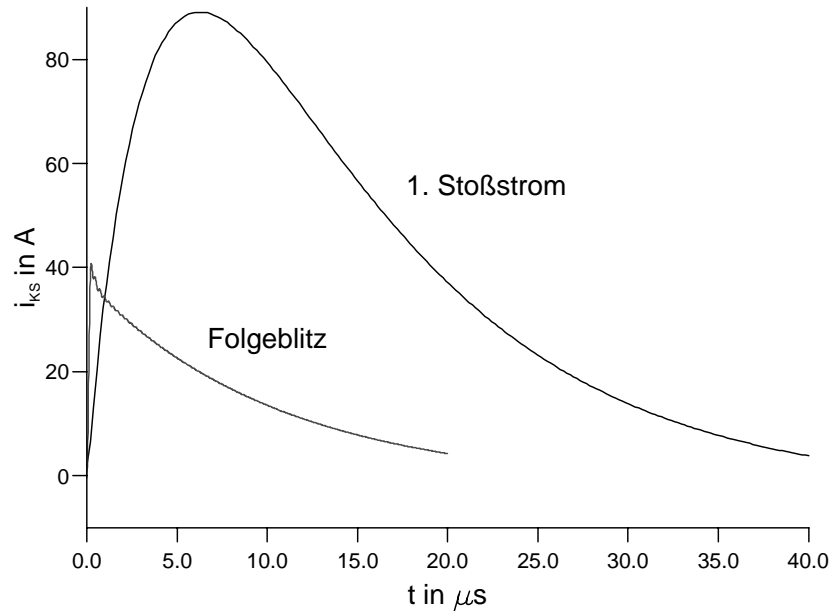


Abbildung 7.10: Zeitlicher Verlauf des Kurzschlussstroms i_{KS} für einen 1. Stoßstrom und einen Folgeblitz bei folgenden Anlagenparametern ($h = 7,5$ m, $1x12$ -Verschaltung, $d = 10$ m)

Der Worst-Case-Fall einer Anlagenkonfiguration ist demnach eine Anlage mit Verschaltungsvariante 2, einem einzigen String und Modulen ohne Rahmen. Die Höhe sowie die Modulanzahl des einzelnen Strings sind dagegen ohne signifikanten Einfluss auf die Bemessung der Überspannungsschutzelemente. Abbildung 7.10 zeigt die Kurzschlussströme dieser Anlagenkonfiguration jeweils für einen Erstblitz und einen negativen Folgeblitz bei einer Entfernung des Blitzkanals von 10 m. Als Anzahl der Module sind 12 und als Höhe des PV-Generators sind 7,5 m gewählt worden. Beim durch den Folgeblitz ausgelösten Kurzschlussstrom zeigen sich Schwingungen, da der Folgeblitz deutlich höherfrequente Anteile besitzt als der Erstblitz und damit in der Lage ist, die DC-Seite der PV-Anlage in Resonanz zu versetzen. In diesem Fall beträgt die Resonanzfrequenz ca. 4 MHz. Dies ist in Übereinstimmung mit der bei den EMV-Simulationen ermittelten ersten Resonanzstelle der Impedanz der gleichen Anlagenkonfiguration (vgl. Abbildung 4.25).

Abbildung 7.11 zeigt den Kurzschlussstrom für dieselbe Anlagenkonfiguration und einen Erstblitz, aber bei verschiedenen **Entfernungen des Blitzkanals**. Für eine Entfernung von 100 m wird ein maximaler Kurzschlussstrom von 9 A verursacht. Dieser liegt im Bereich des Nennstroms. Die den Kurzschlussstrom treibende induzierte Spannung erreicht

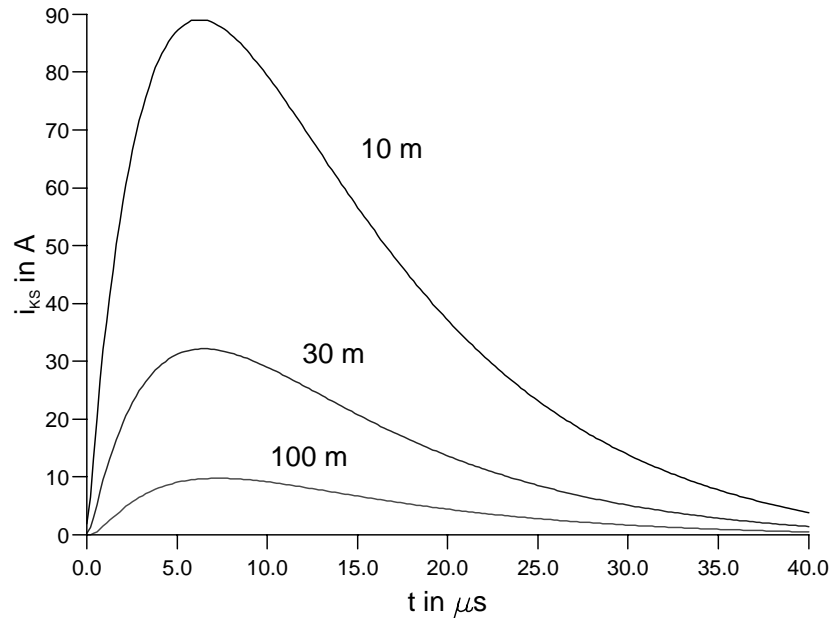


Abbildung 7.11: Zeitlicher Verlauf des Kurzschlussstroms i_{KS} für unterschiedliche Entfernungen d des Blitzkanals zur PV-Anlage ($h = 7,5$ m, 1x12-Verschaltung, 1. Stoßstrom)

einen Maximalwert von 155 V. Da für eine 1x12-Verschaltung die DC-Leerlaufspannung bei rund 12×20 V, d. h. 360 V, liegt, würde ein Überspannungsschutz bei solch einer induzierten Spannung nicht ansprechen. Für die Bemessung des Überspannungsschutzes sind also Entfernungen größer als 100 m zu vernachlässigen. Dies gilt auch für Folgeblitze. Die von ihnen verursachten induzierten Spannungen würden zwar den Überspannungsschutz ansprechen lassen. Die Kurzschlussströme sind allerdings so gering (bei 100 m maximal 4 A), dass sie und Kurzschlussströme für noch größere Entfernungen in einer Abschätzung für die von einem Überspannungsschutzelement zu absorbierende Energie ebenfalls nicht zu berücksichtigen sind.

Für eine Worst-Case-Abschätzung erscheint es dagegen sinnvoll, für die Blitze, mit denen innerhalb der Lebensdauer einer PV-Anlage zu rechnen ist, eine bewusst ungünstige Entfernung von nur 10 m anzunehmen. Für diese Entfernung sind die Stromverläufe, wie schon erwähnt, in Abbildung 7.10 dargestellt.

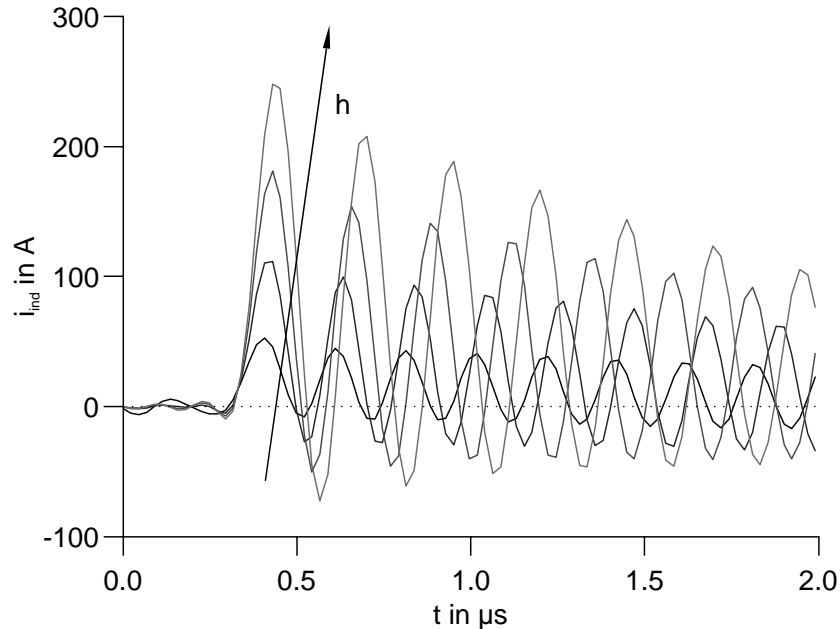


Abbildung 7.12: Zeitlicher Verlauf des induzierten Stroms i_{ind} für unterschiedliche Höhen h des PV-Generators ($h = 1,5, 3,5, 5,5, 7,5$ m, $1x12$ -Verschaltung)

7.2.2 Kapazitive Einkopplung

Bei der kapazitiven Einkopplung indirekter Blitze hat sich der Charakter der DC-Seite der PV-Anlage als eine kapazitiv belastete Dipolantenne bestätigt. Die Ergebnisse der Parametervariationen sollen im Folgenden erläutert werden. Um die von Heidler als Kennwert für normale Blitzschutz-Anforderungen genannten $(dE/dt)_{max} = 200$ (kV/m)/ μ s zu erreichen, wurde der Blitzkanal in ca. 100 m Entfernung von der PV-Anlage positioniert.

