



TECHNISCHE  
UNIVERSITÄT  
WIEN

## DISSERTATION

# Modellierung und Regelung eines mobilen VLF Prüfgenerators

Ausgeführt zum Zwecke der Erlangung des akademischen Grades eines  
Doktors der technischen Wissenschaften (Dr.techn.)

unter der Leitung von  
Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Andreas Kugi  
E376  
Institut für Automatisierungs- und Regelungstechnik

eingereicht an der  
Technischen Universität Wien  
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

von  
Dipl.-Ing. Stefan Eberharter  
Matrikelnummer: 0426653  
Sebastian-Kneipp-Gasse 10/6, 1020 Wien, Österreich

Wien, im November 2015

---



---

## Abstract

---

This work deals with the design of a nonlinear control and estimation strategy for a very low frequency (VLF) test generator which is used for a mobile on-site testing of high-voltage cables. A suitable control of the test generator is required to meet the high demands on the quality and accuracy of the VLF test voltage. First, a detailed mathematical model of the test generator is developed, which describes all the non-ideal characteristics of the system. Based on this detailed model, a reduced model of the test generator and an envelope model are derived. Both simplified models reproduce the main characteristics of the test generator very well and are thus suitable for systems analysis and controller design. In the systems analysis, optimal control inputs are determined in such a way that the power losses during the testing operation are minimized and the high requirements regarding the quality of the test voltage are fulfilled. This knowledge gained from the analysis is directly used in the development of the controller. It is shown that the required quality of the test voltage can only be achieved if, in addition to a suitable nonlinear controller design, several system parameters are optimized. Since the capacitance of the test cable is generally unknown before the testing, the controller is extended by an appropriate estimator for the cable capacitance. The achievable control performance is validated in simulations and measurements on a VLF test generator prototype for test voltages up to 200 kV rms. Finally, an alternative hardware design of the prototype is presented, which further improves the quality of the test voltage and increases the value of the maximum cable capacitance to be tested.



---

## Kurzzusammenfassung

---

Diese Arbeit beschäftigt sich mit dem Entwurf eines nichtlinearen Regelungs- und Beobachterkonzepts für einen very low frequency (VLF) Prüfgenerator zum mobilen Prüfen von Hochspannungskabeln. Die Regelungsstrategie wird benötigt, um die sehr hohen Anforderungen an die Qualität und Genauigkeit der VLF Testspannungen erfüllen zu können. Zu Beginn dieser Arbeit wird ein detailliertes mathematisches Modell des Prüfgenerators hergeleitet, welches die wesentlichen nichtidealen Eigenschaften des Systems beschreibt. Ausgehend von diesem Modell werden ein reduziertes Modell des Prüfgenerators und ein Hüllkurvenmodell erstellt. Diese vereinfachten Modelle bilden die wesentlichen Eigenschaften des Prüfgenerators sehr gut ab und werden deshalb für eine Systemanalyse und den anschließenden Reglerentwurf verwendet. In der Systemanalyse wird unter anderem untersucht, wie die Stellgrößen gewählt werden müssen, damit die Verluste während des Prüfbetriebs minimiert und gleichzeitig die hohen Anforderungen an die Qualität der Testspannung erfüllt werden. Die daraus gewonnenen Erkenntnisse werden direkt im Entwurf des Regelungs- und Beobachterkonzepts verwendet. Im Zuge des Reglerentwurfs wird gezeigt, dass die Anforderungen an die Qualität der Testspannung nur erfüllt werden können, wenn zusätzlich zum eigentlichen nichtlinearen Reglerentwurf mehrerer Systemparameter optimiert werden. Da im späteren Prüfbetrieb die Kapazität des Testkabels nicht genau bekannt ist, wird die Regelung um einen Beobachter für die Kabelkapazität erweitert. Die erzielbare Regelgüte wird in Simulationen und Messungen an einem VLF Prüfgenerator Prototyp für Testspannungen bis zu 200 kV rms validiert. Im Anschluss daran wird eine Hardwareänderung des Prototyps vorgeschlagen, mit deren Hilfe eine weitere Verbesserung der Spannungsqualität erzielt und zusätzlich der Wert der maximal möglichen Kabelkapazität erhöht werden kann.



---

# Inhaltsverzeichnis

---

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1	Mobile Kabelprüfung . . . . .	1
1.2	Stand der Technik von VLF Prüfgeneratoren . . . . .	3
1.3	Ziele und Gliederung der Arbeit . . . . .	10
<b>2</b>	<b>Systembeschreibung des VLF Prüfgenerators</b>	<b>13</b>
2.1	Funktionsprinzip . . . . .	13
2.2	Komponenten und Aufbau . . . . .	15
<b>3</b>	<b>Mathematische Modellierung</b>	<b>19</b>
3.1	Vollständiges Modell . . . . .	19
3.1.1	Leistungsmodul . . . . .	20
3.1.2	Resonanzkreis . . . . .	21
3.1.3	Hochspannungskabel . . . . .	23
3.1.4	Demodulator . . . . .	25
3.2	Reduziertes Modell . . . . .	29
3.3	Hüllkurvenmodell . . . . .	32
<b>4</b>	<b>Modellparametrierung, -validierung und Modellvergleich</b>	<b>41</b>
4.1	Parametrierung und Validierung des vollständigen Modells . . . . .	41
4.1.1	Messaufbau . . . . .	42
4.1.2	Parametrierung des Leistungsmoduls . . . . .	43
4.1.3	Parametrierung des Resonanzkreises und des Erregertrans- formators . . . . .	45
4.1.4	Parametrierung der Streukapazitäten . . . . .	48
4.1.5	Validierung des Gesamtmodells anhand von Messungen mit kapazitiver Last . . . . .	50

4.2	Modellvergleich . . . . .	52
4.2.1	Vergleich des vollständigen mit dem reduzierten Modell . . . . .	52
4.2.2	Vergleich des reduzierten Modells mit dem Hüllkurvenmodell	55
<b>5</b>	<b>Systemanalyse</b>	<b>59</b>
5.1	Einfluss der Streukapazitäten und der Kabelkapazität . . . . .	60
5.2	Grenzen der einfachen Demodulationsstrategie . . . . .	61
5.3	Leistungsoptimale Ansteuerung des Demodulators . . . . .	65
<b>6</b>	<b>Optimales Regelungskonzept</b>	<b>71</b>
6.1	Virtuelles Regelgesetz . . . . .	73
6.2	Berechnung der realen Stellgrößen . . . . .	74
6.2.1	Berechnung von $\chi$ in Phase $\mathbf{A}^+$ . . . . .	75
6.2.2	Berechnung von $R_{dm}^-$ in Phase $\mathbf{B}^+$ . . . . .	77
6.3	Bestimmung der Umschaltzeitpunkte zwischen den Regelphasen .	79
6.4	Schätzung der Kabelkapazität $C_l$ . . . . .	80
6.5	Optimale Wahl der Entladewiderstände im Demodulator . . . . .	82
<b>7</b>	<b>Validierung des Regelungskonzepts</b>	<b>91</b>
7.1	Validierung durch Simulationsstudien . . . . .	91
7.1.1	Validierung des Schätzalgorithmus . . . . .	92
7.1.2	Validierung der Regelung für sinusförmige Testspannungen	93
7.1.3	Nicht-sinusförmige Testspannungen . . . . .	100
7.2	Validierung des Regelungskonzepts am Prototyp . . . . .	101
7.2.1	Messaufbau und Implementierung . . . . .	101
7.2.2	Messergebnisse . . . . .	102
<b>8</b>	<b>Verbesserte Demodulatorvariante</b>	<b>109</b>
8.1	Demodulator mit schaltbaren Entladewiderständen . . . . .	110
8.2	Simulativer Vergleich der Demodulatorvarianten . . . . .	112
<b>9</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>117</b>
<b>A</b>	<b>Berechnung des THD Werts der Testspannung <math>u_l</math></b>	<b>121</b>
<b>B</b>	<b>Berechnung von <math>\hat{U}_\Sigma</math> in Regelphase <math>\mathbf{A}^+</math></b>	<b>123</b>
<b>C</b>	<b>Trajektorien-generator für eine nicht-sinusförmige Testspannung <math>u_l</math></b>	<b>127</b>
<b>D</b>	<b>Parameter</b>	<b>131</b>

# KAPITEL 1

---

## Einleitung

---

Eine der großen Herausforderungen in Hochspannungsnetzwerken ist das Testen kompletter Netze bevor diese in Betrieb genommen werden. Auch wenn sämtliche Komponenten eines Netzes direkt nach der Herstellung in der Fabrik überprüft wurden, muss die endgültige Zusammenschaltung der Komponenten und vor allem die verwendeten Hoch- und Höchstspannungskabel vor Ort getestet werden. Dieses Kapitel gibt einen kurzen Einstieg in die Problematik der mobilen Prüfung von Hochspannungskabeln und schafft einen Überblick über die derzeit vorhandenen Technologien zur Erzeugung der benötigten Testspannungen. In Abschnitt 1.1 wird dazu als Erstes auf die mobile Kabelprüfung und die verwendeten Testmethoden näher eingegangen. Im Anschluss wird in Abschnitt 1.2 ein Überblick über verschiedene Prüfgeneratoren gegeben, welche zur Erzeugung der Testspannungen verwendet werden. Die Ziele sowie die Gliederung dieser Arbeit werden in Abschnitt 1.3 zusammengefasst.

## 1.1 Mobile Kabelprüfung

Ursprünglich wurden Hoch- und Höchstspannungskabel durch Anlegen einer Gleichspannung (HV-DC Test) getestet, siehe [14, 19]. Bei den heutzutage üblicherweise verwendeten Hochspannungskabeln mit Kunststoffisolation, wie etwa XLPE (cross-linked polyethylen) oder PE (polyethylen), ist ein Testen mit Gleichspannung aus mehreren Gründen nicht sinnvoll. Erstens kann es bei Verwendung einer Gleichspannung zur Akkumulation von Raum- und Restladungen in der Isolation des Testkabels kommen, welche vor allem in der Umgebung von bereits vorhandenen Fehlstellen zu einer erhöhten elektrischen Beanspruchung der Isolation führen, siehe [1, 14, 62, 64]. Diese erhöhte Belastung der Kabelisolation kann

im späteren Betrieb zu Störungen in der Versorgung oder im schlimmsten Fall zu einem kompletten Ausfall des betroffenen Hochspannungskabels führen. Zweitens erweist sich eine Gleichspannung als relativ ineffizient zum Erkennen und Lokalisieren von Isolationsfehlern, [31, 46], weshalb zum Testen von Hochspannungskabeln mittlerweile bevorzugt Wechselspannungen eingesetzt werden. Bei Tests mit netzfrequenter oder höherfrequenter Wechselspannung werden aufgrund der großen Kabelkapazitäten der Hochspannungskabel sehr hohe Blindleistungen benötigt. Um diese Leistungen zur Verfügung zu stellen, sind sehr große und damit schwere Prüfgeneratoren notwendig, welche sich nur eingeschränkt für eine Prüfung vor Ort eignen [7, 20, 44, 58]. Damit eine mobile Prüfung von Hoch- und Höchstspannungskabeln mit Wechselspannung trotzdem möglich ist, wurde in den letzten Jahrzehnten eine neue Testmethode mit sehr niedrigen Testfrequenzen (very low frequency (VLF)) im Bereich von 10 mHz bis 0.1 Hz eingeführt, siehe [13, 31, 49, 55, 56]. Diese starke Verringerung der Testfrequenz im Vergleich zur Netzfrequenz führt zu einer deutlichen Reduktion der benötigten Blindleistung [47]. Dies wiederum erlaubt den Bau von wesentlich kompakteren und leichteren Prüfgeneratoren, welche einfacher zu transportieren und damit für eine mobile Prüfung vor Ort geeignet sind.

Bei mobilen Kabelprüfungen werden verschiedene Prüfmethode eingesetzt, welche es ermöglichen, eine Aussage über den Alterungszustand und damit die Qualität eines getesteten Hochspannungskabels zu treffen. Die einfachste dieser Prüfmethode stellt die Stehspannungsprüfung (withstand test) dar [25, 36]. Sie erlaubt lediglich eine einfache „ja-nein-Aussage“ über die Funktionstüchtigkeit des getesteten Kabels und gibt keine genaue Auskunft über etwaige Beschädigungen des Kabels. Außerdem kann diese Prüfmethode zu einer Beschädigung des Testkabels führen. Eine bereits deutlich bessere Prüfmethode ist die sogenannte  $\tan \delta$  Messung bzw. Verlustfaktormessung [22, 51]. Der Verlustfaktor  $\tan \delta$  ist als Verhältnis von ohmschen zu kapazitiven Verlusten eines Kabels definiert [32]. Mit dieser Prüfmethode können Isolationsfehler, wie etwa durch Wassereinschlüsse hervorgerufene „water trees“, identifiziert werden, wodurch der Alterungszustand des getesteten Kabels grob klassifiziert werden kann. Eine dritte VLF Prüfmethode ist die Teilentladungsmessung [47, 53, 55, 61]. Durch diese Messung können Entladungskanäle, sogenannte „electrical trees“, in der Kabelisolation detektiert werden. Diese Entladungskanäle werden durch Störstellen in der Isolation wie etwa Hohlräume, Fremdeinschlüsse im Kunststoff, mechanische Unregelmäßigkeiten an der Grenzschicht oder Verunreinigungen in den Leitschichten hervorgerufen. Entlang dieser Entladungskanäle kommt es beim Anlegen einer VLF Testspannung zu elektrischen Teildurchschlägen in der Isolation. Diese Teilentladungen werden gemessen und durch eine entsprechende Auswertung kann der Alterungszustand des Hochspannungskabels sehr gut bewertet werden. Außerdem erlaubt diese Methode eine zerstörungsfreie Prüfung von Hochspannungskabeln und ermöglicht sogar eine örtliche Detektion der Isolationsfehler. Dadurch können gezielte Wartungs- und Reparaturmaßnahmen geplant und wichtige Kosten

gespart werden.

Für die soeben genannten VLF Kabelprüfungen sind im Wesentlichen zwei Formen von Testspannungen gebräuchlich [24]. Die erste Form ist eine sogenannte Cosinus-Rechteckspannung, welche durch eine Rechteckspannung erzeugt wird, deren Übergänge mithilfe von Cosinus-Funktionen verschliffen werden. Die Frequenz der Rechteckspannung entspricht dabei der gewünschten niedrigen Frequenz, während die Übergänge mit Cosinus-Funktionen so gewählt werden, dass die Übergangszeit etwa der halben Periodendauer der normalen Netzfrequenz entspricht. Der Vorteil dieser Testspannung liegt vor allem in ihrer relativ einfachen Erzeugung mithilfe von Gleichspannungsgeneratoren. Die zweite gebräuchliche Form von Testspannungen ist eine niederfrequente sinusförmige Spannung. Für diese Form der Testspannung ergeben sich gewisse Vorteile bezüglich der Diagnose und der Beurteilung der Qualität von Hochspannungskabeln, siehe [24]. Sinusförmige Testspannungen sind jedoch schwieriger zu erzeugen als Cosinus-Rechteckspannungen. Dies liegt daran, dass die üblicherweise für AC-Prüfsysteme eingesetzten Hochspannungstransformatoren für die betrachteten sehr niedrigen VLF Frequenzen nicht geeignet sind [43, 47]. An die Signalqualität der VLF Testspannungen werden sehr hohe Anforderungen gestellt, wobei die Signalqualität meist über den THD Wert (total harmonic distortion value) bewertet wird. Dieser Wert gibt im Wesentlichen die Verzerrung eines Signals durch höhere Harmonische an. Die genaue Definition des THD Werts und dessen Berechnung kann im Anhang A gefunden werden. Für sinusförmige Spannungen muss der THD Wert der generierten Testspannung gemäß IEEE Standard [24] weniger als 5 % betragen.

## 1.2 Stand der Technik von VLF Prüfgeneratoren

Dieser Abschnitt gibt einen Überblick über derzeit verfügbare VLF Prüfgeneratoren, welche zur Erzeugung von VLF Testspannungen verwendet werden. Dazu werden die verschiedenen Schaltungskonzepte der Prüfgeneratoren kurz erläutert und deren Vor- und Nachteile zusammengefasst.

In der Patentschrift [48] wird ein VLF Prüfgenerator vorgeschlagen, welcher zur Erzeugung der VLF Hochspannung einen Niederspannungsstelltransformator verwendet. In Abbildung 1.1 ist der prinzipielle Aufbau dieses Prüfgenerators dargestellt. Der Stelltransformator (a) wird primärseitig mit der Netzspannung  $u_{in}$  (z.B. 230 V, 50 Hz) versorgt. Durch eine gezielte Verschiebung des sekundärseitigen Abgriffs mithilfe eines elektrischen Positionierantriebs wird die Amplitude der Wechspannung mit der gewünschten niederfrequenten VLF Testfrequenz (10 mHz - 0.1 Hz) moduliert. Diese amplitudenmodulierte Spannung wird anschließend mithilfe eines Hochspannungstransformators (b) auf die benötigte

hohe VLF Testspannung gebracht und über den nachfolgenden Demodulator (c) gleichgerichtet. Der Demodulator kann je nach Halbwelle der Testspannung über einen Schalter umgeschaltet werden. Betrachtet man die positive Halbwelle der Testspannung, erfolgt in der ersten Hälfte zunächst ein Laden der Kabelkapazität entlang des gewünschten sinusförmigen Verlaufs. Da in diesem Prüfgenerator kei-

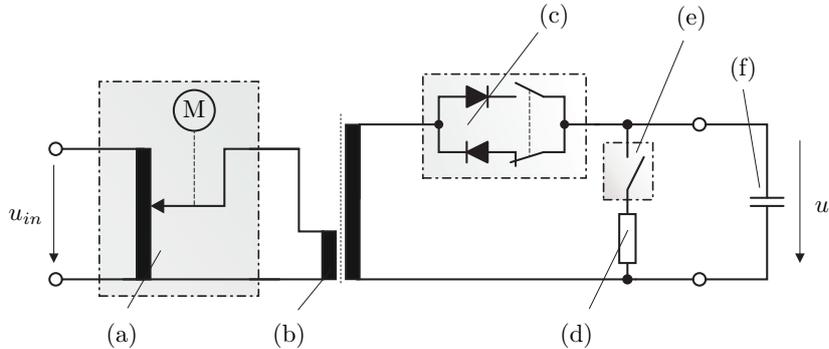


Abbildung 1.1: Funktionsprinzip des Prüfgenerators nach [48] mit (a) Niederspannungstelltransformator mit Positionierantrieb, (b) Hochspannungstransformator, (c) Demodulator, (d) Entladewiderstand, (e) Hochspannungsschalter, (f) kapazitive Last (Hochspannungstestkabel).

ne Netzrückspeisung möglich ist, kann die Kabelkapazität in der zweiten Hälfte der positiven Halbwelle nicht schnell genug entladen werden. Aus diesem Grund wird zur Entladung ein fester Entladewiderstand (d), welcher parallel zum Hochspannungskabel angebracht ist, zugeschaltet. Um einen näherungsweise sinusförmigen Verlauf der Testspannung zu erzielen, erfolgt schließlich eine Entladung über den Entladewiderstand und ein gleichzeitiges Nachladen der Kabelkapazität über den Gleichrichter. Der in Abbildung 1.1 dargestellte VLF Prüfgenerator besitzt einen sehr einfachen und robusten Aufbau, weist jedoch eine Reihe von Nachteilen auf. Zunächst begrenzt der Stelltransformator die maximal verfügbare Leistung, wodurch der Prüfgenerator für Tests von sehr langen Hochspannungskabeln nicht geeignet ist. Außerdem verursacht die Verwendung eines festen Entladewiderstands mehrere Probleme. Für große Kabelkapazitäten muss der Entladewiderstand klein genug dimensioniert sein, damit diese schnell genug entladen und eine sinusförmige Testspannung erzeugt werden kann. Wird der Entladewiderstand jedoch zu klein gewählt, führt dies zu einer zu schnellen Entladung von kleineren Kabelkapazitäten, womit ein ständiges Nachladen über den Demodulator notwendig ist. Dies führt in Summe zu einer sehr schlechten energetischen Effizienz des Prüfgenerators. Zusätzlich ist für die Zuschaltung des Entladewiderstands in der vorgeschlagenen Schaltungsvariante ein Hochspannungsschalter (e) notwendig, welcher für große Testspannungen aufwändig und teuer ist.

Ein sehr ähnliches Prinzip eines VLF Prüfgenerators wird in der Patentschrift [52] dargestellt. Bei diesem Prüfgenerator erfolgt erneut eine Amplitudenmodula-

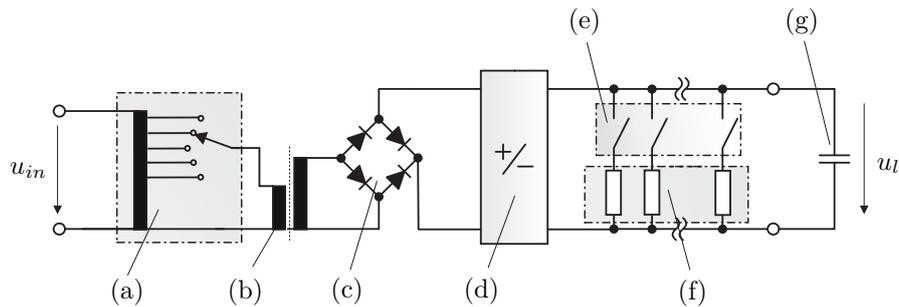


Abbildung 1.2: Funktionsprinzip des Prüfgenerators nach [52] mit (a) Leistungstransformator mit mehreren Abgriffen, (b) Hochspannungstransformator, (c) Brückengleichrichter, (d) Polarisierungsschalter, (e) Hochspannungsschalter, (f) Entladewiderstände, (g) kapazitive Last (Hochspannungstestkabel).

tion der Netzspannung. Im Gegensatz zu [48] wird hier jedoch ein Transformator mit mehreren Sekundärabgriffen vorgeschlagen (a), wobei die Wicklungen derart dimensioniert sind, dass die entsprechenden Ausgangsspannungen an den Abgriffen näherungsweise einen sinusförmigen Verlauf ergeben. Durch ein gezieltes mechanisches Umschalten zwischen den Abgriffen kann die gewünschte Modulation der Amplitude mit der VLF Testfrequenz erzielt werden. Der Hochspannungsteil besteht im Wesentlichen aus einem Hochspannungstransformator (b), einem Brückengleichrichter (c) und einem anschließenden Polarisierungsschalter (d), welcher zum Umschalten zwischen den Halbwellen der VLF Testspannung verwendet wird. Anstatt eines einzelnen Entladewiderstands werden bei diesem Prüfgenerator mehrere schaltbare Entladewiderstände (f) verwendet [56]. Die Entladewiderstände werden nun derart zugeschaltet, dass in der zweiten Hälfte der positiven und negativen Halbwelle der Testspannung der Entladewiderstand immer weiter reduziert wird. Durch diese Verringerung des Entladewiderstands kann der gewünschte sinusförmige Verlauf der Testspannung mithilfe von exponentiellen Entladekurven approximiert werden. Da hier im Vergleich zu [48] kein ständiges Nachladen der Kabelkapazität erfolgen muss, kann eine wesentlich bessere energetische Effizienz im Prüfbetrieb erzielt werden. Der Prüfgenerator in Abbildung 1.2 weist jedoch mehrere Nachteile auf. Zum Schalten der Entladewiderstände wird ein komplexer mechanischer und teurer Aufbau mit mehreren Hochspannungsschaltern (e) benötigt. Außerdem erfolgt das Schalten der Widerstände (wie in [52] beschrieben) lediglich auf Basis der Phasenlage der gewünschten sinusförmigen Testspannung. Somit ist die Schaltstrategie nur für einen Wert der Kabelkapazität optimal und ergibt für andere Werte eine schlechtere Approximation des gewünschten sinusförmigen Verlaufs. Da im späteren Testbetrieb die Länge der Testkabel und damit der Wert der Kabelkapazität sehr stark variiert, ist somit fraglich, ob mit diesem Prüfgenerator die hohen Anforderungen an die Qualität der Testspannung erzielt werden können.

Ein sehr einfacher Prüfgenerator für die Erzeugung einer sinusförmigen VLF

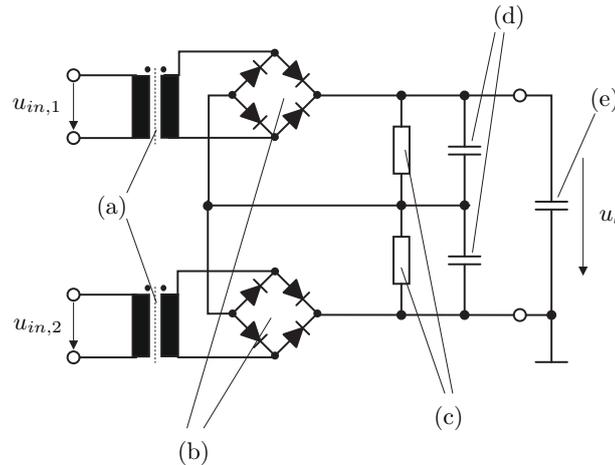


Abbildung 1.3: Funktionsprinzip des Prüfgenerators nach [65] mit (a) Hochspannungstransformator, (b) Brückengleichrichter, (c) Entladewiderstände, (d) Glättungskondensatoren, (e) kapazitive Last (Hochspannungstestkabel).

Hochspannung ohne mechanische Bauteile ist in [65] beschrieben. Der prinzipielle Aufbau dieses Prüfgenerators ist in Abbildung 1.3 dargestellt. Bei diesem VLF Prüfgenerator wird die niederfrequente Testspannung im Wesentlichen mit einem Hochspannungstransformator (a), einem Brückengleichrichter (b) und einem nachgeschalteten RC-Glied (c)-(d) erzeugt, wobei für die positive und die negative Halbwelle der Testspannung jeweils ein Zweig vorgesehen ist. Um die gewünschte sinusförmige VLF Testspannung am Testkabel zu erhalten, werden die Spannungen an der Primärseite in der Form  $u_{in,1} = \frac{u_p}{2}(1 + \sin(2\pi f_0 t)) \sin(2\pi f_1 t)$  und  $u_{in,2} = \frac{u_p}{2}(1 - \sin(2\pi f_0 t)) \sin(2\pi f_1 t)$  gewählt. Darin bezeichnet  $u_p$  die Amplitude der Eingangsspannungen,  $f_0$  entspricht der gewünschten niedrigen VLF Testfrequenz und  $f_1$  ist die Netzfrequenz [65]. Durch die Gleichrichter und die nachgeschalteten Glättungskondensatoren kann eine näherungsweise sinusförmige Spannung am Testkabel erzeugt werden. Der große Vorteil dieses Prüfgenerators ist der extrem einfache Aufbau. Ein wesentlicher Nachteil dieser Schaltung ist jedoch, dass die Qualität der generierten Testspannung sehr stark von der exakten Abstimmung der Entladewiderstände und der Glättungskondensatoren mit der Kabelkapazität abhängt, siehe [65]. Für die im Prüfbetrieb zu erwartenden großen Variationen der Kabellängen und damit der Kabelkapazitäten können sehr stark verzerrte Prüfspannungen entstehen und folglich die hohen Anforderungen an die Qualität der VLF Testspannungen nicht erfüllt werden.

In [30, 59] wird ein Schaltungskonzept vorgestellt, bei dem die VLF Testspannung durch eine Kaskadierung von mehreren H-Brückenschaltungen erzeugt wird, siehe Abbildung 1.4. Die Netzspannung  $u_{in}$  wird zuerst über einen Hochspannungstransformator (a) und einen Brückengleichrichter (b) auf eine DC Spannung mit der Amplitude der gewünschten sinusförmigen VLF Testspannung ge-

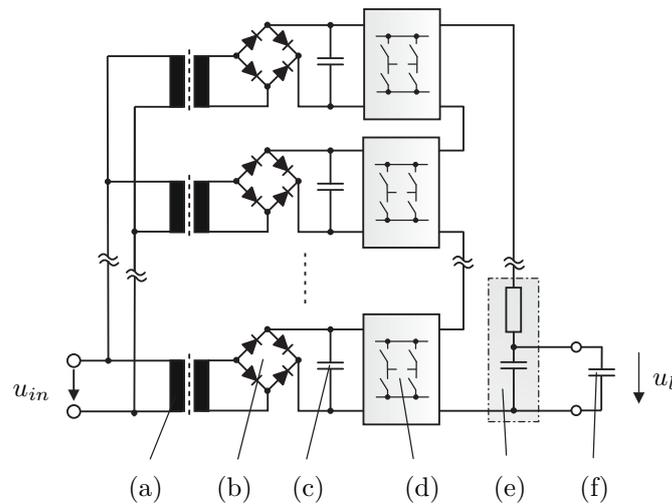


Abbildung 1.4: Funktionsprinzip des Prüfgenerators nach [59] mit (a) Hochspannungstransformator, (b) Brückengleichrichter, (c) Zwischenkreiskondensator, (d) H-Brücken, (e) RC-Tiefpassfilter, (f) kapazitive Last (Hochspannungstestkabel).

bracht. Die IGBTs in den H-Brücken (d) werden über PWM Signale mit einer Frequenz von 10 kHz angesteuert, wobei deren Pulsweite mit der gewünschten niedrigen VLF Frequenz moduliert wird. Durch eine RC-Tiefpassfilterung (e) am Ausgang des Prüfgenerators kann schließlich die gewünschte sinusförmige VLF Testspannung gewonnen werden. In verschiedenen Messungen wurde die prinzipielle Funktion dieses Prüfgenerators für Testspannungen mit Amplituden von wenigen kV bereits gezeigt. Da für eine Prüfung von Hoch- und Höchstspannungskabeln jedoch wesentlich größere Spannungsamplituden benötigt werden, muss die Realisierbarkeit dieses Prüfgenerators für höhere Spannungen noch nachgewiesen werden.

Eine wesentlich aufwändigere Schaltung, welche ebenso wie die obige Schaltung ohne mechanische Bauteile auskommt, wurde in der Patentschrift [2] sowie in [11, 12, 39] vorgestellt. Der darin beschriebene Prüfgenerator ist im Wesentlichen aus einem Leistungs- und einem Hochspannungsteil aufgebaut, siehe Abbildung 1.5. Im Leistungsteil wird im ersten Schritt aus der Netzspannung  $u_{in}$  eine Gleichspannung erzeugt, welche mithilfe von zwei LCC-Resonanzkonvertern (b) in Wechselspannungen mit Frequenzen im Bereich von mehreren kHz umgewandelt wird. Die Amplituden dieser hochfrequenten Spannungen werden durch eine gezielte Ansteuerung der Konverter mit der gewünschten niedrigen VLF Testfrequenz moduliert. Im nächsten Schritt werden diese amplitudenmodulierten Spannungen über Hochspannungstransformatoren (c) auf die gewünschten hohen Amplituden transformiert und anschließend über Gleichrichterkaskaden (d) [35, 68] demoduliert und nochmals verstärkt. An den Ausgängen der Kaskaden steht dann jeweils eine niederfrequente Hochspannung zur Verfügung, wobei deren Amplitude und Frequenz durch eine gezielte Ansteuerung der LCC-Resonanzkonverter

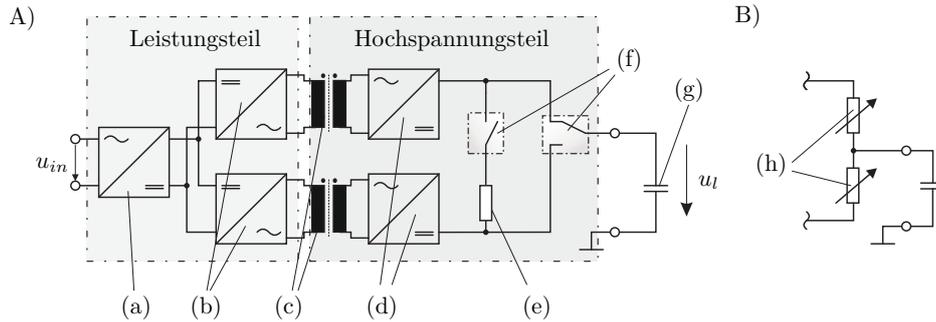


Abbildung 1.5: Funktionsprinzip des Prüfgenerators nach [2] mit (a) Gleichrichter, (b) LCC-Resonanzkonverter, (c) Hochspannungstransformator, (d) Gleichrichterkaskaden, (e) Entladewiderstand, (f) Hochspannungsschalter, (g) kapazitive Last (Hochspannungstestkabel), (h) Veränderbare Entladewiderstände.

verändert werden kann. Die Erzeugung der positiven und negativen Halbwelle der Testspannung erfolgt dabei über jeweils einen eigenen Zweig. Die Entladung der Kabelkapazität wird bei diesem Prüfgenerator ebenfalls mit entsprechenden Entladewiderständen realisiert, wobei hierzu zwei verschiedene Varianten vorgeschlagen werden. In einer ersten Variante wird ein fixer Entladewiderstand (e) über einen Hochspannungsschalter (f) zugeschaltet. Durch gezieltes schnelles Ein- und Ausschalten des Schalters ist es möglich, den effektiv wirksamen Entladewiderstand anzupassen. Mithilfe eines weiteren Hochspannungsschalters erfolgt die Umschaltung zwischen positiver und negativer Halbwelle der Testspannung. Alternativ wird vorgeschlagen, die Entladewiderstände für die positive und negative Halbwelle getrennt auszuführen, wodurch ein Hochspannungsschalter eingespart werden kann. Diese veränderbaren Widerstände sind jeweils aus einer Serienschaltung von Widerständen ausgeführt, welche über eine gezielte Ansteuerung von Halbleiterschaltern kurzgeschlossen werden können. Beide Varianten erlauben ein gezieltes Entladen der Kabelkapazität, wobei im Fall der positiven Halbwelle der Entladewiderstand für die negative Halbwelle zum beschleunigten Entladen verwendet werden kann [2]. Ein wesentlicher Vorteil dieses Aufbaus ist die sehr große Freiheit bei der Vorgabe der Form der Testspannung. Außerdem ermöglicht dieser Prüfgenerator ein sehr genaues Entladen der Kabelkapazität, ohne Verwendung von mechanischen Bauteilen. Der große Nachteil dieses VLF Prüfgenerators ist der sehr hohe Schaltungsaufwand, da die wesentlichen Baugruppen jeweils für positive und negative Spannungen und damit doppelt ausgeführt werden müssen. Eine weitere Schwierigkeit stellen die sehr hohen Leistungsanforderungen bei der Prüfung von Hoch- und Höchstspannungskabeln dar, welche mit den Gleichrichterkaskaden nur schwer erzielt werden können.

Die bisher beschriebenen VLF Prüfgeneratoren sind aufgrund ihrer schaltungstechnischen Realisierung nicht einfach für die Erzeugung von VLF Testspannungen von mehreren 100 kV nutzbar und ermöglichen damit keine VLF Tests

von Hoch- bzw. Höchstspannungskabeln. Außerdem weisen die vorgeschlagenen Steuerungs- bzw. Regelungskonzepte Schwächen auf, insbesondere im Hinblick auf einen energetisch effizienten Prüfbetrieb sowie die erzielbare Qualität der VLF Testspannung.

In der Patentschrift [41, 42] und den Artikeln [40, 43] wurde ein von der Firma Mohaupt high voltage entwickelter Prüfgenerator vorgestellt, welcher das Potential besitzt, sehr hohe VLF Testspannungen zu erzeugen. Mithilfe einer geeigneten Regelung kann außerdem gewährleistet werden, dass die hohen Anforderungen an die Qualität der Testspannung erfüllt werden und ein energetisch effizienter Prüfbetrieb möglich ist. Das Schaltungskonzept dieses Prüfgenerators ist in Abbildung 1.6 schematisch dargestellt. Die Primärseite des Erregertransformators

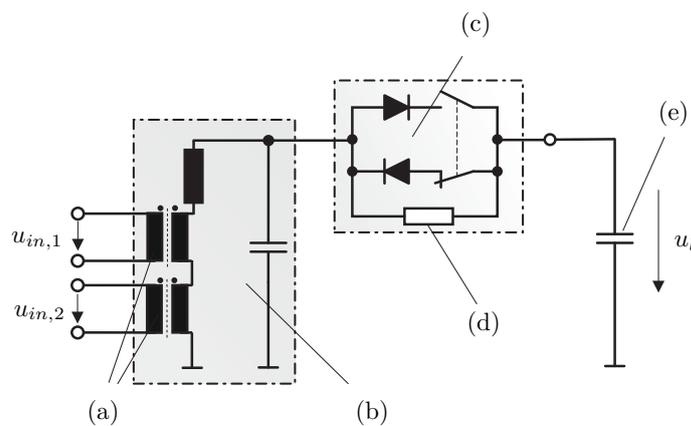


Abbildung 1.6: Funktionsprinzip des Prüfgenerators nach [41, 42] mit (a) Erregertransformator, (b) Serienresonanzkreis, (c) Demodulator, (d) Entladewiderstand, (e) kapazitive Last (Hochspannungstestkabel).

(a) wird durch zwei hochfrequente Spannungen gespeist, deren Frequenz sich um das Doppelte der gewünschten niedrigen VLF Testfrequenz unterscheidet. Diese spezielle Wahl der Eingangsspannungen führt zu einer amplitudenmodulierten Spannung an der Resonanzkreiskapazität. Die benötigte hohe Amplitude der VLF Testspannung wird dabei durch die sehr hohe Güte des Resonanzkreises (b) erzeugt. Mithilfe des Demodulators (c) wird die Einhüllende der hochfrequenten Resonanzkreisspannung rekonstruiert und an der Kabelkapazität resultiert eine sinusförmige, niederfrequente VLF Spannung mit der gewünschten hohen Amplitude. Da auch bei diesem Prüfgenerator keine Rückspeisung möglich ist, wird zur Entladung der Kabelkapazität in den Patentschriften [41, 42] eine zum Demodulator parallele Anordnung der Entladewiderstände (d) vorgeschlagen. Der Demodulator ist außerdem modular aufgebaut, wodurch der Entladewiderstand gezielt an die benötigten Kabelkapazitäten angepasst werden kann und eine einfache Adaption des Prüfgenerators an höhere Spannungsklassen möglich ist. Vor allem durch die zweite Eigenschaft können neue, bis jetzt nicht durch andere Prüfgeneratoren abgedeckte Einsatzgebiete erschlossen werden. So werden heutzutage

kurze Hochspannungskabel (bis zu einigen 100 m) für 110 kV-220 kV normalerweise nicht getestet, da die Tests mit den vorhandenen Prüfgeneratoren zu aufwändig und zu teuer sind. Auch das Testen von besonders langen Kabeln, wie sie z.B. in Off-Shore Windparks verwendet werden, wird nicht durch derzeit verfügbare Prüfgeneratoren abgedeckt.

Für den vorgeschlagenen Prüfgenerator der Firma Mohaupt high voltage in Abbildung 1.6 wurde bereits ein Mittelspannungs(MV)-Prototyp für sinusförmigen Testspannungen bis zu 25 kV erfolgreich umgesetzt und dessen Funktionsfähigkeit in verschiedenen Messungen nachgewiesen. Für diesen Prototyp wurde außerdem ein einfaches mathematisches Simulationsmodell entwickelt und eine erste Analyse des Prüfgenerators hinsichtlich energetischer Effizienz durchgeführt, siehe dazu [28, 54]. Aufgrund der erfolgreichen Tests am MV-Prototyp wurde anschließend ein Hochspannungs(HV)-Prototyp entwickelt, welcher für VLF Tests mit sinusförmigen Testspannungen bis zu 200 kV rms eingesetzt werden kann.

### 1.3 Ziele und Gliederung der Arbeit

Um die geforderte hohe Qualität der Testspannung zu erreichen und zusätzlich eine optimale energetische Effizienz im Testbetrieb zu gewährleisten, ist eine Regelung des HV-Prüfgenerator Prototyps gemäß Abbildung 1.6 unumgänglich. Ziel der vorliegenden Arbeit ist daher die Entwicklung eines Regelungs- und Beobachterkonzepts für diesen Prüfgenerator, wobei folgende Anforderungen berücksichtigt werden müssen:

1. Die primäre Aufgabe des Regelungskonzepts ist es, ein möglichst exaktes Folgen eines gewünschten zeitlichen Verlaufs der Testspannung zu gewährleisten. Dabei sollen in erster Linie sinusförmige Spannungsverläufe mit veränderlicher Amplitude und Frequenz betrachtet werden. Bei der Erzeugung der Testspannung muss auf eine hohe Spannungsqualität geachtet werden, d.h. bei sinusförmigen Spannungen muss der THD Wert der Testspannung gemäß IEEE Standard [24] unter 5 % liegen.
2. Ein wesentlicher Punkt bei der Entwicklung eines mobilen Prüfgenerators ist eine möglichst hohe energetische Effizienz während des Testbetriebs. Dadurch kann eine einfache Energieversorgung vor Ort gewährleistet und der Kühlaufwand sowie die Baugröße des Systems minimiert werden. Daher soll im Rahmen dieser Arbeit untersucht werden, ob und in welcher Form die Stelleingänge zur Erhöhung der energetischen Effizienz des Prüfgenerators genutzt werden können. Diese Untersuchung stützt sich in erster Linie auf bereits erzielte Ergebnisse am MV-Prototyp [28, 54]. Außerdem soll untersucht werden, ob die schaltungstechnische Realisierung des MV-Prototyps direkt übernommen werden kann oder ob für die deutlich höheren Testspannungen Änderungen vorgenommen werden müssen.

3. Eine wesentliche Problematik beim Regelungs- und Beobachterentwurf ist die im Allgemeinen nur ungenau bekannte Last, d.h. die Kapazität des Kabels. Abhängig von der Länge und vom Aufbau des Kabels kann diese im Bereich von wenigen nF bis zu einigen  $\mu\text{F}$  variieren. In der praktischen Anwendung ist zwar meist eine grobe Schätzung der nominellen Kabelkapazität bekannt. Um jedoch robust gegenüber Abweichungen der realen Kapazität von dieser Schätzung zu sein, soll sich der Prüfgenerator (d.h. im Wesentlichen die Regelungsstrategie) selbstständig an die Last adaptieren.
4. Um die Anforderungen hinsichtlich der Testspannung für unterschiedliche Kabelsysteme abzudecken, ist in der späteren Produktion der Bau von unterschiedlichen Baugrößen des Prüfgenerators geplant. Aus diesem Grund soll bereits im Entwurf der Regelungs- und Beobachterkonzepte für den HV-Prototyp darauf geachtet werden, dass eine einfache Anpassung an unterschiedliche Baugrößen des Prüfgenerators möglich ist.

Aus den oben genannten Forschungszielen ergibt sich unmittelbar folgende Gliederung der Arbeit:

Kapitel 2 gibt einen Einblick in die Funktionsweise und den Aufbau des in dieser Arbeit betrachteten VLF Prüfgenerators. Dazu wird zuerst das Funktionsprinzip des Prüfgenerators detailliert beschrieben und anschließend näher auf den Aufbau der wichtigsten Systemkomponenten und des Gesamtsystems eingegangen.

Kapitel 3 beschäftigt sich mit der mathematischen Modellierung des VLF Prüfgenerators. Es werden mehrere Modelle unterschiedlicher Komplexität vorgestellt, welche in späteren Teilen dieser Arbeit als Grundlage für eine detaillierte Systemanalyse, sowie zur Optimierung und zur Auslegung verschiedener Systemparameter verwendet werden. Außerdem dienen die hergeleiteten mathematischen Modelle zum Entwurf und simulativen Test des in dieser Arbeit entworfenen Regelungs- und Beobachterkonzepts. Zu Beginn dieses Kapitels wird ein vollständiges Modell des Prüfgenerators hergeleitet, welches alle wesentlichen nicht idealen Eigenschaften des Systems erfasst und in den späteren Simulationsstudien als Referenzmodell verwendet wird. Ausgehend von den Modellgleichungen des vollständigen Modells wird ein reduziertes Modell des Prüfgenerators abgeleitet. Dieses Modell bildet die grundsätzliche Funktion des Prüfgenerators sehr gut nach, enthält jedoch eine wesentliche Systemvereinfachung. Am Ende dieses Kapitels wird ein sogenanntes Hüllkurvenmodell des Prüfgenerators hergeleitet.

Das vollständige mathematische Modell wird in Kapitel 4 mit Messungen des VLF Prüfgenerator Prototyps abgeglichen. Neben dem Modellabgleich wird in diesem Kapitel ein simulativer Vergleich des vollständigen Modells mit dem reduzierten Modell und dem Hüllkurvenmodell gezeigt.

Kapitel 5 beschäftigt sich mit der Systemanalyse des VLF Prüfgenerators. Zu Beginn dieses Kapitels wird der Einfluss parasitärer Streukapazitäten sowie

der Kapazität des Testkabels auf das Systemverhalten untersucht. Im Anschluss daran wird die einfachste Form der Demodulation genauer analysiert und deren Grenzen im Prüfbetrieb aufgezeigt. Im letzten Teil dieses Kapitels wird analysiert, wie eine optimale Steuerung des Demodulators aussehen muss, damit am Ausgang des Prüfgenerators eine möglichst genaue sinusförmige Testspannung erzeugt werden kann und gleichzeitig der THD Wert der Testspannung sowie die Verluste im Prüfgenerator minimiert werden.

In Kapitel 6 wird ein Regelungskonzept für den VLF Prüfgenerator vorgestellt, welches die Erzeugung einer VLF Testspannung mit gemäß IEEE Standard [24] zulässigen THD Werten ermöglicht. Beim Entwurf des Regelungskonzepts wird zusätzlich darauf geachtet, dass die benötigte Eingangsleistung während des Prüfbetriebs so gering wie möglich ausfällt und eine einfache Anpassung an unterschiedliche Baugrößen des Prüfgenerators möglich ist.

Das entwickelte Regelungskonzept wird in Kapitel 7 anhand von Simulationen und Messungen am VLF Prototyp validiert. In den Simulationen wird die Robustheit des Regelungskonzepts gegenüber Änderungen der Kabelkapazität oder der Testspannung gezeigt. Der zweite Teil dieses Kapitels befasst sich mit der Umsetzung des Regelungskonzepts am Prototyp. Dabei wird zu Beginn kurz auf den Messaufbau und die Implementierung des Regelungskonzepts auf der Echtzeithardware eingegangen. Anschließend werden verschiedene Messergebnisse gezeigt, welche für eine erste Beurteilung der Qualität der erzeugten Testspannung herangezogen werden.

In Kapitel 8 wird eine verbesserte Schaltungsvariante des Prüfgenerators, im Speziellen des Demodulators, vorgestellt, welche gewisse Einschränkungen des aktuellen Prototyps behebt und gleichzeitig die Qualität der Testspannung verbessert. Dazu wird als Erstes näher auf den Aufbau und auf die Dimensionierung und die Wahl der verwendeten Bauteile eingegangen. Anschließend werden in diesem Kapitel mehrere Simulationsergebnisse gezeigt, welche einen direkten Vergleich zwischen dem aktuellen Prototyp und dem Prüfgenerator mit verbessertem Demodulator zeigen.

Schließlich erfolgt in Kapitel 9 eine Zusammenfassung der durchgeführten Arbeiten und eine Diskussion der in dieser Arbeit erzielten Ergebnisse. Außerdem wird ein Ausblick auf zukünftig noch durchzuführende Tätigkeiten gegeben.

---

## Systembeschreibung des VLF Prüfgenerators

---

Dieses Kapitel vermittelt einen detaillierteren Einblick in die Funktionsweise und den Aufbau der wichtigsten Systemkomponenten des in Abbildung 1.6 gezeigten VLF Prüfgenerators.

### 2.1 Funktionsprinzip

In Abbildung 2.1 sind die zur Beschreibung des Funktionsprinzips notwendigen Systemkomponenten des Prüfgenerators sowie alle wichtigen Spannungen und Ströme noch einmal detailliert dargestellt. Zur Erzeugung der benötigten hohen niederfrequenten Testspannung  $u_t$  am Ausgang des Generators werden an der Primärseite des Erregertransformators mithilfe eines Leistungsmoduls zwei hochfrequente Spannungen  $u_{p1}$  und  $u_{p2}$  eingepreßt. Die Frequenzen  $\omega_{p1}$  und  $\omega_{p2}$  der beiden Eingangsspannungen werden dabei wie bereits in Abschnitt 1.2 beschrieben um das Doppelte der gewünschten niedrigen Frequenz  $\omega_\Delta$  der Testspannung zueinander verschoben, d.h.  $\omega_{p1} = \omega_r - \omega_\Delta$  und  $\omega_{p2} = \omega_r + \omega_\Delta$ . In der realen Anlage werden die Eingangsspannungen in Form von pulswertenmodulierten Rechtecksignalen erzeugt. Zur Erklärung des Funktionsprinzips wird hier der Einfachheit halber vorerst von sinusförmigen Größen ausgegangen. In diesem Fall können die beiden Eingangsspannungen in der Form  $u_{p1} = \hat{u}_p \cos((\omega_r - \omega_\Delta)t)$  und  $u_{p2} = \hat{u}_p \cos((\omega_r + \omega_\Delta)t + \pi)$  ausgedrückt werden, wobei  $\hat{u}_p$  die gemeinsame Amplitude der Spannungen darstellt.<sup>1</sup>Durch Aufschalten der beiden Spannungen  $u_{p1}$  und  $u_{p2}$  auf den Erregertransformator ergibt sich auf der Sekundärseite näherungsweise die Spannung  $u_s = 2k_u \hat{u}_p \sin(\omega_\Delta t) \sin(\omega_r t)$ , wobei  $k_u$  das Übersetzungsverhältnis des Erregertransformators darstellt. Die Spannung auf der Se-

---

<sup>1</sup>Die Kreisfrequenz  $\omega$  wird in weiterer Folge vereinfacht als Frequenz bezeichnet.

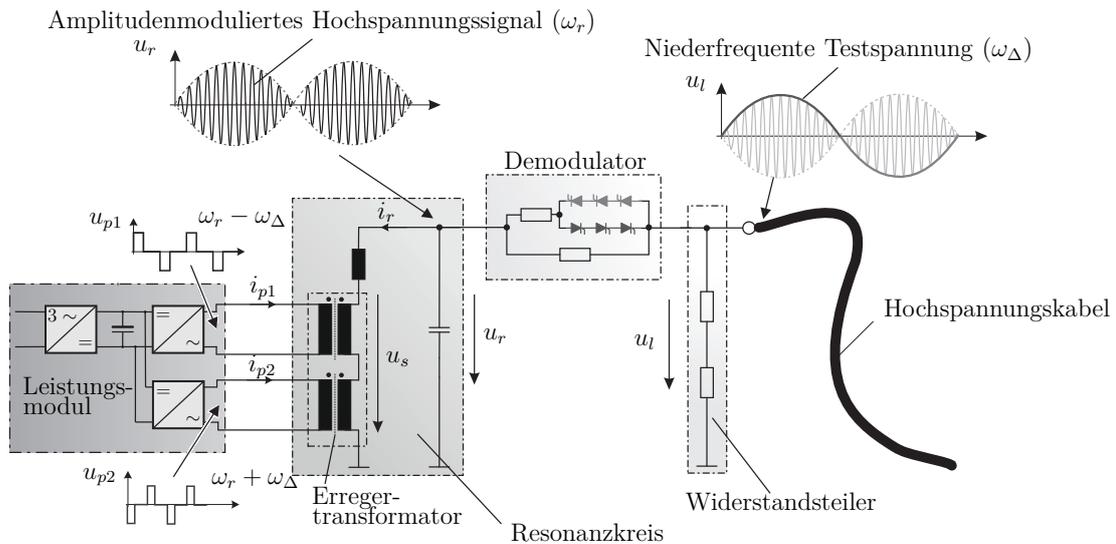


Abbildung 2.1: Zum Funktionsprinzip des betrachteten VLF Prüfgenerators.

kundärseite ist folglich eine amplitudenmodulierte (AM) Hochspannung mit der Trägerfrequenz  $\omega_r$ . Die Änderung in der Amplitude wird dabei von der niedrigen Frequenz  $\omega_\Delta$  der Testspannung bestimmt. Um die notwendigen hohen Spannungsamplituden zum Testen der verschiedenen Hoch- und Höchstspannungskabel zu erhalten, muss die Spannung  $u_s$  durch den Resonanzkreis nochmals wesentlich erhöht werden. Dazu wird die Trägerfrequenz auf die Resonanzfrequenz  $\omega_r$  gelegt und die Sekundärspannung  $u_s$  wird durch die hohe Güte des Resonanzkreises auf die gewünschte sehr hohe Resonanzkreisspannung  $u_r$  an der Resonanzkreiskapazität verstärkt.

Da das benötigte niederfrequente Testsignal im Wesentlichen durch die Einhüllende der Resonanzkreisspannung beschrieben wird, muss dieses anschließend durch eine entsprechende Demodulation aus  $u_r$  gewonnen werden. Diese Demodulation erfolgt durch die gezielte Ansteuerung der Halbleiterschalter im Demodulator, welche, wie in Abbildung 2.1 schematisch dargestellt, aus einer Serienschaltung von Hochspannungsthyristoren aufgebaut sind. Die einfachste Form der Demodulation besteht nun darin, dass während der positiven Halbwelle der Testspannung  $u_l$  sämtliche Thyristoren im positiven Demodulatorzweig und in der negativen Halbwelle von  $u_l$  alle Thyristoren des negativen Zweiges gezündet werden. Dadurch können die hochfrequenten Anteile der Resonanzkreisspannung  $u_r$  unterdrückt werden und am Ausgang des Prüfgenerators folgt eine sinusförmige, niederfrequente Spannung mit der gewünschten hohen Amplitude.

## 2.2 Komponenten und Aufbau

Aufbauend auf der Beschreibung des Funktionsprinzips werden nun die wesentlichen Komponenten des VLF Prüfgenerators und deren Aufbau genauer betrachtet. Abbildung 2.2 zeigt den Aufbau des **Leistungsmoduls** als vereinfachtes Blockschaltbild. Das Leistungsmodul kann vereinfacht in einen Sicherheitskreis

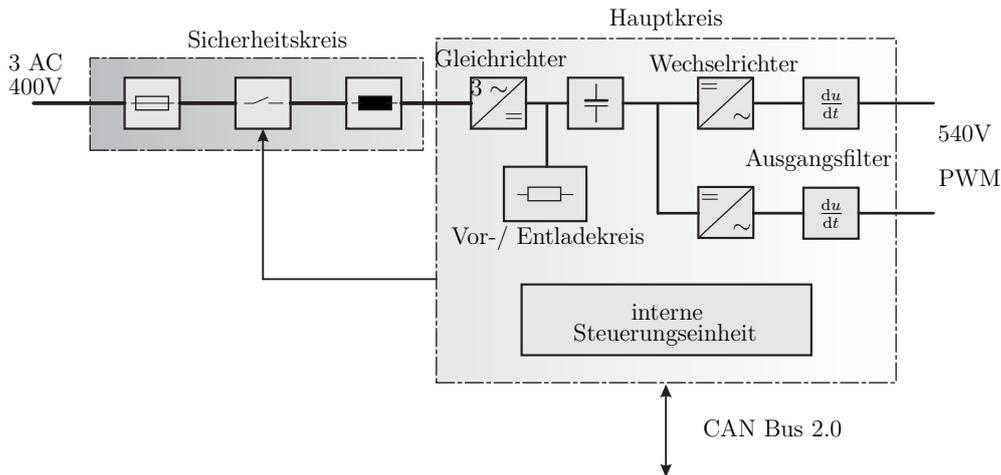


Abbildung 2.2: Prinzipbild des Leistungsmoduls.

und einen Hauptkreis unterteilt werden. Der Sicherheitskreis besteht im Wesentlichen aus einer Netzsicherung mit anschließendem Netzschalter und einer Hochspannungsdrossel zur Unterdrückung von netzgebundenen Störungen. Der Hauptkreis beinhaltet die eigentliche Funktion des Leistungsmoduls und ist folgendermaßen aufgebaut: Der erste Teil des Hauptkreises besteht aus einem Gleichrichter mit nachgeschalteter Zwischenkreiskapazität, welche die dreiphasige 400 V Netzspannung in eine positive Gleichspannung  $u_{zk}$  von 540 V umwandelt. Der Zwischenkreiskondensator kann über einen zusätzlichen Vor-/Entladekreis entladen werden. Im zweiten Teil befinden sich zwei Wechselrichter, welche aus jeweils zwei synchron laufenden Halbbrücken aufgebaut sind. Als Leistungsschalter werden in beiden Wechselrichtern IGBTs verwendet. Die Ansteuerung der IGBTs und die Synchronisation der beiden Wechselrichter wird von einer internen Steuerungseinheit durchgeführt.

Durch eine gezielte Ansteuerung der IGBTs in den Halbbrücken werden am Ausgang des Leistungsmoduls die gewünschten pulsweitenmodulierten Ausgangsspannungen  $u_{p1}$  und  $u_{p2}$  erzeugt. Beide Spannungen haben eine konstante Amplitude  $u_p$  von 540V und eine variable Pulsweite  $\chi$ , wobei ihre Periodendauern von der gewünschten Ausgangsfrequenz  $\omega_\Delta$  und der Resonanzfrequenz des Schwingkreises  $\omega_r$  abhängen. Das Leistungsmodul ist derart ausgelegt, dass Testspannungen mit Testfrequenzen im Bereich von 0.01 Hz bis zu 10 Hz generiert werden können. Wie in Abbildung 2.2 schematisch dargestellt, sind an den bei-

den Wechselrichterausgängen sogenannte  $du/dt$ - Ausgangsfilter angebracht. Diese Ausgangsfilter werden benötigt um die durch Teilentladungen (TE) in den Wechselrichtern hervorgerufenen Spannungsüberhöhungen am Anschlusskabel zu unterdrücken. Andernfalls würden diese Spannungsüberhöhungen zu einer verstärkten Belastung der Wicklungsisolierung im Erregertransformator führen und im schlechtesten Fall einen frühzeitigen Systemausfall hervorrufen.

Zum Schutz der einzelnen Komponenten des Leistungsmoduls sind in der Steuerungseinheit auch eine Vielzahl an Überwachungsfunktionen integriert. Dazu gehören unter anderem eine Überstromdetektion in den Ausgangsströmen der Wechselrichter sowie eine Temperaturüberwachung der Entladewiderstände im Entladekreis des Zwischenkreiskondensators. Die Kommunikation mit einer externen Steuerungseinheit erfolgt über eine serielle CAN Bus 2.0 Schnittstelle.

Als nächstes wird der Aufbau des **Demodulators** genauer betrachtet. Eine schematische Darstellung ist in Abbildung 2.3 gegeben. Der Demodulator besteht

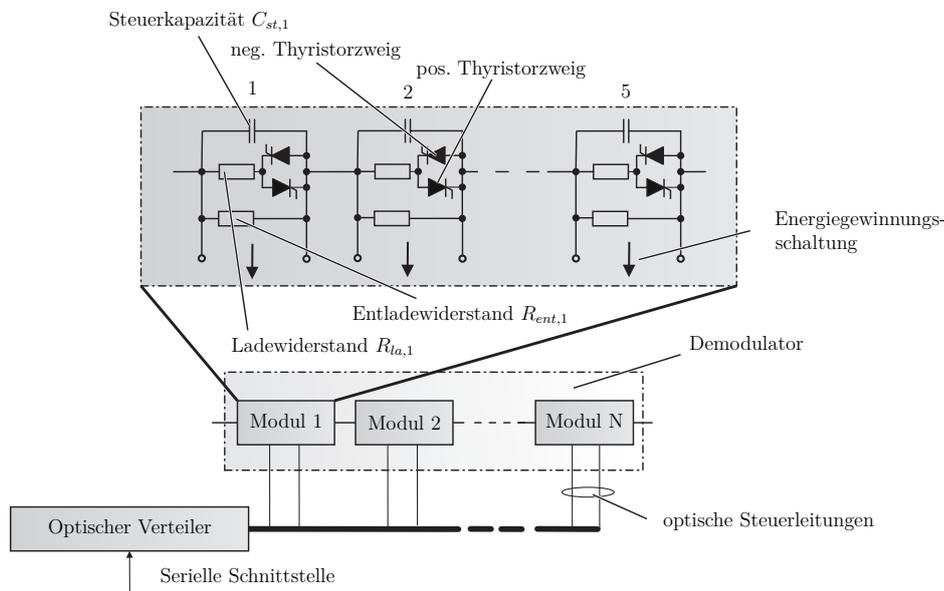


Abbildung 2.3: Prinzipbild des Demodulators

aus einer Serienschaltung von  $N$  Modulen, siehe Abbildung 2.3, die ihrerseits stark vereinfacht aus verschiedenen Widerständen, Kapazitäten und Thyristoren aufgebaut sind. Die Anzahl  $N$  an Modulen wird durch die Spannungsfestigkeit der Thyristoren und die maximal gewünschte Amplitude der Ausgangsspannung  $u_l$  bestimmt.<sup>2</sup> Jedes einzelne Modul besteht aus fünf Demodulatorplatinen. Jede dieser Platinen verfügt über einen positiven und einen negativen Thyristorzweig bestehend aus jeweils fünf in Serie geschalteten Thyristoren. In Serie zu den

<sup>2</sup>Der aktuelle VLF Prototyp ist für die Erzeugung von Testspannungen bis zu 200kV rms ausgelegt. Um diese Spannungspegel erreichen zu können, werden  $N = 20$  Demodulatormodule eingesetzt.

Thyristoren befindet sich jeweils ein Ladewiderstand  $R_{la}$ . Dieser zusätzliche Widerstand wird eingesetzt, um die sehr starke Streuung in den On-Widerständen der eingeschalteten Thyristoren auszugleichen und eine bessere Symmetrie der Thyristorzweige zu erhalten.

Parallel zu den Thyristorzweigen und dem Ladewiderstand ist ein Entladewiderstand  $R_{ent}$  vorgesehen, welcher zum Entladen der Kapazität des zu testenden Hochspannungskabels verwendet wird.<sup>3</sup> Ebenfalls parallel sind auf jeder Platine sogenannte Steuerkapazitäten  $C_{st}$  angebracht. Diese zusätzlichen Kapazitäten werden benötigt um eine möglichst homogene Spannungsverteilung über die Thyristorzweige zu gewährleisten.

Die zum Zünden der Thyristoren benötigte Energie wird für jede Platine einzeln durch eine spezielle Energiegewinnungsschaltung aus dem hochfrequenten Anteil der anliegenden Spannung gewonnen. Diese Schaltung besteht im Wesentlichen aus einem Transformator, einem Brückengleichrichter und einem speziell entworfenen Schaltregler zum Laden des anschließenden Superkondensators. Der Superkondensator wird benötigt um eine möglichst konstante Spannung für die nachfolgende Zündschaltung zum Zünden der Hochspannungsthyristoren zu gewährleisten.

Durch gezieltes Zünden der Thyristoren kann der gesamte effektiv wirksame Widerstand des Demodulators beeinflusst und die Ausgangsspannung des Prüfgenerators, wie in Abbildung 2.1 dargestellt, aus der Einhüllenden der Resonanzkreisspannung gewonnen werden. Die Ansteuerung der Thyristoren erfolgt im VLF Prototyp modulweise, d.h. es können lediglich sämtliche Thyristoren entweder im positiven oder im negativen Thyristorzweig eines betrachteten Moduls gezündet werden. Ein Ausschalten der Thyristoren kann nur durch Umpolung der Thyristorspannung oder durch Unterschreiten des definierten Haltestroms erreicht werden [69]. Die zur gezielten Ansteuerung der Thyristoren benötigten  $2N$  Steuersignale werden von einem optischen Verteiler über Lichtwellenleiter an die Zündschaltungen der jeweiligen Platinen weitergeleitet. Zum Schutz der Thyristoren vor Überspannungen befinden sich auf jeder Platine eine Reihe von Hochspannungsableitern, welche bei Überschreiten der definierten Schutzpegel gezündet werden.

Der **Serienresonanzkreis** bildet gemeinsam mit dem Erregertransformator und dem Demodulator den Hochspannungsteil des Prüfgenerators. Der Resonanzkreis ist auf eine Resonanzfrequenz von knapp über 1kHz ausgelegt, wodurch eine sehr kompakte Bauweise der Resonanzkreisdrossel und des Erregertransformators möglich ist. Aufgrund der hohen Resonanzfrequenz und der im System auftretenden sehr hohen Spannungen musste beim Entwurf der Hochspannungskomponenten jedoch auf eine gezielte Unterdrückung zu großer Störfelder ge-

---

<sup>3</sup>Es sei hier anzumerken, dass zur einfacheren Darstellung des Demodulators im Folgenden die Thyristoren sowie die Ladewiderstände pro Platine zu jeweils einem Bauelement zusammengefasst werden.

achtet werden. Um die Spannungsfestigkeit der Anordnung zu erhöhen, wurden sämtliche Hochspannungskomponenten in einen mit Isolieröl gefüllten Stahlkessel eingelassen. Abbildung 2.4 zeigt den Aufbau des in dieser Arbeit betrachteten VLF Prüfgenerator Prototyps der Firma Mohaupt high voltage. Das dazugehörige Leistungsmodul ist gemeinsam mit der Steuerungseinheit in einem separaten Gehäuse untergebracht.



Abbildung 2.4: VLF Prüfgenerator Prototyp der Firma Mohaupt high voltage.

---

## Mathematische Modellierung

---

Dieses Kapitel beschäftigt sich mit der mathematischen Modellierung des in Kapitel 2 beschriebenen VLF Prüfgenerators. Es werden mehrere Modelle unterschiedlicher Komplexität vorgestellt, welche in den Kapiteln 5 und 6 als Grundlage für eine detaillierte Systemanalyse sowie zur Optimierung und zur Auslegung verschiedener Systemparameter verwendet werden. Außerdem dienen die hergeleiteten mathematischen Modelle dem Entwurf und simulativen Test des in dieser Arbeit entworfenen Regelungs- und Beobachterkonzepts.

In Abschnitt 3.1 wird ein vollständiges Modell des Prüfgenerators hergeleitet, welches alle wesentlichen nicht idealen Eigenschaften des Systems erfasst und in den späteren Simulationsstudien als Referenzmodell verwendet wird. Ausgehend von den Modellgleichungen des vollständigen Modells wird in Abschnitt 3.2 ein reduziertes Modell des Prüfgenerators vorgestellt. Dieses Modell bildet die grundsätzliche Funktion des Prüfgenerators sehr gut nach, enthält jedoch eine wesentliche Systemvereinfachung. Am Ende dieses Kapitels wird ein sogenanntes Hüllkurvenmodell des Prüfgenerators hergeleitet. Dieses Modell wird auf Basis des reduzierten Modells entworfen und bildet im späteren Verlauf dieser Arbeit die Basis für den Reglerentwurf.

Die in diesem Kapitel hergeleiteten Modelle wurden in [15, 26, 28, 45] veröffentlicht und Teile können auch in [54] gefunden werden.

### 3.1 Vollständiges Modell

In diesem Abschnitt erfolgt eine detaillierte Modellierung des VLF Prüfgenerators. Zunächst wird das Leistungsmodul und der Serienresonanzkreis modelliert, danach wird näher auf die Modellierung des Hochspannungskabels und des De-

modulators eingegangen.

### 3.1.1 Leistungsmodul

Als Erstes erfolgt die mathematische Beschreibung des Leistungsmoduls bzw. der beiden Spannungen  $u_{p1}$  und  $u_{p2}$ , welche die primärseitigen Wicklungen des Erregertransformators speisen. Wie bereits in Abschnitt 2.2 beschrieben, werden diese Spannungen durch zwei Wechselrichter im Leistungsmodul erzeugt. Sie besitzen die konstante Amplitude  $u_p$  und eine variable Pulsweite  $\chi$ , welche zwischen  $0 \leq \chi \leq 1$  variiert werden kann, siehe dazu Abbildung 3.1. Durch die Wahl der

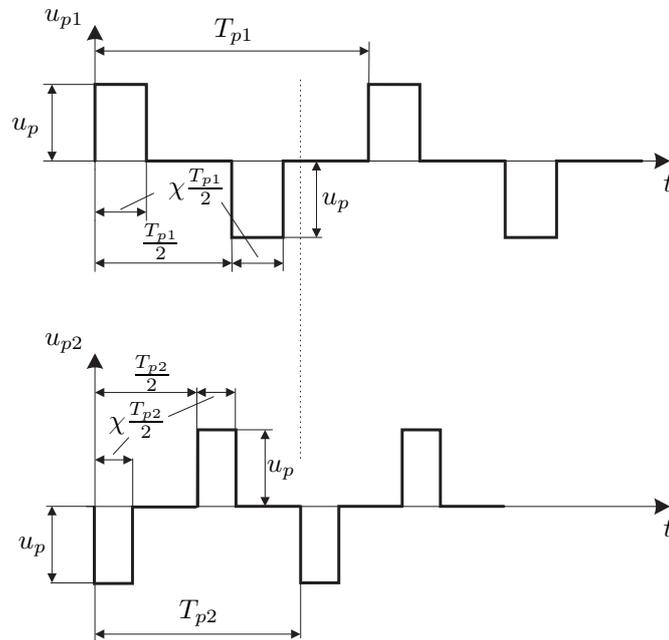


Abbildung 3.1: Ausgangsspannungen  $u_{p1}$  und  $u_{p2}$  des Leistungsmoduls.

Periodendauern  $T_{p1}$  und  $T_{p2}$  der beiden Leistungsmodulspannungen

$$T_{p1} = \frac{2\pi}{\omega_{p1}} = \frac{2\pi}{\omega_r - \omega_\Delta} \quad (3.1a)$$

$$T_{p2} = \frac{2\pi}{\omega_{p2}} = \frac{2\pi}{\omega_r + \omega_\Delta}, \quad (3.1b)$$

kann die gewünschte Amplitudenmodulation der Resonanzkreisspannung  $u_r$  erreicht werden. Unter Berücksichtigung von (3.1) und unter der Annahme, dass die IGBTs in den Wechselrichtern als ideale Schalter arbeiten, können die beiden

Spannungen  $u_{p1}$  und  $u_{p2}$  aus Abbildung 3.1 wie folgt angeschrieben werden

$$u_{p1} = \begin{cases} u_p & \text{für } 0 < t \leq \chi \frac{T_{p1}}{2} \\ 0 & \text{für } \chi \frac{T_{p1}}{2} < t \leq \frac{T_{p1}}{2} \\ -u_p & \text{für } \frac{T_{p1}}{2} < t \leq \frac{T_{p1}}{2} + \chi \frac{T_{p1}}{2} \\ 0 & \text{für } \frac{T_{p1}}{2} + \chi \frac{T_{p1}}{2} < t \leq T_{p1} \end{cases} \quad (3.2a)$$

$$u_{p2} = \begin{cases} -u_p & \text{für } 0 < t \leq \chi \frac{T_{p2}}{2} \\ 0 & \text{für } \chi \frac{T_{p2}}{2} < t \leq \frac{T_{p2}}{2} \\ u_p & \text{für } \frac{T_{p2}}{2} < t \leq \frac{T_{p2}}{2} + \chi \frac{T_{p2}}{2} \\ 0 & \text{für } \frac{T_{p2}}{2} + \chi \frac{T_{p2}}{2} < t \leq T_{p2}. \end{cases} \quad (3.2b)$$

Für den späteren Prüfbetrieb kann im Leistungsmodul eine weitere Form der Ansteuerung gewählt werden. Dabei werden die Periodendauern der Leistungsmodulspannungen identisch zu

$$T_{p1} = T_{p2} = T = \frac{2\pi}{\omega_r} \quad (3.3)$$

gewählt. Die Ausgangsspannungen  $u_{p1}$  und  $u_{p2}$  ergeben sich damit zu

$$u_{p1} = u_{p2} = \begin{cases} u_p & \text{für } 0 < t \leq \chi \frac{T}{2} \\ 0 & \text{für } \chi \frac{T}{2} < t \leq \frac{T}{2} \\ -u_p & \text{für } \frac{T}{2} < t \leq \frac{T}{2} + \chi \frac{T}{2} \\ 0 & \text{für } \frac{T}{2} + \chi \frac{T}{2} < t \leq T. \end{cases} \quad (3.4)$$

Die Amplitudenmodulation in der Resonanzkreisspannung  $u_r$  wird in dieser Form der Ansteuerung im Gegensatz zur Ansteuerung nach (3.1)-(3.2) durch eine gezielte Modulation der Pulsweite  $\chi$  erzeugt. Wie sich im späteren Verlauf dieser Arbeit noch zeigen wird, bietet die Ansteuerung nach (3.3)-(3.4) vor allem für den Entwurf der Regelung gewisse Vorteile gegenüber der Ansteuerung mit unterschiedlich gewählten Periodendauern  $T_{p1}$  und  $T_{p2}$  gemäß (3.1).

### 3.1.2 Resonanzkreis

Das in diesem Abschnitt verwendete Ersatzschaltbild des Resonanzkreises und des Erregertransformators ist in Abbildung 3.2 dargestellt. Die beiden Wicklungen des Erregertransformators werden durch je zwei gekoppelte Spulen  $L_{p1}$  und  $L_{s1}$  sowie  $L_{p2}$  und  $L_{s2}$  mit den Kopplungsfaktoren  $k_1$  und  $k_2$  beschrieben.

Die Anwendung des Faradayschen Gesetzes (siehe z.B. [34]) auf die erste Wicklung des Erregertransformators führt zu

$$L_{p1} \frac{di_{p1}}{dt} + L_{ps1} \frac{di_{s1}}{dt} = -R_{p1} i_{p1} + u_{p1} \quad (3.5a)$$

$$L_{ps1} \frac{di_{p1}}{dt} + L_{s1} \frac{di_{s1}}{dt} = -R_{s1} i_{s1} + u_{s1} \quad (3.5b)$$

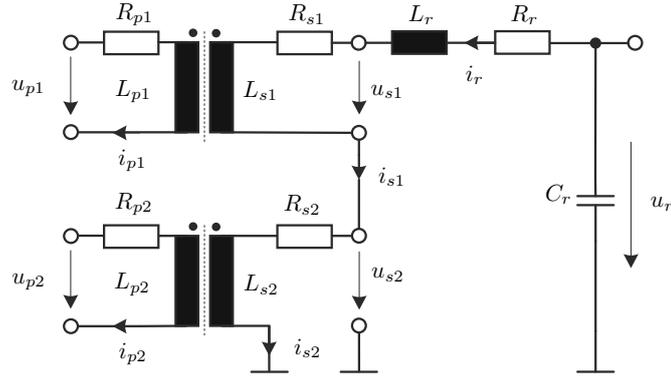


Abbildung 3.2: Schematische Darstellung des Resonanzkreises mit Erregertransformator und den beiden Leistungsmodulspannungen.

mit der Induktivität  $L_{p1}$ , dem Strom  $i_{p1}$  und dem Wicklungswiderstand  $R_{p1}$  der Primärseite sowie dem Strom  $i_{s1}$ , dem Wicklungswiderstand  $R_{s1}$  und der Induktivität  $L_{s1}$  der Sekundärseite des Erregertransformators. Die Induktivität  $L_{ps1}$  in (3.5) beschreibt die Kopplung der primären und sekundären Wicklung der ersten Erregerwicklung und kann durch

$$L_{ps1} = k_1 \sqrt{L_{p1} L_{s1}} \quad (3.6)$$

mit dem Kopplungsfaktor  $0 < k_1 < 1$  berechnet werden.

Neben den im Modell berücksichtigten Wicklungswiderständen  $R_{p1}$  und  $R_{s1}$  treten beim Erregertransformator aufgrund des Eisenkerns grundsätzlich noch Hysterese- und Wirbelstromverluste auf [18, 63]. Da diese Verluste durch entsprechende Maßnahmen in der Auslegung des Transformators jedoch stark verringert wurden, sind sie im Vergleich zu den restlichen Verlusten vernachlässigbar klein und werden im mathematischen Modell nicht weiter berücksichtigt.

Die Modellgleichungen der Ströme  $i_{p2}$  und  $i_{s2}$  können äquivalent zur ersten Wicklung des Erregertransformators hergeleitet werden und ergeben sich zu

$$L_{p2} \frac{di_{p2}}{dt} + L_{ps2} \frac{di_{s2}}{dt} = -R_{p2} i_{p2} + u_{p2} \quad (3.7a)$$

$$L_{ps2} \frac{di_{p2}}{dt} + L_{s2} \frac{di_{s2}}{dt} = -R_{s2} i_{s2} + u_{s2} \quad (3.7b)$$

mit der Koppelinduktivität

$$L_{ps2} = k_2 \sqrt{L_{p2} L_{s2}}, \quad 0 < k_2 < 1. \quad (3.8)$$

Aufgrund der elektrischen Zusammenschaltung der beiden Erregerwicklungen, siehe Abbildung 3.2, müssen die beiden Sekundärströme  $i_{s1}$  und  $i_{s2}$  und der Strom  $i_r$  durch die Resonanzkreisinduktivität  $L_r$  die Bedingung  $i_{s1} = i_{s2} = i_r$  erfüllen.

Aus diesem Zusammenhang kann die Differentialgleichung des Resonanzkreisstromes  $i_r$  abgeleitet werden und ergibt sich zu

$$L_{ps1} \frac{di_{p1}}{dt} + L_{ps2} \frac{di_{p2}}{dt} + (L_{s1} + L_{s2} + L_r) \frac{di_r}{dt} = - (R_{s1} + R_{s2} + R_r) i_r + u_r. \quad (3.9)$$

Darin beschreibt  $R_r$  den Verlustwiderstand der Resonanzkreisinduktivität und  $u_r$  bezeichnet die Resonanzkreisspannung an der Resonanzkreiskapazität  $C_r$ . Durch Einführung der Induktivitätsmatrix

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_\Sigma & L_{ps1} & L_{ps2} \\ L_{ps1} & L_{p1} & 0 \\ L_{ps2} & 0 & L_{p2} \end{bmatrix}, \quad (3.10)$$

mit  $L_\Sigma = L_{s1} + L_{s2} + L_r$ , können die Differentialgleichungen der Ströme  $i_r$ ,  $i_{p1}$  und  $i_{p2}$  aus (3.5), (3.7) und (3.9) in die kompakte Form

$$\mathbf{L} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_r \\ i_{p1} \\ i_{p2} \end{bmatrix} = -\mathbf{R} \begin{bmatrix} i_r \\ i_{p1} \\ i_{p2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_r \\ u_{p1} \\ u_{p2} \end{bmatrix}, \quad (3.11)$$

mit  $\mathbf{R} = \text{diag} [R_\Sigma, R_{p1}, R_{p2}]$  und  $R_\Sigma = R_{s1} + R_{s2} + R_r$ , gebracht werden.

### 3.1.3 Hochspannungskabel

Die physikalische Beschaffenheit des Hochspannungstestkabels hat einen starken Einfluss auf das Systemverhalten des Prüfgenerators und muss aus diesem Grund im mathematischen Modell berücksichtigt werden. Abbildung 3.3 zeigt das elektrische Ersatzschaltbild, welches in diesem Abschnitt zur Beschreibung des Hochspannungskabels verwendet wird. Das Hochspannungskabel wird durch

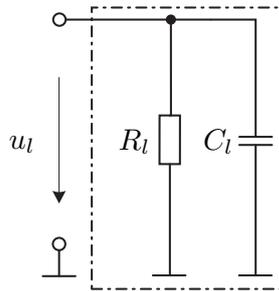


Abbildung 3.3: Ersatzschaltbild des Hochspannungskabels.

eine Parallelschaltung bestehend aus einem ohmschen Widerstand  $R_l$  und einer Kabelkapazität  $C_l$  modelliert [29, 32, 33]. Mit dieser einfachen Ersatzschaltung

können nicht alle Zusammenhänge im Kabel abgebildet werden. So wird zum Beispiel die Frequenzabhängigkeit des Anteils  $\tan \delta_P$  des Verlustfaktors

$$\tan \delta = \tan \delta_L + \tan \delta_P \quad (3.12)$$

nicht ausreichend beschrieben. Dieser durch Polarisationsverluste entstehende Term  $\tan \delta_P$  ist für kleine Frequenzen vernachlässigbar klein im Vergleich zu den Leitfähigkeitsverlusten  $\tan \delta_L$ , da die Dipole im Dielektrikum des Kabels den Feldänderungen praktisch unverzögert folgen können. Somit beschreibt das einfache Modell aus Abbildung 3.3 im Fall der niedrigen Testfrequenzen  $\omega_\Delta$  das Kabel ausreichend genau.

**Anmerkung 1** *Der Verlustfaktor eines Hochspannungskabels ist eine Materialgröße und dient als Maß für die Alterung und Beschädigung des betrachteten Kabels. Er beschreibt das Verhältnis zwischen dielektrischer Verlustleistung und kapazitiver Blindleistung und setzt sich aus der Summe der sogenannten Leitfähigkeits- und Polarisationsverluste zusammen. Die Leitfähigkeitsverluste beschreiben die aufgrund der Trägerleitung (vorwiegend Ionen- und Elektronenleitung) entstehenden Verluste. Polarisationsverluste entstehen durch Umpolarisation von Molekülen im Isoliermaterial (Dielektrikum) des Kabels, wobei je nach Frequenzbereich zwischen verschiedenen Polarisationsseffekten zu unterscheiden ist. Ein möglicher dritter Anteil im Verlustfaktor sind die durch Ionisation im Dielektrikum hervorgerufenen Ionisationsverluste  $\tan \delta_I$ . Diese werden bei Kabel-dielektrika im Allgemeinen jedoch vernachlässigt.*

Der Verlustfaktor aus (3.12) kann somit durch Verwendung der Kabelparameter des Parallelersatzschaltbildes folgendermaßen ausgedrückt werden

$$\tan \delta \approx \tan \delta_L = \frac{P_\delta}{Q_C} \approx \frac{\frac{u_l^2}{R_l}}{\omega_\Delta C_l u_l^2} = \frac{1}{\omega_\Delta C_l R_l}. \quad (3.13)$$

Dabei ist  $P_\delta$  die dielektrische Verlustleistung,  $Q_C$  die kapazitive Blindleistung und  $\omega_\Delta$  die am Kabel anliegende Prüffrequenz. Für die korrekte Parametrierung der Ersatzschaltbildgrößen  $R_l$  und  $C_l$  muss berücksichtigt werden, dass der Verlustfaktor im Allgemeinen von der am Kabel anliegenden Frequenz abhängt. Der Wert der Kabelkapazität  $C_l$  kann aus dem Datenblatt des Hochspannungskabels entnommen werden bzw. wird durch einen entsprechend entworfenen Schätzalgorithmus geschätzt, vgl. Kapitel 6. Für den im VLF Prüfbetrieb verwendeten Frequenzbereich kann eine grobe Abschätzung des Verlustfaktors nach [21, 51] erfolgen und der Wert des Verlustwiderstands  $R_l$  des Kabels kann folglich aus (3.13) bestimmt werden.