Wie Abbildung 7.12 zeigt, hat die **Höhe des PV-Generators** und damit die Länge des Dipols einen bedeutenden Einfluss auf den induzierten Strom i_{ind} . Mit zunehmender Höhe bzw. Länge steigt der Maximalwert des induzierten Stroms. Dieser Zusammenhang war in analoger Weise schon bei den EMV-Simulationen zu beobachten: Dort stieg der Antennenfaktor mit zunehmender Länge des Dipols. Die überlagerten Schwingungen zeigen jeweils die erste Resonanzfrequenz der kapazitiv belasteten Antenne. Es ist zu erkennen, dass diese Resonanzfrequenz mit zunehmender Länge abnimmt.

Auf den ersten Blick erstaunlich sind die hohen Stromamplituden von bis zu 260 A für eine 7,5 m lange DC-Hauptleitung. Hier muss daher nochmals darauf hingewiesen werden, dass der Wert für $(dE/dt)_{max}$ von 200 (kV/m)/ μ s ein geschätzter Wert ist und somit mit

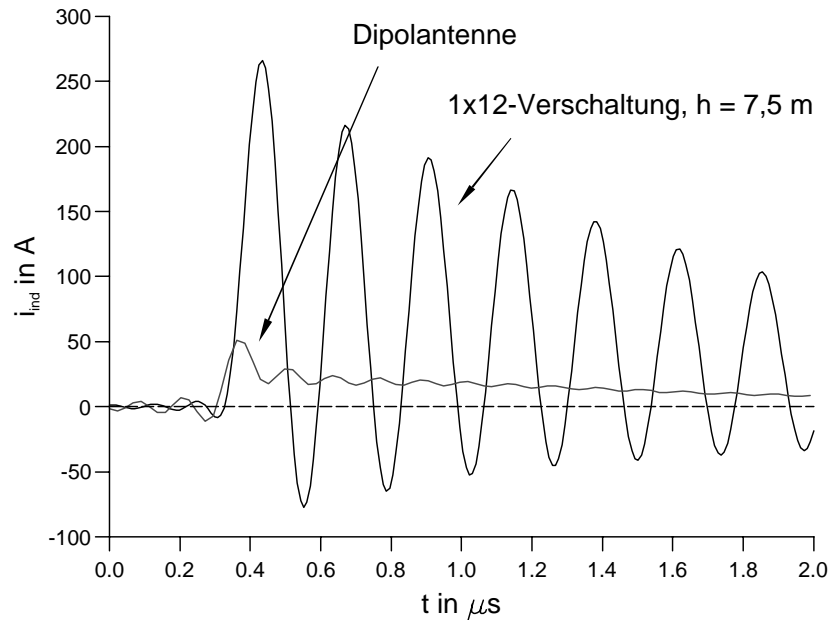


Abbildung 7.13: Zeitlicher Verlauf des induzierten Stroms i_{ind} für einen PV-Generator ($h = 7,5 \text{ m}$, 1x12-Verschaltung) und eine gleich hohe reine Dipolantenne

gewissen Unsicherheiten behaftet ist. Wie entscheidend dieser Wert für die Ausprägung des induzierten Stroms ist, zeigte eine Variation der Größe $(dE/dt)_{max}$: Der Maximalwert des induzierten Stroms verhält sich danach proportional zum Wert von $(dE/dt)_{max}$. Es gilt also:

$$i_{ind,max} \sim (dE/dt)_{max} \quad .$$

Für einen 10-fach kleineren Wert für $(dE/dt)_{max}$ würde sich also ein etwa 10-fach kleinerer Wert für $i_{ind,max}$ ergeben.

Abbildung 7.13 zeigt deutlich den **Einfluss der kapazitiven Belastung des Dipols**. Dargestellt sind hier jeweils die induzierten Ströme für eine PV-Anlage ($h = 7,5 \text{ m}$, 1x12-Verschaltung) und einen Dipol gleicher Länge, der also ebenfalls $7,5 \text{ m}$ hoch ist. Beide Antennen sind mit je $100 \text{ m}\Omega$ gleichtaktig abgeschlossen. Der bei der PV-Anlage maximal induzierte Strom überwiegt deutlich.

Die **Anzahl der Module** hat keinen so großen Einfluss auf den induzierten Strom, wie dies die Höhe des PV-Generators hat (Abbildung 7.14). Mit der Anzahl der Module wird die Kapazität der kapazitiv belasteten Dipolantenne variiert. Der induzierte Strom steigt

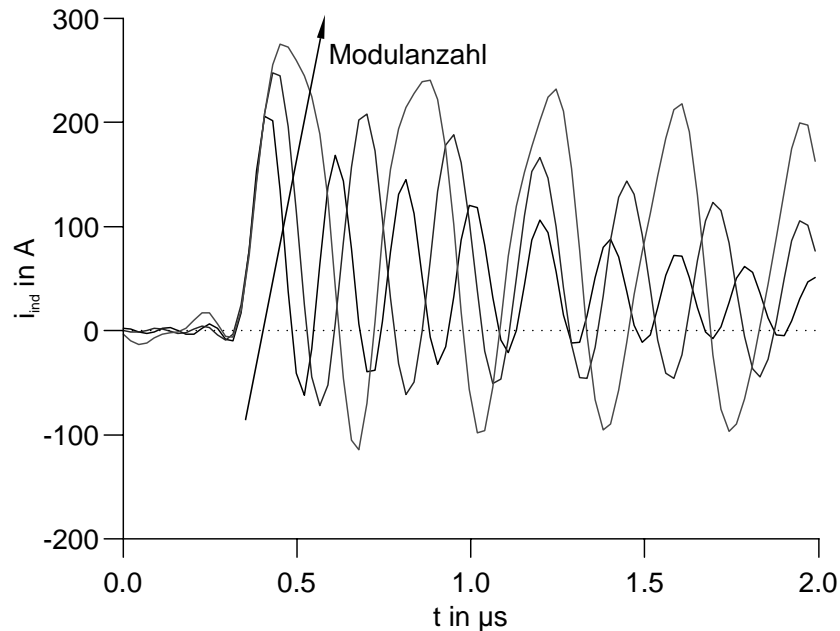


Abbildung 7.14: Zeitlicher Verlauf des induzierten Stroms i_{ind} für unterschiedliche Modulanzahl ($h = 7,5$ m, 1x6-, 1x12-, 1x24-Verschaltung)

mit zunehmender Fläche des PV-Generators, aber nicht in dem Maße, wie dies bisherige theoretische Untersuchungen, die mit der Modellvorstellung eines Plattenkondensators arbeiteten, berechnet haben.

Wie auch im Fall der EMV-Simulationen, so hat die **Art der Modulverschaltung**, etwa die Zahl parallel geschalteter Strings, keinen Einfluss auf den induzierten Strom. Ebenso haben weder **Rahmen** noch bei vorhandenen Rahmen ein **Potentialausgleichsleiter** einen signifikanten Einfluss auf den induzierten Strom.