### 3.1.4 Demodulator

Wie in Kapitel 2 beschrieben, ist der Demodulator aus  $N$  Modulen aufgebaut, wobei die maximale Amplitude der gewünschten niederfrequenten Testspannung die Anzahl der in Serie geschalteten Module bestimmt. Jedes dieser Module besteht aus fünf in Serie geschalteten Demodulatorplatten. Da der Demodulator im aktuellen Prototyp modulweise angesteuert wird, ist eine Zusammenfassung der fünf Demodulatorplatten zu einer Ersatzschaltung naheliegend. Dies ist in Abbildung 3.4 für das  $n$ -te Demodulatormodul dargestellt. Die Steuerkapazitäten der einzelnen Platten werden folglich zu einer Serieneratzkapazität  $C_{dm,n} = \frac{C_{st,n}}{5}$  pro Modul zusammengefasst. Die positiven und negativen Thyristorzweige und deren Lade- und Entladewiderstände werden durch wirksame Gesamtwiderstände  $R_{dm,n}^{\pm}$  beschrieben. Die Hochspannungsthyristoren werden in erster Näherung als

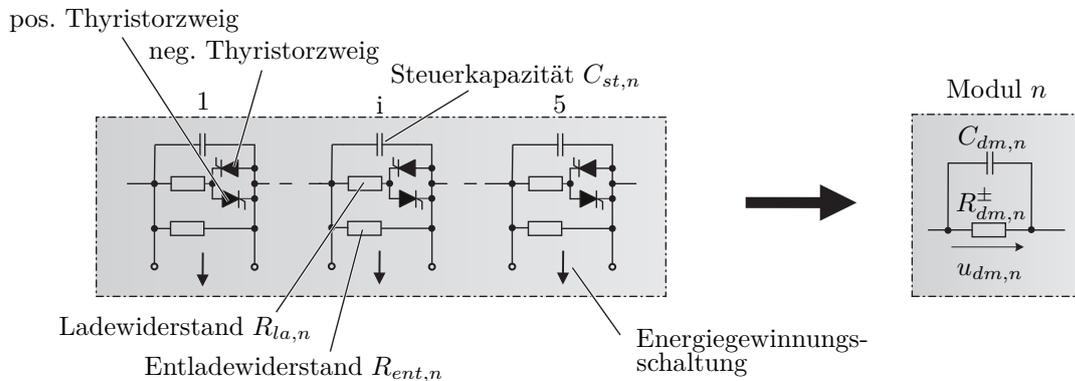


Abbildung 3.4: Ersatzschaltbild des  $n$ -ten Demodulatormoduls.

ideale Dioden mit vernachlässigbarer Schwellspannung  $u_{th} = 0$  und vernachlässigbarem On-Widerstand beschrieben. Unter diesen Annahmen kann der Strom  $i_{R_{dm,n}}$  durch den ohmschen Teil des  $n$ -ten Moduls in folgender Form dargestellt werden

$$i_{R_{dm,n}} = \begin{cases} \frac{u_{dm,n}}{R_{dm,n}^+} & \text{für } u_{dm,n} \geq 0 \\ \frac{u_{dm,n}}{R_{dm,n}^-} & \text{für } u_{dm,n} < 0. \end{cases} \quad (3.14)$$

Die beiden Widerstände  $R_{dm,n}^+$  und  $R_{dm,n}^-$  können abhängig von der Ansteuerung der Thyristoren und je nach Vorzeichen der Spannung  $u_{dm,n}$  die beiden diskreten Werte  $R_{on,n}$  und  $R_{off,n}$  des  $n$ -ten Demodulatormoduls annehmen. Der Widerstandswert  $R_{on,n}$  stellt sich ein, wenn alle Thyristoren des positiven oder negativen Thyristorzweigs gezündet werden und entspricht somit dem gesamten Ladewiderstand des betrachteten Moduls, d.h.  $R_{on,n} = \sum_{i=1}^5 R_{la,n} || R_{ent,n} \approx 5R_{la,n}$ . Diese Approximation ist gerechtfertigt, da die Werte der Entladewiderstände  $R_{ent,n}$  mehr als das 200-fache der Werte der Ladewiderstände  $R_{la,n}$  sind. Falls sämtliche Thyristoren deaktiviert sind, ergibt sich als effektiv wirksamer Widerstand

$R_{off,n}$ . In diesem Zustand fließt der Strom  $i_{R_{dm,n}}$  durch den Entladewiderstand des entsprechenden Moduls mit  $R_{off,n} = 5R_{ent,n}$ . Zur Beschreibung einer beliebigen Demodulationsstrategie kann der Demodulatorstrom nach (3.14) in folgende äquivalente Form

$$i_{R_{dm,n}} = \frac{1}{R_{off,n}} u_{dm,n} + \left( \frac{1}{R_{dm,n}^+} - \frac{1}{R_{off,n}} \right) g_n^+ + \left( \frac{1}{R_{dm,n}^-} - \frac{1}{R_{off,n}} \right) g_n^-, \quad (3.15)$$

mit

$$g_n^+ = \begin{cases} u_{dm,n} & \text{für } u_{dm,n} \geq 0 \\ 0 & \text{für } u_{dm,n} < 0 \end{cases}, \quad g_n^- = u_{dm,n} - g_n^+ \quad (3.16)$$

gebracht werden. Wird im Modell die einfachste Demodulationsstrategie implementiert, d.h. in der positiven Halbwelle von  $u_l$  werden alle Thyristoren der positiven Thyristorzweige und in der negativen Halbwelle sämtliche Thyristoren der negativen Zweige gezündet, ergeben sich die positiven und negativen Demodulatorwiderstände zu

$$R_{dm,n}^+ = \begin{cases} R_{on,n} & \text{pos. HW von } u_l \\ R_{off,n} & \text{neg. HW von } u_l \end{cases} \quad (3.17a)$$

$$R_{dm,n}^- = \begin{cases} R_{off,n} & \text{pos. HW von } u_l \\ R_{on,n} & \text{neg. HW von } u_l. \end{cases} \quad (3.17b)$$

Bislang wurden die Thyristoren in den Demodulatormodulen als ideal angesehen und die einzelnen Module mithilfe von variablen Widerständen  $R_{dm,n}^\pm$  beschrieben, welche jeweils nur die zwei diskreten Werte  $R_{on,n}$  und  $R_{off,n}$  annehmen können. Im realen System können diese Widerstandswerte jedoch von verschiedenen Effekten beeinflusst werden. Erstens besitzen die Thyristoren, die zur Veränderung des effektiven Demodulatorwiderstands genutzt werden, nicht ideale Eigenschaften wie etwa den On-Widerstand oder die Schwellspannung  $u_{th}$ , welche durch den pn-Übergang im Thyristor gegeben ist [38, 69]. Zweitens wird zur Gewinnung der zum Schalten benötigten Energie, wie in Abbildung 3.4 dargestellt, eine sogenannte Energiegewinnungsschaltung benötigt, welche ebenfalls einen nicht zu vernachlässigenden Effekt auf den effektiven Widerstand des betrachteten Moduls besitzt.

Der On-Widerstand der verwendeten Hochspannungsthyristoren beträgt näherungsweise  $12 \text{ m}\Omega$  und ist vernachlässigbar klein im Vergleich zu dem in Serie geschalteten Ladewiderstand von  $50 \Omega$ . Die Schwellspannung der Thyristoren kann sehr einfach im Modell berücksichtigt werden, indem in der Berechnung der nichtlinearen Terme  $g_n^+$  und  $g_n^-$  in (3.16) die Schwelle für  $u_{dm,n}$  von  $0 \text{ V}$  auf  $25 \text{ V}$  gesetzt wird. Dieser Einfluss ist jedoch wie beim On-Widerstand vernachlässigbar klein und wird nicht weiter berücksichtigt.

Der stärkste Einfluss auf die Demodulatormodule bzw. deren effektive Widerstände ist durch die Energiegewinnungsschaltung gegeben. Wie bereits in Kapitel

2 erwähnt, besteht dieser Schaltkreis vereinfacht dargestellt aus einem Transformator und einem Schaltwandler, welcher in weiterer Folge einen Superkondensator lädt. Der Superkondensator wird benötigt, um eine möglichst konstante Versorgungsspannung für die nachfolgende Zündschaltung der Thyristoren zu gewährleisten. Die Energiegewinnungsschaltung wurde derart entworfen, dass die Energieaufnahme der Schaltung für einen konstanten Ladezustand  $Q$  des Superkondensators über den kompletten Spannungsbereich annähernd konstant ist, d.h. kleinere Spannungen bewirken größere Ströme in die Energiegewinnungsschaltung.

Um den Einfluss der Energiegewinnungsschaltung im Modell berücksichtigen zu können, wurden Messungen an einer Demodulatorplatine durchgeführt. Dazu wurde eine sinusförmige Spannung mit einer konstanten Frequenz von 1 kHz und variabler Amplitude angelegt, sämtliche Thyristoren eines Thyristorzweiges angesteuert und der Strom in die Energiegewinnungsschaltung gemessen. Aus dieser Messung zeigte sich, dass der Einfluss der Energiegewinnungsschaltung auf die Demodulatoremodule stark vereinfacht durch einen äquivalenten wirksamen Entladewiderstand  $\tilde{R}_{off,n}$  approximiert werden kann, welcher von der anliegenden Spannung  $u_{dm,n}$  abhängt. Das Ergebnis dieser Messungen ist in Abbildung 3.5 dargestellt. In den Messungen konnte außerdem festgestellt werden, dass der

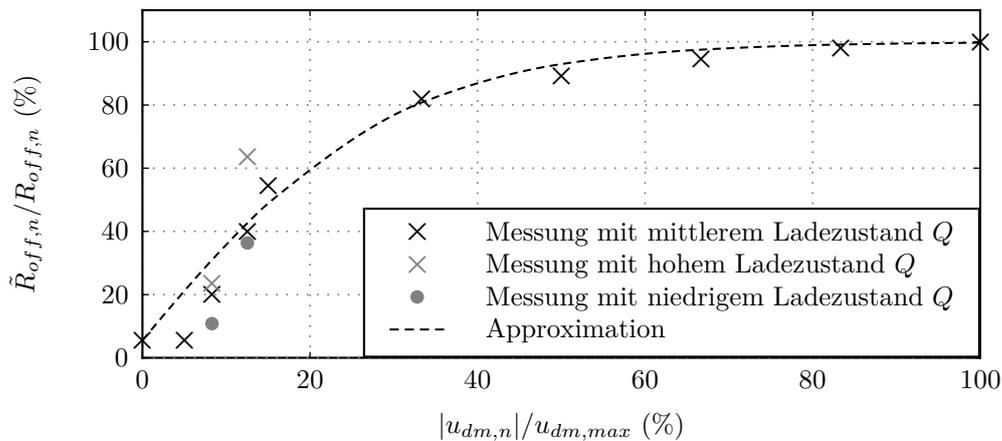


Abbildung 3.5: Effektiver Entladewiderstand während aktiver Ansteuerung der Thyristoren.

wirksame Entladewiderstand neben der Spannung  $u_{dm,n}$  auch vom Ladezustand  $Q$  des Superkondensators abhängt. Um den Einfluss des Ladezustands zu veranschaulichen, wurden an zwei Spannungspunkten mehrere Messungen für unterschiedliche Ladezustände durchgeführt. Dabei konnte eine deutliche Variation im gemessenen Strom festgestellt werden, was sich direkt im effektiv wirksamen Entladewiderstand widerspiegelt. In Abbildung 3.5 ist dies durch die grauen Messpunkte dargestellt. Da der Ladezustand des Superkondensators während des Testbetriebs messtechnisch nicht erfasst werden kann und damit nicht be-

kannt ist, ist eine exakte Modellierung dieses Einflusses nicht möglich. Unter der Annahme eines konstanten Ladezustands  $Q$  kann der wesentliche Einfluss der Energiegewinnungsschaltung auf den Entladewiderstand in der Form

$$\tilde{R}_{off,n}(u_{dm,n})\Big|_{Q=\text{konst}} = R_{off,n} \tanh\left(a_0 \left(\frac{|u_{dm,n}|}{u_{dm,max}} + a_1\right)\right) \quad (3.18)$$

mit der nominellen, maximal erlaubten Spannung  $u_{dm,max}$  des  $n$ -ten Moduls modelliert werden. Die Modellparameter  $a_0$  und  $a_1$  werden dabei durch eine nicht-lineare Least Squares Identifikation für einen mittleren Ladezustand bestimmt. Die in (3.18) gezeigte Approximation wird in Kapitel 6 dazu verwendet, um das in dieser Arbeit vorgestellte Regelungskonzept in Simulationsstudien auf Robustheit gegenüber diesem nicht idealen Verhalten zu untersuchen. Der Strom  $i_{R_{dm,n}}$  durch das  $n$ -te Demodulatormodul kann in weiterer Folge durch (3.15)-(3.16) beschrieben werden, wobei  $R_{off,n}$  durch  $\tilde{R}_{off,n}(u_{dm,n})$  gemäß (3.18) ersetzt werden muss.

Der Demodulator ist gemeinsam mit den restlichen Hochspannungskomponenten, dem Erregertransformator, der Resonanzkreisdrossel und der Resonanzkreiskapazität, in einen mit Isolieröl gefüllten Stahlkessel eingebaut, siehe Abbildung 2.4. Aufgrund der geometrischen Anordnung der Komponenten im Kessel ergeben sich parasitäre Streukapazitäten zwischen den einzelnen Demodulatorplatinen sowie zwischen den Platinen und den angrenzenden Kesselwänden [32]. Da diese Kapazitäten einen nicht zu vernachlässigenden Einfluss auf das Systemverhalten haben, müssen sie im Modell berücksichtigt werden. Dies erfolgt, indem im Modell zwischen den einzelnen Demodulatormodulen zusätzliche Kapazitäten  $C_{e,n}$ ,  $n = 1, \dots, N$  zum Erdpotential hinzugefügt werden. Das dadurch resultierende Ersatzschaltbild des gesamten Demodulators ist in Abbildung 3.6 dargestellt. Die Modellgleichungen der  $N$  Demodulatormodule ergeben sich folglich zu

$$\mathbf{C} \begin{bmatrix} \dot{u}_r \\ \dot{u}_{dm,1} \\ \dot{u}_{dm,2} \\ \vdots \\ \dot{u}_{dm,N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -i_r - i_{R_{dm,1}} \\ -i_{R_{dm,1}} + i_{R_{dm,2}} \\ -i_{R_{dm,2}} + i_{R_{dm,3}} \\ \vdots \\ \frac{u_r}{R_{l,g}} - \frac{u_{dm,1}}{R_{l,g}} - \dots - \frac{u_{dm,N}}{R_{l,g}} - i_{R_{dm,N}} \end{bmatrix}. \quad (3.19)$$

Der ohmsche Widerstand  $R_{l,g}$  setzt sich aus dem Widerstandswert des internen ohmschen Spannungsteilers, siehe Abbildung 3.6, und dem ohmschen Widerstand des Kabelersatzschaltbildes in der Form  $R_{l,g} = R_t || R_l$  zusammen. Die Kapazitätsmatrix  $\mathbf{C}$  beinhaltet sämtliche Kapazitäten des Modells und kann folgendermaßen

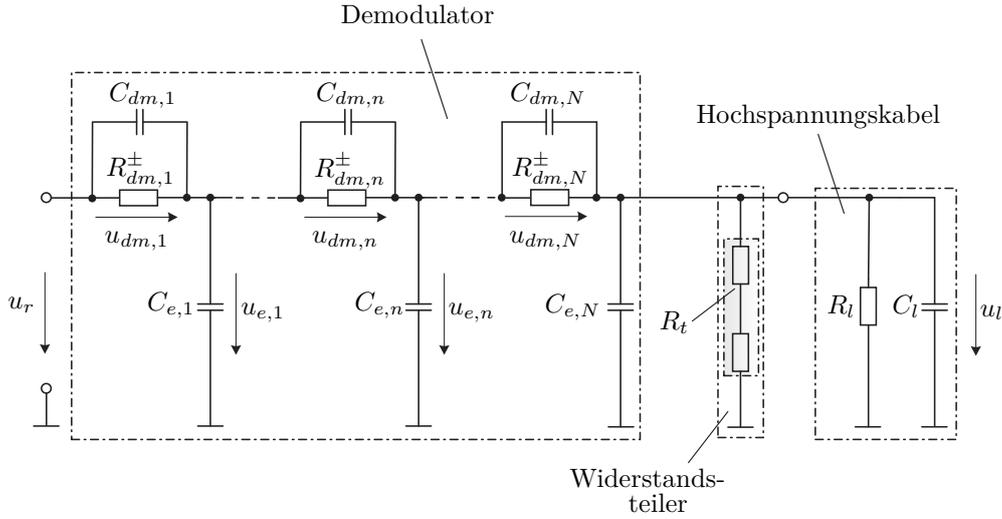


Abbildung 3.6: Ersatzschaltbild des gesamten Demodulators mit Streukapazitäten und Hochspannungskabel.

angeschrieben werden

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} C_r & C_{dm,1} & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ -C_{e,1} & (C_{dm,1} + C_{e,1}) & -C_{dm,2} & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ -C_{e,2} & C_{e,2} & (C_{dm,2} + C_{e,2}) & -C_{dm,3} & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ -C_{l,g} & C_{l,g} & C_{l,g} & C_{l,g} & \cdots & C_{l,g} & (C_{l,g} + C_{dm,N}) \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

mit  $C_{l,g} = C_l + C_{e,N}$ .

Die Modellgleichungen des gesamten VLF Prüfgenerators ergeben sich schließlich durch Kombination von (3.11) mit (3.15) und (3.19). Die Zustände des mathematischen Modells sind mit  $\mathbf{x}^T = [i_r \ i_{p1} \ i_{p2} \ u_r \ u_{dm,1} \ \dots \ u_{dm,N}]$  gegeben und für die spätere Regelung stehen die Stelleingänge  $\mathbf{u}^T = [\chi \ R_{dm,1}^+ \ R_{dm,1}^- \ \dots \ R_{dm,N}^+ \ R_{dm,N}^-]$  zur Verfügung.

## 3.2 Reduziertes Modell

Aufbauend auf dem vollständigen Modell des vorherigen Abschnitts wird nun ein reduziertes Modell des Prüfgenerators hergeleitet. Die dazu vorgenommenen Vereinfachungen betreffen im Wesentlichen die mathematische Modellierung des Demodulators. Der modulare Aufbau des Demodulators sowie die durch den Aufbau bedingten parasitären Streukapazitäten und der Einfluss der Energiegewinnungsschaltung auf den effektiven Entladewiderstand des Demodulators werden vernachlässigt. Folglich wird im Modell lediglich eine zum Entladewiderstand

parallele Demodulatorkapazität  $C_{dm}$  verwendet.<sup>1</sup> Der ohmsche Teil des Demodulators wird durch einen kontinuierlich verstellbaren Widerstand  $R_{dm}^\pm$  modelliert, siehe Abbildung 3.7. Der hochgestellte Index „+“, bezeichnet wiederum den po-

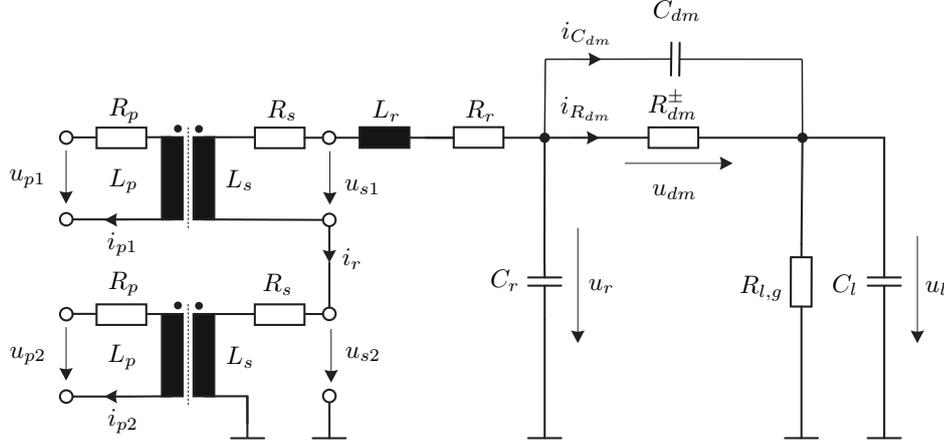


Abbildung 3.7: Reduziertes elektrisches Ersatzschaltbild des VLF Prüfgenerators mit kontinuierlich verstellbaren Demodulatorwiderständen  $R_{dm}^\pm$  und einer parallelen Demodulatorkapazität  $C_{dm}$ .

sitiven Zweig des Demodulators und der negative Thyristorzweig wird mit „-“ gekennzeichnet. Durch eine gezielte Ansteuerung der Thyristoren im Demodulator kann der Wert der Demodulatorwiderstände  $R_{dm}^+$  und  $R_{dm}^-$  kontinuierlich zwischen  $R_{on}$  und  $R_{off}$ , mit  $R_{on} = \sum_{n=1}^N R_{on,n}$  und  $R_{off} = \sum_{n=1}^N R_{off,n}$ , verstellt werden. Diese Vereinfachung in der Modellierung des Demodulators ist äußerst vorteilhaft für den späteren Entwurf der Regelung. Der Strom  $i_{R_{dm}}$  durch den ohmschen Teil des Demodulators kann äquivalent zu (3.15) berechnet werden und es folgt

$$i_{R_{dm}} = \frac{1}{R_{off}} u_{dm} + \left( \frac{1}{R_{dm}^+} - \frac{1}{R_{off}} \right) g^+ + \left( \frac{1}{R_{dm}^-} - \frac{1}{R_{off}} \right) g^- \quad (3.21)$$

mit  $R_{dm}^\pm \in [R_{on}, R_{off}]$  und den nichtlinearen Termen

$$g^+ = \begin{cases} u_{dm} & \text{für } u_{dm} \geq 0 \\ 0 & \text{für } u_{dm} < 0 \end{cases}, \quad g^- = u_{dm} - g^+. \quad (3.22)$$

Außerdem wird angenommen, dass der Erregertransformator symmetrisch aufgebaut ist, d.h.  $L_{p1} = L_{p2} = L_p$ ,  $L_{s1} = L_{s2} = L_s$ ,  $R_{p1} = R_{p2} = R_p$  und

<sup>1</sup>Die Resonanzfrequenz des reduzierten Modells ergibt sich zu  $\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_g}$  mit  $C_g \approx C_r + C_{dm}$ . Der Wert von  $C_{dm}$  kann folglich direkt aus der Resonanzfrequenz des vollständigen Modells  $\omega_r$  und den bekannten Werten von  $L_r$  und  $C_r$  bestimmt werden.

$R_{s1} = R_{s2} = R_s$ , siehe Abbildung 3.7. Dadurch kann mithilfe einer regulären Zustandstransformation der Form

$$\begin{bmatrix} i_r & i_{p1} & i_{p2} \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} i_r & i_\Sigma & i_\Delta \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

mit dem Summenstrom  $i_\Sigma = i_{p1} + i_{p2}$  und dem Differenzstrom  $i_\Delta = i_{p1} - i_{p2}$  eine vereinfachte Darstellung der Differentialgleichungen des Resonanzkreises in (3.5)-(3.9) hergeleitet werden. Die Differentialgleichungen der neu eingeführten Ströme  $i_r, i_\Sigma$  und  $i_\Delta$  resultieren schließlich in

$$\mathbf{L}_{\Sigma r} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_r \\ i_\Sigma \end{bmatrix} = -\mathbf{R}_{\Sigma r} \begin{bmatrix} i_r \\ i_\Sigma \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{dm} + u_l \\ u_\Sigma \end{bmatrix} \quad (3.24a)$$

$$L_p \frac{d}{dt} i_\Delta = -R_p i_\Delta + u_\Delta, \quad (3.24b)$$

mit den neuen Eingangsspannungen  $u_\Sigma = u_{p1} + u_{p2}$  und  $u_\Delta = u_{p1} - u_{p2}$  sowie den reduzierten Induktivitäts- und Widerstandsmatrizen  $\mathbf{L}_{\Sigma r}$  und  $\mathbf{R}_{\Sigma r}$ . Die beiden Matrizen berechnen sich zu

$$\mathbf{L}_{\Sigma r} = \begin{bmatrix} 2L_s + L_r & L_{ps} \\ 2L_{ps} & L_p \end{bmatrix} \quad \text{und} \quad \mathbf{R}_{\Sigma r} = \begin{bmatrix} 2R_s + R_r & 0 \\ 0 & R_p \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

mit den primären und sekundären Induktivitäten  $L_p$  und  $L_s$  des Erregertransformators, der Kopplungsinduktivität  $L_{ps} = k\sqrt{L_p L_s}$  mit dem Kopplungsfaktor  $k < 1$  sowie den primären und sekundären Wicklungswiderständen  $R_p$  und  $R_s$ . Aus (3.24) erkennt man bereits, dass der Strom  $i_\Delta$  vom restlichen System entkoppelt ist. Die Resonanzkreisspannung  $u_r$  bzw. die Spannung am Demodulator  $u_{dm}$  sowie die Ausgangsspannung  $u_l$  werden lediglich vom Resonanzkreisstrom  $i_r$ , dem Summenstrom  $i_\Sigma$  und der Spannung  $u_\Sigma$  beeinflusst.

Die Demodulatorspannung  $u_{dm}$  und die Ausgangsspannung  $u_l$  werden von der Zustandstransformation nicht beeinflusst und können in der Form

$$\mathbf{C}_{\Sigma r} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_{dm} \\ u_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -i_r - i_{R_{dm}} \\ -i_r - \frac{u_l}{R_{l,g}} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

dargestellt werden. Dabei ist  $i_{R_{dm}}$  der Strom durch den ohmschen Teil des Demodulators und der ohmsche Widerstand  $R_{l,g}$  setzt sich, wie im vollständigen Modell in (3.19) gezeigt, aus dem Widerstandswert des ohmschen Teilers und den ohmschen Verlusten des Hochspannungskabels zusammen. Die reduzierte Kapazitätsmatrix  $\mathbf{C}_{\Sigma r}$  berechnet sich zu

$$\mathbf{C}_{\Sigma r} = \begin{bmatrix} C_{dm} + C_r & C_r \\ C_r & C_l + C_r \end{bmatrix}. \quad (3.27)$$

Die Modellgleichungen des reduzierten Modells ergeben sich somit durch Kombination von (3.24) mit (3.26) mit den neuen Systemzuständen  $\mathbf{x}^T = [i_r \quad i_\Sigma \quad i_\Delta \quad u_{dm} \quad u_l]$  und den Eingängen  $\mathbf{u}^T = [\chi \quad R_{dm}^+ \quad R_{dm}^-]$ .

### 3.3 Hüllkurvenmodell

Die Testspannung  $u_l$  am Ausgang des Prüfgenerators wird im Wesentlichen durch eine Demodulation der amplitudenmodulierten Resonanzkreisspannung  $u_r$  erzeugt. Stark vereinfacht dargestellt wird die Form der Testspannung somit lediglich von der Amplitude  $\hat{U}_r$  beeinflusst, d.h. von der sich zeitlich langsam ändernden Einhüllenden der Resonanzkreisspannung  $u_r$ , und nicht von deren hochfrequenten Anteilen. Für eine mögliche Regelung der Ausgangsspannung  $u_l$  bedeutet das, dass die Dynamik des relevanten geschlossenen Regelkreises in dem Frequenzband der Einhüllenden liegt und nicht im Frequenzbereich der hochfrequenten Anteile. In Anbetracht einer genauen Systemanalyse und eines anschließenden Reglerentwurfs motiviert dieser Umstand die Herleitung eines sogenannten Hüllkurvenmodells, welches die zeitlichen Änderungen der Einhüllenden der im System auftretenden Signale beschreibt.

Die grundlegende Idee der Hüllkurvenmodellierung ist, dass sich jedes im System auftretende Signal  $r(t)$  als Kombination eines zeitlich langsam veränderlichen Mittelwerts und einer Summe von Kosinus- und Sinuskomponenten beschreiben lässt [10, 57], d.h.

$$r(t) = R_0(t) + \sum_{i=1}^N R_{c,i}(t) \cos(\omega_i t) + R_{s,i}(t) \sin(\omega_i t). \quad (3.28)$$

Darin bezeichnet  $R_0(t)$  den Mittelwert (Nullkomponente) von  $r(t)$  und  $R_{c,i}(t)$  sowie  $R_{s,i}(t)$  die Amplituden der Kosinus- und Sinuskomponenten mit der zugehörigen Frequenz  $\omega_i$ . Bei der Hüllkurvenmodellierung wird folglich ein mathematisches Modell des betrachteten Systems entworfen, welches die zeitlichen Änderungen der Null-, Kosinus- und Sinuskomponenten in (3.28) beschreibt, d.h. die Komponenten  $R_0$  und  $R_{c,i}, R_{s,i}, i = 1, \dots, N$  selbst stellen die Zustandsgrößen des Hüllkurvenmodells dar.

In der Literatur sind verschiedene Anwendungen der Hüllkurvenmodellierung zu finden. Beispielsweise wurde dieser Modellierungsansatz in [16, 17] verwendet, um ein neues Regelungskonzept für mikro-elektromechanische Gyroskope zu entwickeln. In [8, 9, 66, 67] wird die Hüllkurvenmodellierung zur Frequenzanalyse von verschiedenen Resonanzkonverterstrukturen verwendet. Die Arbeiten [4, 57] zeigen simulative Vergleiche klassischer Mittelwertmodelle für DC/DC Konverter, wie sie etwa in [18] zu finden sind, mit Modellen der Konverter basierend auf der Hüllkurvenmodellierung. In diesen Vergleichen zeigt sich, dass die spezielle Modellstruktur der Hüllkurvenmodelle eine wesentlich effizientere und schnellere Simulation transienter Vorgänge ermöglicht, was einen wesentlichen Vorteil dieses Modellierungsansatzes darstellt.

Im Folgenden wird nun das Prinzip der Hüllkurvenmodellierung auf das reduzierte Modell des Prüfgenerators aus Abschnitt 3.2 angewendet.<sup>2</sup> Dazu werden

<sup>2</sup>Die Herleitung des Hüllkurvenmodells kann analog auf das vollständige Modell aus Ab-

in einem ersten Schritt die Systemzustände  $\mathbf{x}^T = [i_r \ i_\Sigma \ i_\Delta \ u_{dm} \ u_l]$  und die Eingangsspannungen  $u_\Sigma$  sowie  $u_\Delta$  des reduzierten Modells gemäß (3.28) umformuliert. Da im Prüfgenerator lediglich zwei dominante Frequenzen auftreten, die sehr langsame Frequenz  $\omega_\Delta$  der Testspannung  $u_l$  sowie die dazu vergleichsweise hohe Frequenz  $\omega_r$  des Resonanzkreises, ergibt sich eine sehr einfache Darstellung der Zustände und Eingangsspannungen. Um dies zu veranschaulichen, wird der Strom  $i_r$  im Resonanzkreis genauer betrachtet. Dieser kann mithilfe der Formulierung nach (3.28) mit  $N = 1$  in der Form

$$i_r(t) = I_{r,0}(t) + I_{r,c}(t) \cos(\omega_r t) + I_{r,s}(t) \sin(\omega_r t) \quad (3.29)$$

mit dem sich langsam ändernden Mittelwert  $I_{r,0}(t)$  und den Amplituden  $I_{r,c}(t)$  und  $I_{r,s}(t)$  der Kosinus- und Sinuskomponente approximiert werden. Der Resonanzkreisstrom in (3.29) wird für die weitere Herleitung des Hüllkurvenmodells auf die äquivalente Form

$$i_r(t) = \mathbf{I}_r(t) \mathbf{w}(t) \quad (3.30)$$

gebracht. Darin bezeichnet  $\mathbf{I}_r(t)$  den Zustandsvektor der Hüllkurvenkomponenten des Resonanzkreisstroms, welcher sich wie folgt

$$\mathbf{I}_r(t) = [I_{r,0}(t) \ I_{r,c}(t) \ I_{r,s}(t)] = [I_{r,0}(t) \ \tilde{\mathbf{I}}_r(t)] \quad (3.31)$$

anschreiben lässt. Der Vektor  $\mathbf{w}(t)$  in (3.30) beinhaltet die für die Hüllkurvenbeschreibung benötigten Frequenzkomponenten und ergibt sich zu

$$\mathbf{w}(t) = \begin{bmatrix} 1 \\ \cos(\omega_r t) \\ \sin(\omega_r t) \end{bmatrix}. \quad (3.32)$$

Die zeitliche Ableitung des Resonanzkreisstroms aus (3.29) ergibt sich unter Verwendung von (3.30) zu

$$\frac{d}{dt} i_r(t) = \dot{\mathbf{I}}_r(t) \mathbf{w}(t) + \mathbf{I}_r(t) \dot{\mathbf{w}}(t) \quad (3.33)$$

mit

$$\dot{\mathbf{w}}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_r \\ 0 & \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \cos(\omega_r t) \\ \sin(\omega_r t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \tilde{\boldsymbol{\Omega}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \cos(\omega_r t) \\ \sin(\omega_r t) \end{bmatrix} = \boldsymbol{\Omega} \mathbf{w}(t). \quad (3.34)$$

---

schnitt 3.1 angewendet werden. Da für den späteren Reglerentwurf ein einfaches Entwurfsmodell von Interesse ist, erfolgt hier die Herleitung basierend auf dem reduzierten Modell aus Abschnitt 3.2.

Da das mathematische Modell des Prüfgenerators abgesehen von der Beschreibung des Demodulators linear ist, lassen sich die Modellgleichungen des Resonanzkreises aus (3.24) direkt in die Hüllkurvendarstellung überführen.<sup>3</sup> Die Differentialgleichungen der Ströme  $\mathbf{I}_r$ ,  $\mathbf{I}_\Sigma$  und  $\mathbf{I}_\Delta$  ergeben sich nach kurzer Umformung zu

$$\mathbf{L}_{\Sigma r} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_r \\ \mathbf{I}_\Sigma \end{bmatrix} = -\mathbf{L}_{\Sigma r} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_r \\ \mathbf{I}_\Sigma \end{bmatrix} \boldsymbol{\Omega} - \mathbf{R}_{\Sigma r} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_r \\ \mathbf{I}_\Sigma \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{dm} + \mathbf{U}_l \\ \mathbf{U}_\Sigma \end{bmatrix} \quad (3.35a)$$

$$L_p \frac{d}{dt} \mathbf{I}_\Delta = -L_p \mathbf{I}_\Delta \boldsymbol{\Omega} - R_p \mathbf{I}_\Delta + \mathbf{U}_\Delta \quad (3.35b)$$

mit der reduzierten Induktivitätsmatrix  $\mathbf{L}_{\Sigma r}$  und der Widerstandsmatrix  $\mathbf{R}_{\Sigma r}$  aus (3.25). Die Differentialgleichungen der Hüllkurvendarstellung der Spannungen  $u_{dm}$  und  $u_l$  unter Berücksichtigung einer Demodulatorkapazität  $C_{dm}$  ergibt sich nach (3.26) zu

$$\mathbf{C}_{\Sigma r} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{dm} \\ \mathbf{U}_l \end{bmatrix} = -\mathbf{C}_{\Sigma r} \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{dm} \\ \mathbf{U}_l \end{bmatrix} \boldsymbol{\Omega} - \begin{bmatrix} \mathbf{I}_r + \mathbf{I}_{R_{dm}} \\ \mathbf{I}_r \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_{l,g}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{dm} \\ \mathbf{U}_l \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

mit der Kapazitätsmatrix  $\mathbf{C}_{\Sigma r}$  aus (3.27). Betrachtet man (3.35) und (3.36) genauer, wird ersichtlich, dass die Dynamik der Kosinus- und Sinuskomponenten aufgrund der  $\pm\omega_r$  Einträge in  $\tilde{\boldsymbol{\Omega}}$  wesentlich schneller ist als die Dynamik der entsprechenden Nullkomponenten. Beim späteren Entwurf des Regelungskonzepts wird dieser Umstand genutzt, um eine analytische Rückrechnung von der gewünschten Ausgangsspannung  $u_l$  auf die Eingangsgröße  $\chi$ , d.h. auf die Pulsweite der Leistungsmodulspannungen  $u_{p1}$  und  $u_{p2}$ , herleiten zu können.

Ausgehend von den Differentialgleichungen der Spannungen  $\mathbf{U}_{dm}$  und  $\mathbf{U}_l$  in (3.36) müssen die Hüllkurvenkomponenten  $I_{R_{dm},0}$ ,  $I_{R_{dm},c}$  und  $I_{R_{dm},s}$  des Demodulatorstroms  $i_{R_{dm}}$  berechnet werden. Da der Demodulator die Nichtlinearität des Systems darstellt und durch die schaltende Funktion (3.21) und (3.22) im reduzierten Modell beschrieben wird, müssen diese Komponenten durch Auswertung der entsprechenden Fourierintegrale ermittelt werden. Die Hüllkurvenformulierung des Demodulatorstroms ergibt sich zu

$$\mathbf{I}_{R_{dm}} = \frac{1}{R_{off}} \mathbf{U}_{dm} + \left( \frac{1}{R_{dm}^+} - \frac{1}{R_{off}} \right) \mathbf{G}^+ + \left( \frac{1}{R_{dm}^-} - \frac{1}{R_{off}} \right) \mathbf{G}^-, \quad (3.37)$$

mit  $\mathbf{G}^+ = [G_0^+ \ G_c^+ \ G_s^+]$  und  $\mathbf{G}^- = [G_0^- \ G_c^- \ G_s^-]$ . Der erste Teil in (3.21) ist linear in der Spannung  $u_{dm}$  und kann direkt in die Hüllkurvendarstellung übergeführt werden. Wesentlich umfangreicher gestaltet sich die Berechnung der Hüllkurvenkomponenten  $\mathbf{G}^+$  und  $\mathbf{G}^-$  der nichtlinearen Funktionen  $g^+$  und  $g^-$ . Diese müssen mithilfe der Fourier Transformation für periodische Signale [50] in

<sup>3</sup>Zur einfacheren Darstellung wird auf die explizite Kennzeichnung der Zeitabhängigkeit der Hüllkurvenkomponenten in der weiteren Herleitung der Modellgleichungen verzichtet.

der Form

$$G_0^\pm = \frac{\omega_r}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{\omega_r}}^{\frac{\pi}{\omega_r}} g^\pm dt \quad (3.38a)$$

$$G_c^\pm = \frac{\omega_r}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{\omega_r}}^{\frac{\pi}{\omega_r}} g^\pm \cos(\omega_r t) dt \quad (3.38b)$$

$$G_s^\pm = \frac{\omega_r}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{\omega_r}}^{\frac{\pi}{\omega_r}} g^\pm \sin(\omega_r t) dt \quad (3.38c)$$

mit  $g^\pm$  aus (3.22) berechnet werden. Falls durch das Schalten der Thyristoren im Demodulator keine höheren Frequenzen als die Resonanzfrequenz  $\omega_r$  in das System eingepägt werden und der Strom durch den ohmschen Teil des Demodulators einen weitgehend sinusförmigen Verlauf aufweist, kann dieser durch die Hüllkurvenkomponenten in (3.37) und (3.38) sehr gut approximiert werden. Zur Auswertung der Fourierintegrale (3.38) muss die Umschaltbedingung  $u_{dm} = 0$  aus (3.22) durch die Hüllkurvenkomponenten  $U_{dm,0}$ ,  $U_{dm,c}$  und  $U_{dm,s}$  dargestellt werden. Dazu wird die Bedingung  $u_{dm} = 0$  mithilfe der Hüllkurvendarstellung auf die Form

$$u_{dm} = U_{dm,0} + U_{dm,c} \cos(\omega_r t) + U_{dm,s} \sin(\omega_r t) = 0 \quad (3.39)$$

gebracht bzw. in der äquivalenten Schreibweise

$$u_{dm} = U_{dm,0} + \hat{U}_{dm} \cos\left(\omega_r t - \arctan\left(\frac{U_{dm,s}}{U_{dm,c}}\right)\right) = 0 \quad (3.40)$$

mit  $\hat{U}_{dm} = \sqrt{U_{dm,c}^2 + U_{dm,s}^2}$  dargestellt. Für den Fall  $U_{dm,0} > \hat{U}_{dm}$  kann für Gleichung (3.40) keine Lösung für  $t$  gefunden werden und die nichtlinearen Terme  $g^+$  und  $g^-$  nehmen gemäß (3.22) die Werte  $g^+ = u_{dm}$  und  $g^- = 0$  an. Die zugehörigen Hüllkurvenkomponenten errechnen sich zu

$$G_0^+ = U_{dm,0}, \quad G_c^+ = U_{dm,c}, \quad G_s^+ = U_{dm,s} \quad (3.41a)$$

$$G_0^- = 0, \quad G_c^- = 0, \quad G_s^- = 0. \quad (3.41b)$$

Analog dazu ergeben sich die nichtlinearen Terme  $g^+$  und  $g^-$  für den Fall  $U_{dm,0} < -\hat{U}_{dm}$  zu  $g^+ = 0$  und  $g^- = u_{dm}$  und die Hüllkurvenkomponenten resultieren in

$$G_0^+ = 0, \quad G_c^+ = 0, \quad G_s^+ = 0 \quad (3.42a)$$

$$G_0^- = U_{dm,0}, \quad G_c^- = U_{dm,c}, \quad G_s^- = U_{dm,s}. \quad (3.42b)$$

Für den Fall  $-\hat{U}_{dm} \leq U_{dm,0} \leq \hat{U}_{dm}$  liefert das Lösen von (3.40) nach der Zeit  $t$  zwei mögliche Lösungen

$$t_1 = \frac{1}{\omega_r} \left( \arctan\left(\frac{U_{dm,s}}{U_{dm,c}}\right) + \arccos\left(\frac{U_{dm,0}}{\hat{U}_{dm}}\right) - \pi \right) \quad (3.43a)$$

$$t_2 = \frac{1}{\omega_r} \left( \arctan\left(\frac{U_{dm,s}}{U_{dm,c}}\right) - \arccos\left(\frac{U_{dm,0}}{\hat{U}_{dm}}\right) + \pi \right). \quad (3.43b)$$

Für diesen Fall müssen die Fourierintegrale in (3.38) unter Berücksichtigung der Zeitlösungen aus (3.43) ausgewertet werden. Bei der Auswertung der Fourierintegrale ist zu berücksichtigen, dass die Demodulatorspannung  $u_{dm}$  nach (3.40) im Zeitintervall  $t_1 < t < t_2$  stets positiv ist und in den Intervallen  $-\frac{\pi}{\omega_r} < t < t_1$  und  $t_2 < t < \frac{\pi}{\omega_r}$  gilt  $u_{dm} < 0$ . Im Folgenden wird lediglich die Berechnung der Nullkomponenten  $G_0^\pm$  gezeigt. Die Berechnung der Kosinus- und Sinuskomponenten von  $g^\pm$  erfolgt analog.

Durch Einsetzen von (3.22), (3.39) und (3.43) in (3.38a) erhält man die Integrale

$$G_0^+ = \frac{\omega_r}{2\pi} \int_{t_1}^{t_2} \left( U_{dm,0} + U_{dm,c} \cos(\omega_r t) + U_{dm,s} \sin(\omega_r t) \right) dt \quad (3.44a)$$

$$G_0^- = \frac{\omega_r}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{\omega_r}}^{t_1} \left( U_{dm,0} + U_{dm,c} \cos(\omega_r t) + U_{dm,s} \sin(\omega_r t) \right) dt \\ + \frac{\omega_r}{2\pi} \int_{t_2}^{\frac{\pi}{\omega_r}} \left( U_{dm,0} + U_{dm,c} \cos(\omega_r t) + U_{dm,s} \sin(\omega_r t) \right) dt. \quad (3.44b)$$

Zur Auswertung dieser Integrale wird vereinfachend angenommen, dass  $U_{dm,0}$ ,  $U_{dm,c}$  und  $U_{dm,s}$  über eine komplette Integrationsperiode konstant sind. Diese Annahme ist gerechtfertigt, da sich die Hüllkurvenkomponenten im Fall des Prüfgenerators zeitlich mit der sehr niedrigen Frequenz  $\omega_\Delta$  der Ausgangsspannung ändern, welche um ein Vielfaches kleiner ist als die Resonanzfrequenz  $\omega_r$ . Der nichtlineare Term  $G_0^+$  resultiert damit in

$$G_0^+ = \left( 1 - \frac{\arccos\left(\frac{U_{dm,0}}{\hat{U}_{dm}}\right)}{\pi} \right) U_{dm,0} + \frac{\sqrt{\hat{U}_{dm}^2 - U_{dm,0}^2}}{\pi} \quad (3.45)$$

und  $G_0^-$  berechnet sich gemäß (3.22) zu

$$G_0^- = U_{dm,0} - G_0^+. \quad (3.46)$$

Die Kosinus- und Sinuskomponenten  $G_c^+$  und  $G_s^+$  ergeben sich zu

$$G_c^+ = \left( 1 - \frac{\arccos\left(\frac{U_{dm,0}}{\hat{U}_{dm}}\right)}{\pi} + \frac{\sqrt{\hat{U}_{dm}^2 - U_{dm,0}^2}}{\pi} \frac{U_{dm,0}}{\hat{U}_{dm}^2} \right) U_{dm,c} = \Psi(U_{dm,0}, \hat{U}_{dm}) U_{dm,c} \quad (3.47a)$$

$$G_s^+ = \left( 1 - \frac{\arccos\left(\frac{U_{dm,0}}{\hat{U}_{dm}}\right)}{\pi} + \frac{\sqrt{\hat{U}_{dm}^2 - U_{dm,0}^2}}{\pi} \frac{U_{dm,0}}{\hat{U}_{dm}^2} \right) U_{dm,s} = \Psi(U_{dm,0}, \hat{U}_{dm}) U_{dm,s}, \quad (3.47b)$$

und  $G_c^-$  und  $G_s^-$  berechnen sich wiederum aus

$$G_c^- = U_{dm,c} - G_c^+, \quad G_s^- = U_{dm,s} - G_s^+. \quad (3.48)$$

Um die Hüllkurvenmodellierung des VLF Prüfgenerators abzuschließen, erfolgt noch die Beschreibung der transformierten Eingangsspannungen  $u_\Sigma$  und  $u_\Delta$  des reduzierten Modells, welche sich aus den beiden Spannungen  $u_{p1}$  und  $u_{p2}$  des Leistungsmoduls ergeben. Da das Leistungsmodul im Prüfbetrieb auf zwei verschiedene Arten angesteuert werden kann, werden im Folgenden die Hüllkurvenkomponenten für beide Varianten berechnet.

Die beiden Eingangsspannungen  $u_{p1}$  und  $u_{p2}$  sind als pulsweitenmodulierte Spannungen mit konstanter Amplitude  $u_p$  und variabler Pulsweite  $\chi$  ausgeführt. Das Frequenzspektrum dieser Spannungen ergibt sich folglich aus der jeweiligen Grundfrequenz  $\omega_{p1}$  bzw.  $\omega_{p2}$  und Frequenzanteilen der höheren Harmonischen dieser Grundfrequenzen. Abhängig von der Ansteuerungsvariante werden die Periodendauern der Eingangsspannungen zu (3.1) oder (3.3) gewählt. Die Grundfrequenzen der beiden Eingangsspannungen  $\omega_{p1}$  und  $\omega_{p2}$  liegen damit sehr nahe bzw. direkt an der Resonanzfrequenz  $\omega_r$  des Serienresonanzkreises. Da der Serienresonanzkreis eine hohe Güte aufweist, werden lediglich Frequenzen in der Nähe der Resonanzfrequenz verstärkt und sämtliche höheren Frequenzanteile der Eingangsspannungen stark unterdrückt. Dadurch ergibt sich für den Resonanzkreisstrom  $i_r$  und die Resonanzkreisspannung  $u_r$  ein hauptsächlich sinusförmiger Verlauf mit der Resonanzfrequenz  $\omega_r$  [18, 66]. Dieser Umstand rechtfertigt die weitere Approximation, dass sich die beiden Eingangsspannungen  $u_{p1}$  und  $u_{p2}$  mit der Formulierung nach (3.28) lediglich aus einer Nullkomponente und einer Kosinus- und Sinuskomponente mit der jeweiligen Grundfrequenz  $\omega_{p1}$  und  $\omega_{p2}$  beschreiben lassen.

Betrachtet man zunächst die erste Ansteuerungsvariante mit den Periodendauern nach (3.1), ergeben sich die Hüllkurvenkomponenten der Spannung  $u_{p1}$  durch Anwendung der periodischen Fouriertransformation auf (3.2) mit (3.1) in der Form

$$U_{p1,0} = \frac{\omega_{p1}}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{\omega_{p1}}}^{\frac{\pi}{\omega_{p1}}} u_{p1} dt = 0, \quad (3.49a)$$

$$U_{p1,c} = \frac{\omega_{p1}}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{\omega_{p1}}}^{\frac{\pi}{\omega_{p1}}} u_{p1} \cos(\omega_{p1}t) dt = \frac{2}{\pi} \sin(\chi\pi) u_p, \quad (3.49b)$$

$$U_{p1,s} = \frac{\omega_{p1}}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{\omega_{p1}}}^{\frac{\pi}{\omega_{p1}}} u_{p1} \sin(\omega_{p1}t) dt = \frac{2}{\pi} (1 - \cos(\chi\pi)) u_p. \quad (3.49c)$$

Die Berechnung für  $u_{p2}$  erfolgt analog und ergibt schließlich

$$U_{p2,0} = 0, \quad (3.50a)$$

$$U_{p2,c} = -\frac{2}{\pi} \sin(\chi\pi) u_p, \quad (3.50b)$$

$$U_{p2,s} = -\frac{2}{\pi} (1 - \cos(\chi\pi)) u_p. \quad (3.50c)$$

Damit kann die Approximation der Eingangsspannungen nach (3.28) für die erste Form der Ansteuerung mit  $\omega_{p1} = \omega_r - \omega_\Delta$  und  $\omega_{p2} = \omega_r + \omega_\Delta$  zu

$$u_{p1} = U_{p1,0} + U_{p1,c} \cos(\omega_{p1}t) + U_{p1,s} \sin(\omega_{p1}t) \quad (3.51a)$$

$$u_{p2} = U_{p2,0} + U_{p2,c} \cos(\omega_{p2}t) + U_{p2,s} \sin(\omega_{p2}t) \quad (3.51b)$$

angeschrieben werden. Wie aus (3.49) und (3.50) ersichtlich wird, sind die Hüllkurvenkomponenten der beiden Eingangsspannungen bis auf das Vorzeichen identisch. Damit lassen sich die transformierten Eingangsspannungen  $u_\Sigma$  und  $u_\Delta$  des reduzierten Modells sehr einfach in folgender Form darstellen

$$u_\Sigma = 2U_{p1,0} + 2U_{p1,c} \sin(\omega_r t) \sin(\omega_\Delta t) - 2U_{p1,s} \cos(\omega_r t) \sin(\omega_\Delta t) \quad (3.52a)$$

$$u_\Delta = 2U_{p1,c} \cos(\omega_r t) \cos(\omega_\Delta t) + 2U_{p1,s} \sin(\omega_r t) \cos(\omega_\Delta t). \quad (3.52b)$$

Die Hüllkurvenkomponenten von  $\mathbf{U}_\Sigma$  und  $\mathbf{U}_\Delta$  berechnen sich somit aus (3.52) unter Verwendung von (3.49) und (3.50) zu

$$U_{\Sigma,0} = 0 \quad U_{\Delta,0} = 0 \quad (3.53a)$$

$$U_{\Sigma,c} = -\frac{4}{\pi} (1 - \cos(\chi\pi)) \sin(\omega_\Delta t) u_p \quad U_{\Delta,c} = \frac{4}{\pi} \sin(\chi\pi) \cos(\omega_\Delta t) u_p \quad (3.53b)$$

$$U_{\Sigma,s} = \frac{4}{\pi} \sin(\chi\pi) \sin(\omega_\Delta t) u_p \quad U_{\Delta,s} = \frac{4}{\pi} (1 - \cos(\chi\pi)) \cos(\omega_\Delta t) u_p. \quad (3.53c)$$

Für die zweite Form der Ansteuerung nach (3.3)-(3.4) können die Hüllkurvenkomponenten der transformierten Eingangsspannungen  $u_\Sigma$  und  $u_\Delta$  auf analoge Art und Weise berechnet werden. Für die Summeneingangsspannung  $u_\Sigma$  ergeben sich diese zu

$$U_{\Sigma,0} = 0, \quad U_{\Sigma,c} = \frac{4}{\pi} \sin(\chi\pi) u_p, \quad U_{\Sigma,s} = \frac{4}{\pi} (1 - \cos(\chi\pi)) u_p, \quad (3.54)$$

während die Hüllkurvenkomponenten von  $u_\Delta$  wegen  $u_{p1} = u_{p2}$  zu Null werden.

Wie in Abschnitt 3.1.1 bereits erwähnt wurde, bietet die zweite Form der Ansteuerung im Hinblick auf eine Regelung der Testspannung gewisse Vorteile gegenüber der ersten Ansteuerung. Werden die Periodendauern der Eingangsspannungen  $u_{p1}$  und  $u_{p2}$  wie in der ersten Ansteuerungsvariante zu (3.1) gewählt, steht im Bereich der Nulldurchgänge von  $U_{l,0}$ , mit  $U_{l,0} = \hat{U}_{l,0} \sin(\omega_\Delta t)$ , aufgrund des  $\sin(\omega_\Delta t)$  Terms in (3.53) keine Eingangsspannung  $\mathbf{U}_\Sigma$  und somit keine Stellgröße zur Beeinflussung der Resonanzkreisspannung zur Verfügung. Im Gegensatz dazu kann bei der zweiten Form der Ansteuerung zu jedem beliebigen Zeitpunkt eine Eingangsspannung  $\mathbf{U}_\Sigma$  durch Änderung der Pulsweite  $\chi$  erzeugt werden. Folglich kann bei dieser Ansteuerung die Testspannung  $U_{l,0}$  auch im Bereich der Nulldurchgänge durch die Regelung beeinflusst werden. Wie sich in späteren Teilen der Arbeit noch zeigen wird ist diese Beeinflussung im Bereich der

Nulldurchgänge notwendig um eine sinusförmige Testspannung am Ausgang des Prüfgenerators erzeugen zu können. Aus diesem Grund wird in der Umsetzung des Regelungskonzepts in Kapitel 6 die zweite Ansteuerungsvariante verwendet wird.

Die Modellgleichungen des gesamten Hüllkurvenmodells ergeben sich folglich durch Kombination von (3.35), (3.36) mit (3.37) und (3.53). Die Systemzustände des Hüllkurvenmodells sind durch  $\mathbf{X}^T = [\mathbf{I}_r \quad \mathbf{I}_\Sigma \quad \mathbf{I}_\Delta \quad \mathbf{U}_{dm} \quad \mathbf{U}_l]$  definiert und die Stelleingänge des Systems lauten  $\mathbf{u}^T = [\chi \quad R_{dm}^+ \quad R_{dm}^-]$ .



---

### Modellparametrierung, -validierung und Modellvergleich

---

Dieses Kapitel zeigt den Abgleich des vollständigen mathematischen Modells aus Kapitel 3 mit Messungen des VLF Prüfgenerator Prototyps. Die Ergebnisse dieses Abgleichs und die durchgeführten Messungen sind in Abschnitt 4.1 zusammengefasst. Neben dem Modellabgleich wird in diesem Kapitel eine Modellvalidierung und ein simulativer Vergleich des vollständigen Modells mit dem reduzierten Modell aus Abschnitt 3.2 und dem Hüllkurvenmodell aus Abschnitt 3.3 gezeigt. Die Simulationsergebnisse sind in Abschnitt 4.2 zu finden. Die mathematischen Modelle wurden für die durchgeführten Simulationen als C-code S-functions in MATLAB/SIMULINK implementiert. Die in den Simulationen verwendeten Modellparameter sind im Anhang D in Tabelle D.1 zusammengefasst.

#### 4.1 Parametrierung und Validierung des vollständigen Modells

Um das vollständige mathematische Modell aus Abschnitt 3.1 zu parametrieren, wurden verschiedene Messungen am VLF Prüfgenerator durchgeführt. Der für die Messungen verwendete Messaufbau wird in Abschnitt 4.1.1 beschrieben. In Abschnitt 4.1.2 werden detaillierte Messungen zur Parametrierung des Leistungsmoduls gezeigt. Ein Abgleich des mathematischen Modells mit den Resonanzkreiscomponenten und dem Erregertransformator erfolgt in Abschnitt 4.1.3. Abschnitt 4.1.4 zeigt die Messungen zur Parametrierung der parasitären Streukapazitäten im Demodulator. Das Eingangs-Ausgangsverhalten des Gesamtsystems wird in Abschnitt 4.1.5 gemessen und mit Simulationen des vollständigen parametrisierten Modells verglichen.

### 4.1.1 Messaufbau

Abbildung 4.1 zeigt den für die Messungen verwendeten Messaufbau. Dieser besteht im Wesentlichen aus dem VLF Prüfgenerator, einem Hochspannungsanschlusskabel mit anschließendem Koppelkondensator und einer Reihe von Hochspannungskondensatoren, welche zum Emulieren der unterschiedlichen Hochspannungstestkabel verwendet werden. Abbildung 4.2 zeigt das schematische Schalt-

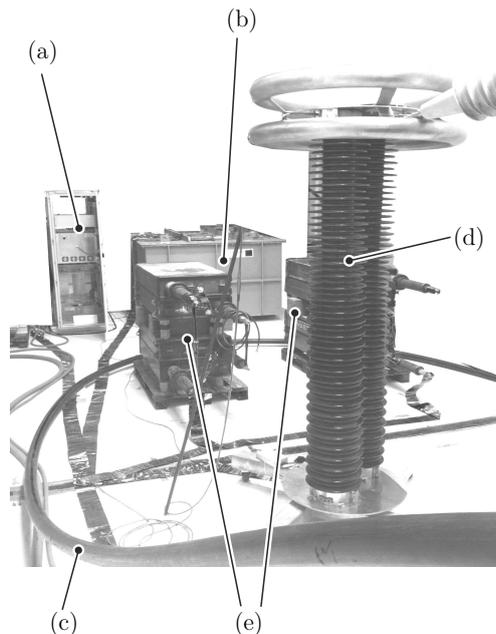


Abbildung 4.1: Messaufbau zur Parametrierung des vollständigen mathematischen Modells des VLF Prüfgenerators: (a) Leistungsmodul, (b) Hochspannungskessel, (c) Hochspannungsanschlusskabel, (d) Koppelkapazität, (e) Hochspannungskondensatoren.

bild des gesamten Messaufbaus. Für den Modellabgleich werden die beiden Eingangsströme  $i_{p1}$  und  $i_{p2}$ , die Eingangsspannung  $u_{p1}$  des ersten Wechselrichters, die Zwischenkreisspannung des Leistungsmoduls  $u_{p,zk}$ , der Resonanzkreisstrom  $i_r$ , die Resonanzkreisspannung  $u_r$  sowie die Ausgangsspannung  $u_l$  gemessen. Die Ausgangsspannung kann durch einen ohmschen Teiler, bestehend aus einem Hochspannungswiderstand im Hochspannungskessel des Prüfgenerators und einem externen Teilerwiderstand, sowie einen kapazitiven Teiler gemessen werden. Der kapazitive Teiler befindet sich am Ende des Hochspannungsanschlusskabels und ist aus dem Koppelkondensator und einer zusätzlichen Teilerkapazität aufgebaut. Um Störungen in den Messsignalen, welche beispielsweise durch das Schalten der IGBTs in den Wechselrichtern verursacht werden, möglichst gut unterdrücken zu können, wurden zusätzlich Differenzverstärkerschaltungen verwendet. Die damit verstärkten Messgrößen wurden anschließend mithilfe des dSPACE MICROAUTOBOX II Echtzeitsystems bei einer Abtastrate von 20 kS/s aufgenommen. Um

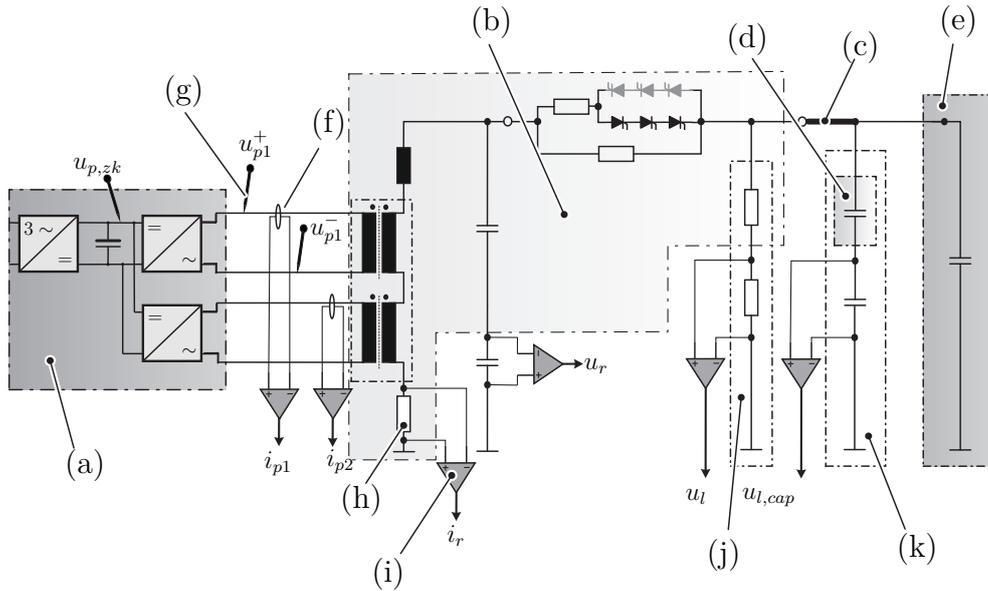


Abbildung 4.2: Schematische Darstellung des Messaufbaus zur Parametrierung des vollständigen mathematischen Modells des VLF Prüfgenerators: (a) Leistungsmodul, (b) Hochspannungskessel, (c) Hochspannungsanschlusskabel, (d) Koppelkapazität, (e) Hochspannungskondensatoren, (f) Stromzange, (g) Hochspannungstastkopf, (h) Mess-Shunt, (i) Differenzverstärker, (j) ohmscher Teiler, (k) externer kapazitiver Teiler.

netzgebundene Störungen in den Messungen zu vermeiden, wurde das dSPACE Systems durch eine 12 V Batterie versorgt. Da die genaue Messung der pulsweitenmodulierten Eingangsspannung  $u_{p1}$  eine höhere zeitliche Auflösung benötigt, wurde diese separat mit einem TECTRONIX Oszilloskop bei einer Abtastrate von 2.5 GS/s aufgezeichnet.

### 4.1.2 Parametrierung des Leistungsmoduls

Dieser Abschnitt beschäftigt sich mit der Überprüfung der Spannungsform sowie der Genauigkeit der Pulsweite der beiden Leistungsmodulspannungen  $u_{p1}$  und  $u_{p2}$ . Dazu wurden die Spannungen  $u_{p,zk}$ ,  $u_{p1}^-$  und  $u_{p1}^+$  mithilfe von drei TECTRONIX Hochspannungstastköpfen potentialfrei gemessen (siehe Abbildung 4.2). Da die beiden Wechselrichter im Leistungsmodul symmetrisch aufgebaut sind, wurde die Messung lediglich für den ersten Wechselrichter, d.h. für die Ausgangsspannung  $u_{p1}$ , durchgeführt. Außerdem wurde der Demodulator während der Messung deaktiviert und vom Resonanzkreis abgetrennt. Im oberen Teil von Abbildung 4.3 sind die gemessenen Leistungsmodulspannungen  $u_{p1}^+$ ,  $u_{p1}^-$  und  $u_{p,zk}$  für eine Pulsweite von  $\chi = 0.166$  dargestellt. Die Resonanzkreisfrequenz  $\omega_r$  wurde in diesen Messungen zu  $\omega_r = 2\pi 1195$  rad/s gewählt und die Frequenz der Testspannung auf

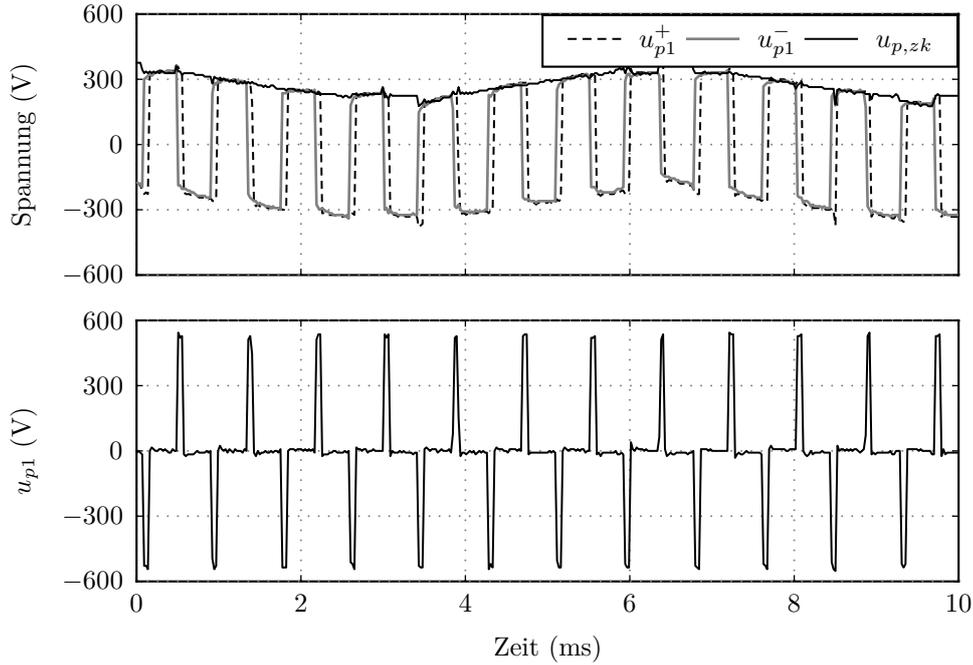


Abbildung 4.3: Gemessene Ausgangsspannung  $u_{p1}$  des Leistungsmoduls.

$\omega_{\Delta} = 2\pi \cdot 0.1$  rad/s gesetzt. Wie aus dieser Messung ersichtlich wird, schwankt die Zwischenkreisspannung  $u_{p,zk}$  relativ stark mit Bezug auf Masse, was sich direkt in den Ausgangsspannungen  $u_{p1}^+$  und  $u_{p1}^-$  abbildet. Allerdings wird diese Schwankung durch die Differenzbildung  $u_{p1} = u_{p1}^+ - u_{p1}^-$  eliminiert und die Ausgangsspannung  $u_{p1}$  besitzt eine weitgehend konstante Amplitude von 540 V, siehe den unteren Teil von Abbildung 4.3. Mit dieser Messung kann damit gezeigt werden, dass die Annahme einer konstanten Amplitude von  $u_p = 540$  V im mathematischen Modell gerechtfertigt ist.

In einer weiteren Messung wurde das Verhalten des Leistungsmoduls bei sehr kleinen Pulsweiten untersucht. Dazu wurden die beiden Wechselrichter im Leistungsmodul in der Form (3.3)-(3.4) angesteuert, d.h.  $u_{p1} = u_{p2}$  und  $\omega_{p1} = \omega_{p2} = \omega_r$ . Anschließend wurde die Pulsweite  $\chi$  von Null beginnend rampenförmig erhöht und die Amplitude  $\hat{u}_r$  der Resonanzkreisspannung gemessen. Bei dieser Messung zeigte sich, dass erst ab einer Pulsweite von  $\chi = 0.0085$  eine messbare Spannung im Resonanzkreis resultiert, siehe Abbildung 4.4, und dass das Leistungsmodul unterhalb dieser kritischen Pulsweite einen toten Bereich aufweist. Dieser tote Bereich resultiert aus der softwaretechnischen Realisierung im Leistungsmodul und muss bei der späteren Umsetzung des Regelungskonzepts am Prototypen entsprechend berücksichtigt werden.

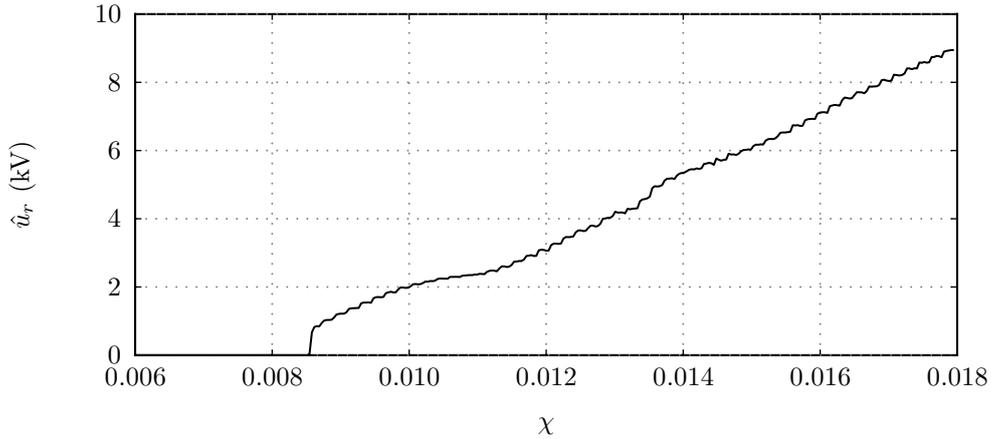


Abbildung 4.4: Messung zur Darstellung des toten Bereichs des Leistungsmoduls.

### 4.1.3 Parametrierung des Resonanzkreises und des Erregertransformators

In diesem Abschnitt wird das mathematische Modell des Resonanzkreises und des Erregertransformators parametrierung. Um eine genaue Parametrierung dieser Komponenten gewährleisten zu können, ist es wichtig, den Einfluss des Demodulators auf das System so gut wie möglich zu unterdrücken. Aus diesem Grund wurde bei diesen Messungen der Demodulator deaktiviert und zusätzlich die Verbindung zum Resonanzkreis mechanisch aufgetrennt, d.h. die Messungen erfolgten ohne Erzeugung einer Testspannung am Ausgang des Prüfgenerators. Bei den Messungen wurden die Eingangsströme  $i_{p1}$  und  $i_{p2}$ , der Resonanzkreisstrom  $i_r$  sowie die Spannung  $u_r$  an der Resonanzkreiskapazität für verschiedene Pulsweiten der Leistungsmodulspannungen  $u_{p1}$  und  $u_{p2}$  aufgezeichnet. Da für den späteren Reglerentwurf lediglich der Verlauf der Hüllkurven der Resonanzkreisgrößen von Interesse ist und nicht der exakte Verlauf der hochfrequenten Anteile, werden im Folgenden nur die positiven Hüllkurven der gemessenen und simulierten Systemgrößen miteinander verglichen. Die beiden Eingangsspannungen  $u_{p1}$  und  $u_{p2}$  des mathematischen Modells werden in der Simulation durch die Beschreibung in (3.51) approximiert. Ein Vergleich der Simulationsergebnisse mit approximierten Eingangsspannungen nach (3.51) und den exakten Verläufen nach (3.2) zeigt, dass die resultierenden Fehler in den Resonanzkreisgrößen  $i_r$  und  $u_r$  vernachlässigbar klein sind, siehe Abbildung 4.5. In den Hüllkurven des Stromes  $i_{p1}$  entsteht aufgrund der Approximation eine geringe zeitliche Verschiebung zwischen dem exakten und dem approximierten Verlauf. Dies liegt daran, dass es durch die realen rechteckförmigen Eingangsspannungen zu einer leichten Verzerrung des sinusförmigen Verlaufs der Eingangsströme kommt. Unter Verwendung der Approximation (3.51) erfolgt nun die Parametrierung des mathematischen Modells des Resonanzkreises und des Erregertransformators.

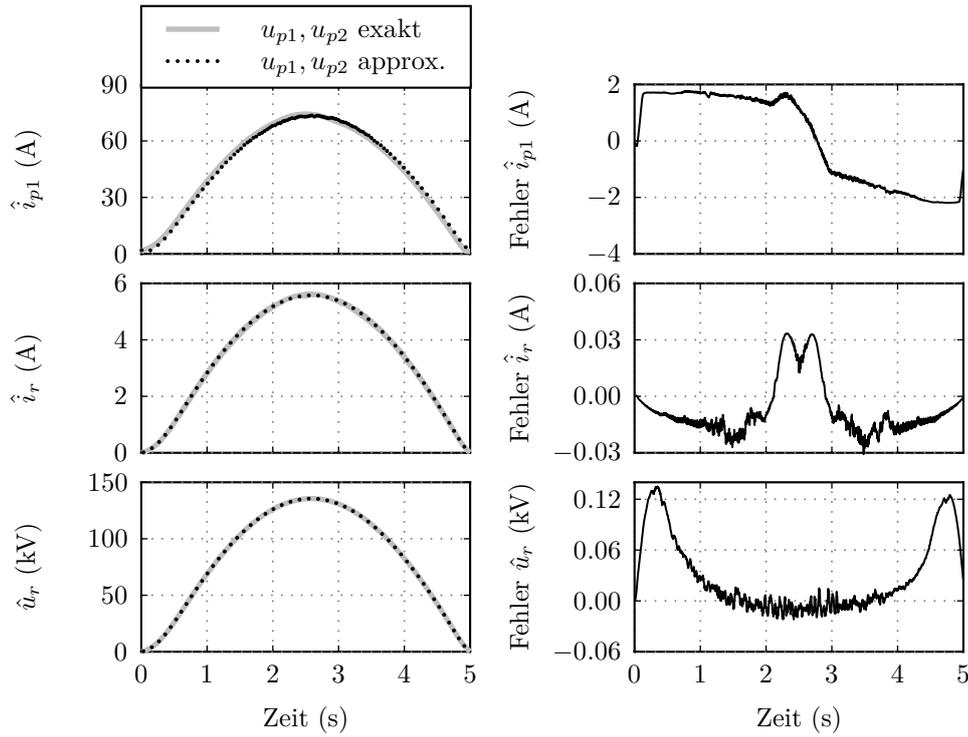


Abbildung 4.5: Vergleich der simulierten Einhüllenden der Resonanzkreisgrößen  $u_r$  und  $i_r$  sowie des Stroms  $i_{p1}$  des Leistungsmoduls für den Fall exakter Eingangsspannungen  $u_{p1}$  und  $u_{p2}$  nach (3.2) und deren Approximation durch (3.51).

Dazu muss als Erstes die Resonanzfrequenz des Serienresonanzkreises ermittelt werden. Beim betrachteten Prüfgenerator wird eine Extremum-Seeking Methode [70] vorgeschlagen. Bei dieser Methode wird die Eingangsfrequenz der beiden Leistungsmodulspannungen kontinuierlich erhöht bis ein Maximum in der Amplitude der Resonanzkreisspannung detektiert wird. Alternativ könnte die Resonanzfrequenz mithilfe einer sogenannten Phase-Locked-Loop (PLL) bestimmt werden [6]. Diese Methode hat jedoch den Nachteil, dass dazu eine genaue Phasenbestimmung der Leistungsmodulströme sowie der Resonanzkreisgrößen benötigt wird. Da diese Phasenbestimmung mit einem erhöhten Messaufwand verbunden ist, wurde diese Methode hier nicht verwendet. Die mithilfe der Extremum-Seeking Methode bestimmte Resonanzfrequenz beträgt  $\omega_r = 2\pi 1200$  rad/s und liegt damit sehr nahe an dem Wert von  $2\pi 1203$  rad/s, welcher sich aus den nominellen Werten der Resonanzkreiskapazität und -induktivität gemäß Tabelle D.1 errechnet. Für die Parametrierung des Modells wurden die Frequenzen der Leistungsmodulspannungen in der Simulation und am Prüfstand folglich auf  $\omega_{p1} = 2\pi 1199.9$  rad/s und  $\omega_{p2} = 2\pi 1200.1$  rad/s gesetzt. Die positiven Einhüllenden der gemessenen und simulierten Systemgrößen  $\hat{u}_r$  und  $\hat{i}_r$  sind in den Abbildungen 4.6 und 4.7 für zwei verschiedene Pulsweiten  $\chi = 0.074$  und  $\chi = 0.166$

dargestellt. Mit den Modellparametern in Tabelle D.1 im Anhang D kann für bei-

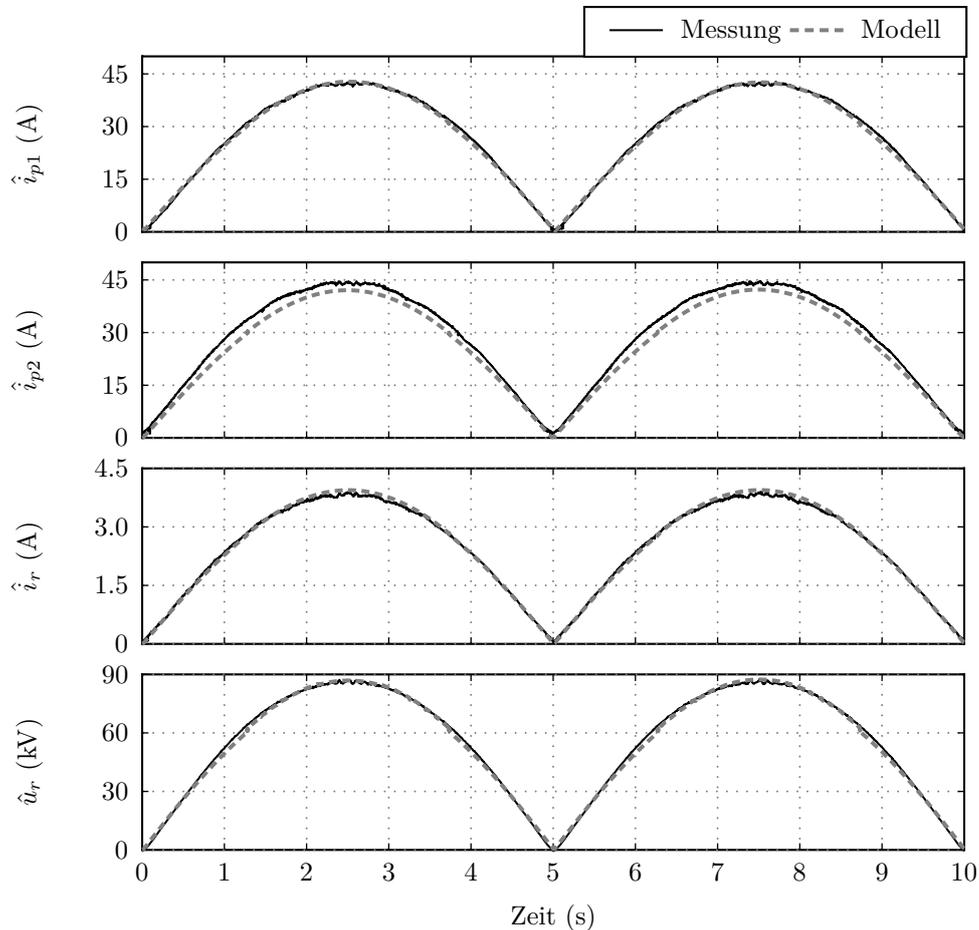


Abbildung 4.6: Vergleich der gemessenen mit den simulierten Einhüllenden der Resonanzkreisspannung  $u_r$ , des Resonanzkreisstroms  $i_r$  sowie der beiden Leistungsmodulströme  $i_{p1}$  und  $i_{p2}$  für eine Pulsweite von  $\chi = 0.074$ .

de Pulsweiten eine sehr gute Übereinstimmung mit den Messungen von  $u_r$ ,  $i_r$  und  $i_{p1}$  gefunden werden. Im Strom  $i_{p2}$  kommt es im Gegensatz zum Eingangsstrom  $i_{p1}$  zu einer merkbaren Abweichung zwischen der Messung und den simulierten Werten. Dies lässt darauf schließen, dass die beiden Erregerwicklungen nicht komplett symmetrisch aufgebaut sind oder ein Defekt in der zweiten Erregerwicklung vorliegt. Da die Resonanzkreisgrößen  $i_r$  und  $u_r$  sehr gut vom mathematischen Modell abgebildet werden und die exakten Verläufe der Eingangsströme für den Entwurf des Regelungskonzepts nicht relevant sind, wurden die Parameter der zweiten Erregerwicklung im Modell nicht angepasst.

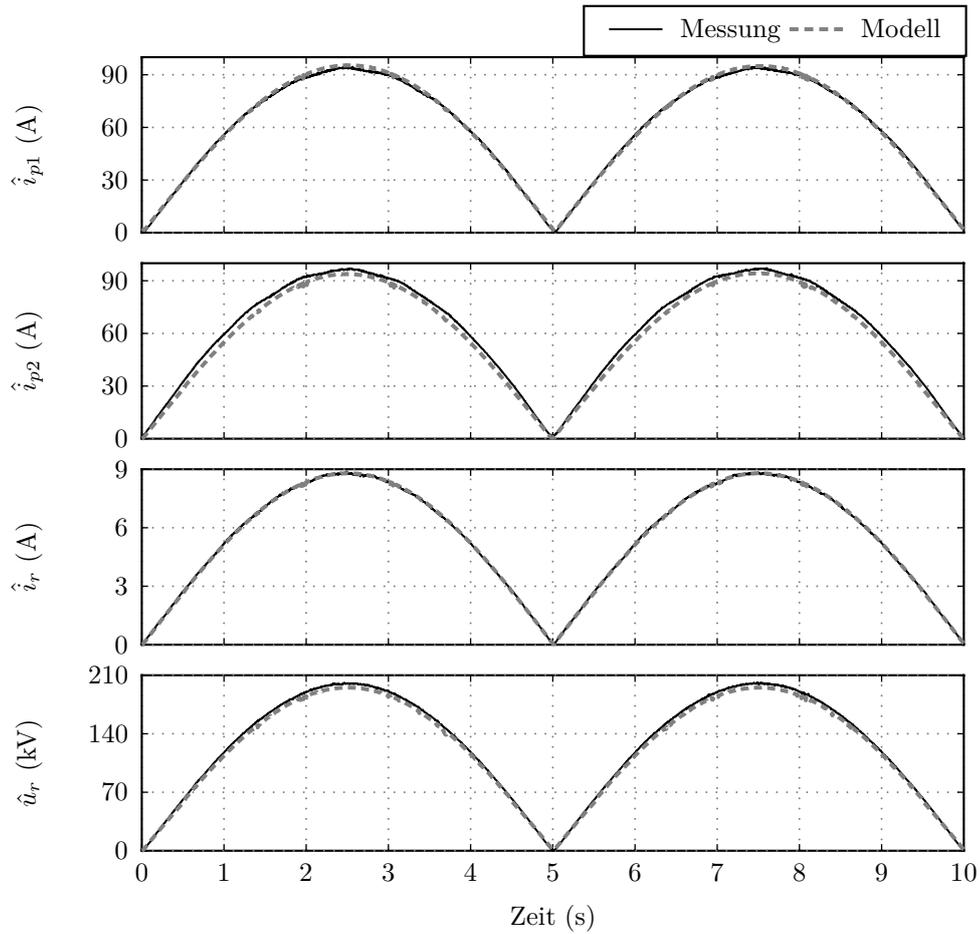


Abbildung 4.7: Vergleich der gemessenen mit den simulierten Einhüllenden der Resonanzkreisspannung  $u_r$ , des Resonanzkreisstroms  $i_r$  sowie der beiden Leistungsmodulströme  $i_{p1}$  und  $i_{p2}$  für eine Pulsweite von  $\chi = 0.166$ .