Für eine Worst-Case-Abschätzung erscheint es sinnvoll, wiederum eine typische Höhe der PV-Anlage von 7,5 m anzunehmen. Hinsichtlich der Modulanzahl, also der Anlagengröße, muss eine größere Anlage als die berechnete 1,2kW-Anlage (1x24-Verschaltung) für die Bemessung des Überspannungsschutzelements angenommen werden. Für eine überschlägige Rechnung ist es ausreichend, die in Abbildung 7.14 dargestellte Tendenz auf eine im Bereich typischer Anlagengrößen liegende 2,4kW-Anlage, bestehend aus 48 Modulen, zu extrapolieren. Tut man dies für den Maximalwert des induzierten Stroms, so wird für eine 2,4kW-Anlage ein Wert von 300 A vermutlich nicht überschritten. Abbildung 7.15 zeigt noch einmal den induzierten Strom für eine 1,2kW-Anlage ($h = 7,5$ m).

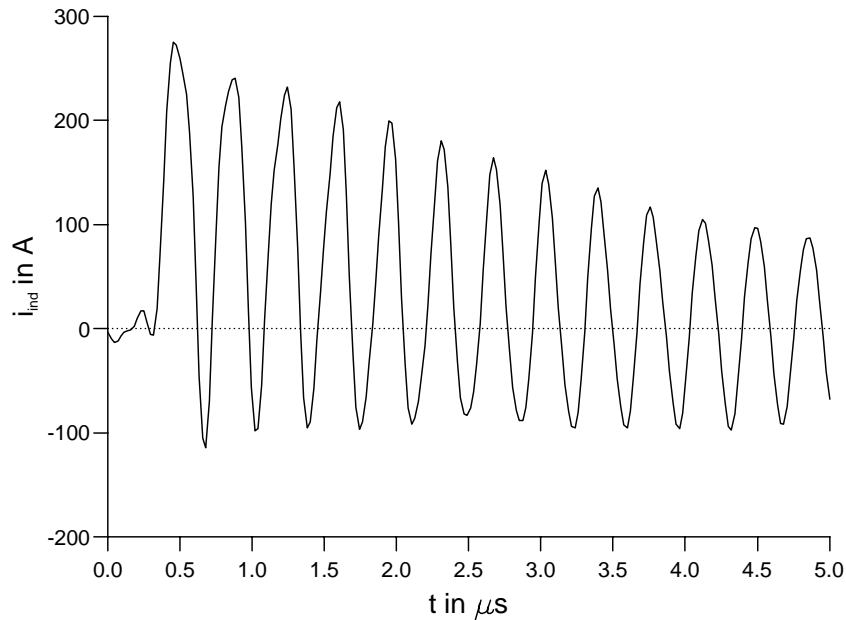


Abbildung 7.15: Zeitlicher Verlauf des induzierten Stroms i_{ind} für die folgende Anlagenkonfiguration: $h = 7,5 \text{ m}$, $1x24$ -Verschaltung

7.2.3 Bemessung des Überspannungsschutzes

Auf der Grundlage der in den letzten beiden Abschnitten berechneten schlimmstmöglichen Kurzschlussströme bzw. induzierten Ströme sollen im Folgenden am Beispiel einer PV-Anlagenkonfiguration, genauer gesagt am Beispiel einer DC-Systemspannung, Metalloxid-Varistoren ausgewählt werden, die für die Absorption der während der gesamten Lebensdauer dieser PV-Anlage in Folge von indirekten Blitzen auftretenden Energien geeignet sind. Dies geschieht anhand gängiger Varistorfabrikate des Unternehmens Siemens Matsushita Components [62].

Die einzelnen Auswahlsschritte sind:

1. Auswahl eines möglichst tiefen Schutzpegels anhand der DC-Systemspannung der PV-Anlage (als höchstmögliche DC-Betriebsspannung ist die Leerlaufspannung des PV-Generators zugrunde zu legen)
2. Ermittlung des maximalen Stoßstroms und Berechnung der Impulsweite t_d anhand der sogenannten Rechteckmethode und Überprüfung der zulässigen Anzahl der Absorptionen während der gesamten Betriebszeit des Varistors

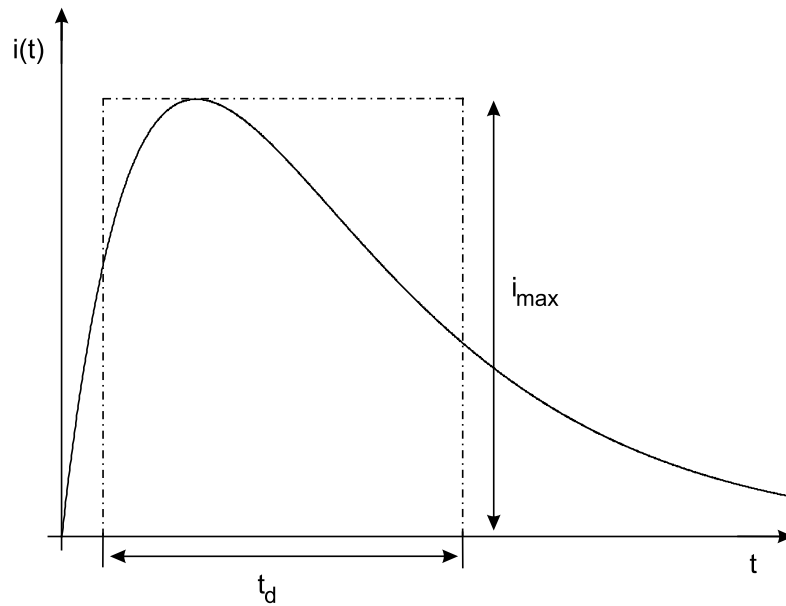


Abbildung 7.16: Zeitlicher Verlauf eines beliebigen Stoßstroms mit äquivalenter Rechteckwelle

3. Ermittlung der maximal am Varistor auftretenden Spannung anhand der I-U-Kennlinien (diese Spannung darf nicht die Spannungsfestigkeit der zu schützenden Bauelemente übersteigen)

Am Beispiel eines PV-Generators mit einer Leerlaufspannung von 90 V soll nun die Auswahl eines geeigneten Varistors vorgenommen werden.

1. Auswahlschritt: Bei einer höchstmöglichen Betriebsspannung von 90 V ergibt sich ein niedrigstmöglicher Schutzpegel von 100 V. Damit ist die Auswahl von Varistoren auf die K75-Typen beschränkt. Physikalisch betrachtet, ist mit der Festlegung des Schutzpegels die Höhe des Varistors, d. h. die Dicke der Keramik, bestimmt.

2. Auswahlschritt: Während die Höhe des Varistors den Schutzpegel bestimmt, legt die Fläche des scheiben- oder rechteckförmigen Varistors sein Stromableitvermögen fest. Für das Stromableitvermögen ist das Maximum des Stromwerts i_{max} und die Impulsdauer t_d maßgeblich. Die Impulsdauer lässt sich, wie in Abbildung 7.16 gezeigt, durch die Rechteckmethode bestimmen: Man formt unter Beibehaltung des Maximalwerts die reale beliebig geformte Stoßstromwelle in eine äquivalente Rechteckwelle derart um, dass sich die jeweiligen Flächeninhalte der Kurvenverläufe gleichen. t_d ist dann die Dauer der äquivalenten Rechteckwelle.

Formt man die in Abschnitt 7.2.1 und 7.2.2 ermittelten Worst-Case-Stoßströme auf diese Weise um, erhält man für die jeweiligen Impulsdauern die in Tabelle 7.1 enthaltenen Werte.