#### 4.1.4 Parametrierung der Streukapazitäten

Um eine Abschätzung der parasitären Streukapazitäten  $C_{e,n}$ ,  $n = 1, \dots, N$  des mathematischen Modells nach (3.19) zu erhalten, wurde die Feldsimulationssoftware ELECTRO 2D/RS verwendet. Für die Module in der Nähe der Kesselwände, d.h. die Module 1 bis 5 und 16 bis 20, ergab die Simulation in ELECTRO 2D/RS einen Wert von 70 pF und für die restlichen Module einen Wert von 50 pF. Zur Überprüfung dieser Werte, wurden Messungen der Spannungsverteilung an den Demodulatormodulen durchgeführt. Abbildung 4.8 zeigt die gemessene und simulierte Spannungsverteilung über die  $N = 20$  Demodulatormodule des verwendeten VLF Prototyps. Zur Durchführung der Messung wurde der Demodulator deaktiviert, d.h.  $R_{dm,n}^+ = R_{dm,n}^- = R_{off,n}$  mit  $n = 1, \dots, N$ , und eine Resonanzkreisspannung  $u_r$  mit einer konstanten Amplitude von  $\hat{u}_r = 30$  kV und einer Frequenz von  $\omega_r = 2\pi 1200$  rad/s eingepreßt. Mithilfe von differen-

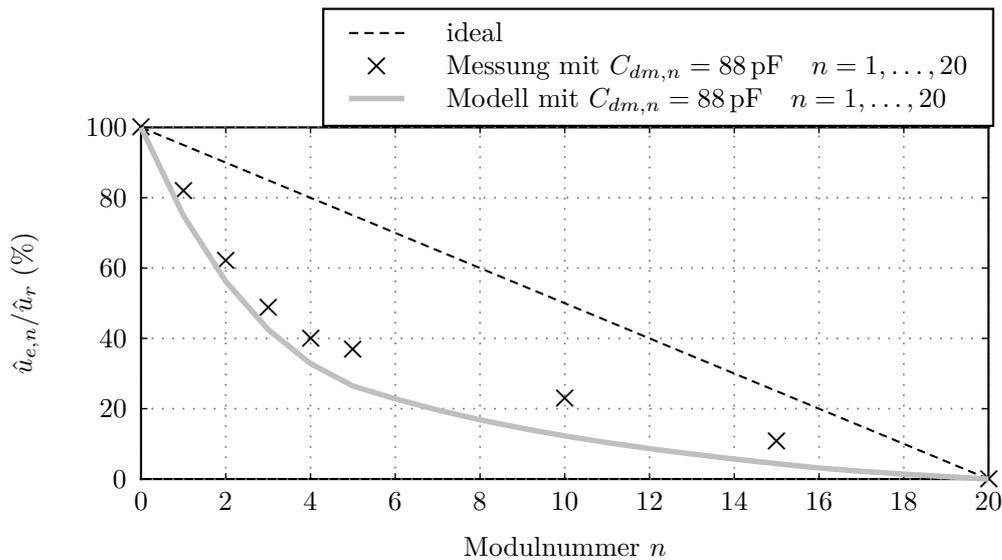


Abbildung 4.8: Einfluss der Streukapazitäten auf die Spannungsverteilung der Demodulatormodule für nominelle Demodulatorkapazitäten  $C_{dm,n} = 88 \text{ pF}$ .

tiellen Messaufnehmern wurden anschließend die Spannungen an den einzelnen Modulen abgegriffen. In den Simulationen wurden die Demodulatorkapazitäten  $C_{dm,n}, n = 1, \dots, N$  auf den nominellen Wert  $88 \text{ pF}$  gesetzt<sup>1</sup>. Das Simulationsergebnis in Abbildung 4.8 zeigt eine gute Übereinstimmung zwischen dem mathematischen Modell und den Messungen. An den ersten fünf Demodulatormodulen fällt die Spannung wesentlich stärker ab als an den restlichen 15 Modulen. Dies hat zur Folge, dass es an den ersten fünf Modulen zu einer Erhöhung der Modulspannung  $u_{dm,n}$  kommt. Wie in Abschnitt 2.2 erwähnt, besitzen die verwendeten Thyristoren eine maximal zulässige Spannung von  $1.2 \text{ kV}$ . Überschreitet die Modulspannung  $u_{dm,n}$  den Maximalwert  $u_{dm,max}$ , dann zünden die Hochspannungsableiter und das Modul verhält sich wie ein Kurzschluss. In weiterer Folge erhöht sich die Spannung an den restlichen Modulen und es kommt zu einer kettenartigen Zündung der Hochspannungsableiter und damit zu einem kritischen Fehlverhalten des Prüfgenerators. Somit ist klar, dass eine inhomogene Spannungsverteilung wie in Abbildung 4.8 die maximal mögliche Ausgangsspannung des Prüfgenerators stark einschränkt. Für einen störungsfreien Betrieb und zum Erreichen der gewünschten sehr hohen Ausgangsspannung ist es daher unumgänglich, eine möglichst homogene Spannungsverteilung über die Module zu gewährleisten, wie sie durch die strichlierte Linie in Abbildung 4.8 dargestellt ist. Bei genauerer Betrachtung des elektrischen Ersatzschaltbildes in Abbildung 3.6 zeigt sich, dass die parasitären Streukapazitäten  $C_{e,1}$  bis  $C_{e,N}$  mit den Kapazitäten  $C_{dm,1}$  bis  $C_{dm,N}$  einen kapazitiven Spannungsteiler formen, was der Grund für die inhomogen-

<sup>1</sup>Der Wert von  $88 \text{ pF}$  für die Demodulatorkapazitäten entspricht einer Steuerkapazität  $C_{st,n}$  von  $440 \text{ pF}$  pro Demodulatorplatine.

gene Spannungsverteilung ist. Eine offensichtliche Lösung zur Verbesserung der Homogenität der Spannungsverteilung ist die Erhöhung der Werte der Steuerkapazitäten  $C_{st}$  pro Demodulatorplatine und damit verbunden eine Erhöhung der Modulkapazitäten  $C_{dm,n}$ . Abbildung 4.9 zeigt das Messergebnis der Spannungs-

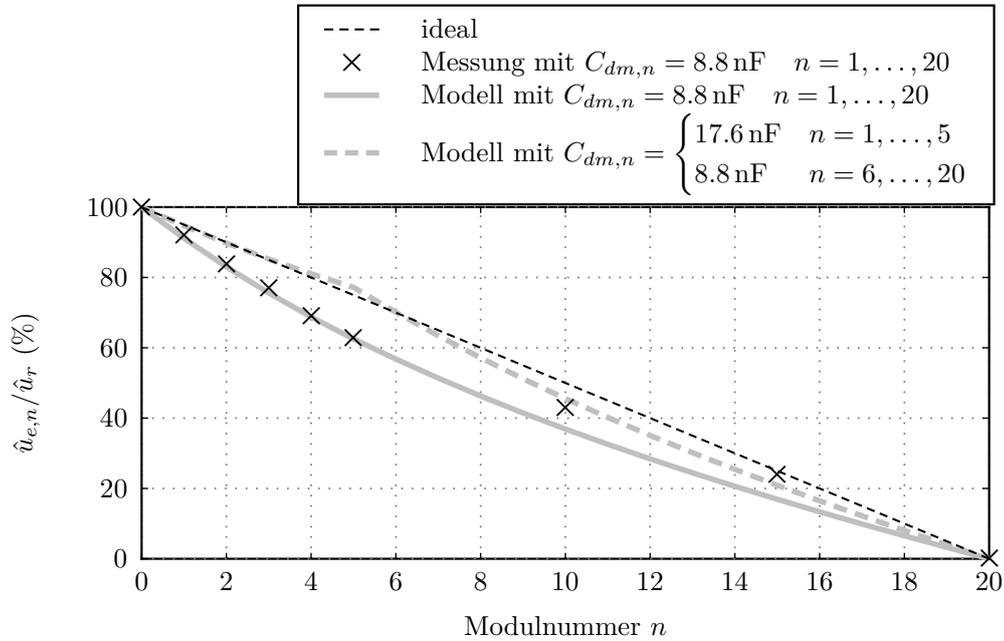


Abbildung 4.9: Einfluss der Streukapazitäten auf die Spannungsverteilung der Demodulatoremodule für geänderte Werte der Demodulorkapazitäten  $C_{dm,n} = 8.8 \text{ nF}$ .

verteilung nach einer Erhöhung der Demodulorkapazitäten auf  $C_{dm,n} = 8.8 \text{ nF}$  mit  $n = 1, \dots, N$ , was einer Erhöhung um den Faktor 100 entspricht. Wenngleich dies zu einer wesentlichen Verbesserung der Spannungsverteilung führt, sind die ersten Module jedoch immer noch stärker belastet. Somit ist eine weitere Erhöhung von  $C_{dm,n}$  für  $n = 1, \dots, 5$  naheliegend. Das Simulationsergebnis für  $C_{dm,n} = 17.6 \text{ nF}$ ,  $n = 1, \dots, 5$  und  $C_{dm,n} = 8.8 \text{ nF}$ ,  $n = 6, \dots, 20$  in Abbildung 4.9 bestätigt, dass mit dieser Maßnahme die gewünschte homogene Spannungsverteilung über die Demodulatoremodule sehr gut eingestellt werden kann. Aus diesem Grund wurden die Demodulorkapazitäten im aktuellen Prototyp auf die Werte  $C_{dm,n} = 17.6 \text{ nF}$ ,  $n = 1, \dots, 5$  und  $C_{dm,n} = 8.8 \text{ nF}$ ,  $n = 6, \dots, 20$  umgebaut.

#### 4.1.5 Validierung des Gesamtmodells anhand von Messungen mit kapazitiver Last

In diesem Abschnitt wird das Eingangs-Ausgangsverhalten des Prüfgenerators untersucht und mit dem vollständigen mathematischen Modell verglichen. Dazu

wurde eine Messung mit aktivem und angeschlossenem Demodulator durchgeführt. Die in der Simulation verwendeten Modellparameter sind in Tabelle D.1 zusammengefasst. Als kapazitive Last wurde bei dieser Messung lediglich der Hochspannungskoppelkondensator verwendet. Gemeinsam mit dem Anschlusskabel ergibt dies eine kapazitive Last von ca.  $C_l = 14 \text{ nF}$ . Zur Erzeugung der Ausgangsspannung wurde die einfachste Demodulationsstrategie nach (3.17) am Versuchsaufbau und in der Simulation implementiert. Die Messung wurde bei einer Pulsweite von  $\chi = 0.148$ , einer Frequenz von  $\omega_r = 2\pi 1100 \text{ rad/s}$  und einer Testfrequenz von  $\omega_\Delta = 2\pi 0.097 \text{ rad/s}$  durchgeführt. Die Änderung in der Reso-

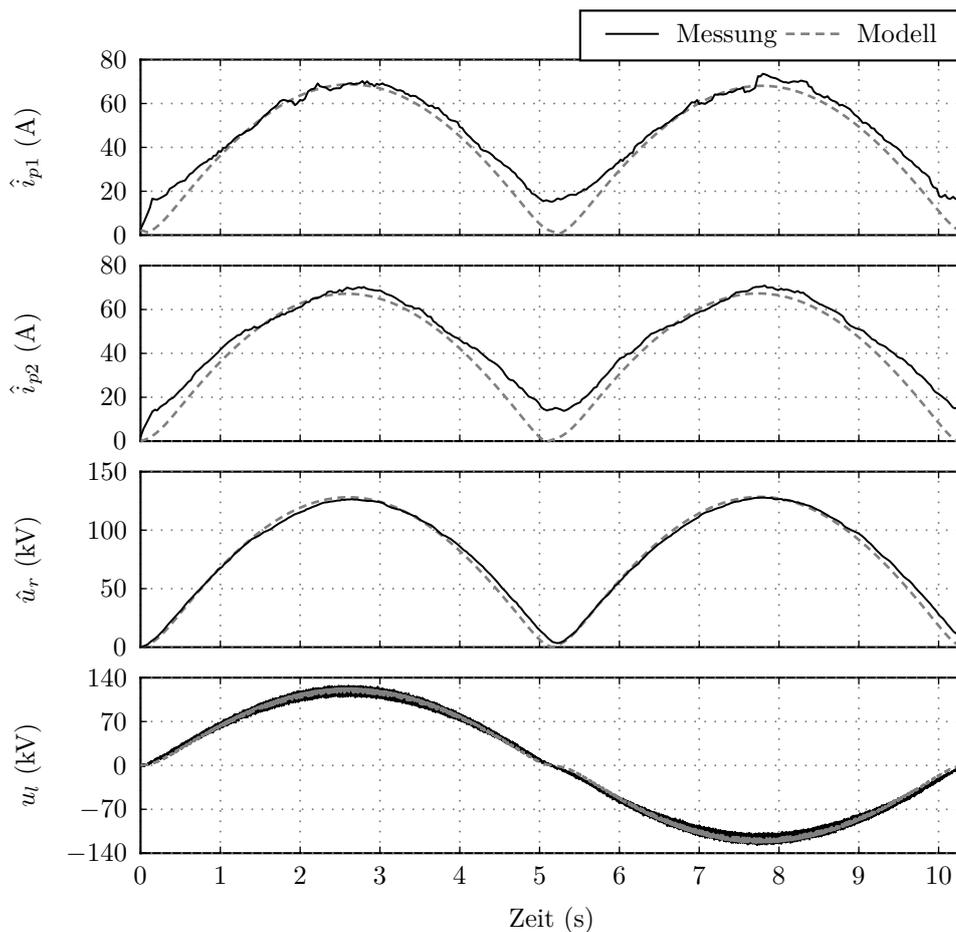


Abbildung 4.10: Vergleich der gemessenen mit den simulierten Systemgrößen für  $C_l = 14 \text{ nF}$ ,  $R_{l,g} = 300 \text{ M}\Omega$  und  $\chi_1 = \chi_2 = 0.148$ .

nanzfrequenz im Vergleich zu den vorherigen Messungen ohne Ausgangsspannung resultiert aus den zusätzlichen Kapazitäten in den Demodulatormodulen, welche für diese Messung an den Resonanzkreis angeschlossen wurden.<sup>2</sup> Abbildung 4.10

<sup>2</sup>Der Einfluss der Demodulatorkapazitäten und der Kabelkapazität  $C_l$  auf die Resonanzfrequenz wird in Kapitel 5 im Detail analysiert.

zeigt die gemessenen und simulierten Werte der positiven Einhüllenden der Eingangsströme  $i_{p1}$  und  $i_{p2}$ , der Resonanzkreisspannung  $u_r$  sowie die Verläufe der gemessenen und simulierten Ausgangsspannung  $u_l$ . Das Verhalten des Resonanzkreises und des Erregertransformators kann auch im Fall des aktiven Demodulators vom mathematischen Modell sehr gut abgebildet werden. Lediglich in den Einhüllenden der gemessenen und simulierten Eingangsströme  $i_{p1}$  und  $i_{p2}$  kommt es aufgrund von erhöhten Störungen in der Strommessung zu deutlichen Abweichungen im Bereich der Nulldurchgänge von  $u_l$ . Die Ausgangsspannung  $u_l$  wird ebenfalls sehr gut abgebildet. Die durchgeführte Messung zeigt, dass das vollständige Modell das Systemverhalten des VLF Prüfgenerators sehr gut abbildet und damit als Referenzmodell für eine spätere Systemanalyse sowie zum Testen des in dieser Arbeit präsentierten Regelungskonzepts geeignet ist.<sup>3</sup>

## 4.2 Modellvergleich

Für die spätere Systemanalyse und den Reglerentwurf werden das reduzierte Modell aus Abschnitt 3.2 bzw. das davon abgeleitete Hüllkurvenmodell aus Abschnitt 3.3 verwendet. Um den Einfluss der Vereinfachungen auf die Genauigkeit dieser Modelle zu überprüfen, erfolgt in diesem Abschnitt ein Vergleich mit dem vollständigen Modell aus Abschnitt 3.1. In Abschnitt 4.2.1 sind die Ergebnisse des simulativen Vergleichs des durch Messungen parametrierten vollständigen Modells mit dem entsprechend parametrierten reduzierten Modell aus Abschnitt 3.2 dargestellt. Im Anschluss wird in Abschnitt 4.2.2 das reduzierte Modell mit dem Hüllkurvenmodell aus Abschnitt 3.3 verglichen.

### 4.2.1 Vergleich des vollständigen mit dem reduzierten Modell

Abbildung 4.11 zeigt die Simulationsergebnisse des vollständigen Modells und des reduzierten Modells für eine kleine kapazitive Last von  $C_l = 50$  nF. Für die Simulation wurde die erste Ansteuerungsvariante des Leistungsmodul nach (3.1)-(3.2) mit einer Pulsweite der beiden Leistungsmodulspannungen von  $\chi = 0.28$  und einer gewünschten Testfrequenz von  $\omega_\Delta = 2\pi 0.1$  rad/s gewählt. Zur Erzeugung der Testspannung wurde im Demodulator die einfachste Demodulationsstrategie (3.17) verwendet. Da die Vereinfachungen im reduzierten Modell im Wesentlichen den Demodulator betreffen, werden in den Simulationen lediglich die Einhüllenden der Resonanzkreisspannung  $u_r$  und die Verläufe der Ausgangsspannung  $u_l$  miteinander verglichen. In Kapitel 5 wird in der Systemanalyse die Demodulatorkapazität  $C_{dm}$  im reduzierten Modell vernachlässigt. Um den Einfluss dieser Kapazität auf das Systemverhalten zu zeigen, wurde das reduzierte Modell einmal

<sup>3</sup>Die Parameter  $a_0$  und  $a_1$  aus (3.18) wurden bei dieser Messung mitidentifiziert.

mit und einmal ohne Demodulatorkapazität  $C_{dm}$  simuliert.

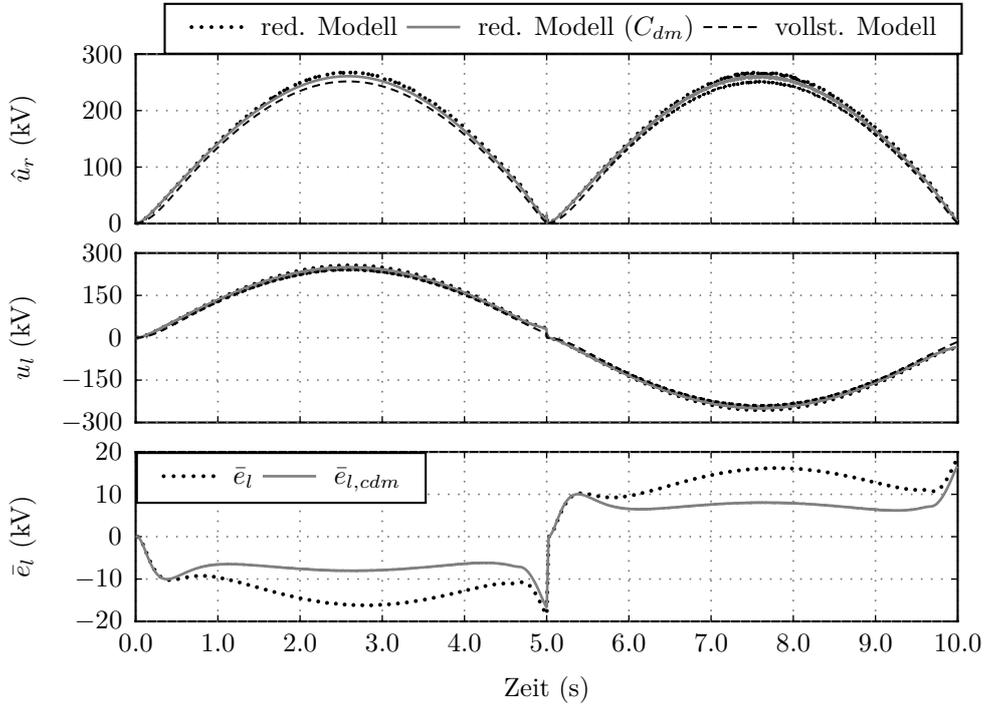


Abbildung 4.11: Vergleich des vollständigen Modells mit dem reduzierten Modell für  $C_l = 50 \text{ nF}$ ,  $R_{l,g} = 300 \text{ M}\Omega$  und  $\chi = 0.28$ .

Zum besseren Vergleich sind außerdem die mittleren Fehler in der Ausgangsspannung  $\bar{e}_{l,cdm}$  und  $\bar{e}_l$  für den Fall mit und ohne Demodulatorkapazität dargestellt. In beiden Fällen kommt es zu einer geringen Abweichung in der maximalen Amplitude von  $u_l$ , da das reduzierte Modell den Einfluss der Streukapazitäten und die damit verbundenen kapazitiven Lade- und Entladeströme nicht abbildet. Das reduzierte Modell mit Demodulatorkapazität liefert eine bessere Übereinstimmung mit dem vollständigen Modell, da durch Hinzunahme der zusätzlichen Kapazität  $C_{dm}$  zumindest der Einfluss der Steuerkapazitäten berücksichtigt werden kann. Im Bereich der Nulldurchgänge zeigt das reduzierte Modell für beide Fälle annähernd identisch eine größere Abweichung vom vollständigen Modell. Dies liegt daran, dass das reduzierte Modell den Einfluss der Energiegewinnschaltung auf den effektiven Entladewiderstand  $R_{off}$  nicht berücksichtigt.

Um diesen Einfluss deutlicher zu machen, wurde eine weitere Simulation mit einer reduzierten Pulsweite von  $\chi = 0.11$  durchgeführt. Das Ergebnis dieser Simulation ist in Abbildung 4.12 dargestellt. Bei dieser geringen Pulsweite kommt es beim vollständigen Modell im Vergleich zum reduzierten Modell zu einer deutlichen Reduktion in der Amplitude der Resonanzkreisspannung  $u_r$  und der Ausgangsspannung  $u_l$ . Dies liegt daran, dass bei geringen Pulsweiten die Spannung  $u_{dm,n}$  an den einzelnen Demodulatormodulen weniger als ca. 15 % der maximal zu-

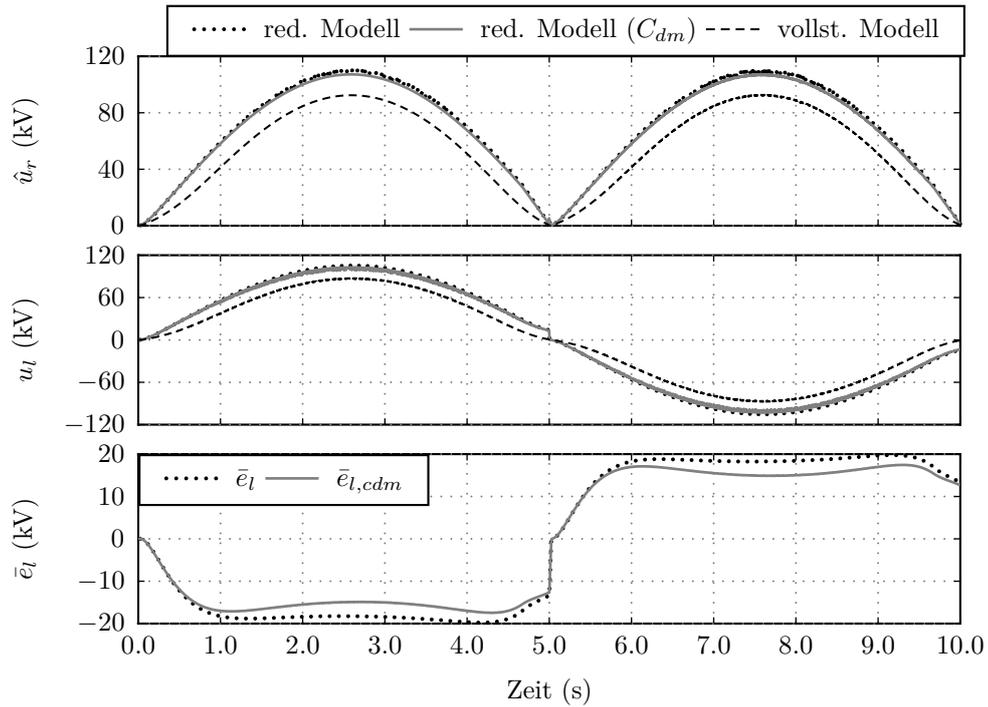


Abbildung 4.12: Vergleich vollständiges Modell mit reduzierten Modellen für  $C_l = 50 \text{ nF}$ ,  $R_{l,g} = 300 \text{ M}\Omega$  und  $\chi = 0.11$ .

lässigen Spannung  $u_{dm,max} = 30 \text{ kV}$  beträgt und der effektive Entladewiderstand  $\tilde{R}_{off,n}$  nach Abbildung 3.5 stark verringert wird. Diese Verringerung im Entladewiderstand führt zu einer stärkeren Belastung des Resonanzkreises, welche sich direkt in der kleineren Amplitude  $\hat{u}_r$  der Resonanzkreisspannung widerspiegelt. Folglich kommt es im Bereich von kleinen Pulsweiten bezogen auf die Amplitude der Ausgangsspannung zu einer größeren relativen Abweichung zwischen reduziertem und vollständigem Modell.

Da der betrachtete VLF Prüfgenerator im späteren Betrieb für Kabeltests mit Testspannungen größer  $200 \text{ kV}$  eingesetzt werden soll, stellt das zweite Simulationsszenario einen wenig relevanten Betriebsbereich dar. Die relative Abweichung in der Ausgangsspannung ist für den relevanten Spannungsbereich, wie in Abbildung 4.11 gezeigt, vernachlässigbar klein. Da das reduzierte Modell die generelle Funktionsweise des Prüfgenerators im relevanten Betriebsbereich sehr gut abbildet, ist die Verwendung dieses Modells für eine Systemanalyse und für den Reglerentwurf gerechtfertigt. Der Einfluss der Demodulorkapazität auf den Verlauf der Testspannung  $u_l$  ist relativ gering, weshalb diese im reduzierten Modell prinzipiell vernachlässigt werden könnte. Durch diese zusätzliche Kapazität kann jedoch auch der Einfluss der parasitären Kapazitäten des Demodulators auf die Resonanzfrequenz des Prüfgenerators berücksichtigt werden (dieser Einfluss wird im Detail in Kapitel 5 untersucht).

### 4.2.2 Vergleich des reduzierten Modells mit dem Hüllkurvenmodell

Die später in Kapitel 5 gezeigte Analyse des VLF Prüfgenerators sowie der darauf aufbauende Reglerentwurf in Kapitel 6 basieren auf dem in Abschnitt 3.3 gezeigten Hüllkurvenmodell. Da das Hüllkurvenmodell eine Approximation des

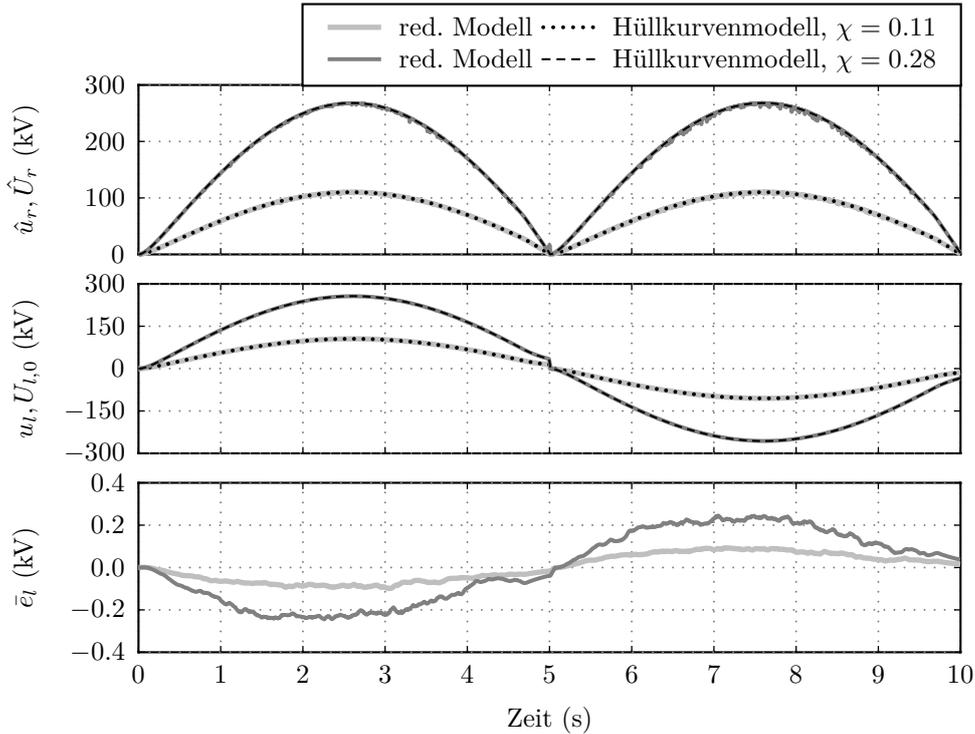


Abbildung 4.13: Vergleich des reduzierten Modells mit dem Hüllkurvenmodell ohne Demodulatorkapazität  $C_{dm}$  für  $C_l = 50 \text{ nF}$ ,  $R_{l,g} = 300 \text{ M}\Omega$  und zwei Pulsweiten  $\chi = 0.11$  und  $\chi = 0.28$ .

reduzierten Modells aus Abschnitt 3.2 darstellt, erfolgt in diesem Abschnitt ein simulativer Vergleich der beiden Modelle. Die Simulationen wurden für dieselben Pulsweiten und dieselbe kapazitive Last wie in Abschnitt 4.2.1 durchgeführt. Zur Erzeugung der Leistungsmodulspannungen wurde ebenfalls die erste Ansteuerungsvariante nach (3.1)-(3.2) gewählt und die Testspannung wurde mithilfe der einfachsten Demodulationsstrategie nach (3.17) generiert.

In Abbildung 4.13 sind die Simulationsergebnisse für den Fall mit Berücksichtigung der Demodulatorkapazität  $C_{dm}$  und für verschiedene Pulsweiten  $\chi$  dargestellt. Abbildung 4.14 zeigt den Vergleich der beiden Modelle ohne Demodulatorkapazität. Wie aus den Simulationsergebnissen ersichtlich wird, bildet das Hüllkurvenmodell das reduzierte Modell in sämtlichen Fällen sehr gut ab. Der kleine mittlere Fehler  $\bar{e}_l = \bar{u}_l - U_{l,0}$  in der Ausgangsspannung ist damit zu begründen, dass die Nichtlinearitäten im Demodulator, d.h. die schaltenden Funktionen  $g^+$

und  $g^-$ , durch das Hüllkurvenmodell lediglich approximiert werden. Dieser Fehler ist jedoch vernachlässigbar klein und die Verwendung des Hüllkurvenmodells für eine spätere Analyse und den Reglerentwurf ist gerechtfertigt.

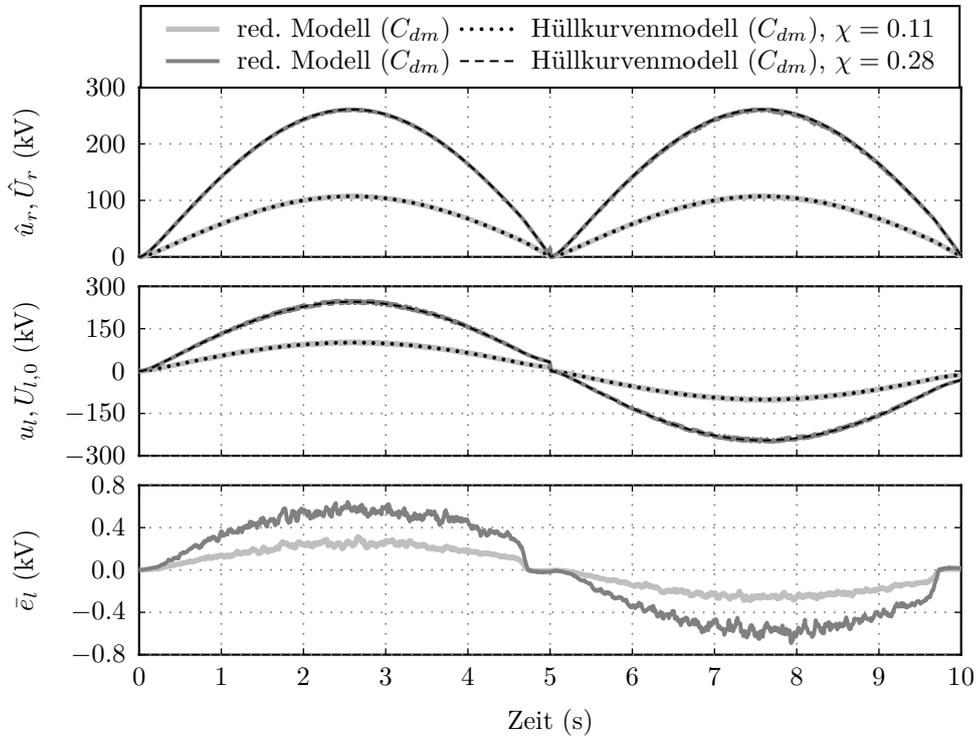


Abbildung 4.14: Vergleich des reduzierten Modells mit dem Hüllkurvenmodell mit Demodulatorkapazität  $C_{dm}$  für  $C_l = 50 \text{ nF}$ ,  $R_{l,g} = 300 \text{ M}\Omega$  und zwei Pulsweiten  $\chi = 0.11$  und  $\chi = 0.28$ .

Zu Beginn von Abschnitt 3.3 wurde erwähnt, dass die spezielle Struktur des Hüllkurvenmodells eine sehr effiziente Simulation von transienten Vorgängen ermöglicht. Für DC/DC Konverter wurde dies in den Arbeiten [4, 57] bereits gezeigt. Um dies für den in dieser Arbeit betrachteten Prüfgenerator zu zeigen, wurden die Rechenzeiten, welche die Simulation einer gesamten Periode der Ausgangsspannung  $u_l$  für das reduzierte und das Hüllkurvenmodell benötigt, aufgezeichnet und miteinander verglichen. Die Ergebnisse sind in Tabelle 4.1 zusammengefasst. Die Hüllkurvenbeschreibung ermöglicht in beiden Fällen eine um fast das Dreifache schnellere Simulation des Modells. Dieser deutliche Unterschied in der Rechenzeit erweist sich speziell bei der Validierung des Regelungskonzepts oder der Systemanalyse als wesentlicher Vorteil gegenüber dem reduzierten Modell.

Modell	Rechenzeit
reduziertes Modell ohne $C_{dm}$	136.99 s
reduziertes Modell mit $C_{dm}$	190.68 s
Hüllkurvenmodell ohne $C_{dm}$	46.01 s
Hüllkurvenmodell mit $C_{dm}$	73.72 s

Tabelle 4.1: Vergleich der Rechenzeiten des reduzierten Modells und des Hüllkurvenmodells für eine gesamte Periode der Ausgangsspannung.



# KAPITEL 5

---

## Systemanalyse

---

Dieses Kapitel beschäftigt sich mit der Systemanalyse des VLF Prüfgenerators mithilfe der mathematischen Modelle aus Kapitel 3. Die Ergebnisse dieser Analyse sind die Basis für einen optimalen Betrieb des Prüfgenerators und werden für den späteren Entwurf des Regelungskonzepts verwendet.

In Abschnitt 5.1 wird zunächst der Einfluss der parasitären Streukapazitäten sowie der Kapazität des Testkabels auf das Systemverhalten untersucht. Im Anschluss daran wird in Abschnitt 5.2 die einfachste Demodulationsstrategie, bei der in der positiven Halbwelle von  $u_l$  alle Thyristoren des positiven Demodulatorzweigs und in der negativen Halbwelle sämtliche Thyristoren des negativen Zweigs gezündet werden, genauer untersucht. Bei Verwendung dieser Demodulationsstrategie ergibt sich bei großen Kabelkapazitäten ab einem bestimmten Zeitpunkt eine deutlichen Abweichung zwischen der generierten Testspannung und dem gewünschten sinusförmigen Verlauf. In Abschnitt 5.2 wird eine analytische Berechnung dieses Zeitpunkts mithilfe des Hüllkurvenmodells aus Abschnitt 3.3 dargestellt.

Für einen mobilen Einsatz des VLF Prüfgenerators wird neben einer kompakten Bauform auch eine sehr hohe energetische Effizienz während des Prüfbetriebs gefordert. Um diese hohe energetische Effizienz erreichen zu können, ist eine komplexere Ansteuerung des Demodulators notwendig. Dazu wird im letzten Teil dieses Kapitels analysiert, wie eine optimale Steuerung des Demodulators aussehen muss, damit die Testspannung  $u_l$  am Ausgang des Prüfgenerators einer gewünschten sinusförmigen Solltrajektorie exakt folgt und gleichzeitig der THD Wert (siehe dazu Anhang A) der Testspannung sowie die Verluste im Demodulator minimiert werden.

Die in diesem Kapitel gezeigten Ergebnisse wurden in [15, 26, 28, 45] veröffentlicht. Die optimierungsbasierte Ansteuerung des Demodulators in Abschnitt

5.3 wurde auch in [54] betrachtet. Da die Ergebnisse dieser Steuerung für den in dieser Arbeit gezeigten Reglerentwurf und die folgenden Betrachtungen wichtig sind, werden die Grundidee sowie die Ergebnisse in Kapitel 5.3 kurz zusammengefasst.

## 5.1 Einfluss der Streukapazitäten und der Kabelkapazität

Die grundlegende Idee des betrachteten VLF Prüfgenerators ist die gezielte Anregung des Serienresonanzkreises in seiner Resonanzfrequenz  $\omega_r$ . Aufgrund der hohen Güte des Resonanzkreises ist eine genaue Kenntnis der Resonanzfrequenz für einen optimalen Betrieb des Prüfgenerators unumgänglich. Der Wert der Resonanzfrequenz ist durch die im System wirksamen Kapazitäten, die Resonanzkreiskapazität und die Resonanzkreisinduktivität definiert. Nimmt man nun an, dass die Werte der Resonanzkreiskapazität und -induktivität bekannt und konstant sind, kann die Resonanzfrequenz folglich nur durch Änderungen der Streukapazitäten oder der Kabelkapazität variieren. Wie bereits erwähnt, hängt die Kabelkapazität von der geometrischen Beschaffenheit des Testkabels ab und kann daher sehr stark variieren. Die Werte der Streukapazitäten sind von der Größe und Anordnung der Komponenten im Hochspannungskessel abhängig und können sich mit der Baugröße und Bauform des Prüfgenerators ändern, sind aber für einen speziellen Aufbau konstant.

Aus diesem Grund wird in diesem Abschnitt der Einfluss dieser Kapazitäten auf die Resonanzfrequenz des Serienresonanzkreises genauer untersucht. Dazu wird der Demodulator deaktiviert, d.h. die effektiven Demodulatorwiderstände werden auf  $R_{dm,n}^+ = R_{dm,n}^- = R_{off,n}$  mit  $n = 1, \dots, 20$  gesetzt, wodurch das vollständige mathematische Modell aus Abschnitt 3.1 in ein lineares Modell übergeht. Damit kann die Übertragungsfunktion vom Spannungseingang  $u_{p1}$  zur Resonanzkreisspannung  $u_r$  berechnet und deren Amplitudenfrequenzgang analysiert werden. Aufgrund des symmetrischen Aufbaus des Prüfgenerators ist die Übertragungsfunktion vom Spannungseingang  $u_{p2}$  zur Resonanzkreisspannung identisch. Für nominelle Werte der Streu- und Demodulatorkapazitäten,  $C_{e,n} = 70 \text{ pF}$ ,  $n = 1, \dots, 5$  und  $n = 16, \dots, 20$ ,  $C_{e,n} = 50 \text{ pF}$ ,  $n = 6, \dots, 15$ ,  $C_{dm,n} = 17.6 \text{ nF}$ ,  $n = 1, \dots, 5$ ,  $C_{dm,n} = 8.8 \text{ nF}$ ,  $n = 6, \dots, 20$ , ist der resultierende Frequenzgang in Abbildung 5.1a dargestellt. Da die genaue Bestimmung der Streukapazitäten äußerst schwierig und mit hohem Messaufwand verbunden ist, wird eine große Streuung der Kapazitäten angenommen. Als Extremale wird die Übertragungsfunktion für halbierte Werte der nominellen Streukapazitäten berechnet und mit dem nominellen Verlauf verglichen, siehe Abbildung 5.1a. Die Verringerung in den Streukapazitäten führt zu einer deutlichen Erhöhung der Resonanzfrequenz des Prüfgenerators von 1106 Hz auf 1125 Hz.

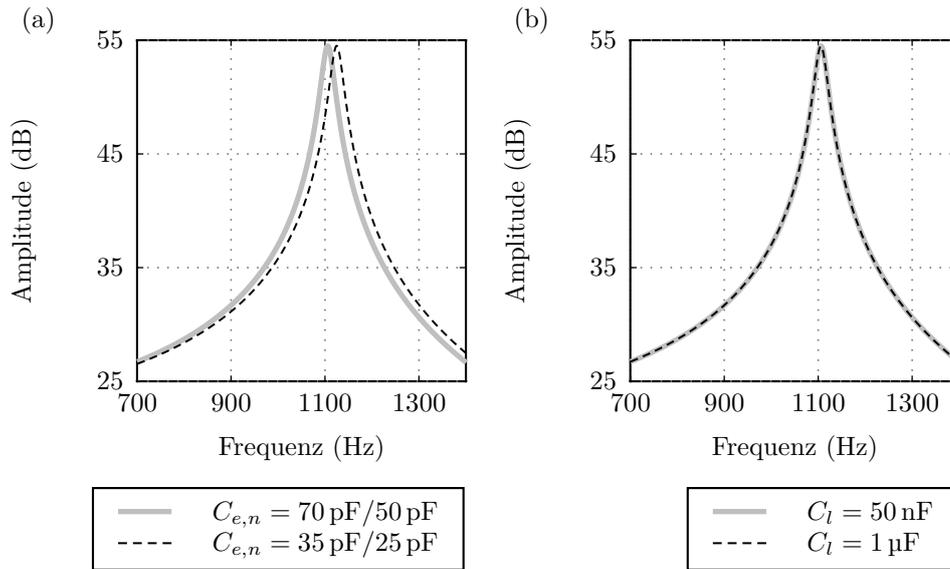


Abbildung 5.1: Abhängigkeit der Resonanzfrequenz von der Kabelkapazität  $C_l$  und den parasitären Streukapazitäten  $C_{e,n}$  im Demodulator.

Die Kabelkapazität ist in der praktischen Anwendung ebenfalls nur ungenau bekannt. Hier zeigt sich jedoch, dass eine große Änderung in der Kabelkapazität von  $C_l = 50 \text{ nF}$  auf  $C_l = 1 \text{ }\mu\text{F}$  keine merkbare Änderung in der Resonanzfrequenz bewirkt, siehe Abbildung 5.1b. Dieses Ergebnis bringt den großen Vorteil mit sich, dass die Resonanzfrequenz des Prüfgenerators lediglich einmalig nach dem Zusammenbau des Prüfgenerators ermittelt werden muss, um den Einfluss der Streukapazitäten auf die Resonanzfrequenz abzubilden. Da die Resonanzfrequenz nahezu unabhängig von der Kabelkapazität  $C_l$  und damit den geometrischen Abmessungen des Testkabels ist, kann sie für sämtliche Kabeltests konstant gehalten werden.

## 5.2 Grenzen der einfachen Demodulationsstrategie

Die Messung zur Validierung des Gesamtmodells in Abbildung 4.10 wurde mit einer sehr kleinen kapazitiven Last von  $14 \text{ nF}$  durchgeführt. Für den realen Testbetrieb sind allerdings Kapazitäten bis zu  $1 \text{ }\mu\text{F}$  und größer von Interesse. Bei großen Kabelkapazitäten versagt jedoch die einfache Demodulationsstrategie nach (3.17), siehe Abbildung 5.2. Es kann keine sinusförmige Testspannung mehr eingestellt werden. Vor allem in der Entladephase weicht die Testspannung deutlich vom sinusförmigen Verlauf ab, da die Kabelkapazität ab einem bestimmten Zeitpunkt nicht mehr schnell genug entladen wird. Dadurch entstehen sehr hohen Restspannungen im Bereich der Nulldurchgänge von  $u_l$ , welche in der realen Anlage beim

Umschalten zwischen den Halbwellen zu einer Beschädigung der Demodulatormodule führen würden. Um diese hohen Restspannungen zu vermeiden, müssen die

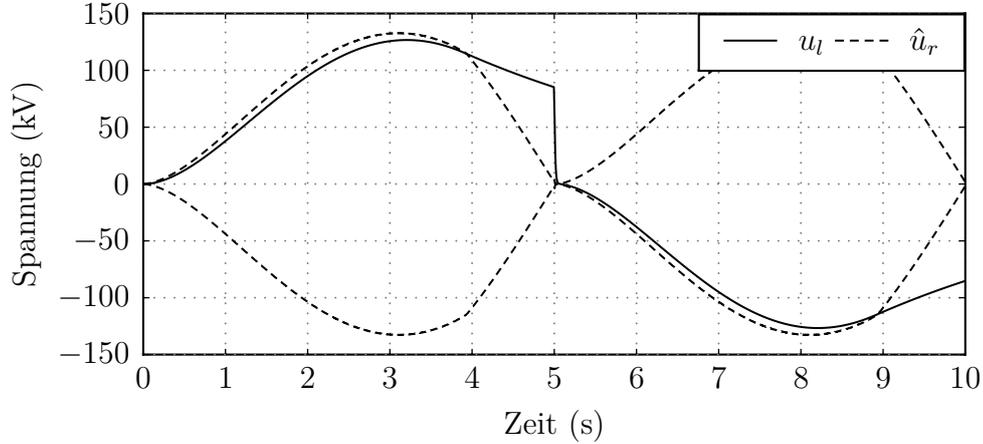


Abbildung 5.2: Simulationsergebnis der einfachen Demodulationsstrategie (3.17) für eine ohmsch-kapazitive Last von  $R_{l,g} = 300 \text{ M}\Omega$ ,  $C_l = 400 \text{ nF}$ , eine Testfrequenz von  $\omega_\Delta = 2\pi 0.1 \text{ rad/s}$  und  $\chi = 0.15$ .

effektiven Widerstände  $R_{dm}^\pm$  des Demodulators durch eine gezielte Ansteuerung der Thyristoren verändert werden. Da dazu unter anderem die genaue Kenntnis des Zeitpunkts notwendig ist, ab dem der gewünschten Testspannung nicht mehr gefolgt werden kann, werden in diesem Abschnitt folgende Fragen genauer untersucht:

1. Wie muss die Resonanzkreisspannung  $u_r$  bzw. ihre Amplitude  $\hat{U}_r$  vorgegeben werden, damit der Fehler zwischen der Testspannung  $u_l$  und einer gewünschten sinusförmigen Solltrajektorie  $u_l^d$  minimal wird?
2. Bis zu welchem Zeitpunkt ist eine Steuerung der Testspannung  $u_l$  nur durch Vorgabe der Resonanzkreisspannung  $u_r$  (einfache Demodulationsstrategie) möglich? Kann dieser Zeitpunkt analytisch bestimmt werden?