Tabelle 7.1: Für die verschiedenen Einkopplungsarten gemäß der Rechteckmethode ermittelten Worst-Case-Strommaxima und -Impulsdauern

Einkopplung	Blitzstoßstrom	Strommaximum	Impulsdauer
induktive Einkopplung	erster Blitzstromstoß	90 A	18 μs
	negativer Folgeblitz	40 A	9 μs
kapazitive Einkopplung	$(dE/dt)_{\text{max}} = 200 \text{ (kV/m)/}\mu\text{s}$	260 A	3 μs

Angesichts der Tatsache, dass es sich bei Varistoren um relativ preiswerte Bauteile handelt, deren Kosten kaum ein Promille der Kosten eines 1kW-Wechselrichters ausmachen, lassen sich für die Ableitung geeigneter Typen eher großzügige Sicherheitsmargen anwenden. Zunächst soll daher der schlimmstmögliche Fall angenommen werden, dass die durch die induktive bzw. kapazitive Einkopplung verursachten Strommaxima gleichzeitig erreicht werden und der durch die kapazitive Einkopplung induzierte Stoßstrom ungünstigerweise nur einen der beiden Varistoren am DC-Eingang des Wechselrichters belastet. Man erhält so ein Strommaximum von insgesamt rund 400 A.

Die Impulsdauern sind für alle Stoßströme der Tabelle 7.1 geringer als 20 μs . So ergibt sich auch für die zeitlich überlagerten Stoßströme eine Impulsdauer kleiner 20 μs . Unterschiede bei solch geringen Impulsdauern führen in der Auswahl zu identischen Varistortypen. Erst ab Impulsdauern größer 20 μs knicken nämlich die sogenannten Derating-Kennlinienfelder der Metalloxid-Varistoren ab.

Eine zweite Sicherheitsmarge ergibt sich durch die Annahme von insgesamt 100 zu absorbierenden Stoßströmen im Laufe der Lebensdauer einer PV-Anlage. Wie schon ausgeführt, erscheint es für die Auswahl eines geeigneten Varistors sinnvoll, für die durchschnittliche Anzahl der Wolke-Erde-Blitze in einem Umkreis von 100 m einen Wert von 2 anzunehmen. Auch wenn man den Umstand berücksichtigt, dass ein Blitzeinschlag aus mehreren Teilblitzen bestehen kann und dass eine vom Durchschnitt nach oben abweichende Anzahl von Blitzeinschlägen während der Lebensdauer der PV-Anlage vorkommen kann, so sollte eine Anzahl von 100 zu absorbierenden Stoßströmen real und bei Zugrundelegung einer

typischen PV-Anlage höchstwahrscheinlich nicht überschritten werden.

Für ein Strommaximum von 400 A und einer Impulsdauer kleiner $20 \mu\text{s}$ sowie einer Anzahl von 100 solcher zu absorbierender Stoßströme ermittelt man einen geeigneten Varistor vom Typ S14K75. Dieser hat einen Durchmesser von 14 mm.

3. Auswahlschritt: Für einen maximalen Stromwert von 400 A ergibt sich am Varistor-Typ S14K75 eine maximal auftretende Spannung von ca. 300 V. Diese Spannung überschreitet nicht die in der IEC 60664-1 für die Überspannungskategorie IV spezifizierten 2500 V [63]. Somit ist die Isolationskoordination ebenfalls gewährleistet.

Der Varistor-Typ S14K75 ist also für einen PV-Generator mit einer Leerlaufspannung von 90 V geeignet. Ähnliche Auswahlverfahren lassen sich mit anderen Leerlaufspannungen durchführen. Man kommt dann zum Ergebnis, dass ein Durchmesser des Metalloxid-Varistors von 14 mm, also der Typ S14, stets ausreichend ist. Die Dicke des Varistors ist entsprechend der Generator-Leerlaufspannung auszuwählen. Bisher eingesetzte Varistoren sind häufig vom Typ S20 und damit nur leicht überdimensioniert. Diese Überdimensionierung schlägt aber in den Kosten der meisten zu schützenden leistungselektronischen Geräte kaum zu Buche.

Kapitel 8

Zusammenfassung

Das EMV-Regelwerk ist recht komplex und auch mehrere Jahre nach den ersten gesetzgeberischen Initiativen immer noch im Fluss. Die Entwicklung der vier Fachgrundnormen und der wichtigen Produktfamiliennormen ist weitgehend abgeschlossen. Auf dem Gebiet der speziellen Produktnormen klaffen dagegen für einige Produkte noch Lücken: so für die Photovoltaik und ihre Komponenten.

Die Photovoltaik ist eine relativ junge Technologie, die im Zuge staatlicher Breitenförderung eine zunehmende Verbreitung erfährt. Wie bei jeder neuen Technologie stellen sich Probleme als solche erst während des Einsatzes in der Praxis heraus. Dies trifft etwa zu für ein ungewöhnliches EMV-Problem, das die Hersteller von PV-Komponenten (zumal die Wechselrichter-Hersteller), die die PV-Anlagen zusammenbauenden Handwerker und die Anlagen-Betreiber nur allmählich realisierten: Die DC-Seite der PV-Anlage, einschließlich des PV-Generators, hat leider gute Antenneneigenschaften. Dies hat u. a. zur Folge, dass, sofern der Wechselrichter nicht ausreichend entstört ist, dessen HF-Störungen über diese Antenne in andere Geräte einkoppeln und sich dort störend auswirken können.

Auch nachdem sich die Betroffenen dieses Problems bewusst waren, herrschte Unsicherheit über die zu treffenden Maßnahmen. Es fehlte schlicht an entsprechenden sinnvoll anzuwendenden Vorgaben der EMV-Normung. Hier klaffte eine der oben genannten Normungslücken. Im Zuge der rasanten Ausbreitung der PV-Technologie stellte sich das als ernst zu nehmendes Problem dar.

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit ist für dieses PV-spezifische EMV-Problem die Normungslücke schließlich gefüllt worden. Es sind Grenzwerte für die PV-Generator-seitigen Störemissionen sowie ein entsprechendes Messverfahren, d. h. insbesondere eine DC-

Netznachbildung mit definierten HF-Impedanzen, entwickelt worden. Die Grenzwerte und die Messverfahren wurden aus umfangreichen Messungen und Simulationen abgeleitet. Derzeit befindet sich die DC-Netznachbildung noch in der Entwicklung. Das Verfahren um die Verankerung dieser Vorgaben in einer EMV-Norm läuft in den dafür zuständigen IEC-Gremien.

Der Schwerpunkt der Arbeit lag deutlich auf dem EMV-Thema. Da sich aber auf der DC-Seite ein weiteres Problem elektrodynamischer Natur stellte und dies dieselbe Behandlung mittels Antennenmodell und darauf aufbauenden Simulationen erforderte, lag es nahe, auch dieses weitere Thema zu bearbeiten: Neben der EMV ging es in diesem zweiten Thema um die ausreichende Störfestigkeit von PV-Komponenten, hier wiederum insbesondere vom Wechselrichter, gegenüber den Einwirkungen indirekter Blitzeinschläge.

Das zweite Thema spiegelt die zwei Seiten der EMV wider: In einer bestimmten Umgebung können, so die sinnngemäße Definition der EMV, alle elektrischen oder elektronischen Geräte nur zufriedenstellend funktionieren, wenn sie jeweils die anderen Geräte nicht stören und von den anderen Geräten nicht gestört werden. Erforderlich ist für das einzelne Gerät also ein Maximum an erlaubten Emissionen elektromagnetischer Energie sowie ein Minimum an nötiger Störfestigkeit gegenüber dem Einwirken fremder elektromagnetischer Energie. Übertragen auf die vorliegende Arbeit heißt das: Während es im ersten Teil der Arbeit um ein festzulegendes Maximum an Emissionen ging, war Gegenstand des zweiten Teils die Ermittlung eines Minimum an Störfestigkeit.

Für die Einwirkung von indirekten Blitzen gibt es bereits zahlreiche Untersuchungen. Sofern diese aber experimenteller Art waren, erscheinen sie wenig aussagekräftig, da die untersuchten Stromstöße und die daraus resultierenden Belastungen weit von den real zu erwartenden Belastungen entfernt waren. Sofern die Arbeiten eher theoretisch orientiert waren, krankten sie an den in allen Fällen recht einfachen angewendeten Modellen. Hinsichtlich beider Aspekte wurde nun Abhilfe geschaffen: Der Projektpartner des Fraunhofer ISE, die HTA Burgdorf, entwickelte eine Messtechnik, die erstmals belastbare experimentelle Ergebnisse hervorbrachte. Darauf aufbauend wurden am Fraunhofer ISE Simulationen durchgeführt, die die physikalische Natur der DC-Seite einer PV-Anlage deutlich besser berücksichtigen als bisherige theoretische Untersuchungen. Im Ergebnis konnten für die Bemessung der in PV-Anlagen eingesetzten Überspannungsableiter, zumeist Metalloxid-Varistoren, verlässliche Aussagen getroffen werden. Auch dies trägt dazu bei, den Herstellern von zu schützenden PV-Komponenten die bisher herrschende Unsicherheit zu nehmen.

Anhang A

Berechnung der AC-Ersatzschaltbild-Größen

Im Folgenden werden die Bestimmungsgleichungen für die Größen C_{sc} , C_{tc} , C_d und R_d des AC-Ersatzschaltbildes der c-Si-Solarzelle (siehe Abbildung 4.1) hergeleitet. Dies geschieht unter den folgenden z. T. vereinfachenden Annahmen:

- Der pn-Übergang wird als abrupter Übergang angenommen.
- Für die p-Schicht ist eine Dotierung des Halbleiters mit Bor ($N_A = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$), für die n-Schicht eine Dotierung mit Phosphor ($N_D = 10^{19} \text{ cm}^{-3}$) angenommen. Die Dotierung soll homogen sein.
- Die Breite der n-Schicht d_n beträgt in der Regel $0,5 \mu\text{m}$, die Breite der p-Schicht d_p in der Regel $300 \mu\text{m}$.
- Die Fläche der Zelle A beträgt 100 cm^2 .

Die nachfolgenden Berechnungen stützen sich wesentlich auf die in der Software DESSIS 4.1 [32] für gängige c-Si-Solarzellen implementierten Halbleiterparameter.

A.1 Die Sperrschichtkapazität

Die Energielücke zwischen Leitungs- und Valenzband ist temperaturabhängig und berechnet sich gemäß der Gleichung

$$E_g(T) = \left(1,858 \cdot 10^{-19} \frac{\text{J}}{\text{C}} - \frac{4,731 \cdot 10^{-4} \frac{\text{J}}{\text{C} \cdot \text{K}} \cdot T^2}{T + 636 \text{ K}} \right) \cdot q \quad . \quad (\text{A.1})$$

Hierbei ist T die Temperatur und q die Elementarladung. Für T = 300 K beträgt die Energielücke

$$E_g(T = 300 \text{ K}) = 1,116 \text{ eV} \quad .$$

Zur Bestimmung der kinetischen Größen eines Kristallelektrons führt man eine effektive Masse m_{eff} ein. Bei Anwendung der Kraftgleichung $F = m_{eff}(dv/dt)$ wird damit der Umstand berücksichtigt, dass Kristallelektronen im Gegensatz zu freien Elektronen außer der äußeren Kraft F auch noch den inneren Kristallkräften unterliegen. Gleiches gilt für die Löcher. Die effektive Masse der Elektronen m_n und die effektive Masse der Löcher m_p berechnen sich für eine c-Si-Solarzelle gemäß

$$m_n(T) = 6^{\frac{2}{3}} \cdot \left[\left(0,1905 \cdot \frac{E_g(T = 0 \text{ K})}{E_g(T)} \right)^2 \cdot 0,9163 \right]^{\frac{1}{3}} \cdot m_0 \quad \text{bzw.} \quad (\text{A.2})$$

$$m_p(T) = \left(\frac{a + b \cdot T + c \cdot T^2 + d \cdot T^3 + e \cdot T^4}{1 + f \cdot T + g \cdot T^2 + h \cdot T^3 + i \cdot T^4} \right)^{\frac{2}{3}} \cdot m_0 \quad . \quad (\text{A.3})$$

Hierbei ist m_0 die Ruhmasse des Elektrons. Die Koeffizienten a bis i sind Tabelle A.1 zu entnehmen. Für T = 300 K ergeben sich relative Massen von

$$m_n(T = 300 \text{ K}) = 1,090 \quad \text{und} \quad m_p(T = 300 \text{ K}) = 1,153 \quad .$$

Die Eigenleitungsichte n_i ist gegeben durch

$$n_i(T) = \sqrt{N_c(T)N_v(T)} \exp -\frac{E_g(T)}{2kT} \quad , \quad (\text{A.4})$$

wobei sich die effektiven Zustandsdichten N_c im Leitungsband und N_v im Valenzband gemäß der Gleichungen

$$N_c(T) = 2,5409 \cdot 10^{19} \cdot \left(\frac{m_n(T)}{m_0} \right)^{\frac{3}{2}} \cdot \left(\frac{T}{300 \text{ K}} \right)^{\frac{3}{2}} \text{ cm}^{-3} \quad \text{und} \quad (\text{A.5})$$

Tabelle A.1: Koeffizienten für die Berechnung der effektiven Masse der Löcher m_p

Koeffizient	Wert
a	0,4436
b	$0,361 \cdot 10^{-2} \frac{1}{\text{K}}$
c	$0,1174 \cdot 10^{-3} \frac{1}{\text{K}^2}$
d	$0,1263 \cdot 10^{-5} \frac{1}{\text{K}^3}$
e	$0,3026 \cdot 10^{-8} \frac{1}{\text{K}^4}$
f	$0,4683 \cdot 10^{-2} \frac{1}{\text{K}}$
g	$0,2287 \cdot 10^{-3} \frac{1}{\text{K}^2}$
h	$0,7469 \cdot 10^{-6} \frac{1}{\text{K}^3}$
i	$0,1727 \cdot 10^{-8} \frac{1}{\text{K}^4}$

$$N_v(T) = 2,5409 \cdot 10^{19} \cdot \left(\frac{m_p(T)}{m_0} \right)^{\frac{3}{2}} \cdot \left(\frac{T}{300 \text{ K}} \right)^{\frac{3}{2}} \text{ cm}^{-3} \quad (\text{A.6})$$

berechnen.

Für $T = 300 \text{ K}$ beträgt die Eigenleitungsichte

$$n_i(T = 300 \text{ K}) = 1,332 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3} \quad .$$

Die Diffusionsspannung U_d ist gegeben durch die Gleichung

$$U_d(T) = \frac{k T}{q} \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2(T)} \quad . \quad (\text{A.7})$$

Für $T = 300 \text{ K}$ ergibt sich so eine Diffusionspannung von

$$U_d(T = 300 \text{ K}) = 879 \text{ mV} \quad .$$

Aus den vorstehend genannten Größen läßt sich die Breite der Sperrschicht w wie folgt berechnen:

$$w(T, U) = \sqrt{\frac{2 \epsilon_0 \epsilon_{Si} (U_d(T) - U) (N_A + N_D)}{q N_A N_D}} \quad . \quad (\text{A.8})$$

Hierbei bezeichnet U die Klemmenspannung. Die Permittivitätszahl des Siliziums ϵ_{Si} beträgt 11,7. Eine Änderung der Klemmenspannung bewirkt über eine entsprechende räumliche Erweiterung bzw. Verengung der Sperrschicht eine Änderung der in der Sperrschicht gespeicherten Raumladung. Mit der modellhaften Vorstellung der Sperrschichtträger als planparallel angeordnete Platten eines Plattenkondensators und der für Plattenkondensatoren bekannten Beziehung

$$C_{sc} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_{Si} A}{w} \quad (\text{A.9})$$

läßt sich die Sperrschichtkapazität C_{sc} folgendermaßen berechnen:

$$C_{sc}(T, U) = A \sqrt{\frac{q \epsilon_0 \epsilon_{Si} N_A N_D}{2 \cdot (N_A + N_D) (U_d(T) - U)}} \quad . \quad (\text{A.10})$$

Abbildung A.1 zeigt den Verlauf der berechneten Sperrschichtkapazität in Abhängigkeit der Spannung für die Temperaturen $T = 45 \text{ °C}$ und $T = 75 \text{ °C}$. Wie man aus der Abbildung ersehen kann, ist die Schwankungsbreite der Sperrschichtkapazität für die in diesem Zusammenhang interessierenden Spannungs- und Temperaturintervalle recht gering. Die Werte liegen um 4 bis 4,5 μF .