Zur Beantwortung dieser beiden Fragen wird das Hüllkurvenmodell des Prüfgenerators aus Abschnitt 3.3 herangezogen. Der Einfachheit halber und aufgrund des symmetrischen Aufbaus des Demodulators wird lediglich die positive Halbwelle der Testspannung  $u_l$  betrachtet. Zusätzlich werden folgende Annahmen getroffen:

1. Die Nullkomponente der Resonanzkreisspannung  $u_r$  ist vernachlässigbar klein, d.h.  $U_{r,0} \approx 0$ , und es gilt  $U_{dm,0} \approx -U_{l,0}$ . Die Gültigkeit dieser Annahme wird im Folgenden noch gezeigt.

2. Die Spannungswelligkeit der Testspannung  $u_l$  wird vernachlässigt, da diese sehr klein im Vergleich zu den hochfrequenten Anteilen der Resonanzkreisspannung  $u_r$  ist, d.h.  $U_{l,c} = U_{l,s} \approx 0$  und damit  $\hat{U}_{dm} \approx \hat{U}_r$ .
3. Die gewünschte Testspannung ist sinusförmig und kann durch  $u_l^d(t) = U_{l,0}^d \sin(\omega_\Delta t)$  beschrieben werden.
4. Die Steuerkapazitäten der Demodulatormodule werden vernachlässigt und es gilt  $C_{dm} = 0$ .

Um die Gültigkeit der ersten Annahme zu zeigen, sind in Abbildung 5.3 die Nullkomponenten der Resonanzkreisspannung für die in Abschnitt 4.2.2 gezeigten Simulationsszenarien dargestellt. Die Spannungsspitzen in  $U_{r,0}$  im Bereich des Nulldurchgangs von  $U_{l,0}$  entstehen aufgrund des sprunghaften Wechsels der Demodulatorwiderstände  $R_{dm}^\pm$  von  $R_{on}$  nach  $R_{off}$  und umgekehrt. Bis auf diese Spitzen ist der Wert von  $U_{r,0}$  über die gesamte Periode der Testspannung sehr gering. Mit steigender Amplitude der Testspannung sowie bei Erhöhung der Kabelkapazität steigt der Anteil der Nullkomponente in der Resonanzkreisspannung zwar leicht an, bleibt jedoch weiterhin vernachlässigbar klein im Vergleich zu  $U_{l,0}$ .

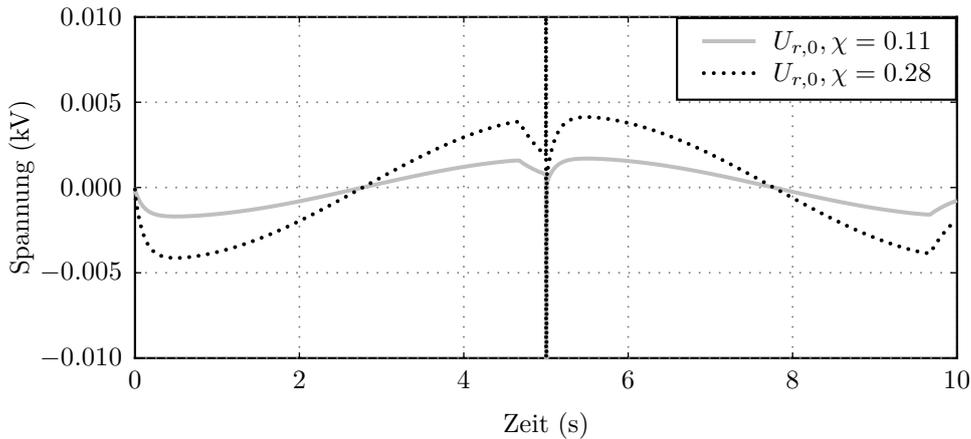


Abbildung 5.3: Verlauf der Nullkomponente  $U_{r,0}$  der Resonanzkreisspannung für die Simulationsergebnisse aus Abbildung 4.13 und 4.14.

Durch Verwendung dieser Annahmen lässt sich die Hüllkurvenbeschreibung der Testspannung  $u_l$  nach (3.36) in der vereinfachten Form

$$\frac{d}{dt}u_l = \frac{d}{dt}U_{l,0} = \frac{1}{C_l} \left( I_{R_{dm},0} - \frac{U_{l,0}}{R_{l,g}} \right) \quad (5.1)$$

anschreiben. Betrachtet man die positive Halbwelle der Testspannung  $U_{l,0}$ , so werden in der einfachsten Demodulationsstrategie die effektiven Demodulatorwiderstände konstant zu  $R_{dm}^+ = R_{on}$  und  $R_{dm}^- = R_{off}$  eingestellt. Der Verlauf der

Testspannung wird im Wesentlichen durch die Nullkomponente  $I_{R_{dm},0}$  des Demodulatorstroms, bzw. im Fall konstant gewählter Demodulatorwiderstände lediglich durch die Amplitude  $\hat{U}_r$  der Resonanzkreisspannung, bestimmt. Die Nullkomponente  $I_{R_{dm},0}$  des Demodulatorstroms ergibt sich für die positive Halbwelle von  $U_{l,0}$  durch Verwendung von (3.37) zu

$$I_{R_{dm},0} = \frac{U_{dm,0}}{R_{off}} + \left( \frac{1}{R_{on}} - \frac{1}{R_{off}} \right) G_0^+. \quad (5.2)$$

Setzt man (5.2) in (5.1) ein, kann die resultierende Gleichung unter den Annahmen 1 und 2 nach  $G_0^+$  gelöst werden

$$G_0^+ (\hat{U}_{dm}, U_{dm,0}) \approx G_0^+ (\hat{U}_r, -U_{l,0}) = \frac{C_l \dot{U}_{l,0} + \left( \frac{1}{R_{l,g}} + \frac{1}{R_{off}} \right) U_{l,0}}{\left( \frac{1}{R_{on}} - \frac{1}{R_{off}} \right)}. \quad (5.3)$$

Mit der Beschreibung von  $G_0^+$  aus (3.45) kann aus (5.3) die Amplitude  $\hat{U}_r$  der Resonanzkreisspannung numerisch berechnet werden, wobei eine Lösung nur möglich ist, solange die rechte Seite von (5.3) größer Null ist.

Abbildung 5.4 zeigt die numerisch berechnete Amplitude  $\hat{U}_r$  für eine gewünschte sinusförmige Testspannung mit einer Amplitude von  $\hat{U}_{l,0}^d = 200$  kVrms, einer Testfrequenz von  $\omega_\Delta = 2\pi \cdot 0.1$  rad/s und einer ohmsch-kapazitiven Last von  $R_{l,g} = 300$  M $\Omega$  und  $C_l = 500$  nF. Für die Berechnung wurde eine zeitliche Auflösung von 0.1 s gewählt. Aus den resultierenden Spannungsverläufen wird ersichtlich, dass die Amplitude  $\hat{U}_r$  etwas größer sein muss als die gewünschte Testspannung  $U_{l,0}^d$ . Diese Spannungsdifferenz wird benötigt, um die durch die Ladewiderstände verursachten ohmschen Verluste im Demodulator zu kompensieren. Ab einer Zeit von etwa  $t = 3$  s kann für  $\hat{U}_r$  keine Lösung mehr gefunden werden, da ab diesem Zeitpunkt die rechte Seite von (5.3) kleiner Null wird und  $U_{l,0}^d > \hat{U}_r$  bzw.  $U_{dm,0} < -\hat{U}_{dm}$  gilt. Für diesen Fall wird der nichtlineare Term  $G_0^+$  nach (3.42) gleich Null und der Stromfluss durch den Demodulator kann nur noch durch den negativen Demodulatorzweig oder die Entladewiderstände erfolgen. Damit ist direkt ersichtlich, dass der Zeitpunkt, bis zu dem eine reine Steuerung der Testspannung  $u_l$  über die Resonanzkreisspannung  $u_r$  bzw. deren Amplitude  $\hat{U}_r$  möglich ist, durch die Bedingung  $G_0^+ = 0$  gekennzeichnet ist. Nach Einsetzen dieser Bedingung in (5.3) mit  $U_{l,0} = \hat{U}_{l,0}^d \sin(\omega_\Delta t)$  kann die resultierende Gleichung analytisch nach der Zeit  $t$  gelöst werden und es folgt

$$t_{min} = \frac{1}{\omega_\Delta} \left( \arctan \left( -\frac{\omega_\Delta C_l}{\frac{1}{R_{off}} + \frac{1}{R_{l,g}}} \right) + \pi \right). \quad (5.4)$$

Der Zeitpunkt  $t_{min}$  ist unabhängig von der Amplitude  $\hat{U}_r$  der Resonanzkreisspannung und der Amplitude der Ausgangsspannung  $\hat{U}_{l,0}^d$ . Er wird im Wesentlichen von der Größe der Testfrequenz  $\omega_\Delta$ , den Parametern des Testkabels  $R_{l,g}$  und  $C_l$

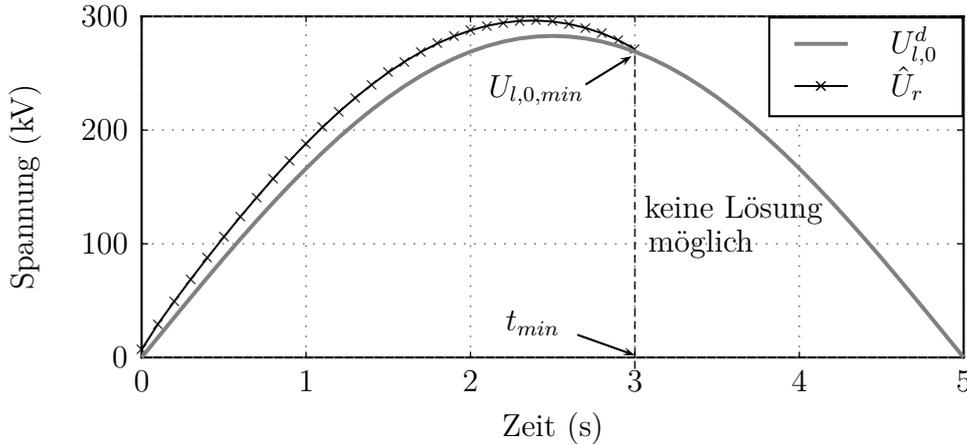


Abbildung 5.4: Verlauf der benötigten Amplitude  $\hat{U}_r$  für eine sinusförmige Testspannung  $U_{l,0}^d$  mit einer Amplitude von 200 kVrms, eine Testfrequenz von  $\omega_\Delta = 2\pi \cdot 0.1$  rad/s und eine ohmsch-kapazitive Last von  $R_{l,g} = 300$  M $\Omega$  und  $C_l = 500$  nF.

sowie dem gesamten Entladewiderstand des Demodulators  $R_{off}$  bestimmt. Der zugehörige Spannungswert  $U_{l,0,min} = U_{l,0}(t_{min})$  ergibt sich durch Einsetzen von (5.4) in  $U_{l,0}^d = \hat{U}_{l,0}^d \sin(\omega_\Delta t)$ . Für die Parameter des Hüllkurvenmodells und die Spannungsverläufe in Abbildung 5.4 ergibt sich  $U_{l,0,min} = 265$  kV.

### 5.3 Leistungsoptimale Ansteuerung des Demodulators

Im vorherigen Abschnitt wurde gezeigt, dass eine reine Steuerung der Testspannung  $u_l$  durch Änderung der Resonanzkreisspannung  $u_r$  nicht möglich ist. Um eine sinusförmige Testspannung zu erhalten, müssen zusätzlich zur Resonanzkreisspannung die effektiven Demodulatorwiderstände  $R_{dm}^+$  und  $R_{dm}^-$  durch eine gezielte Ansteuerung der Thyristoren im Demodulator verändert werden.

Damit der Prüfgenerator für einen mobilen Prüfbetrieb erfolgreich eingesetzt werden kann, muss bei der Ansteuerung der Thyristoren darauf geachtet werden, dass die verbrauchte Leistung während des Prüfbetriebs so gering wie möglich gehalten wird. Um eine hohe Qualität in der Testspannung erzielen zu können, muss zusätzlich darauf geachtet werden, dass der THD Wert der Testspannung minimiert wird. Diese Minimierung entspricht im Wesentlichen einer Minimierung der hochfrequenten Kosinus- und Sinuskomponenten  $U_{l,c}$  und  $U_{l,s}$  in der Testspannung. In [54] wurde mithilfe einer numerischen Analyse gezeigt, dass die Minimierung der hochfrequenten Komponenten der Testspannung äquivalent zur Minimierung der mittleren Verluste  $\bar{p}_{dm}$  im Demodulator ist.

Im Folgenden wird nun eine optimierungsbasierte Steuerung vorgestellt, welche gewährleistet, dass die Testspannung  $u_l$  einer gewünschten sinusförmigen Tra-

jektorie  $u_l^d$  folgt und gleichzeitig die mittleren Verluste  $\bar{p}_{dm}$  im Demodulator minimiert werden. Zur Herleitung dieser Steuerung wird vereinfachend angenommen, dass die Demodulatorwiderstände  $R_{dm}^+$  und  $R_{dm}^-$  kontinuierlich zwischen  $R_{on}$  und  $R_{off}$  verstellt werden können und die Amplitude der Resonanzkreisspannung direkt als Stelleingang verwendet werden kann. Die Dynamik des Resonanzkreises sowie die Ansteuerung des Leistungsmoduls werden also vorerst vernachlässigt. Außerdem werden zusätzlich die in Abschnitt 5.2 getroffenen Annahmen verwendet.

Dadurch kann für die Formulierung der Optimalsteuerung das statische Optimierungsproblem

$$\min_{\mathbf{u}} \bar{p}_{dm}(\mathbf{u}) \quad (5.5)$$

angesetzt werden, vgl. [26]. Die Stelleingänge sind dabei durch  $\mathbf{u}^T = [\hat{U}_r \ R_{dm}^+ \ R_{dm}^-]$  gegeben. Die Verlustleistung des Demodulators ist natürlich während einer Periodendauer  $\frac{2\pi}{\omega_r}$  der Resonanzfrequenz nicht konstant. Da diese Periodendauer jedoch viel kürzer ausfällt als die Periodendauer der typischen Testspannungen, ist eine Mittelung über eine Periodendauer der Resonanzfrequenz sinnvoll. Die mittleren Verluste im Demodulator berechnen sich mit der Hüllkurvenformulierung der Demodulatorspannung  $u_{dm}$  und des Demodulatorstroms  $i_{R_{dm}}$  nach (3.29) zu

$$\begin{aligned} \bar{p}_{dm} &= \frac{\omega_r}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega_r}} p_{dm} dt = \frac{\omega_r}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega_r}} (I_{R_{dm},0} + I_{R_{dm},c} \cos(\omega_r t) + I_{R_{dm},s} \sin(\omega_r t)) \\ &\quad (U_{dm,0} + U_{dm,c} \cos(\omega_r t) + U_{dm,s} \sin(\omega_r t)) dt \\ &= U_{dm,0} I_{R_{dm},0} + \frac{1}{2} U_{dm,c} I_{R_{dm},c} + \frac{1}{2} U_{dm,s} I_{R_{dm},s}. \end{aligned} \quad (5.6)$$

Unter Verwendung der Annahmen 1-4 aus Abschnitt 5.2 kann (5.6) zu

$$\bar{p}_{dm} \approx -U_{l,0}^d I_{R_{dm},0} + \frac{1}{2} U_{r,c} I_{R_{dm},c} + \frac{1}{2} U_{r,s} I_{R_{dm},s} \quad (5.7)$$

umgeschrieben werden und mit der Hüllkurvenbeschreibung des Demodulatorstroms aus (3.37) sowie  $\mathbf{G}^- = \mathbf{U}_{dm} - \mathbf{G}^+$  lässt sich (5.7) in

$$\begin{aligned} \bar{p}_{dm} &\approx -U_{l,0}^d \left( \frac{-U_{l,0}^d}{R_{dm}^-} + \left( \frac{1}{R_{dm}^+} - \frac{1}{R_{dm}^-} \right) G_0^+ \right) + \frac{1}{2} U_{r,c} \left( \frac{U_{r,c}}{R_{dm}^-} + \left( \frac{1}{R_{dm}^+} - \frac{1}{R_{dm}^-} \right) G_c^+ \right) \\ &\quad + \frac{1}{2} U_{r,s} \left( \frac{U_{r,s}}{R_{dm}^-} + \left( \frac{1}{R_{dm}^+} - \frac{1}{R_{dm}^-} \right) G_s^+ \right) \end{aligned} \quad (5.8)$$

ausdrücken. Verwendet man die Hüllkurvenkoeffizienten der nichtlinearen Terme  $G_0^+$ ,  $G_c^+$  und  $G_s^+$  aus (3.41) - (3.42) und setzt diese in (5.8) ein, ergibt sich die mittlere Verlustleistung für den Fall  $U_{dm,0} > \hat{U}_{dm}$  bzw.  $-U_{l,0}^d > \hat{U}_r$  zu

$$\bar{p}_{dm} \approx \frac{1}{2} \frac{2(-U_{l,0}^d)^2 + \hat{U}_r^2}{R_{dm}^+} \quad (5.9)$$

und für  $U_{dm,0} < -\hat{U}_{dm}$  bzw.  $-U_{l,0}^d < -\hat{U}_r$  erhält man

$$\bar{p}_{dm} = \frac{1}{2} \frac{2(-U_{l,0}^d)^2 + \hat{U}_r^2}{R_{dm}^-}. \quad (5.10)$$

Für den Fall  $-\hat{U}_{dm} \leq U_{dm,0} \leq \hat{U}_{dm}$  bzw.  $-\hat{U}_r \leq -U_{l,0}^d \leq \hat{U}_r$  berechnen sich die mittleren Verluste im Demodulator unter Verwendung von (5.8), (3.45) und (3.47) zu

$$\begin{aligned} \bar{p}_{dm} \approx & \left[ \frac{1}{\pi} \left( \frac{1}{R_{dm}^+} - \frac{1}{R_{dm}^-} \right) \arccos \left( \frac{U_{l,0}^d}{\hat{U}_r} \right) + \frac{1}{R_{dm}^+} \right] \left[ (U_{l,0}^d)^2 + \frac{1}{2} \hat{U}_r^2 \right] + \\ & \frac{3}{2\pi} \left( \frac{1}{R_{dm}^+} - \frac{1}{R_{dm}^-} \right) \sqrt{\hat{U}_r^2 - U_{r,0}^2} (-U_{l,0}^d). \end{aligned} \quad (5.11)$$

Um zu gewährleisten, dass die Testspannung  $U_{l,0}$  der gewünschten Solltrajektorie  $U_{l,0}^d$  exakt folgt, wird die Gleichungsnebenbedingung

$$C_l \dot{U}_{l,0}^d + \frac{1}{R_{l,g}} U_{l,0}^d + \frac{1}{R_{dm}^-} U_{l,0}^d - \left( \frac{1}{R_{dm}^+} - \frac{1}{R_{dm}^-} \right) G_0^+(\mathbf{u}) = 0 \quad (5.12)$$

aufgestellt. Die Beschränkungen der Stellgrößen werden mit den Ungleichungsbedingungen

$$0 \leq \hat{U}_r \leq \hat{U}_{r,max} \quad (5.13a)$$

$$R_{on} \leq R_{dm}^+ \leq R_{off} \quad (5.13b)$$

$$R_{on} \leq R_{dm}^- \leq R_{off} \quad (5.13c)$$

berücksichtigt.

Das statische Optimierungsproblem (5.5)-(5.13) wurde mithilfe der MATLAB Funktion `fmincon` und dem Interior-Point Algorithmus gelöst [5]. Abbildung 5.5 zeigt das numerische Ergebnis für eine ohmsch-kapazitive Last von  $R_{l,g} = 300 \text{ M}\Omega$  und  $C_l = 100 \text{ nF}$ , eine gewünschte sinusförmige Testspannung mit einer Amplitude von 200 kV, eine Testfrequenz  $\omega_\Delta = 2\pi 0.1 \text{ rad/s}$ ,  $R_{on} = 25 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{off} = 9.3 \text{ M}\Omega$  und eine gewählte zeitliche Auflösung von  $T_s = 0.1 \text{ s}$ . Die optimalen Stelleingänge werden im Folgenden mit dem hochgestellten Index „\*“ in der Form  $(\mathbf{u}^*)^T = [\hat{U}_r^* \quad R_{dm}^{+,*} \quad R_{dm}^{-,*}]$  gekennzeichnet.

Aus dem oberen Teil von Abbildung 5.5 wird ersichtlich, dass die Amplitude  $\hat{U}_r$  der Resonanzkreisspannung in einer ersten Phase etwas größer als die gewünschte sinusförmige Testspannung  $U_{l,0}^d$  sein muss. In dieser Phase wird die Kabelkapazität  $C_l$  des Testkabels geladen. Die Entladephase von  $C_l$  ist durch  $\hat{U}_r = 0$  gekennzeichnet. Das Nullsetzen der Resonanzkreisspannung in der Entladephase bewirkt, dass die Kabelkapazität nicht mehr nachgeladen wird und somit

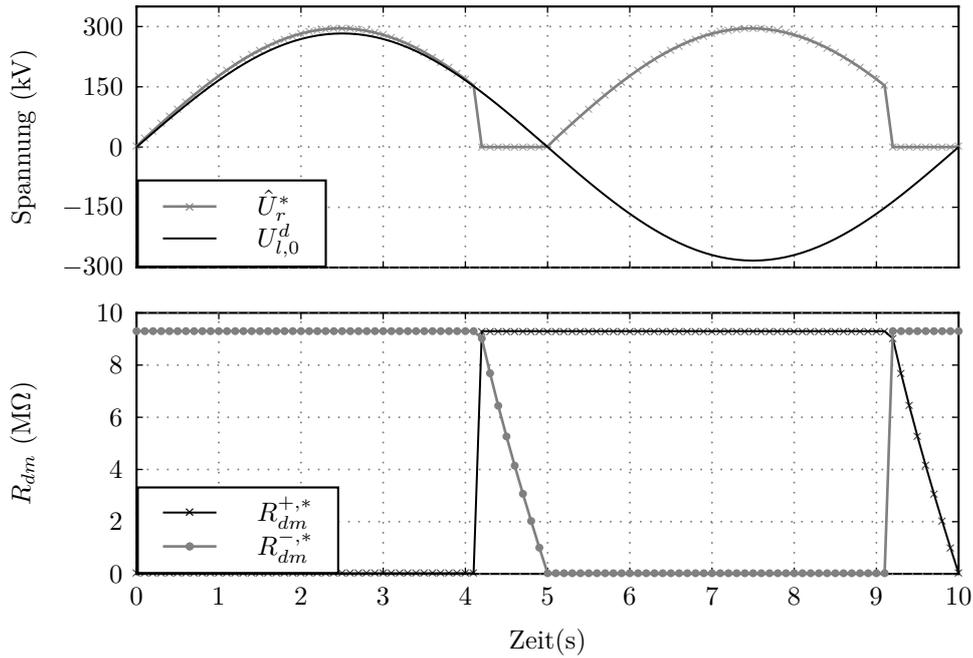


Abbildung 5.5: Numerische Lösung des Optimierungsproblems für eine sinusförmige Testspannung  $U_{l,0}^d = \hat{U}_{l,0}^d \sin(2\pi 0.1t)$  mit  $\hat{U}_{l,0}^d = 200$  kVrms und eine ohmsch-kapazitive Last von  $R_{l,g} = 300$  M $\Omega$ ,  $C_l = 100$  nF.

der Energieverbrauch bzw. die Verluste während des Prüfbetriebs minimiert werden.

Im unteren Teil von Abbildung 5.5 sind die optimalen Werte der effektiven Demodulatorwiderstände  $R_{dm}^+$  und  $R_{dm}^-$  dargestellt. Während der Ladephase von  $C_l$  werden die Widerstände auf ihre Grenzwerte  $[R_{on}, R_{off}]$  gesetzt. Dieses Ergebnis entspricht der einfachsten Demodulationsstrategie, welche in Abschnitt 5.2 bereits analysiert wurde. Um eine sinusförmige Testspannung mit geringem THD Wert zu erhalten, muss während der Entladephase von  $C_l$  der entsprechende Demodulatorwiderstand, d.h.  $R_{dm}^-$  in der positiven Halbwelle von  $u_l$  und  $R_{dm}^+$  in der negativen Halbwelle, seinen Wert von  $R_{off}$  zu  $R_{on}$  ändern. Der Wert des entgegengesetzten Demodulatorwiderstands springt hingegen zu Beginn der Entladephase von  $R_{on}$  auf  $R_{off}$  um die Verluste zu minimieren.

Abbildung 5.6 zeigt das numerische Ergebnis des Optimierungsproblems für eine erhöhte Kabelkapazität von  $C_l = 1$   $\mu$ F. Im Vergleich zu den Verläufen aus Abbildung 5.5 findet der Wechsel zwischen den Lade- und Entladephasen deutlich früher statt. Außerdem ist die Spannungsdifferenz zwischen der optimalen Amplitude  $\hat{U}_r^*$  der Resonanzkreisspannung und der gewünschten sinusförmigen Testspannung  $U_{l,0}^d$  deutlich größer. Dies liegt daran, dass zum Laden dieser großen Kabelkapazität wesentlich größere Ladeströme benötigt werden, wodurch sich der Spannungsabfall an den Ladewiderständen und somit die ohmschen Verluste im Demodulator erhöhen. In der Entladephase zeigt sich, dass die zum Entladen

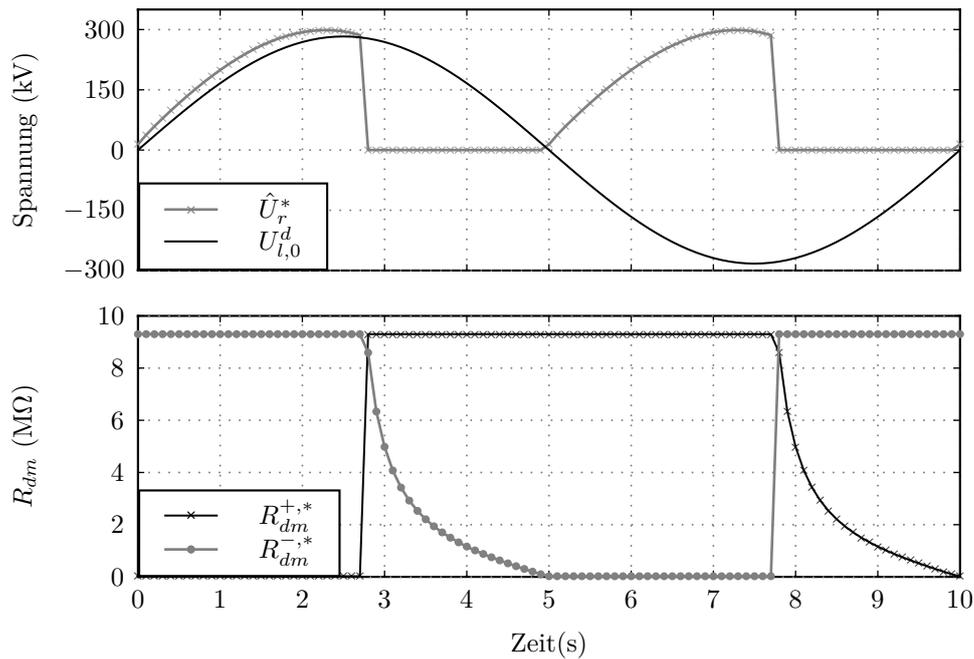


Abbildung 5.6: Numerische Lösung des Optimierungsproblems für eine sinusförmige Testspannung  $U_{l,0}^d = \hat{U}_{l,0}^d \sin(2\pi 0.1t)$  mit  $\hat{U}_{l,0}^d = 200$  kVrms und eine ohmsch-kapazitive Last von  $R_l = 300$  MΩ,  $C_l = 1$  μF.

wirksamen Demodulatorwiderstände ihren Wert wesentlich schneller verringern müssen damit sich ein sinusförmiger Verlauf der Testspannung ergibt.

Die Ergebnisse dieses Abschnitts geben für den späteren Prüfbetrieb einen ersten Anhaltspunkt, wie die Resonanzkreisspannung gewählt und die Ansteuerung des Demodulator erfolgen muss, damit eine sinusförmige Testspannung erzeugt wird und eine möglichst hohe energetische Effizienz gewährleistet ist. Da die Lösung des Optimierungsproblems jedoch sehr rechenintensiv ist und die Resonanzkreisspannung im realen Prüfgenerator nicht direkt als Stellgröße verwendet werden kann, muss für eine spätere Echtzeitimplementierung am Prototyp ein alternatives Steuerungs- bzw. Regelungskonzept entwickelt werden. Die Herleitung dieses Konzepts wird im folgenden Kapitel dargestellt.



---

### Optimales Regelungskonzept

---

In den Kapiteln 4 und 5 wurde gezeigt, dass die Verwendung der einfachsten Demodulationsstrategie bei größeren Kabelkapazitäten zu einer deutlichen Abweichung der Testspannung  $u_l$  vom gewünschten sinusförmigen Verlauf führt. Um den benötigten Bereich an Kabelkapazitäten und Testspannungen abdecken zu können, muss die Testspannung  $u_l$  bzw. deren Nullkomponente  $U_{l,0}$  deshalb mithilfe einer geeigneten Regelung eingestellt werden. Diese Regelung der Testspannung kann dabei im Wesentlichen durch eine gezielte Vorgabe der Nullkomponente  $I_{R_{dm},0}$  des Demodulatorstroms erfolgen. Der Wert von  $I_{R_{dm},0}$  wird wiederum durch eine geeignete Wahl der Pulsweite  $\chi$  der Leistungsmodulspannungen  $u_{p1}$  und  $u_{p2}$  sowie der Werte der effektiven Demodulatorwiderstände  $R_{dm}^+$  und  $R_{dm}^-$  eingestellt.

Dieses Kapitel beschäftigt sich nun mit dem Entwurf eines geeigneten Regelungskonzepts für den VLF Prüfgenerator, welches die Erzeugung einer sinusförmigen Testspannung  $u_l$  mit geringem THD Wert ermöglicht. Dabei wird darauf geachtet, dass die maximal zulässigen THD Werte gemäß VLF Standard [24] eingehalten werden. Da der Prüfgenerator für mobile Kabelprüfungen eingesetzt werden soll, wird beim Entwurf des Regelungskonzepts zusätzlich berücksichtigt, dass die benötigte Eingangsleistung während des Prüfbetriebs so gering wie möglich ausfällt. Um die Anforderungen hinsichtlich der Testspannung für unterschiedliche Kabelsysteme abzudecken, ist in der späteren Produktion der Bau von unterschiedlichen Baugrößen des Prüfgenerators geplant. Aus diesem Grund wird das Regelungskonzept für den VLF Prototyp derart entworfen, dass eine einfache Anpassung an unterschiedliche Baugrößen des Prüfgenerators möglich ist. Bei der Berechnung der Stellgrößen wird außerdem auf eine möglichst effiziente Implementierbarkeit geachtet, damit das Regelungskonzept einfach auf einer geeigneten Echtzeithardware implementiert und am Prototyp getestet werden kann.

Der Entwurf des Regelungskonzepts basiert im Wesentlichen auf der in Abschnitt 5.2 gezeigten Analyse der einfachen Demodulationsstrategie und den Ergebnissen des statischen Optimierungsproblems aus Abschnitt 5.3. Mithilfe des Optimierungsproblems wurde ein optimaler virtueller Stelleingang  $(\mathbf{u}^*)^T = [\hat{U}_r^* \ R_{dm}^{+,*} \ R_{dm}^{-,*}]$  derart bestimmt, dass der THD Wert der erzeugten Testspannung  $u_l$  minimiert wird und gleichzeitig die Verluste im Demodulator so gering wie möglich ausfallen. Zur Formulierung des Optimierungsproblems wurden zwei wesentliche Vereinfachungen getroffen: Erstens wurde angenommen, dass die Resonanzkreisspannung  $u_r$  bzw. deren Amplitude  $\hat{U}_r$  direkt als Stelleingang verwendet werden kann. Zweitens wurde der Demodulator, wie im reduzierten Modell aus Abschnitt 3.2 gezeigt, durch einen kontinuierlich verstellbaren Widerstand  $R_{dm}^\pm$  beschrieben, wodurch der modulare Aufbau des Demodulators und die physikalischen Beschränkungen der Thyristoren vernachlässigt wurden.

Im realen Prüfgenerator ist keine dieser Vereinfachungen gültig. Der Verlauf der Resonanzkreisspannung  $u_r$  wird durch eine gezielte Wahl der Pulsweite  $\chi$  der Leistungsmodulspannungen bestimmt und kann folglich nicht direkt als Stellgröße verwendet werden. Außerdem können die effektiven Demodulatorwiderstände  $R_{dm}^+$  und  $R_{dm}^-$  wegen dem modularen Aufbau des Demodulators nicht beliebig eingestellt werden, sie können lediglich durch  $N + 1$  mögliche diskrete Widerstandswerte approximiert werden. Neben diesen beiden Beschränkungen müssen bei der Herleitung des Regelungskonzepts zwei weitere Eigenschaften des Systems berücksichtigt werden: Erstens beeinflusst die Spannungsfestigkeit der Thyristoren den möglichen Zeitpunkt des Schaltens der Thyristoren in den Modulen und muss daher in der Berechnung der Stellgrößen  $R_{dm}^\pm$  berücksichtigt werden. Zweitens ist der exakte Wert der Kabelkapazität vor dem Prüfablauf nicht bekannt, weshalb das Regelungskonzept um einen entsprechenden Schätzer für  $C_l$  erweitert werden muss.

Der Reglerentwurf kann nun in folgende Schritte unterteilt werden: Zuerst wird in Abschnitt 6.1 der Strom  $I_{R_{dm},0}$  als virtuelle Stellgröße zur Formulierung eines Regelgesetzes, welches die Amplitude und die Form der Testspannung  $U_{l,0}$  regelt, eingeführt. Dazu wird eine Zwei-Freiheitsgrad Regelkreisstruktur bestehend aus einem Vorsteuerungsanteil  $I_{R_{dm},0}^d$  und einem Regelanteil  $I_{R_{dm},0}^c$  verwendet. Im Anschluss daran werden in Abschnitt 6.2 ausgehend vom virtuellen Regelgesetz die realen Stellgrößen  $\chi$ ,  $R_{dm}^+$  und  $R_{dm}^-$  des Prüfgenerators berechnet. Da das Regelungskonzept sich in verschiedene Regelphasen unterteilt, wird in Abschnitt 6.3 die Ermittlung der exakten Umschaltzeitpunkte zwischen den einzelnen Phasen genauer erläutert. In Abschnitt 6.4 wird ein geeigneter Schätzalgorithmus zur Bestimmung der unbekanntenen Kabelkapazität  $C_l$  vorgestellt. Da die Werte der Entladewiderstände die Qualität der erzeugten Testspannung und die erreichbare energetische Effizienz des Prüfgenerators beeinflussen, wird am Ende dieses Kapitels in Abschnitt 6.5 eine Methode vorgestellt, mit deren Hilfe optimale Werte der Entladewiderstände systematisch bestimmt werden können. Die in diesem

Kapitel gezeigten Ergebnisse wurden in [27] veröffentlicht.

## 6.1 Virtuelles Regelgesetz

Zur Herleitung des virtuellen Regelgesetzes wird erneut die Differentialgleichung der Testspannung  $u_l$  bzw. dessen Nullkomponente betrachtet. Diese kann unter der in Abschnitt 5.2 getroffenen Annahme, dass  $U_{r,0}$  vernachlässigbar klein ist, d.h. es gilt  $U_{dm,0} = -U_{l,0}$ , direkt aus (3.36) in der Form

$$(C_{dm} + C_l) \frac{d}{dt} U_{l,0} = I_{R_{dm,0}} - \frac{1}{R_{l,g}} U_{l,0} \quad (6.1)$$

hergeleitet werden. Aus (6.1) wird sofort ersichtlich, dass die Form von  $U_{l,0}$  im Wesentlichen durch die Nullkomponente  $I_{R_{dm,0}}$  des Demodulatorstroms eingestellt wird. Wird nun  $I_{R_{dm,0}}$  als virtueller Stelleingang des Prüfgenerators eingeführt, kann die Vorsteuerung  $I_{R_{dm,0}}^d$  direkt aus (6.1) zu

$$I_{R_{dm,0}}^d = (C_{dm} + \hat{C}_l) \dot{U}_{l,0}^d + \frac{1}{R_{l,g}} U_{l,0}^d \quad (6.2)$$

bestimmt werden. Darin bezeichnet  $U_{l,0}^d$  die gewünschte sinusförmige Testspannung am Ausgang des Prüfgenerators und  $\hat{C}_l$  entspricht der geschätzten Kapazität des Hochspannungstestkabels. Der Ausgangsfehler zwischen gemessener und gewünschter Testspannung  $e_l = U_{l,0} - U_{l,0}^d$  kann schließlich durch einen einfachen PI-Regler der Form

$$I_{R_{dm,0}}^c = \left( -\hat{C}_{l,\Sigma} k_P + \frac{1}{R_{l,g}} \right) e_l - \hat{C}_{l,\Sigma} k_I \underbrace{\int_{t_0}^t e_l(\tau) d\tau}_{e_{l,I}} \quad (6.3)$$

stabilisiert werden. Darin bezeichnen  $k_P, k_I > 0$  die positiven Reglerparameter und  $\hat{C}_{l,\Sigma}$  ergibt sich aus der Summe der geschätzten Kapazität des Kabels und der Demodulatorkapazität zu  $\hat{C}_{l,\Sigma} = C_{dm} + \hat{C}_l$ . Der Wert des Demodulatorstroms  $I_{R_{dm,0}}$  wird durch eine gezielte Änderung der Stellgrößen  $\chi$  und  $R_{dm}^\pm$  eingestellt. Da diese Größen auf die Wertebereiche  $0 \leq \chi \leq 1$  und  $R_{on} \leq R_{dm}^\pm \leq R_{off}$  beschränkt sind, muss bei der Umsetzung des Regelungskonzepts für den Integralanteil in (6.3) eine entsprechende Anti-Windup Funktion implementiert werden. Wird nun das Regelgesetz der Form

$$I_{R_{dm,0}} = I_{R_{dm,0}}^d + I_{R_{dm,0}}^c \quad (6.4)$$

definiert, ergibt sich das Fehlersystem des geschlossenen Kreises mit  $C_{l,\Sigma} = C_{dm} + C_l$ , dem Schätzfehler der Kabelkapazität  $\tilde{C}_l = C_l - \hat{C}_l$  und unter Verwendung von

(6.2)-(6.4) zu

$$\frac{d}{dt}e_{l,I} = e_l \quad (6.5a)$$

$$\frac{d}{dt}e_l = \frac{\hat{C}_{l,\Sigma}}{C_{l,\Sigma}} (-k_P e_l - k_I e_{l,I}) - \frac{\tilde{C}_l}{C_{l,\Sigma}} \dot{U}_{l,0}^d. \quad (6.5b)$$

Die Dynamik des (linearen) Fehlersystems (6.5) kann durch geeignete Wahl der Reglerparameter  $k_P$  und  $k_I$  frei vorgegeben werden. Es ist offensichtlich, dass bei einer exakten Schätzung der Kabelkapazität, d.h. für  $\tilde{C}_l = 0$ , der Ausgangsfehler  $e_l$  exponentiell gegen Null konvergiert. Für den Fall  $\tilde{C}_l \neq 0$  resultiert hingegen eine Regelabweichung ungleich Null. Um eine Abschätzung dieser Abweichung zu erhalten, kann die stationäre Lösung des linearen Fehlersystems (6.5) für eine gewünschte sinusförmige Testspannung und nominelle Werte von  $C_l$  und  $C_{dm}$  berechnet werden. Für typische Parameter  $C_l = 500 \text{ nF}$ ,  $C_{dm} = 0.5 \text{ nF}$ ,  $k_P = 50$ ,  $k_I = 500$ , einer sinusförmigen Testspannung  $U_{l,0}^d = \hat{U}_{l,0}^d \sin(2\pi 0.1t)$  mit  $\hat{U}_{l,0}^d = 200 \text{ kV rms}$  und einem Schätzfehler in  $C_l$  von 5% ergibt sich ein stationärer Fehler  $e_l$  von weniger als 4% bezogen auf die Amplitude der sinusförmigen Testspannung. Wie sich in Kapitel 7 zeigen wird, ist der Schätzfehler in  $C_l$  deutlich geringer als 5% und damit der resultierende stationäre Fehler vernachlässigbar klein.

## 6.2 Berechnung der realen Stellgrößen

Dieser Abschnitt beschäftigt sich mit der Berechnung der realen Stellgrößen  $\chi$ ,  $R_{dm}^+$  und  $R_{dm}^-$ , welche zur Erzeugung des Demodulatorstroms  $I_{R_{dm},0}$  in (6.4) benötigt werden. Um den Einfluss von  $\chi$ ,  $R_{dm}^+$  und  $R_{dm}^-$  auf  $I_{R_{dm},0}$  besser zu verstehen, wird das Funktionsprinzip des Regelungskonzepts mithilfe von Abbildung 6.1 kurz erläutert.

Das Regelungskonzept wird in zwei Regelphasen unterteilt, eine Ladephase  $\mathbf{A}^+$  und eine Entladephase  $\mathbf{B}^+$  der Kabelkapazität  $C_l$ , wobei sich der hochgestellte Index “+“ auf die positive Halbwelle von  $u_l$  bezieht. Die Wahl dieser beiden Regelphasen wurde aus dem Ergebnis des Optimierungsproblems von Abschnitt 5.3 abgeleitet. Aufgrund des symmetrischen Aufbaus des Demodulators werden im Folgenden die Regelphasen und die Berechnung der Stellgrößen in den entsprechenden Phasen lediglich für die positive Halbwelle der Testspannung  $u_l$  erläutert.