A.2 Die Übergangsladungsträgerkapazität

Unter der vereinfachenden Annahme einer gleichmäßigen Verteilung der Minoritätsladungsträger in der Raumladungszone berechnet sich die Übergangsladungsträgerkapazität C_{tc} nach [26] gemäß der Gleichung

$$C_{tc} = \frac{q^2 A}{2 k T} \cdot n_i(T) \cdot w(T, U) \cdot \exp \frac{q U}{2 k T} \quad . \quad (\text{A.11})$$

Abbildung A.2 zeigt die für die Übergangsladungsträgerkapazität berechneten Werte in Abhängigkeit der Spannung für die Temperaturen $T = 45 \text{ °C}$ und $T = 75 \text{ °C}$. Da, wie in Kapitel 4.1.2 dargelegt, nicht alle Kombinationen von Temperatur und Spannung möglich

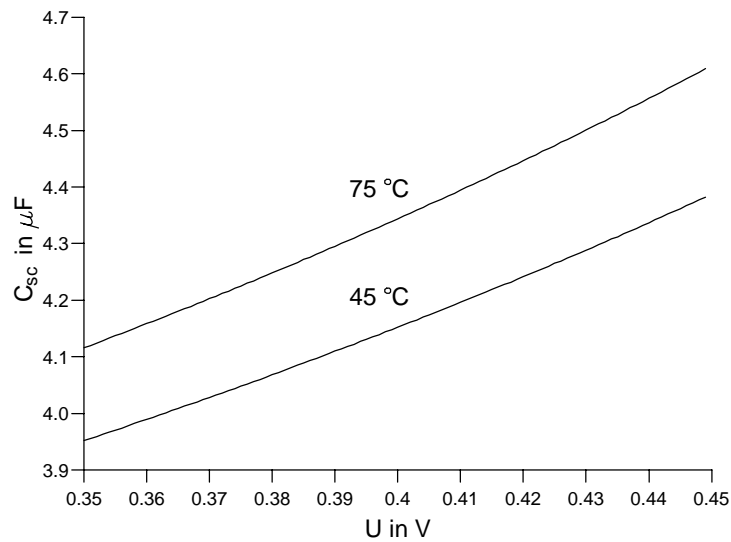


Abbildung A.1: Berechnete Sperrschichtkapazität C_{sc} in Abhängigkeit der Spannung U für die Temperaturen $T = 45^\circ\text{C}$ und $T = 75^\circ\text{C}$

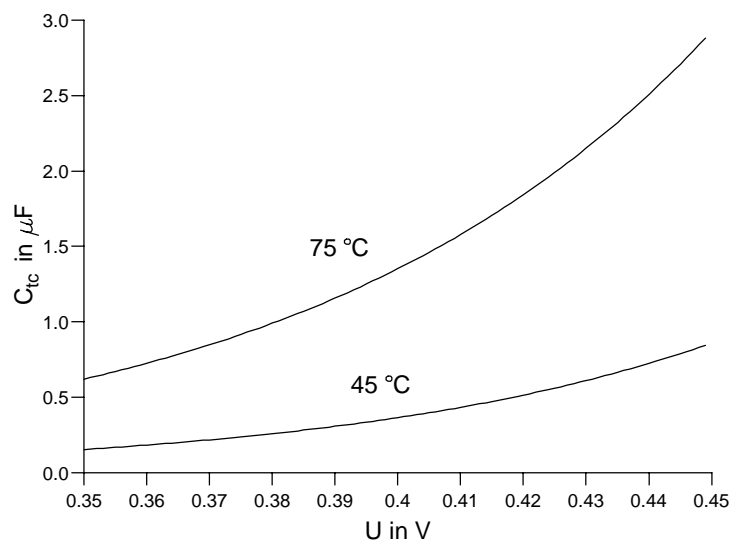


Abbildung A.2: Berechnete Übergangsladungsträgerkapazität C_{tc} in Abhängigkeit der Spannung für die Temperaturen $T = 45^\circ\text{C}$ und $T = 75^\circ\text{C}$

Tabelle A.2: Konstanten für die Berechnung der Beweglichkeit der Elektronen μ_n und der Löcher μ_p

Konstante	Wert für μ_n	Wert für μ_p	Einheit
μ_{min1}	44,9	68,5	cm^2/Vs
μ_{min2}	0	68,5	cm^2/Vs
μ_L	470,5	1414	cm^2/Vs
ς	2,5	2,2	1
μ_1	29,0	56,1	cm^2/Vs
C_r	$2,23 \cdot 10^{17}$	$9,20 \cdot 10^{16}$	cm^{-3}
C_s	$6,10 \cdot 10^{20}$	$3,41 \cdot 10^{20}$	cm^{-3}
α	0,719	0,711	1
β	2,0	1,98	1
N_i	N_A	N_D	

sind, wird der Höchstwert der Übergangsladungsträgerkapazität bei $T = 75 \text{ }^\circ\text{C}$ und $U = 400 \text{ mV}$ erreicht. Er beträgt $1,4 \text{ } \mu\text{F}$.

A.3 Die Diffusionsadmittanz

Die Diffusionsadmittanz wird gebildet aus der Parallelschaltung der Diffusionskapazität C_d und des Diffusionsleitwerts $Y_d = 1/R_d$. Die Beweglichkeit der Elektronen in der p-Schicht μ_n und der Löcher in der n-Schicht μ_p sind abhängig von der Art der Dotierung des Halbleiters. Allgemein gilt die Gleichung

$$\mu_{n,p}(T) = \mu_{min1} + \frac{\mu_L \left(\frac{T}{300 \text{ K}}\right)^\varsigma - \mu_{min2}}{1 + \left(\frac{N_i}{C_r}\right)^\alpha} - \frac{\mu_1}{1 + \left(\frac{C_s}{N_i}\right)^\beta} . \quad (\text{A.12})$$

Für eine Dotierung mit Bor (p-Schicht) bzw. mit Phosphor (n-Schicht) sind die zugehörigen Konstanten Tabelle A.2 zu entnehmen.

Die Lebensdauer der Elektronen τ_n und der Löcher τ_p berechnen sich gemäß der Glei-

chungen

$$\tau_n(T) = \frac{(250 \cdot 10^{-4} \text{ cm})^2}{D_n(T)} \quad \text{bzw.} \quad (\text{A.13})$$

$$\tau_p = \frac{1}{2,5 \cdot 10^{-31} \frac{\text{cm}^6}{\text{s}} \cdot N_D^2} \quad (\text{A.14})$$

mit

$$D_n(T) = \frac{kT}{q} \cdot \mu_n(T) \quad \text{und} \quad (\text{A.15})$$

$$D_p(T) = \frac{kT}{q} \cdot \mu_p(T) \quad (\text{A.16})$$

als jeweiligen Diffusionskoeffizienten.

Daraus lassen sich die komplexen Diffusionslängen der Elektronen \underline{L}_n und der Löcher \underline{L}_p berechnen:

$$\underline{L}_n(T, f) = \sqrt{\frac{D_n(T) \cdot \tau_n(T)}{1 + j 2 \pi f \tau_n(T)}} \quad \text{bzw.} \quad (\text{A.17})$$

$$\underline{L}_p(T, f) = \sqrt{\frac{D_p(T) \cdot \tau_p(T)}{1 + j 2 \pi f \tau_p(T)}} \quad . \quad (\text{A.18})$$

Für den Gleichstromfall ($f = 0$ Hz) und eine Temperatur von $T = 300$ K betragen die Diffusionslängen

$$L_n(T = 300 \text{ K}) = 250 \mu\text{m} \quad \text{und} \quad L_p(T = 300 \text{ K}) = 3,5 \mu\text{m} \quad .$$

Die Gleichgewichtsdichte der Elektronen im p-Halbleiter n_{0p} sowie der Löcher im n-Halbleiter p_{0n} berechnet sich gemäß

$$n_{0p}(T) = \frac{n_i^2(T)}{N_A} \quad \text{bzw.} \quad (\text{A.19})$$

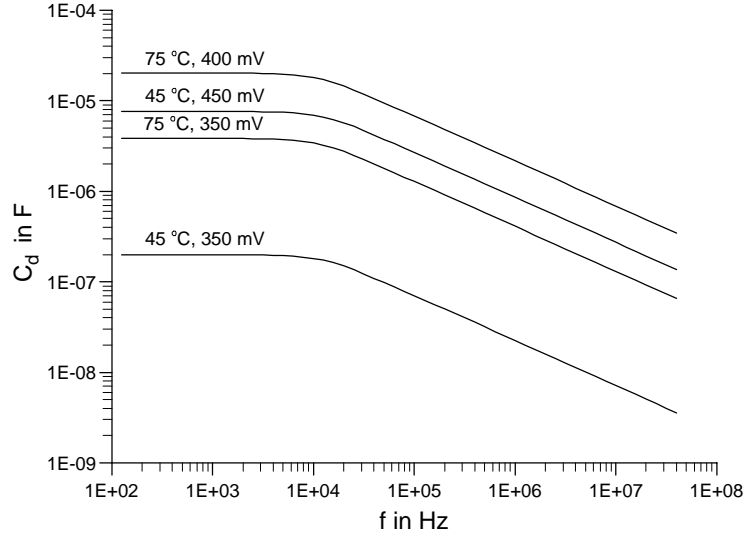


Abbildung A.3: Berechnete Diffusionskapazität C_d in Abhängigkeit der Frequenz für verschiedene Spannungen und Temperaturen

$$p_{0n}(T) = \frac{n_i^2(T)}{N_D} \quad . \quad (\text{A.20})$$

Aus den vorstehend genannten Größen läßt sich schließlich die komplexe Diffusionsadmittanz $\underline{Y}_d(T, U, f)$ wie folgt berechnen:

$$\underline{Y}_d(T, U, f) = \frac{q^2 A}{k T} \cdot \exp \frac{q U}{k T} \quad (\text{A.21})$$

$$\cdot \left(\frac{D_p(T) \cdot p_{0n}(T)}{\underline{L}_p(T, f)} \cdot \coth \left(\frac{d_n}{\underline{L}_p(T, f)} \right) + \frac{D_n(T) \cdot n_{0p}(T)}{\underline{L}_n(T, f)} \cdot \coth \left(\frac{d_p}{\underline{L}_n(T, f)} \right) \right) \quad .$$

Die Diffusionskapazität C_d und der Diffusionswiderstand R_d berechnen sich dann zu

$$C_d(T, U, f) = \frac{\text{Im} \{ \underline{Y}_d(T, U, f) \}}{2 \pi f} \quad \text{bzw.} \quad (\text{A.22})$$

$$R_d(T, U, f) = \frac{1}{\text{Re} \{ \underline{Y}_d(T, U, f) \}} \quad . \quad (\text{A.23})$$

Abbildung A.3 zeigt die berechnete Diffusionskapazität in Abhängigkeit der Frequenz für verschiedene Temperatur-Spannungs-Wertekombinationen. Unmittelbar zu erkennen ist ihre enorme Schwankungsbreite. Die für den Diffusionswiderstand berechneten Werte sind in Abbildung 4.3 dargestellt.

Literaturverzeichnis

- [1] Genennig, B.; Hoffmann, V. U.: Sozialwissenschaftliche Begleituntersuchung zum Bund-Länder-1000-Dächer-Photovoltaik-Programm. Forschungsbericht im Auftrag des Bundesministeriums für Bildung, Wissenschaft, Forschung und Technologie. Umweltinstitut Leipzig und Fraunhofer-Institut für Solare Energiesysteme ISE Freiburg Juni 1996
- [2] Roth, W.: Photovoltaische Energieversorgungssysteme - Prinzipieller Systemaufbau und Einsatzmöglichkeiten. In: Begleitbuch zum Seminar „Photovoltaik-Anlagen“. Hrsg. Fraunhofer-Institut für Solare Energiesysteme ISE. Freiburg 1997
- [3] DFS-Statistik Photovoltaik 1990 - 2003. Deutscher Fachverband Solarenergie e. V. Freiburg. Stand: 11.07.2000
- [4] 1000-Dächer Meß- und Auswerteprogramm. Jahresjournal 1995. Hrsg. Fraunhofer-Institut für Solare Energiesysteme ISE. Freiburg 1995
- [5] Digitaler Sound im Herzen Afrikas. Fraunhofer Magazin (1999) Nr. 4, S. 38/39
- [6] Fournié, P.; Courseille, O.; Samara, N. A.; Rothblatt, M. A.; Harris, G. C.: The Worldspace Programme: The first DAB satellite service for the world. International Journal of Satellite Communications (1995) Vol. 13, S. 267 - 272
- [7] Schattner, S.; Bopp, G.; Hofmayer, U.: The Electromagnetic Compatibility (EMC) of Solar Home Systems. 16th European Photovoltaic Solar Energy Conference. Glasgow 2000
- [8] Hofmayer, U.: Elektromagnetische Verträglichkeit in Solar Home Systems. Diplomarbeit. Fraunhofer-Institut für Solare Energiesysteme ISE. Freiburg 1999
- [9] Götzberger, A.; Voss, B.; Knobloch, J.: Sonnenenergie. Photovoltaik. Physik und Technologie der Solarzelle. Stuttgart: Teubner 1994

- [10] Räuber, A.: Solarzellentechnologien im Vergleich. In: Supplementband zum Seminar „Photovoltaisch versorgte Geräte und Kleinsysteme“. Hrsg. Fraunhofer-Institut für Solare Energiesysteme ISE. Freiburg 2000
- [11] Schmidt, H.: Wechselrichter für Photovoltaik-Anlagen. In: Begleitbuch zum Seminar „Photovoltaik-Anlagen“. Hrsg. Fraunhofer-Institut für Solare Energiesysteme ISE. Freiburg 1997
- [12] Marktübersicht Wechselrichter 2000. Photon (2000) Ausgabe Mai-Juni, S. 60 - 71
- [13] Kuhmann, J.; Schmidt, H.: Laderegler. In: Begleitbuch zum Seminar „Photovoltaische Energieversorgung von Geräten und Kleinsystemen“. Hrsg. Fraunhofer-Institut für Solare Energiesysteme ISE. Freiburg 1997
- [14] VDE 0870: Elektromagnetische Beeinflussung (EMB). Berlin: VDE-Verlag 1984
- [15] Schwab, A.: Elektromagnetische Verträglichkeit. 4. Auflage. Berlin: Springer-Verlag 1996
- [16] Habiger, E.: Elektromagnetische Verträglichkeit: Grundzüge ihrer Sicherstellung in der Geräte- und Anlagentechnik. 2. Auflage. Heidelberg: Hüthig 1996
- [17] 89/336/EWG, EMV-Richtlinie des Rates der Europäischen Gemeinschaft vom 3. Mai 1989 zur Angleichung der Rechtsvorschriften der Mitgliedsstaaten über die elektromagnetische Verträglichkeit. Amtsblatt der EG
- [18] Deutsches EMV-Gesetz (EMVG) vom November 1992. Bundesanzeiger-Verlags-GmbH
- [19] VDE 0876 Teil 16-1: Anforderungen an Geräte und Einrichtungen sowie Festlegung der Verfahren zur Messung der hochfrequenten Störaussendung (Funkstörungen) und Störfestigkeit. Teil 1. Hrsg. Deutsches Institut für Normung. Berlin: Beuth-Verlag
- [20] Richtlinie für den Parallelbetrieb von Eigenerzeugungsanlagen mit dem Niederspannungsnetz des Elektrizitätsversorgungsunternehmens (EVU). Hrsg. Vereinigung Deutscher Elektrizitätswerke. 1991
- [21] VDE 0878 Teil 1: Funk-Entstörung von Anlagen und Geräten der Fernmeldetechnik. Allgemeine Bestimmungen. Berlin: Beuth-Verlag
- [22] Persönliche Mitteilung durch die Regulierungsbehörde für Telekommunikation und Post vom 26.10.1999