- **Phase  $\mathbf{A}^+$ :** Die Kabelkapazität  $C_l$  wird mithilfe des Demodulatorstroms  $I_{R_{dm},0}$  geladen.  $U_{l,0}$  wird lediglich durch Verändern der Pulsweite  $\chi$  der Leistungsmodulspannungen geregelt. Die effektiven Demodulatorwiderstände des positiven und des negativen Demodulatorzweigs werden in dieser Regelphase zu  $R_{dm}^+ = R_{on}$  (alle Thyristoren des positiven Demodulatorzweigs

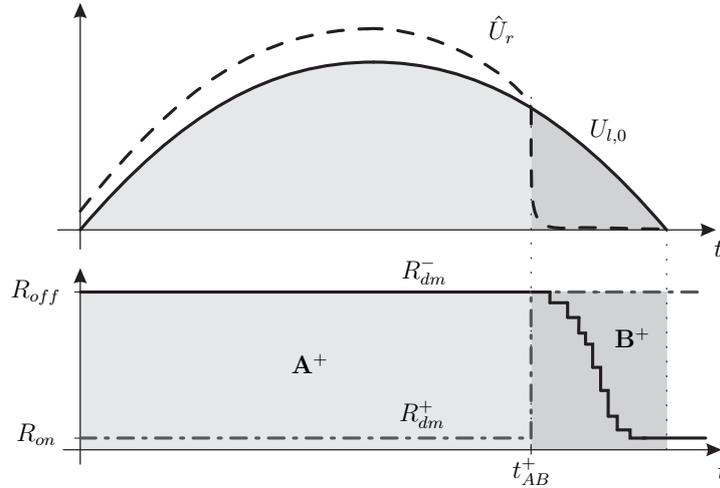


Abbildung 6.1: Regelphasen  $\mathbf{A}^+$  und  $\mathbf{B}^+$  für die positive Halbwelle von  $u_l$  bzw. von deren Nullkomponente  $U_{l,0}$ .

sind eingeschaltet) und  $R_{dm}^- = R_{off}$  (alle Thyristoren des negativen Zweigs sind gesperrt) gewählt. Diese Regelphase ist durch die Bedingung  $\hat{U}_r \geq U_{l,0}$  gekennzeichnet.

- **Phase  $\mathbf{B}^+$ :** Um eine hohe Restspannung beim Umschalten von der positiven auf die negative Halbwelle zu vermeiden, siehe Abbildung 5.2, wird die Kabelkapazität  $C_l$  in dieser Regelphase gezielt entladen. Die Ausgangsspannung  $U_{l,0}$  wird lediglich durch den effektiven Widerstand  $R_{dm}^-$  des negativen Demodulatorzweigs geregelt, während  $R_{dm}^+$  zu  $R_{dm}^+ = R_{off}$  und die Resonanzkreisspannung zu Null, bzw.  $\chi = 0$ , gewählt werden. Durch das Nullsetzen der Resonanzkreisspannung wird die Kabelkapazität in dieser Regelphase nicht mehr geladen, wodurch die Verlustleistung im Prüfgenerator minimiert wird und damit ein energetisch effizienter Betrieb des Prüfgenerators gewährleistet wird. In dieser Phase der Regelung muss der optimale Wert von  $R_{dm}^-$  durch gezieltes Ansteuern der Thyristoren im Demodulator approximiert werden. Dabei muss einerseits der modulare Aufbau des Demodulators und andererseits die Spannungsfestigkeit der Thyristoren berücksichtigt werden.

### 6.2.1 Berechnung von $\chi$ in Phase $\mathbf{A}^+$

Die Berechnung der Pulsweite  $\chi$  in Phase  $\mathbf{A}^+$  beinhaltet folgende Schritte. Zuerst wird die Amplitude  $\hat{U}_{dm}$  der Demodulatorspannung mithilfe der virtuellen Stellgröße  $I_{R_{dm},0}$  berechnet. Dazu wird die Hüllkurvenformulierung der Ausgangsspannung  $U_{l,0}$  in (3.36) nach dem nichtlinearen Term  $G_0^+$  mit der in Abschnitt 5.2 eingeführten Annahme  $U_{r,0} = 0$  gelöst. Da die Kabelkapazität in der positiven

Halbwelle von  $U_{l,0}$  über den positiven Demodulatorzweig geladen wird, ergeben sich die effektiven Demodulatorwiderstände  $R_{dm}^\pm$  in dieser Phase zu  $R_{dm}^+ = R_{on}$  und  $R_{dm}^- = R_{off}$ . Die resultierende Gleichung für  $G_0^+$  folgt zu (siehe (5.2))

$$G_0^+(\hat{U}_{dm}, U_{dm,0}) \approx G_0^+(\hat{U}_{dm}, -U_{l,0}^d) = \frac{I_{R_{dm},0} + \frac{U_{l,0}^d}{R_{off}}}{\frac{1}{R_{on}} - \frac{1}{R_{off}}}. \quad (6.6)$$

Unter Verwendung von  $G_0^+$  aus (3.45) kann (6.6) für eine gewünschte sinusförmige Testspannung  $U_{l,0}^d = \hat{U}_{l,0}^d \sin(\omega_\Delta t)$  und den Demodulatorstrom  $I_{R_{dm},0}$  aus (6.4) numerisch nach  $\hat{U}_{dm}$  gelöst werden. Um die numerische Berechnung effizienter zu gestalten und eine einfache Implementierung des Regelungskonzepts auf einer Echtzeithardware zu ermöglichen, wird die Beschreibung des nichtlinearen Terms  $G_0^+$  in (3.45) durch Polynomfunktionen approximiert. Die Herleitung dieser Approximation kann in [54] gefunden werden.

Im nächsten Schritt wird die Lösung von  $\hat{U}_{dm}$  verwendet, um die Amplitude  $\hat{U}_\Sigma = \sqrt{U_{\Sigma,c}^2 + U_{\Sigma,s}^2}$  der transformierten Leistungsmodulspannung, welche eine Funktion der Stellgröße  $\chi$  ist, zu berechnen. Eine genauere Analyse der Hüllkurvengleichungen (3.35a) und (3.36) zeigt, dass die Dynamik der Sinus- und Kosinuskomponenten wesentlich schneller ist als die Dynamik der Nullkomponenten. Aus diesem Grund kann für die weiteren Berechnungsschritte eine quasi-stationäre Formulierung von (3.35a) und (3.36) mit dem Demodulatorstrom aus (3.47a) in der Form (zur Notation siehe auch (3.31))

$$\mathbf{0} = -\mathbf{L}_{\Sigma r} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{I}}_r \\ \tilde{\mathbf{I}}_\Sigma \end{bmatrix} \tilde{\Omega} - \mathbf{R}_{\Sigma r} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{I}}_r \\ \tilde{\mathbf{I}}_\Sigma \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{U}}_{dm} + \tilde{\mathbf{U}}_l \\ \tilde{\mathbf{U}}_\Sigma \end{bmatrix} \quad (6.7a)$$

$$\mathbf{0} = -\mathbf{C}_{\Sigma r} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{U}}_{dm} \\ \tilde{\mathbf{U}}_l \end{bmatrix} \tilde{\Omega} - \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{I}}_r + \Psi \tilde{\mathbf{U}}_{dm} \\ \tilde{\mathbf{I}}_r \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_{l,g}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{U}}_{dm} \\ \tilde{\mathbf{U}}_l \end{bmatrix} \quad (6.7b)$$

verwendet werden. Zur Lösung des resultierenden Gleichungssystems (6.7) nach der Amplitude  $\hat{U}_\Sigma$  bzw. der Pulsweite  $\chi$  werden sämtliche Kosinus- und Sinuskomponenten in Amplitude und Phasenwinkel transformiert

$$\begin{aligned} U_{\Sigma,c} &= \hat{U}_\Sigma \cos(\phi) & U_{\Sigma,s} &= \hat{U}_\Sigma \sin(\phi) \\ U_{dm,c} &= \hat{U}_{dm} \cos(\phi + \phi_{dm}) & U_{dm,s} &= \hat{U}_{dm} \sin(\phi + \phi_{dm}) \\ U_{l,c} &= \hat{U}_l \cos(\phi + \phi_l) & U_{l,s} &= \hat{U}_l \sin(\phi + \phi_l) \\ I_{r,c} &= \hat{I}_r \cos(\phi + \phi_r) & I_{r,s} &= \hat{I}_r \sin(\phi + \phi_r) \\ I_{\Sigma,c} &= \hat{I}_\Sigma \cos(\phi + \phi_\Sigma) & I_{\Sigma,s} &= \hat{I}_\Sigma \sin(\phi + \phi_\Sigma). \end{aligned} \quad (6.8)$$

Werden zusätzlich die Differenzwinkel  $\Delta\phi_{dm,l} = \phi_{dm} - \phi_l$ ,  $\Delta\phi_{r,l} = \phi_r - \phi_l$  und  $\Delta\phi_{\Sigma,l} = \phi_\Sigma - \phi_l$  eingeführt und der aus (6.6) numerisch berechnete Wert von  $\hat{U}_{dm}$  in (6.8) eingesetzt, kann das resultierende Gleichungssystem (6.7) mit (6.8) nach

den unbekanntenen Größen  $\hat{U}_l, \Delta\phi_{dm,l}, \hat{I}_r, \Delta\phi_{r,l}, \hat{I}_\Sigma, \Delta\phi_{\Sigma,l}, \hat{U}_\Sigma$  und  $\phi_l$  gelöst werden. Die Amplitude  $\hat{U}_\Sigma$  der Summeneingangsspannung ergibt sich schließlich zu

$$\hat{U}_\Sigma = R_p \hat{I}_\Sigma \cos(\phi_l + \Delta\phi_{\Sigma,l}) + \omega_r L_p \hat{I}_\Sigma \sin(\phi_l + \Delta\phi_{\Sigma,l}) + 2\omega_r L_{ps} \hat{I}_r \sin(\phi_l + \Delta\phi_{r,l}). \quad (6.9)$$

Eine detaillierte Berechnung sämtlicher Unbekannten in (6.7) ist im Anhang B zusammengefasst.

Da die Amplitude  $\hat{U}_\Sigma$  der transformierten Eingangsspannung  $u_\Sigma$  eine Funktion der Pulsweite  $\chi$  ist (vgl. (3.53)-(3.54)), kann diese schließlich aus (6.9) bestimmt werden. Bevor die Pulsweite jedoch berechnet wird, muss ein weiterer wichtiger Punkt in Hinblick auf die Wahl der Eingangsspannungen  $u_{p1}$  und  $u_{p2}$  bzw. die Ansteuerung des Leistungsmoduls diskutiert werden. Wie in der Systemanalyse in den Abschnitten 5.2 und 5.3 gezeigt wurde, muss die Amplitude  $\hat{U}_r$  der Resonanzkreisspannung bei der Umschaltung zwischen den Halbwellen von  $U_{l,0}$  etwas größer sein als die Amplitude der Testspannung, um die ohmschen Verluste im Demodulator zu kompensieren. Mit Erhöhung der Kabelkapazität steigt der benötigte Ladestrom durch den Demodulator und es wird eine größere Spannungsdifferenz benötigt, um die erhöhten Verluste weiterhin ausgleichen zu können. Werden die Periodendauern der Eingangsspannungen wie in (3.1) gewählt, steht im Bereich der Nulldurchgänge von  $U_{l,0}$  keine Amplitude  $\hat{U}_\Sigma$  (vgl. (3.53)) und somit keine Resonanzkreisspannung zur Verfügung. Folglich können die ohmschen Verluste im Demodulator nicht vollständig kompensiert werden und die Testspannung  $U_{l,0}$  weicht während der Ladephase der Kabelkapazität, wie in Abbildung 5.2 zu sehen ist, deutlich vom sinusförmigen Verlauf ab. Um diese Abweichung in  $U_{l,0}$  zu vermeiden, wird für die Umsetzung des Regelungskonzepts die zweite Form der Ansteuerung des Leistungsmoduls gemäß (3.3)-(3.4) gewählt. Verwendet man die Hüllkurvenkomponenten  $U_{\Sigma,c}$  und  $U_{\Sigma,s}$  der Eingangsspannung  $u_\Sigma$  aus (3.54) und die Amplitude  $\hat{U}_\Sigma$  aus (6.9), kann die in Phase  $\mathbf{A}^+$  benötigte Pulsweite  $\chi$  schließlich in der Form

$$\chi = \arctan \left( \sqrt{-\pi^4 \hat{U}_\Sigma^2 + (8u_p \pi)^2}, 32u_p^2 - \hat{U}_\Sigma^2 \pi^2 \right) \quad (6.10)$$

berechnet werden.

### 6.2.2 Berechnung von $R_{dm}^-$ in Phase $\mathbf{B}^+$

In Phase  $\mathbf{B}^+$  wird die Pulsweite  $\chi$  auf Null gesetzt und die Thyristoren des positiven Demodulatorzweigs werden deaktiviert, d.h.  $R_{dm}^+ = R_{off}$ . Folglich kann in dieser Phase der Regelung lediglich der Wert des negativen effektiven Demodulatorwiderstands  $R_{dm}^-$  als Stellgröße genutzt werden.

Nimmt man vorerst an, dass  $R_{dm}^-$  kontinuierlich verändert werden kann, lässt sich dessen Wert direkt aus

$$R_{dm}^- = -\frac{U_{l,0}^d}{I_{R_{dm},0}} \quad (6.11)$$

berechnen. Darin bezeichnet  $U_{l,0}^d$  die gewünschte sinusförmige Testspannung und  $I_{R_{dm},0}$  ergibt sich gemäß dem Regelgesetz (6.4). Wegen des modularen Aufbaus des Demodulators kann der benötigte Widerstand  $R_{dm}^-$  in (6.11) jedoch lediglich durch eine gezielte Ansteuerung der Hochspannungsthyristoren approximiert werden. Der derzeitige Aufbau des Demodulators erlaubt ein sequentielles Schalten der Demodulatoremodule, wobei jedes Modul lediglich einmal pro Entladephase  $\mathbf{B}^+$  eingeschaltet werden kann. Diese Einschränkung führt zu  $N + 1$  möglichen Widerstandswerten für  $R_{dm}^-$ , welche sich zu

$$R_{dm}^{-,i} = \begin{cases} \sum_{k=1}^N R_{off,k} & \text{für } i = 0 \\ \sum_{k=1}^i \tilde{R}_{on,k} + \sum_{l=i+1}^N R_{off,l} & \text{für } i = 1, \dots, N-1 \\ \sum_{k=1}^N \tilde{R}_{on,k} & \text{für } i = N, \end{cases} \quad (6.12)$$

mit  $\tilde{R}_{on,1} = \tilde{R}_{on,2} = \dots = \tilde{R}_{on,N}$  und  $R_{off,1} \geq R_{off,2} \geq \dots \geq R_{off,N}$ , berechnen lassen, wobei  $i$  die Anzahl der eingeschalteten Module beschreibt. Die Wahl der Entladewiderstände  $R_{off,n}$  beeinflusst die Qualität der Regelung in den Entladephasen wesentlich und wird deshalb in Abschnitt 6.5 noch genauer diskutiert. Die wirksamen Ladewiderstände  $\tilde{R}_{on,k}$  berechnen sich zu  $\tilde{R}_{on,k} = R_{on,k} || R_{off,k}$ . Da die Werte der Entladewiderstände  $R_{off,k}$  mehr als das 200-fache größer als die Werte der Ladewiderstände  $R_{on,k}$  sind, kann  $\tilde{R}_{on,k}$  in (6.12) durch  $\tilde{R}_{on,k} \approx R_{on,k}$  approximiert werden.

Neben dem modularen Aufbau des Demodulators muss beim Schalten der Demodulatoremodule die Spannungsfestigkeit der Hochspannungsthyristoren berücksichtigt werden. Aus diesem Grund ist ein Schalten auf die Konfiguration  $i$  nach (6.12) nur erlaubt, falls die Bedingung

$$\begin{aligned} \frac{R_{off,i+1}}{R_{dm}^{-,i}} U_{l,0} &\leq u_{dm,max} \quad \text{für } i = 0, \dots, N-1 \\ \frac{\tilde{R}_{on,i}}{R_{dm}^{-,i}} U_{l,0} &= \frac{1}{N} U_{l,0} \leq u_{dm,max} \quad \text{für } i = N \end{aligned} \quad (6.13)$$

erfüllt ist. Die Spannung  $u_{dm,max}$  bezeichnet darin die maximal zulässige Betriebsspannung pro Demodulatoremodul, welche sich aus der Spannungsfestigkeit der Thyristoren ergibt.

Ausgehend von diesen Überlegungen erfolgt das Schalten auf eine Konfiguration  $i$  nach den folgenden Schritten: (i) Der theoretisch benötigte Wert von  $R_{dm}^-$  wird mithilfe von (6.11) berechnet. (ii) Falls der Ausgangsfehler  $e_l = U_{l,0} - U_{l,0}^d$  positiv ist, wird die Anzahl  $i$  der zu schaltenden Module derart berechnet, dass der resultierende Widerstand  $R_{dm}^{-,i}$  dem nächsten Wert entspricht, der kleiner als  $R_{dm}^-$  ist. Falls die Bedingung (6.13) für die berechnete Modulanzahl  $i$  nicht erfüllt ist, kann auf die entsprechende Konfiguration nicht geschaltet werden und der effektive Demodulatorwiderstand  $R_{dm}^-$  wird auf seinem aktuellen Wert gehalten. Die Schaltzeitpunkte der Demodulatoremodule können auch mit Hilfe einer optimierungsbasierten Methode bestimmt werden, siehe dazu Abschnitt 6.5. Beim

Entwurf des Regelungskonzepts wurde jedoch vor allem auf eine einfache Implementierbarkeit sowie Echtzeitfähigkeit geachtet, weshalb für die spätere Umsetzung die oben beschriebene Vorgehensweise zum Bestimmen der Schaltzeitpunkte verwendet wurde.

### 6.3 Bestimmung der Umschaltzeitpunkte zwischen den Regelphasen

Da für die erfolgreiche Umsetzung des Regelungskonzepts eine Umschaltung zwischen den Regelphasen notwendig ist, wird im folgenden Abschnitt die Detektion der Umschaltzeitpunkte im Detail erläutert. In Abschnitt 5.2 wurde im Zuge der Systemanalyse bereits gezeigt, dass in der Regelphase  $\mathbf{A}^+$  der Term  $G_0^+$  immer positiv ist und folglich der negative Term  $G_0^-$  wegen  $G_0^- = U_{dm,0} - G_0^+$  immer Werte kleiner als Null annehmen muss. Hingegen gilt in Phase  $\mathbf{B}^+$   $G_0^+ < 0$  und  $G_0^- < 0^1$ . Damit ist direkt ersichtlich, dass die Umschaltung zwischen den Regelphasen in der positiven Halbwelle der Testspannung durch den Vorzeichenwechsel des nichtlinearen Terms  $G_0^+$  detektiert werden kann. Für die negative Halbwelle zeigt sich ein analoges Verhalten und der Wechsel zwischen Lade- und Entladephase wird durch den Vorzeichenwechsel in  $G_0^-$  gekennzeichnet. Die daraus resultierenden Umschaltbedingungen sind für sämtliche Regelphasen in Tabelle 6.1 zusammengefasst. Zur Detektion der Umschaltzeitpunkte werden die Terme  $G_0^\pm$  aus (6.6) und (3.46) mit dem Demodulatorstrom  $I_{R_{dm,0}}$  aus (6.4) berechnet. Um eine robustere Umschaltung von den Entladephase  $\mathbf{B}^\pm$  auf die Ladephase  $\mathbf{A}^\pm$  zu erhalten, finden diese Umschaltungen an den Nulldurchgängen der gewünschten Testspannung  $U_{l,0}^d$  und nicht beim Vorzeichenwechsel von  $G_0^-$  statt.

Phase	$G_0^+$	$G_0^-$
$\mathbf{A}^+$	$\geq 0$	$< 0$
$\mathbf{B}^+$	$< 0$	$< 0$
$\mathbf{A}^-$	$< 0$	$\geq 0$
$\mathbf{B}^-$	$> 0$	$> 0$

Tabelle 6.1: Umschaltbedingungen für die Regelphasen.

**Anmerkung 2** Für eine sinusförmige Testspannung  $U_{l,0} = \hat{U}_{l,0} \sin(\omega_\Delta t)$  und bekannte Kabelparameter  $R_l$  und  $C_l$  könnte der Umschaltzeitpunkt  $t_{AB}^+$  zwischen der

<sup>1</sup>Durch Einsetzen der nominellen Parameterwerte für  $R_{on}$ ,  $R_{off}$  und  $R_{l,g}$  in (5.3) wird ersichtlich, dass  $G_0^+$  immer Werte im Bereich  $-\hat{U}_{l,0}^d < G_0^+ < \hat{U}_{l,0}^d$  annimmt. Folglich gilt in Phase  $\mathbf{B}^+$  bei  $G_0^+ < 0$  immer  $G_0^- < 0$ .

Ladephase  $\mathbf{A}^+$  und der Entladephase  $\mathbf{B}^+$  alternativ aus der Bedingung  $G_0^+ = 0$  in der Form

$$t_{AB}^+ = \frac{1}{\omega_\Delta} \left( \arctan \left( -\frac{\omega_\Delta C_l}{\frac{1}{R_{off}} + \frac{1}{R_{l,g}}} \right) + \pi \right), \quad (6.14)$$

mit  $R_{l,g} = R_l || R_l$  erfolgen. Dies entspricht dem Zeitpunkt  $t_{min}$  gemäß (5.4) bis zu welchem eine reine Steuerung der Testspannung mithilfe der Resonanzkreisspannung möglich ist. Da die Kabelparameter  $R_l$  und  $C_l$  mit einer gewissen Ungenauigkeit behaftet sind, ist (6.14) für die praktische Umsetzung des Regelungskonzepts am Prototyp jedoch nicht geeignet.

## 6.4 Schätzung der Kabelkapazität $C_l$

Dieser Abschnitt beschäftigt sich mit dem Entwurf eines Schätzers für die unbekannte Kapazität  $C_l$  des Testkabels, welche für die Implementierung des Regelungskonzepts (6.4) benötigt wird.

Zur Herleitung des Schätzers werden zwei Vereinfachungen getroffen: (i) Es wird angenommen, dass der Widerstand  $R_{l,g}$  der ohmsch-kapazitiven Last ( $R_{l,g}$  ist durch den Wert des Kabelverlustwiderstands parallel zum Widerstandswert des ohmschen Ausgangsteilers gegeben) bekannt ist. Diese Annahme ist sinnvoll, da der Wert Verlustwiderstands bei einem kaum gealterten Kabel wesentlich höher ist als der Widerstandswert des ohmschen Teilers am Ausgang des Prüfgenerators. Somit kann  $R_{l,g}$  auf den Wert des ohmschen Teilers gesetzt werden, welcher konstant und genau bekannt ist. (ii) Es wird angenommen, dass sich der Wert der Kabelkapazität  $C_l$  während des Prüfbetriebs nicht signifikant ändert.

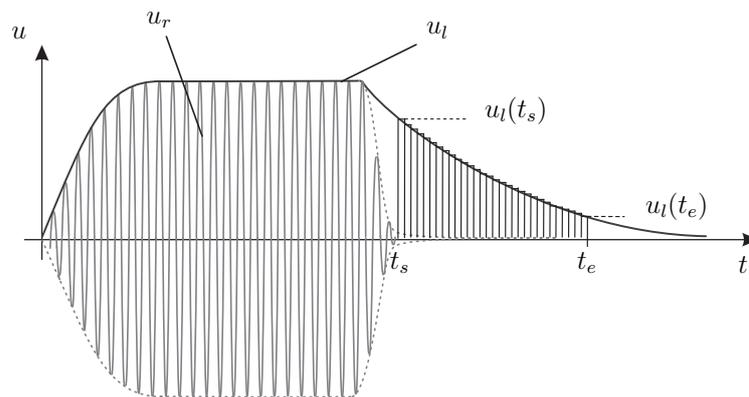


Abbildung 6.2: Funktionsprinzip der Schätzung von  $C_l$ .

Aufgrund der zweiten Vereinfachung ist es ausreichend, die Kabelkapazität  $C_l$  lediglich einmalig vor Beginn der jeweiligen Kabelprüfung zu schätzen. Das Prinzip dieser Schätzung ist in Abbildung 6.2 schematisch dargestellt. Das Hochspannungstestkabel wird darin zunächst auf einen definierten Spannungspegel

geladen, um anschließend über einen konstanten Entladewiderstand entladen zu werden. Die Resonanzkreisspannung  $u_r$  wird während der Entladung von  $C_l$  auf Null gesetzt, d.h.  $\chi = 0$ . Dadurch können Störungen in der Messung von  $u_l$ , welche durch das Schalten der IGBTs in den Halbbrücken des Leistungsmoduls verursacht werden, deutlich reduziert werden. Außerdem gilt wegen  $u_r = 0$  auch  $u_{dm} = -u_l$  und die Modellgleichung der Testspannung  $u_l$  kann folglich direkt aus Abbildung 3.7 in der vereinfachten Form

$$\frac{d}{dt}u_l = -\frac{1}{C_{l,\Sigma}} \left( \frac{1}{R_{dm}^{-,n}} + \frac{1}{R_{l,g}} \right) u_l \quad (6.15)$$

mit  $C_{l,\Sigma} = C_l + C_{dm}$  angeschrieben werden. Der konstante Entladewiderstand  $R_{dm}^{-,n}$  ergibt sich für  $0 \leq n \leq N$  nach (6.12) und (6.13). Bei der Wahl von  $n$  müssen zwei Punkte berücksichtigt werden. Ein kleiner Wert für  $n$  (dies entspricht einem großen Wert für  $R_{dm}^{-,n}$ ) führt zu einer langsamen Entladung der Kabelkapazität. Dadurch können mehr Messpunkte aufgezeichnet werden, was sich positiv in der Schätzung von  $C_l$  auswirkt. Andererseits kann durch einen großen Wert für  $n$  (ein kleiner Wert für  $R_{dm}^{-,n}$ ) der Einfluss des Lastwiderstands  $R_{l,g}$  auf die Schätzgüte gezielt verringert werden. Bei der späteren Umsetzung zeigte sich, dass die Wahl  $n \approx \frac{N}{2}$  einen guten Kompromiss darstellt.

Zur Herleitung des Schätzers für  $C_l$  wird (6.15) über die Zeit  $t$  integriert

$$u_l(t) = u_l(t_s) - \frac{1}{C_{l,\Sigma}} \underbrace{\left( \frac{1}{R_{dm}^{-,n}} + \frac{1}{R_{l,g}} \right)}_{\Delta Q} \int_{t_s}^t u_l dt. \quad (6.16)$$

Um den Schätzalgorithmus auf einer Echtzeithardware umsetzen zu können, muss das Integral in (6.16) approximiert werden. Dazu wird eine einfache Euler-Regel [60] der Form

$$\Delta Q_k = \begin{cases} 0, & \text{für } k = n_s \\ T_m \left( \frac{1}{R_{dm}^{-,n}} + \frac{1}{R_{l,g}} \right) \sum_{j=n_s}^{k-1} u_{l,j} & \text{für } k = n_s + 1, \dots, n_e \end{cases} \quad (6.17)$$

verwendet, wobei  $k$  den Index des Messvektors bezeichnet,  $T_m$  ist die für die Spannungsmessung von  $u_l$  gewählte Abtastzeit und die Indizes  $n_s$  und  $n_e$  entsprechen den Zeitpunkten  $t_s$  und  $t_e$  der Spannungsmessung (siehe Abbildung 6.2). Durch Verwendung von  $\Delta Q_k$  aus (6.17) kann die  $k$ -te Messung von  $u_l$  gemäß (6.16) in der Form

$$u_{l,k} = u_{l,n_s} - \frac{1}{C_{l,\Sigma}} \Delta Q_k, \quad \text{mit } k = n_s, \dots, n_e \quad (6.18)$$

dargestellt werden. Aus Gleichung (6.18) ließe sich schließen, dass schon zwei Messungen von  $u_l$  ausreichen, um die unbekannte Kabelkapazität  $C_l$  zu bestimmen.

Aufgrund von Störungen in der Spannungsmessung von  $u_l$  würde diese Methode zu einem sehr ungenauen Ergebnis führen und ist damit für die praktische Umsetzung am Prototyp nicht sinnvoll. Eine bessere Vorgehensweise ist es  $n_e - n_s + 1$  Messungen der Testspannung  $u_l$  zu verwenden, was in weiterer Folge zu einem überbestimmten Gleichungssystem für  $u_l$  in der Form

$$\underbrace{\begin{bmatrix} u_{l,n_s} \\ u_{l,n_{s+1}} \\ \vdots \\ u_{l,n_e} \end{bmatrix}}_{\mathbf{y}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -\Delta Q_{n_s} \\ 1 & -\Delta Q_{n_{s+1}} \\ \vdots & \\ 1 & -\Delta Q_{n_e} \end{bmatrix}}_{\mathbf{S}} \underbrace{\begin{bmatrix} u_{l,n_s} \\ \underbrace{((C_{l,\Sigma})^{-1})}_{\mathbf{p}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{p}} \quad (6.19)$$

führt. Darin bezeichnet  $\mathbf{y}$  den Messvektor mit der Dimension  $\mathbb{R}^{n_e - n_s + 1}$ ,  $\mathbf{S}$  entspricht der Regressionsmatrix mit der Dimension  $\mathbb{R}^{(n_e - n_s + 1) \times 2}$  und  $\mathbf{p}$  bezeichnet den Parametervektor mit der Dimension 2. Mithilfe des Least Squares Verfahrens [37] wird nun jene Lösung  $\hat{\mathbf{p}}$  von (6.19) gefunden, welche den quadratischen Fehler

$$\min_{\mathbf{p}} \|\mathbf{e}\|_2^2 \quad \text{mit} \quad \mathbf{e} = \mathbf{y} - \mathbf{S}\mathbf{p} \quad (6.20)$$

minimiert. Schließlich ergibt sich die beste Approximation von  $\mathbf{p}$  im Sinne von (6.20) zu

$$\hat{\mathbf{p}} = \begin{bmatrix} \hat{u}_{l,n_s} \\ \underbrace{(\hat{C}_{\Sigma})^{-1}} \end{bmatrix} = (\mathbf{S}^T \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^T \mathbf{y}. \quad (6.21)$$

Der Wert der unbekanntenen Kabelkapazität  $\hat{C}_l$  kann folglich aus (6.21) und dem Wert der Demodulatorkapazität  $C_{dm}$  berechnet werden.

Die erzielte Schätzgüte hängt natürlich von der Genauigkeit von  $C_{dm}$ ,  $R_{dm}^{-,n}$  und  $R_{l,g}$  ab. Im normalen Betrieb kann sich der Wert des Widerstands  $R_{l,g}$ , welcher aus dem Wert des ohmschen Spannungsteilers und dem Widerstand des Hochspannungstestkabels definiert ist, aufgrund des Zustands der Kabelisolierung leicht ändern, siehe dazu [21, 51]. Außerdem kann die vereinfachte Modellierung des Kapazitätsnetzwerks im Demodulator durch Verwendung einer einzelnen Demodulatorkapazität zu einer weiteren Verschlechterung der Schätzgüte führen. In den Simulationsergebnissen in Kapitel 7 wird sich jedoch zeigen, dass das soeben vorgestellte Schätzkonzept in Kombination mit dem Regelkonzept sehr robuste Ergebnisse bezüglich dieser Parameterungenauigkeiten liefert.

## 6.5 Optimale Wahl der Entladewiderstände im Demodulator

Die Wahl der Widerstandswerte der Entladewiderstände im Demodulator hat einen großen Einfluss auf die erreichbare Regelgüte in den Entladephasen  $\mathbf{B}^{\pm}$ .

Wie in Abschnitt 6.2.2 gezeigt wurde, muss in der Entladephase  $\mathbf{B}^+$  der theoretisch benötigte Entladewiderstand  $R_{dm}^-$  durch ein gezieltes Schalten der Thyristoren bzw. der Demodulormodule approximiert werden. Aufgrund des aktuellen Aufbaus ist lediglich ein sequentielles Schalten der Module möglich, weshalb entsprechend (6.12)  $N + 1$  Widerstandskombinationen eingestellt werden können. Da die Entladeweige mit den gleichen Widerständen bestückt sind und

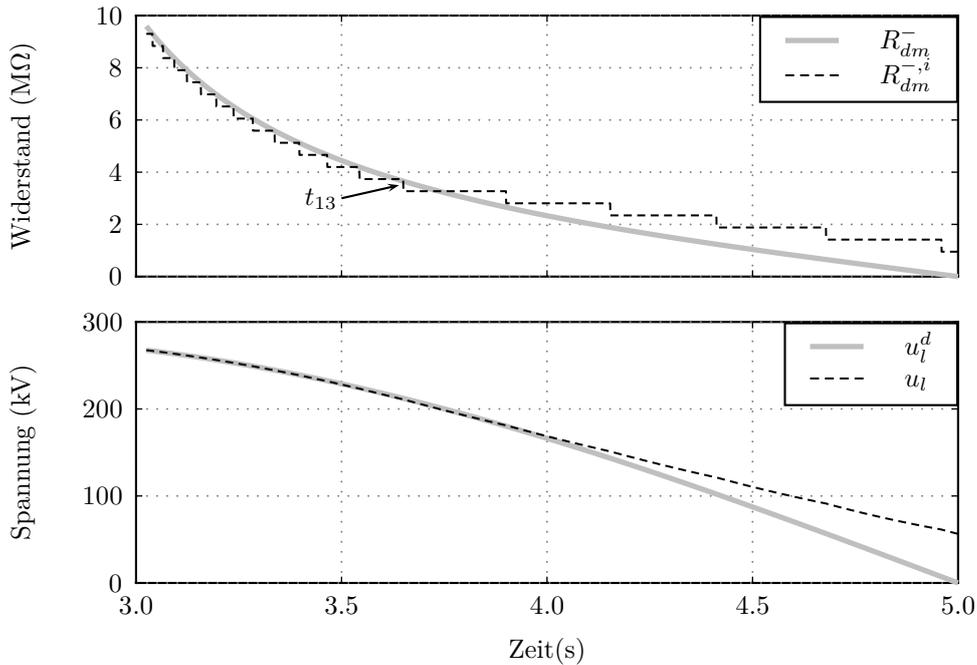


Abbildung 6.3: Unzureichende Abnahme des effektiven Entladewiderstands und daraus resultierende Abweichung der Testspannung  $u_l$  vom gewünschten sinusförmigen Verlauf.

sich somit für jedes Modul der gleiche Entladewiderstand  $R_{off,n} = 465 \text{ k}\Omega$  ergibt, tritt das Problem auf, dass bei größeren Kabelkapazitäten der Entladewiderstand aufgrund der maximal zulässigen Spannung pro Modul nicht schnell genug verringert werden kann. Dadurch wird die Kabelkapazität über den Demodulator zu langsam entladen und es entsteht eine deutliche Abweichung zwischen der Testspannung  $u_l$  und dem gewünschten sinusförmigen Verlauf. Für eine sinusförmige Testspannung der Form  $u_l = \hat{u}_l \sin(2\pi 0.1t)$  mit  $\hat{u}_l = 200 \text{ kVrms}$  und eine ohmsch-kapazitive Last von  $R_{l,g} = 300 \text{ M}\Omega$ ,  $C_l = 500 \text{ nF}$  ist diese Problematik in Abbildung 6.3 dargestellt. Ab dem 13-ten Modul (dem Schaltzeitpunkt  $t_{13}$ ) können sämtliche weiteren Module nicht mehr rechtzeitig eingeschaltet werden, da bei den entsprechenden Schaltzeitpunkten die maximal erlaubte Spannung pro Modul  $u_{dm,max}$  überschritten wird und damit die Bedingung (6.13) nicht erfüllt ist. Somit ergibt sich ein wesentlich größerer effektiver Entladewiderstand  $R_{dm}^{-,i}$  und folglich eine deutliche Abweichung zwischen der Testspannung  $u_l$  und dem

gewünschten sinusförmigen Verlauf.

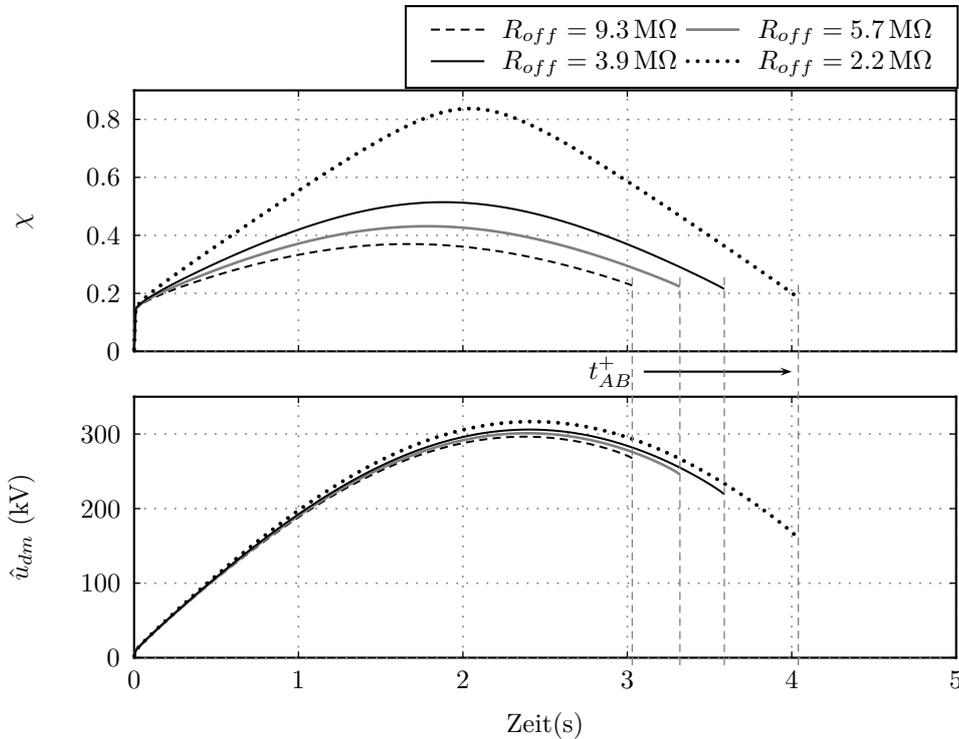


Abbildung 6.4: Einfluss des gesamten Entladewiderstands  $R_{off}$  auf die benötigte Pulsweite  $\chi$  für eine sinusförmige Testspannung der Form  $u_l = \hat{u}_l \sin(2\pi 0.1t)$  mit  $\hat{u}_l = 200$  kVrms und eine ohmsch-kapazitive Last von  $R_{l,g} = 300$  M $\Omega$ ,  $C_l = 500$  nF.

Um diese Abweichung zu vermeiden, könnten die Werte der Entladewiderstände der Demodulatormodule verringert und damit der gesamte wirksame Entladewiderstand  $R_{off}$  des Demodulators kleiner gewählt werden. Durch diese Verringerung des Entladewiderstands wird jedoch der Serienresonanzkreis stärker belastet, wodurch in den Ladephasen  $\mathbf{A}^\pm$  deutlich größere Pulsweiten  $\chi$  benötigt werden, um bei gleicher Lastkapazität den selben Verlauf der Testspannung  $u_l$  zu erhalten. Um diese Problematik besser zu veranschaulichen, sind in Abbildung 6.4 die Verläufe der benötigten Pulsweite  $\chi$  sowie die daraus resultierende Amplitude  $\hat{u}_{dm}$  der Demodulatorspannung für die in Abbildung 6.3 gezeigte Testspannung, die selbe ohmsch-kapazitive Last und verschiedene Entladewiderstände  $R_{off}$  dargestellt. Die Verläufe von  $\chi$  und  $\hat{u}_{dm}$  wurden dabei unter Verwendung von (6.6) - (6.10) mit  $I_{R_{dm},0}^c = 0$  und den Modellparametern aus Tabelle D.2 berechnet. Aus Abbildung 6.4 können zwei wesentliche Erkenntnisse gewonnen werden: Erstens verschiebt sich der Zeitpunkt  $t_{AB}^+$ , bei dem zwischen Lade- und Entladephase der Kabelkapazität gewechselt wird, durch die Verringerung von  $R_{off}$  deutlich nach rechts. Dies lässt sich sehr einfach mit der in Abschnitt 5.2 hergeleiteten

Gleichung (5.4) veranschaulichen. Durch Verringerung von  $R_{off}$  wird der Nenner des arctan in (5.4) größer, wodurch sich in weiterer Folge ein größerer Wert für  $t_{min}$  bzw.  $t_{AB}^+$  ergibt. Mit kleiner gewähltem Entladewiderstand  $R_{off}$  kann somit der Verlauf der Testspannung  $u_l$  deutlich länger nur durch Änderung der Resonanzkreisspannung bzw. der Demodulatorspannung eingestellt werden. Zweitens steigt bei zu starker Verringerung des Entladewiderstands die benötigte Pulsweite  $\chi$  der Leistungsmodulspannungen deutlich an, wodurch ein erhöhter Energieverbrauch entsteht. Da die Eingangsleistung des Prüfgenerators limitiert ist und der Energieverbrauch für einen mobilen Einsatz des Prüfgenerators so gering wie möglich gehalten werden soll, ist die Verringerung des Entladewiderstands keine akzeptable Lösung um den Bereich der zulässigen Kabelkapazitäten zu erweitern.

Im Folgenden wird deshalb untersucht, ob durch eine unterschiedliche Wahl der einzelnen Entladewiderstände der Wertebereich der maximalen Kabelkapazität entsprechend erweitert werden kann. Im Speziellen muss eine optimale Bestückung der Entladewiderstände derart berechnet werden, dass die benötigte Eingangsleistung nicht weiter erhöht wird. Zur Berechnung dieser optimalen Bestückung wird die Entladephase  $\mathbf{B}^+$  erneut genauer betrachtet. Aufgrund des sequentiellen Schaltens der Module ergeben sich  $N + 1$  einzelne Entladeabschnitte mit den darin wirksamen Entladewiderständen gemäß (6.12), siehe Abbildung 6.5. Das primäre Ziel der Optimierung ist nun, den integralen quadratischen Fehler zwischen der sinusförmigen Sollspannung  $u_l^d$  und der Istspannung  $u_l$  in jedem dieser Entladeabschnitte zu minimieren. Dies entspricht im Wesentlichen einer Minimierung des THD Werts der Testspannung  $u_l$ , welcher für sinusförmige Testspannungen gemäß [24] weniger als 5 % betragen muss. Ein weiteres Ziel stellt die Minimierung der benötigten Eingangsleistung dar, welche äquivalent zu einer Maximierung der Summe der Entladewiderstände  $\sum_{n=1}^N R_{off,n}$  ist (siehe Abbildung 6.4). Um diese Ziele zu erreichen, können die Schaltzeitpunkte  $t_i$  und die Werte der in den Entladeabschnitten wirksamen Entladewiderstände  $R_{dm}^{-,i}$  für  $i = 0, \dots, N$  entsprechend verändert werden.