- [23] Nutzungsbestimmung 30. Hrsg. Regulierungsbehörde für Telekommunikation und Post auf der Grundlage des Telekommunikationsgesetzes (TKG) § 45. Stand: 15.06.1999
- [24] CONCEPT II Version 8.0. Technische Universität Hamburg-Harburg, Arbeitsbereich Theoretische Elektrotechnik November 1998
- [25] Möschwitzer, A.; Lunze, K.: Halbleiterelektronik. 4. Auflage. Heidelberg: Hüthig Verlag 1980
- [26] Gopal, R.; Dwivedi, R.; Srivastava, S. K.: Theoretical investigations of experimentally-observed open-circuit voltage-decay (OCVD) curves. Solid-State Electronics Vol. 26 (1983), No. 11, S. 1101 - 1109
- [27] Harmon, S. Y.; Backus, C. E.: Measurement of free carrier lifetime in an illuminated solar cell from capacitance measurements. Conference Record of the 13th IEEE Photovoltaic Specialists Conference June 5 - 8, 1978, Washington, D.C., S. 76 - 82
- [28] Mueller, R. L.; Wallace, M. T.: Scaling nominal solar cell impedances for array design. Conf. Rec. of the 1st WCPEC, Dec. 5 - 9, 1994, Hawaii, S. 2034 - 2037
- [29] Suresh, M. S.: Measurement of solar cell parameters using impedance spectroscopy. Solar Energy Materials and Solar Cells 43 (1996), S. 21 - 28
- [30] Löcherer, K.-H.: Halbleiterbauelemente. Stuttgart: Teubner 1992
- [31] Kleiss, G.: Energetische Bewertung von photovoltaischen Modulen auf der Grundlage der Jahreswirkungsgradmethode. Dissertation TU Berlin 1997
- [32] ISE Integrated Systems Engineering AG: DESSIS 4.1. Zürich 1997
- [33] Meinke, H. (Hrsg.): Hochfrequenztechnik Bd. 2. Komponenten. 5., überarb. Auflage. Berlin: Springer 1992
- [34] Küpfmüller, K.; Kohn, G.: Theoretische Elektrotechnik und Elektronik: eine Einführung. 14., verb. Aufl.. Berlin: Springer 1993
- [35] Rothauge, B.: Impedanzverhalten von photovoltaischen Generatoren unter realen Einsatzbedingungen. Diplomarbeit ISET Kassel Oktober 1999
- [36] Erge, T. et al.: Untersuchung der elektromagnetischen Eigenschaften des Solargenerators in netzgekoppelten photovoltaischen Stromversorgungsanlagen. Projektbericht. Fraunhofer-Institut für Solare Energiesysteme ISE Freiburg 1997

- [37] Harrington, R. F.: Field Computation by Moment Methods. Piscataway: IEEE Press 1993
- [38] Gonschorek, K. H.; Singer, H.: Elektromagnetische Verträglichkeit: Grundlagen, Analysen, Maßnahmen. Stuttgart: Teubner 1992
- [39] Rohde & Schwarz: CE-Kennzeichnung: Störemissions-Messtechnik. München: 1999
- [40] Hasse, P.; Wiesinger, J.: Handbuch für Blitzschutz und Erdung. Berlin: VDE-Verlag 1989
- [41] Uman, M. A.: The lightning discharge. London: Academic Press 1987
- [42] Baatz, H.: Mechanismus der Gewitter und Blitze. Berlin: VDE-Verlag 1985
- [43] Deutscher Wetterdienst: Mittlere Anzahl der Tage mit Gewitter pro Jahr im Zeitraum 1951 bis 1980. DWD K3 Dr. Kalb Offenbach
- [44] Finke, U.; Hauf, T.: Characteristics of Lightning Distribution in Southern Germany. Proc. Int. Conf. Atmospheric Electricity, Osaka, 1996, S. 380 - 383
- [45] Vornorm DIN V ENV 61024-1, Ausgabe: 1996-08, Blitzschutz baulicher Anlagen - Teil 1. Hrsg. Deutsches Institut für Normung. Berlin: Beuth-Verlag
- [46] DIN VDE 0185 Teil 103: Schutz gegen elektromagnetischen Blitzimpuls. Teil 1. Hrsg. Deutsches Institut für Normung. Berlin: Beuth-Verlag
- [47] Heidler, F.: Lightning Electromagnetic Impulse - Theorie und Messungen. Dissertation Universität der Bundeswehr München 1987
- [48] Persönliche Mitteilung durch Herrn Dr. Heidler am 07.07.00
- [49] DIN VDE 0110-1: Isolationskoordination für elektrische Betriebsmittel in Niederspannungsanlagen. Teil 1. Hrsg. Deutsches Institut für Normung. Berlin: Beuth-Verlag, Ausgabe: 1997-04
- [50] Felder, B.; Robb, J. D.: Ability of Photovoltaic Modules to Withstand Lightning Strikes. Proc. 5th Photovoltaic Solar Energy Conference, Athen 1982, S. 647 - 651
- [51] Hörtensteiner, M.: Blitzschutz von Solaranlagen. Diplomarbeit Fachhochschule Augsburg 1991
- [52] Möck, R.: Einkopplung von Überspannungen in Solarmodule. Praktikumsarbeit Fachhochschule Augsburg 1992

- [53] Kirr, C.: Einkopplung von Überspannungen in Solarmodule. Diplomarbeit Fachhochschule Augsburg 1993
- [54] Stern, H.-J.: Über die Beeinflussung von Solarmodulen durch transiente Magnetfelder. Dissertation Technische Universität Braunschweig 1994
- [55] Verhoeven, S. A. M.; Pettinga, J. A. J.: Lightning induced voltages in a solar array to improve the grounding structure. Proc. 13th European Photovoltaic Solar Energy Conference, Nice, 23 - 27 October 1995
- [56] Häberlin, H.; Minkner, R.: Blitzeinschläge - eine Gefahr für Solarmodule? - Experimente zur Blitzstromempfindlichkeit von Photovoltaikanlagen. Bulletin SEV/VSE 1/93, S. 42 - 47
- [57] Häberlin, H.; Minkner, R.: A simple method for lightning protection of PV-systems, 12th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition. Amsterdam, 11. - 15. April 1994
- [58] Müller, K.-P.: Blitz-/Überspannungsschutz für Photovoltaik-Anlagen. Konferenzband 6. Nat. Symposium Photovoltaische Solarenergie, Staffelstein 1991, S. 48 - 53
- [59] Hotopp, R.: Blitzschutz von Photovoltaik-Anlagen: Stand der Technik und Entwicklungsbeitrag durch die Photovoltaik-Siedlung Essen. 1. VDE/ABB-Blitzschutztagung, 29.2. - 1.3.1996
- [60] Vaßen, F.; Vaaßen, W.: Bewertung der Gefährdung von netzparallelen Photovoltaik-Anlagen bei direktem und nahem Blitzeinschlag und Darstellung der daraus abgeleiteten Maßnahmen des Blitz- und Überspannungsschutzes. In: Noack, Friedhelm: Neue Blitzschutznormen in der Praxis: Vorträge der VDE/ABB-Fachtagung am 6. und 7. November 1997 in Neu-Ulm, VDE-Verl., Berlin, Offenbach, 1997
- [61] Bopp, G; v. Dohlen, K.: Blitzschutz in Photovoltaik-Anlagen. In: Begleitbuch zum Seminar „Photovoltaik-Anlagen“. Hrsg. Fraunhofer-Institut für Solare Energiesysteme ISE. Freiburg 1997
- [62] Siemens Matsushita Components: SIOV Metalloxid-Varistoren. Datenbuch 1997
- [63] IEC 60664-1: Insulation coordination for equipment within low-voltage systems. First edition 1992-10

Lebenslauf

Persönliche Daten

Name: Steffen Schattner
Geburtsdatum: 21.07.1971
Geburtsort: Tel Aviv/Israel
Familienstand: verheiratet

Schulausbildung

1977 - 1981 Grundschohle in Miami/USA
1981 - 1990 Konrad-Adenauer-Gymnasium in Meckenheim

Studium und Beruf

1991 - 1997 Studium der Elektrotechnik an der Universität Karlsruhe (TH)
April - September 1997 Diplomarbeit beim Fraunhofer-Institut für Solare Energiesysteme in Freiburg
1998 - 2001 Doktorand am Fraunhofer-Institut für Solare Energiesysteme in Freiburg