Ausgehend von diesen Zielen kann das Optimierungsproblem

$$\min_{\mathbf{x}} \left( \int_{t_{AB}^+}^{\frac{T_{\Delta}}{2}} (u_l^d - u_l)^2 dt + \alpha \frac{1}{\sum_{n=1}^N R_{off,n}} \right) \quad (6.22)$$

mit der dynamischen Gleichungsbeschränkung (siehe (6.16))

$$\frac{d}{dt} u_l = -\frac{1}{C_{l,\Sigma}} \left( \frac{1}{R_{dm}^{-,i}} + \frac{1}{R_{l,g}} \right) u_l \approx -\frac{u_l}{R_{dm}^{-,i} C_{l,\Sigma}} \quad (6.23)$$

mit  $C_{l,\Sigma} = C_l + C_{dm}$  formuliert werden. In (6.22) stellt  $\alpha > 0$  einen zusätzlichen Gewichtungsfaktor dar und  $\mathbf{x}$  beschreibt den Vektor der Optimierungsvariablen, welcher sich aus den Schaltintervallen  $\Delta t_n = t_{n+1} - t_n$  mit  $0 \leq n \leq N - 1$  und den Entladewiderständen  $R_{off,n}$  der  $N$  Demodulatormodule zu

$$\mathbf{x}^T = [\Delta t_0 \quad \Delta t_1 \quad \dots \quad \Delta t_{N-1} \quad R_{off,1} \quad R_{off,2} \quad \dots \quad R_{off,N}] \quad (6.24)$$

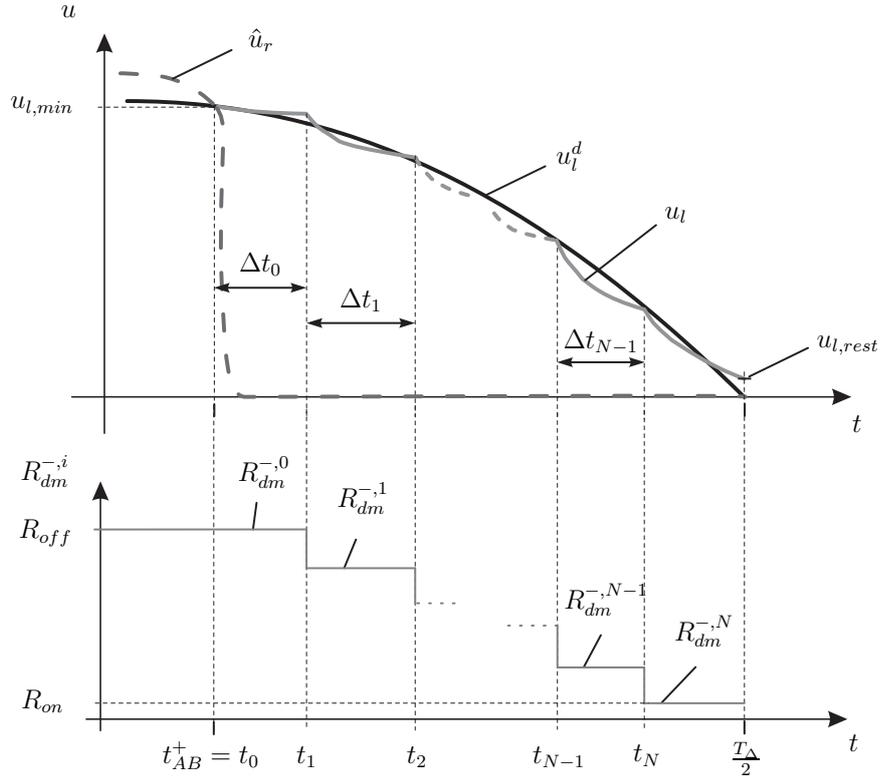


Abbildung 6.5: Darstellung der  $N + 1$  Entladeabschnitte in der Entladephase  $\mathbf{B}^+$  mit  $T_\Delta = \frac{2\pi}{\omega_\Delta}$ .

ergibt. Die Entladewiderstände  $R_{off,n}$  können direkt als Optimierungsvariablen verwendet werden, da die Ladewiderstände  $R_{on,n}$  bekannt und konstant sind und die effektiven Entladewiderstände  $R_{dm}^{-,n}$  gemäß (6.12) folglich nur noch durch Änderung der Entladewiderstände  $R_{off,n}$  beeinflusst werden.

Unterteilt man die Entladephase gemäß Abbildung 6.5 in einzelne Entladeabschnitte und berücksichtigt, dass die jeweiligen Entladewiderstände  $R_{dm}^{-,n}$  in diesen Abschnitten konstant sind, lässt sich die Spannung  $u_l$  analytisch in der Form

$$u_{l,n} = \begin{cases} u_{l,min} \exp\left(-\frac{t-t_{AB}^+}{R_{dm}^{-,0} C_{l,\Sigma}}\right) & \text{für } n = 0 \\ u_{l,min} \left(\prod_{i=0}^{n-1} \exp\left(-\frac{\Delta t_i}{R_{dm}^{-,i} C_{l,\Sigma}}\right)\right) \exp\left(-\frac{t-(t_{AB}^+ + \sum_{i=0}^{n-1} \Delta t_i)}{R_{dm}^{-,n} C_{l,\Sigma}}\right) & \text{für } n = 1, \dots, N \end{cases} \quad (6.25)$$

berechnen. Die Spannung  $u_{l,min}$  entspricht darin dem Spannungswert am Beginn der Entladephase  $\mathbf{B}^+$  (siehe Abbildung 6.5). Das Integral aus (6.22) kann schließlich mit der Testspannung  $u_{l,n}$  des  $n$ -ten Entladeabschnitts nach (6.25) zu

$$\int_{t_{AB}^+}^{\frac{T_\Delta}{2}} (u_l^d - u_l)^2 dt = \sum_{n=0}^N \int_{t_{AB}^+ + \sum_{i=0}^{n-1} \Delta t_i}^{t_{AB}^+ + \sum_{i=0}^n \Delta t_i} (u_l^d - u_{l,n})^2 dt \quad (6.26)$$

mit  $\Delta t_N = \frac{T_\Delta}{2} - t_N$  angeschrieben werden. Setzt man (6.26) und (6.25) in (6.22) ein, ergibt sich ein statisches Optimierungsproblem. Bei der Lösung dieses statischen Optimierungsproblems müssen folgende Beschränkungen berücksichtigt werden: Als Erstes muss bei der Lösung gewährleistet werden, dass sämtliche Module innerhalb der Entladephase, d.h. im Intervall  $t_{AB}^+ < t < \frac{T_\Delta}{2}$ , eingeschaltet werden. Dies kann durch die Beschränkung

$$\sum_{i=0}^{N-1} \Delta t_i \leq \frac{T_\Delta}{2} - t_{AB}^+ \quad (6.27)$$

berücksichtigt werden. Für die Werte der Entladewiderstände wird die Vorgabe

$$R_{off,n} \geq R_{off,n+1} \quad \text{für } n = 1, \dots, N-1 \quad (6.28)$$

getroffen. Dadurch wird gewährleistet, dass sich beim Schalten der Demodulatormodule in den Entladephasen eine definierte Schaltreihenfolge abhängig von den Entladewiderständen ergibt. Das Demodulatormodul mit dem größten Entladewiderstand wird als erstes geschaltet und das Modul mit dem kleinsten Widerstandswert wird am Ende der Entladephase eingeschaltet. Außerdem darf beim Schalten der Module die maximal zulässige Modulspannung  $u_{dm,max}$  nicht überschritten werden. Da die maximalen Spannungen an den Schaltzeitpunkten  $t_n$  auftreten und die Demodulatorwiderstände in einer abfallenden Reihenfolge gemäß (6.28) geordnet sind, kann diese Beschränkung für den Schaltzeitpunkt  $t_0$  mit  $R_{dm}^{-,0}$  aus (6.12) in der Form (siehe auch (6.13))

$$u_{l,min} \frac{R_{off,1}}{R_{dm}^{-,0}} \leq u_{dm,max} \quad (6.29)$$

angeschrieben werden. Für die restlichen Schaltzeitpunkte, d.h.  $t_n$  mit  $n = 1, \dots, N-1$ , muss

$$u_{l,min} \left( \prod_{i=0}^{n-1} \exp \left( -\frac{\Delta t_i}{R_{dm}^{-,i} C_{l,\Sigma}} \right) \right) \frac{R_{off,n+1}}{R_{dm}^{-,n}} \leq u_{dm,max} \quad (6.30)$$

gelten. Die Ungleichungsbeschränkung

$$R_{off} = \sum_{n=1}^N R_{off,n} \geq R_{off,min} \quad (6.31)$$

gewährleistet, dass der gesamte Entladewiderstand des Demodulators einen minimal zulässigen Wert  $R_{off,min}$  nicht unterschreitet.

Eine große Restspannung  $u_{l,rest}$  beim Umschalten zwischen den Halbwellen der Testspannung  $u_l$  führt zu erhöhten Entladeströmen und kann im schlimmsten Fall zu einer Beschädigung des Demodulators führen. Um dies zu vermeiden, wird eine weitere Beschränkung der Form

$$u_{l,N} \Big|_{t=\frac{T_\Delta}{2}} \leq u_{l,rest} \quad (6.32)$$

mit  $u_{l,N}$  aus (6.25) eingeführt. Durch die Beschränkungen

$$\begin{aligned} \Delta t_{min} &\leq \Delta t_i \\ R_{off,i,min} &\leq R_{off,i} \leq R_{off,i,max} \end{aligned} \quad (6.33)$$

werden die Optimierungsvariablen schließlich auf einen sinnvollen Wertebereich beschränkt.

Das statische Optimierungsproblem (6.22) mit (6.25) in (6.26) und den Beschränkungen (6.27)-(6.33) wurde schließlich mithilfe der MATLAB Funktion `fmincon` und dem Active-Set Algorithmus nach dem Vektor der unbekanntenen Optimierungsvariablen  $\mathbf{x}$  gelöst [5]. Abbildung 6.6 zeigt das numerische Ergebnis der Entladewiderstände  $R_{off,n}$  für eine kapazitive Last von  $C_l = 500$  nF, eine gewünschte sinusförmige Testspannung mit einer Amplitude von 200 kVrms, eine Testfrequenz  $\omega_\Delta = 2\pi \cdot 0.1$  rad/s,  $R_{on} = 25$  k $\Omega$ ,  $R_{off,min} = 9.3$  M $\Omega$ ,  $u_{dm,max} = 30$  kV,  $u_{l,rest} \leq 1$  kV und  $\alpha = 1$ . Der Gewichtungsfaktor  $\alpha$  wurde hier zu 1 gewählt, da für diesen Fall die bestmögliche Spannungsqualität erzielt wird. Der minimal gültige Entladewiderstand  $R_{off,min}$  des Demodulators wurde gezielt auf den Wert der ursprünglichen Verteilung gesetzt, damit in den Ladephasen  $\mathbf{A}^\pm$  die selbe maximale Eingangsleistung bzw. Pulsweite  $\chi$  benötigt wird.

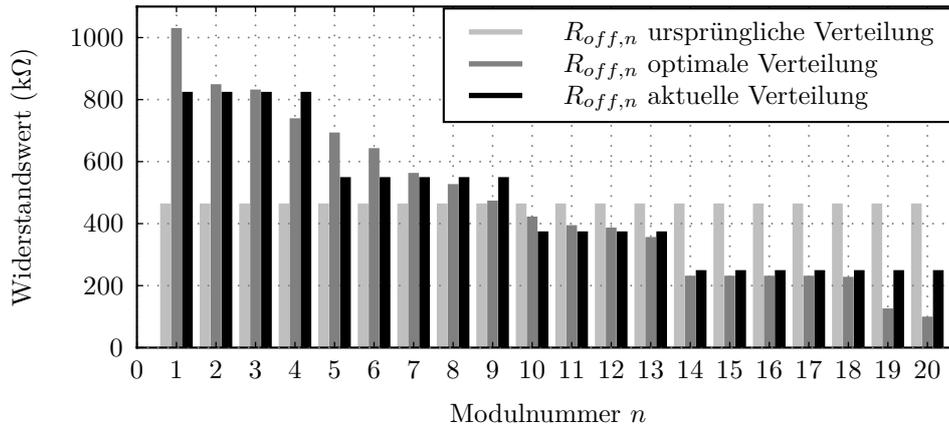


Abbildung 6.6: Vergleich der optimalen Entladewiderstände mit den ursprünglich gewählten Werten und den im Prototyp aktuell umgesetzten Entladewiderständen.

Die mithilfe des Optimierungsproblems bestimmten Entladewiderstände weisen eine abfallende Verteilung auf. Im Gegensatz zur ursprünglich gewählten Verteilung ermöglicht diese optimale Verteilung die Erzeugung einer sinusförmigen Testspannung ohne Verringerung des gesamten Entladewiderstands  $R_{off}$  im Demodulator. Die aus der optimalen Widerstandsverteilung resultierende Testspannung und die im Entladeabschnitt  $\mathbf{B}^+$  wirksamen Entladewiderstände  $R_{dm}^{-i}$  sind in Abbildung 6.7 dargestellt. Im Vergleich mit Abbildung 6.3 kann bei der

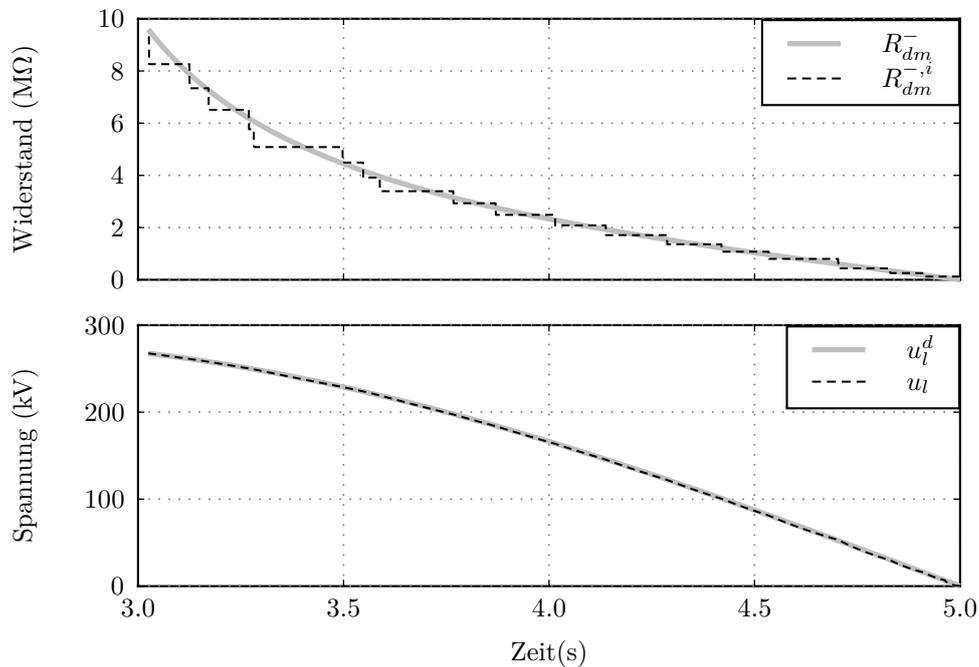


Abbildung 6.7: Approximation des Entladewiderstands sowie Ist- und Sollverlauf der Testspannung mit optimal berechneter Widerstandsverteilung und der für die Optimierung gewählten Testspannung sowie Lastkapazität.

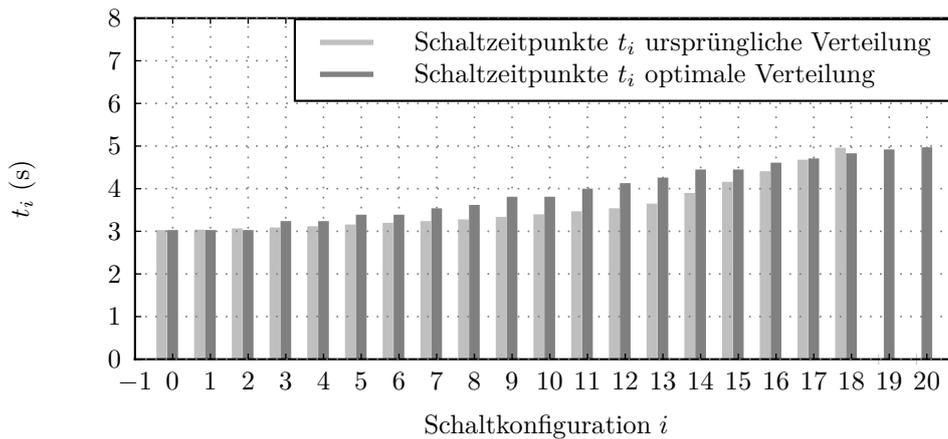


Abbildung 6.8: Vergleich der Schaltzeitpunkte  $t_i$  der optimal berechneten Widerstandsverteilung mit den Schaltzeitpunkten der ursprünglichen Verteilung.

optimalen Verteilung eine deutlich bessere Approximation des benötigten Entladewiderstands  $R_{dm}^-$  erzielt werden. Dies liegt unter anderem daran, dass bei der optimal berechneten Widerstandsverteilung sämtliche Module rechtzeitig in der Entladephase gezündet werden können. Um dies besser zu veranschaulichen, sind die resultierenden Schaltzeitpunkte  $t_i$  der ursprünglichen Widerstandsverteilung und die Zeitpunkte der optimalen Verteilung in Abbildung 6.8 gegenübergestellt. Darin zeigt sich deutlich, dass bei der ursprünglichen Verteilung die letzten beiden Module, d.h. Modul 19 und Modul 20, in der Entladephase nicht mehr eingeschaltet werden können. Dies liegt daran, dass sämtliche Module ab dem Schaltzeitpunkt  $t_{13}$  aufgrund der maximal zulässigen Spannungsfestigkeit nicht rechtzeitig eingeschaltet werden können und die Kabelkapazität über den Demodulator zu langsam entladen wird (vgl. Abbildung 6.3).

Das in diesem Abschnitt vorgestellte statische Optimierungsproblem ermöglicht eine systematische Berechnung der Entladewiderstände unter Berücksichtigung sämtlicher im System auftretender physikalischer Beschränkungen. Für den aktuellen Prototyp wurde eine Widerstandsverteilung für sinusförmige Testspannungen mit maximalen Amplituden bis zu 200 kV rms und einer maximalen Kabelkapazität von 500 nF berechnet. Die daraus gewonnenen theoretischen Widerstandswerte mussten schließlich für die Umsetzung am Prototyp durch entsprechende Normreihen-Widerstände approximiert werden. Da für die Entladewiderstände aufgrund der geforderten Leistung lediglich die E-6 Normreihe verwendet werden konnte, ergab sich für den Prototyp eine von der optimalen Lösung leicht abweichende Verteilung (siehe Abbildung 6.6). In Kapitel 7 wird sich in den Simulations- und Messergebnissen jedoch zeigen, dass trotz dieser Abweichung von den optimalen Entladewiderständen eine sehr gute Regelgüte erzielt werden kann.

---

## Validierung des Regelungskonzepts

---

In diesem Kapitel wird das in Kapitel 6 vorgestellte Regelungskonzept mithilfe von Simulationen und Messungen am VLF Prototyp validiert. In Abschnitt 7.1 wird das Regelungskonzept zunächst in verschiedenen Simulationen am vollständigen Modell aus Abschnitt 3.1 getestet. Dabei wird der Einfluss von Parameterschwankungen auf das Schätzergebnis von  $C_l$  analysiert und die Robustheit des Regelungskonzepts gegenüber Änderungen der Kabelkapazität oder der Testspannung gezeigt. Neben sinusförmigen Testspannungen werden auch Spannungen mit anderen Spannungsformen untersucht. Obwohl für die späteren Kabeltests bevorzugt sinusförmige Spannungen verwendet werden, sollen diese Simulationen die Robustheit des Regelungskonzepts gegenüber der Wahl der Spannungsform zeigen. Im Anschluss daran wird in Abschnitt 7.2 die Umsetzung des Regelungskonzepts am Prototyp gezeigt. Dabei wird zu Beginn kurz auf den Messaufbau und die Implementierung des Regelungskonzepts auf der Echtzeithardware eingegangen. Am Ende dieses Abschnitts werden verschiedene Messergebnisse gezeigt, welche für eine erste Beurteilung der Qualität der erzeugten Testspannung herangezogen werden.

### 7.1 Validierung durch Simulationsstudien

Dieser Abschnitt beschäftigt sich mit der Validierung des Regelungskonzepts mithilfe von verschiedenen Simulationsszenarien. Dazu wurde das Regelungskonzept inklusive des Schätzers für die Kabelkapazität in MATLAB/SIMULINK implementiert und am vollständigen Modell aus Abschnitt 3.1 getestet. Die verwendeten Reglerparameter und die Parameter des vollständigen Modells können den Tabellen D.3 und D.1 im Anhang D entnommen werden.

### 7.1.1 Validierung des Schätzalgorithmus

Dieser Abschnitt beschäftigt sich mit der Analyse des Schätzers für die unbekanntes Kabelkapazität  $C_l$ . Für die Messung der Testspannung  $u_l$  wurde im Schätzer eine Abtastzeit von  $T_m = 6$  ms gewählt. Der Schätzer wurde für zwei verschiedene Kapazitäten  $C_l = 1000$  nF und  $C_l = 250$  nF getestet. Zur Herleitung des Schätzers in Abschnitt 6.4 wurden die ohmschen Verluste des Testkabels vernachlässigt und der Lastwiderstand  $R_{l,g}$  auf den Widerstandswert  $R_t$  des ohmschen Ausgangsteilers gesetzt. Da sich der Wert des Lastwiderstands  $R_{l,g}$  aufgrund des Zustands der Kabelisolation im Betrieb jedoch leicht ändern kann, wurde in der Simulation für beide Kapazitäten neben dem nominellen Lastwiderstand mit  $R_{l,g} = 300$  M $\Omega$  auch eine Verringerung auf  $R_{l,g} = 100$  M $\Omega$  untersucht. Durch diese Verringerung in  $R_{l,g}$  kann ein Defekt in der Kabelisolation simuliert werden, d.h. eine Erhöhung des  $\tan \delta$  Werts des betrachteten Testkabels. Im Schätzalgorithmus wurde jedoch weiterhin angenommen, dass der ohmsche Verlustwiderstand des Kabels wesentlich größer als der Widerstand des ohmschen Ausgangsteilers ist und folglich vernachlässigt werden kann. Der Lastwiderstand  $R_{l,g}$  wurde im Schätzer deshalb konstant zu  $R_{l,g} = R_t = 300$  M $\Omega$  gewählt. Außerdem wurde der gemessenen Testspannung  $u_l$  in den Simulationen ein bandlimitiertes weißes Rauschen mit einer Rauschintensität von  $\left(\frac{\hat{u}_l}{100}\right)^2$  überlagert. Eine entsprechende Quantisierung der Testspannung mit 16 Bit durch die ADC Wandlung im Echtzeitsystem wurde ebenfalls berücksichtigt.

Die Ergebnisse der Schätzung sind in Tabelle 7.1 zusammengefasst. Darin zeigt sich, dass die relativ große Änderung in  $R_{l,g}$  lediglich zu einer geringen Abweichung im Schätzwert  $\hat{C}_l$  führt. Der Schätzfehler  $\tilde{C}_l$  wird hauptsächlich durch die Vereinfachung des Kapazitätsnetzwerks im Demodulator verursacht und steigt bei Verringerung der Kabelkapazität  $C_l$  an. Dennoch bleibt die maximale Abweichung der geschätzten Kapazität vom nominellen Wert in beiden Fällen unter 1.5%. Die Schätzung der Kabelkapazität wird im Regelungskonzept nicht zu Diagnosezwecken verwendet, sondern für die Berechnung der Vorsteuerungskomponente  $I_{R_{dm},0}^d$  nach (6.2) benötigt. Die erzielte Genauigkeit der Schätzung ist deshalb vollkommen ausreichend.

$C_l$	$\hat{C}_l$	$R_{l,g}$	$\tilde{C}_l$
1000 nF	999.6 nF	300 M $\Omega$	0.39 nF
1000 nF	999.3 nF	100 M $\Omega$	-0.68 nF
$C_l$	$\hat{C}_l$	$R_{l,g}$	$\tilde{C}_l$
250 nF	252.6 nF	300 M $\Omega$	-2.55 nF
250 nF	252.5 nF	100 M $\Omega$	-2.47 nF

Tabelle 7.1: Einfluss des Widerstands  $R_{l,g}$  auf die Genauigkeit der Kapazitätsschätzung.

### 7.1.2 Validierung der Regelung für sinusförmige Testspannungen

In diesem Abschnitt wird das Regelungskonzept für verschiedene sinusförmige Testspannungen und Kabelkapazitäten in Simulationen getestet. Mithilfe der durchgeführten Simulationen soll die Robustheit des Regelungskonzepts gegenüber Parameterschwankungen, Änderungen in der Amplitude und Frequenz der Testspannung sowie Änderungen der Kabelkapazität gezeigt werden. Die Messung der Testspannung  $u_l$  wurde in den Simulationen mit dem selben weißen Rauschen wie in Abschnitt 7.1.1 beaufschlagt. Anschließend wurde  $u_l$  durch einen Tiefpass mit der Grenzfrequenz  $f_g = 20$  Hz gefiltert, um eine möglichst glatte Messung für die Regelung zu erhalten.

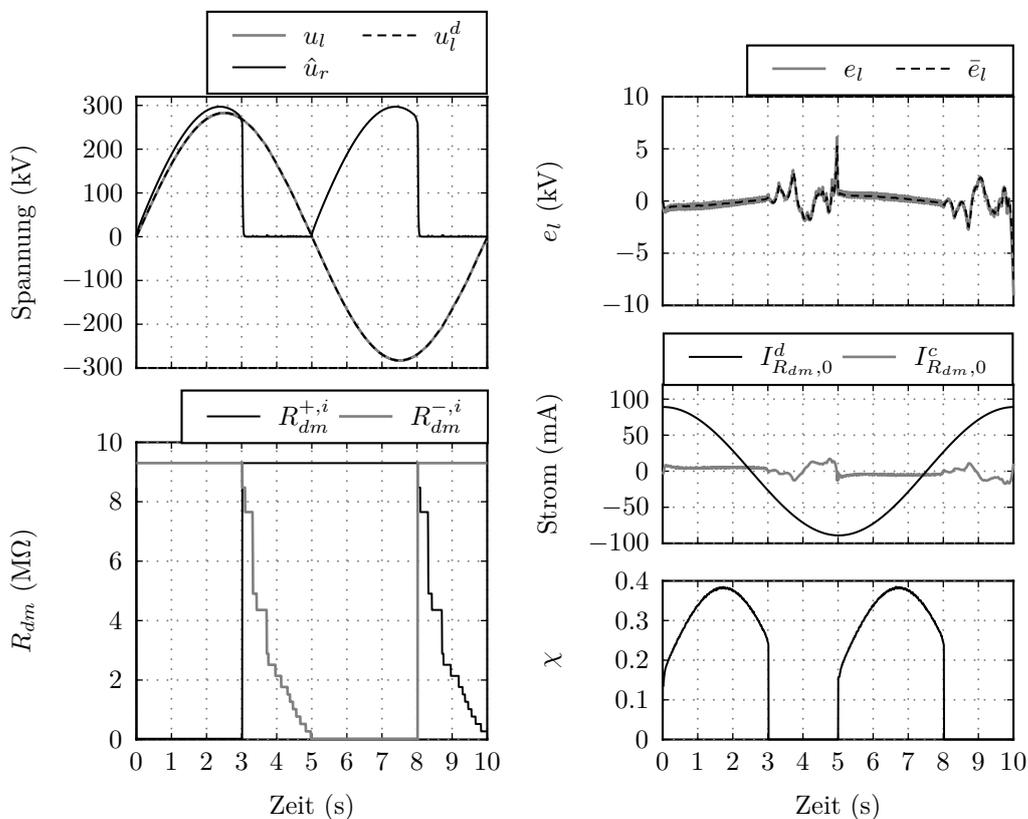


Abbildung 7.1: Simulationsergebnis für eine sinusförmige Testspannung  $u_l^d = \hat{u}_l^d \sin(2\pi 0.1t)$  mit  $\hat{u}_l^d = 200$  kVrms und eine ohmsch-kapazitive Last von  $R_{l,g} = 300$  MΩ und  $C_l = 500$  nF.

In der ersten Simulation wurde das Regelungskonzept für die maximal zulässige sinusförmige Testspannung mit einer Amplitude von 200 kV rms, einer Testfrequenz von  $\omega_\Delta = 2\pi 0.1$  rad/s und einer ohmsch-kapazitiven Last von  $R_{l,g} = 300$  MΩ und  $C_l = 500$  nF getestet. Die resultierenden Verläufe der Testspannung

und die benötigten Stellgrößen sind in Abbildung 7.1 dargestellt. Betrachtet man den Verlauf der Testspannung  $u_l$  und den zugehörigen Ausgangsfehler  $e_l$ , zeigt sich, dass durch die Regelung ein sehr gutes Führungsverhalten erzielt werden kann. Da die hochfrequenten Anteile der Resonanzkreisspannung über das Kapazitätsnetzwerk und die Ladezweige im Demodulator auf den Ausgang des Prüfgenerators gekoppelt werden, weist die Testspannung  $u_l$  eine leichte Spannungswelligkeit auf. Die Größe dieser Welligkeit hängt von den Werten der Demodulatorkapazitäten, den parasitären Streukapazitäten im Demodulator sowie der Größe der Kabelkapazität ab. Da auf den Verlauf der Nullkomponente  $U_{l,0}$  der Testspannung  $u_l$  geregelt wird, ist neben dem Ausgangsfehler  $e_l$  noch der über eine Periode von  $\omega_r$  gemittelte Ausgangsfehler  $\bar{e}_l$  dargestellt. Der Steuerungsanteil  $I_{R_{dm},0}^d$  der virtuellen Stellgröße  $I_{R_{dm},0}$  weist wie zu erwarten einen kosinusförmigen Verlauf auf. In den Ladephasen  $\mathbf{A}^\pm$  stellt sich neben  $I_{R_{dm},0}^d$  auch ein geringer Regelungsanteil  $I_{R_{dm},0}^c$  ein. Dieser wird benötigt, um den Einfluss des Kapazitätsnetzwerks und der Energiegewinnungsschaltung auf den effektiven Entladewiderstand des Demodulators zu kompensieren. In den Entladephase ergibt sich wegen des sequentiellen Schaltens der Demodulatormodule ein größerer Ausgangsfehler  $e_l$  als in den Ladephasen, weshalb der Regler in diesen Phasen auch mehr Regelungsanteil  $I_{R_{dm},0}^c$  liefert. Im unteren Teil von Abbildung 7.1 sind die Stellgrößen  $\chi$ ,  $R_{dm}^+$  und  $R_{dm}^-$  des Prüfgenerators dargestellt. Aufgrund des symmetrischen Aufbaus des Prüfgenerators sind die Verläufe der effektiven Demodulatorwiderstände  $R_{dm}^{+,i}$  und  $R_{dm}^{-,i}$  in den Entladephase  $\mathbf{B}^\pm$  identisch. Die Amplitudenmodulation der Resonanzkreisspannung  $u_r$  in den Ladephasen  $\mathbf{A}^\pm$  wird, wie in Abbildung 7.1 schön zu sehen ist, durch eine gezielte Modulation der Pulsweite  $\chi$  erzeugt.

Um den Einfluss der Energiegewinnungsschaltung auf den effektiven Entladewiderstand des Demodulators nach (3.18) und folglich auf die Regelung der Testspannung deutlicher darzustellen, wurde eine zweite Simulation mit einer reduzierten Amplitude von 35 kVrms, der selben Testfrequenz und der selben ohmsch-kapazitiven Last durchgeführt. Das Ergebnis dieser Simulation ist in Abbildung 7.2 dargestellt. Aufgrund der reduzierten Amplitude wird in dieser Simulation deutlich weniger Stellgröße  $I_{R_{dm},0}^d$  zum Laden der Kabelkapazität benötigt. Außerdem verschieben sich die Umschaltzeitpunkte  $t_{AB}^\pm$  zwischen den Lade- und Entladephase im Vergleich zur ersten Simulation mit maximaler Spannungsamplitude jeweils um etwa 0.2 s nach rechts. Dies liegt daran, dass durch die Energiegewinnungsschaltung der effektive Entladewiderstand gemäß (3.18) reduziert wird und die Testspannung  $u_l$  damit länger nur durch Änderung der Pulsweite  $\chi$ , ohne aktive Ansteuerung der Demodulatormodule, geregelt werden kann. Diese zeitliche Verschiebung der Umschaltpunkte zwischen den Regelphasen wurde bereits in Abschnitt 6.5 im Detail diskutiert (siehe dazu Abbildung 6.4).

Um den Einfluss ungenauer Systemparameter auf die Regelung der Testspannung untersuchen zu können, wurden zwei weitere Simulationen durchgeführt. Die Amplitude der Testspannung sowie die Testfrequenz wurden dabei wie in der ersten Simulation in Abbildung 7.1 gewählt, jedoch wurden dem Regler einmal

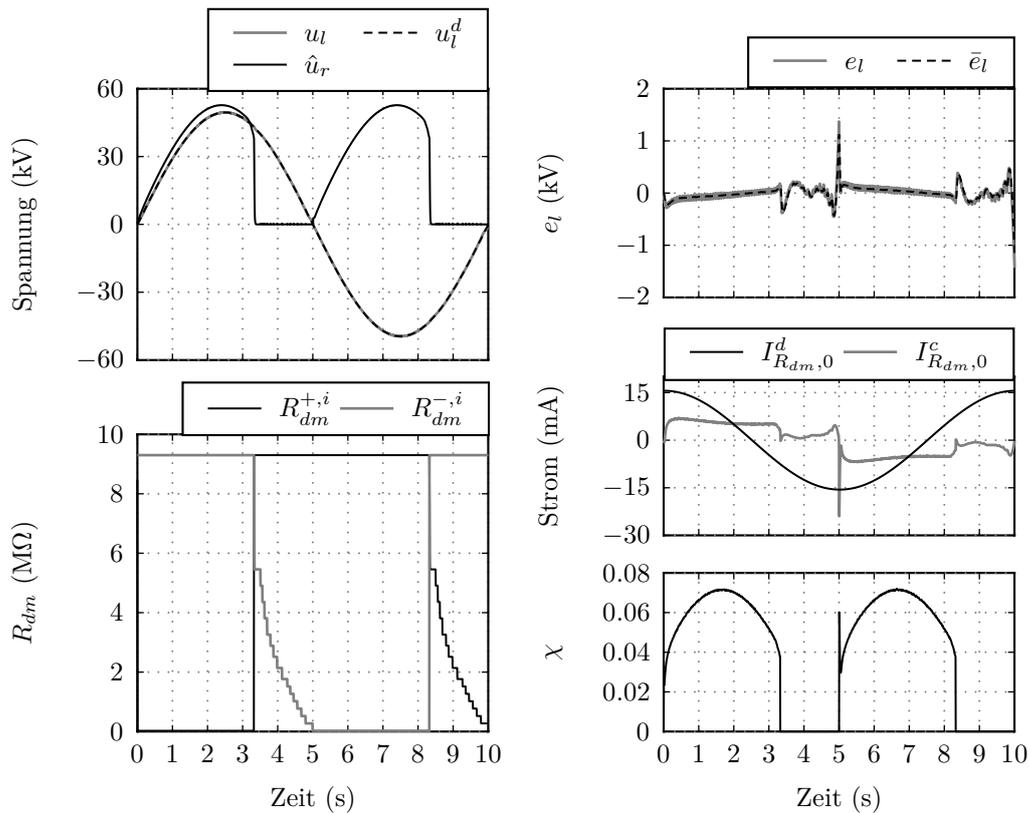


Abbildung 7.2: Simulationsergebnis für eine sinusförmige Testspannung  $u_l^d = \hat{u}_l^d \sin(2\pi 0.1t)$  mit  $\hat{u}_l^d = 35 \text{ kVrms}$  und eine ohmsch-kapazitive Last von  $R_{l,g} = 300 \text{ M}\Omega$  und  $C_l = 500 \text{ nF}$ .

ein zu hoher Wert des Lastwiderstands  $R_{l,g}$  und einmal ein zu niedriger Wert der Kabelkapazität  $C_l$  übergeben. Das Simulationsergebnis mit zu hohem Widerstandswert ist in Abbildung 7.3 dargestellt. Dabei wurde im Regler der nominelle Wert des Lastwiderstands mit  $R_{l,g} = 300 \text{ M}\Omega$  angenommen, während im Simulationsmodell ein Wert von  $R_{l,g} = 200 \text{ M}\Omega$  verwendet wurde. Vergleicht man die resultierenden Verläufe mit den Ergebnissen der ersten Simulation in Abbildung 7.1 ist kein wesentlicher Unterschied zu erkennen. Dies liegt daran, dass der reduzierte Wert von  $200 \text{ M}\Omega$  noch immer deutlich größer ist als der Wert des gesamten Entladewiderstands  $R_{off}$  des Demodulators. Somit ist der Strom durch  $R_{l,g}$  weiterhin vernachlässigbar klein im Vergleich zum Strom  $I_{R_{dm},0}$  durch den ohmschen Teil des Demodulators und hat daher kaum Einfluss auf die Regelung der Testspannung.

In einer weiteren Simulation wurde untersucht, wie sich ein durch den Schätzer falsch bestimmter Kapazitätswert auf die Regelung und folglich die Qualität der Testspannung  $u_l$  auswirkt. Dazu wurde dem Regler eine Kabelkapazität von  $C_l = 400 \text{ nF}$  übergeben und im Simulationsmodell eine um  $100 \text{ nF}$  größere Kapazität von  $C_l = 500 \text{ nF}$  verwendet. Wie in Abschnitt 7.1.1 gezeigt wurde, liefert der

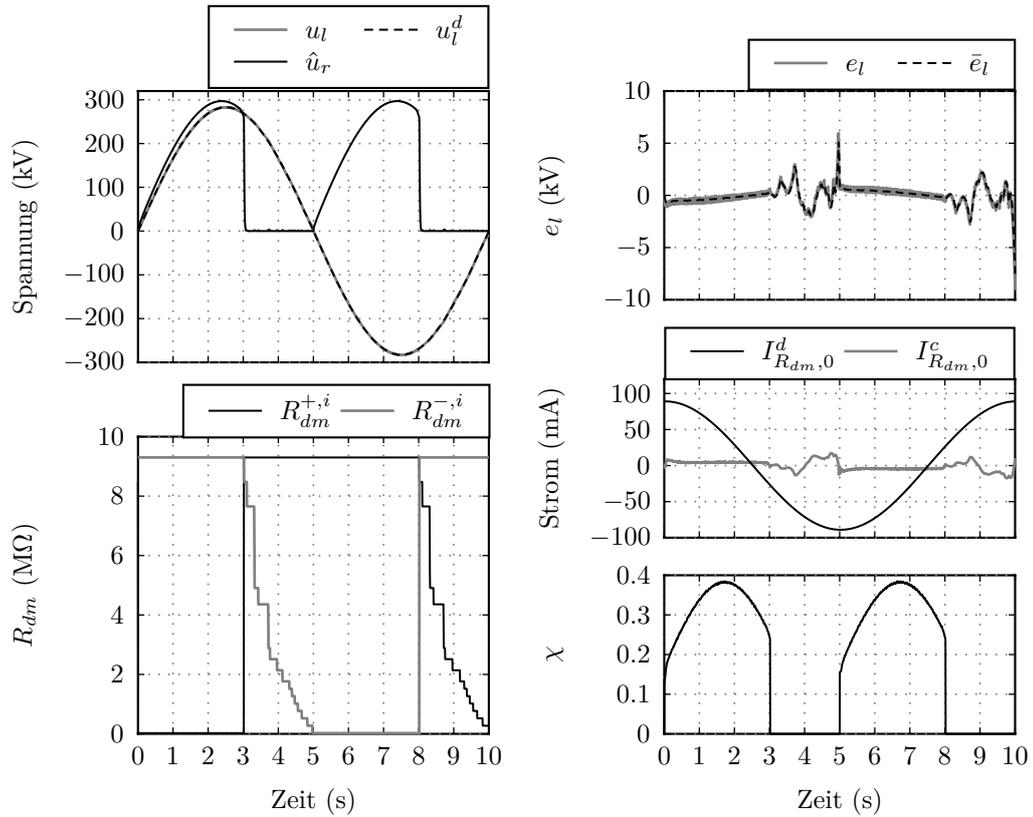


Abbildung 7.3: Einfluss eines zu hohen Werts von  $R_{l,g}$  auf die Regelung der Testspannung.

Schätzalgorithmus wesentlich genauere Schätzergebnisse, weshalb die simulierte Abweichung von 100 nF keinen für den späteren Betrieb relevanten Fall darstellt. Es soll jedoch trotzdem untersucht werden, ob die Regelung eine derart hohe Abweichung von der realen Kabelkapazität ausgleichen kann. Die Amplitude und Frequenz der Testspannung wurden wie in der vorherigen Simulation gewählt und der Lastwiderstand  $R_{l,g}$  wurde auf den nominellen Wert von  $R_{l,g} = 300 \text{ M}\Omega$  gesetzt. Die resultierenden Verläufe der Testspannung und die benötigten Stellgrößen sind in Abbildung 7.4 dargestellt. Da der Regler eine kleinere Kabelkapazität erwartet, wird durch die Vorsteuerung ein entsprechend geringerer Strom  $I_{R_{dm},0}^d$  berechnet (vergleiche dazu  $I_{R_{dm},0}^d$  in Abbildung 7.1). Folglich wird in den Ladephasen  $\mathbf{A}^\pm$  deutlich mehr Regelanteil  $I_{R_{dm},0}^c$  benötigt, um die gewünschte sinusförmige Testspannung am Ausgang des Prüfgenerators zu erhalten. Auch in den Verläufen der effektiven Entladewiderstände ist im Vergleich mit Abbildung 7.1 eine merkbare Abweichung in den Schaltzeitpunkten zu erkennen. Dies liegt daran, dass sich die größere Kabelkapazität langsamer über den Demodulator entlädt, weshalb die Regelung entsprechend mehr virtuelle Stellgröße  $I_{R_{dm},0}^c$  liefert und folglich die Schaltzeitpunkte der Demodulatormodule korrigiert werden.

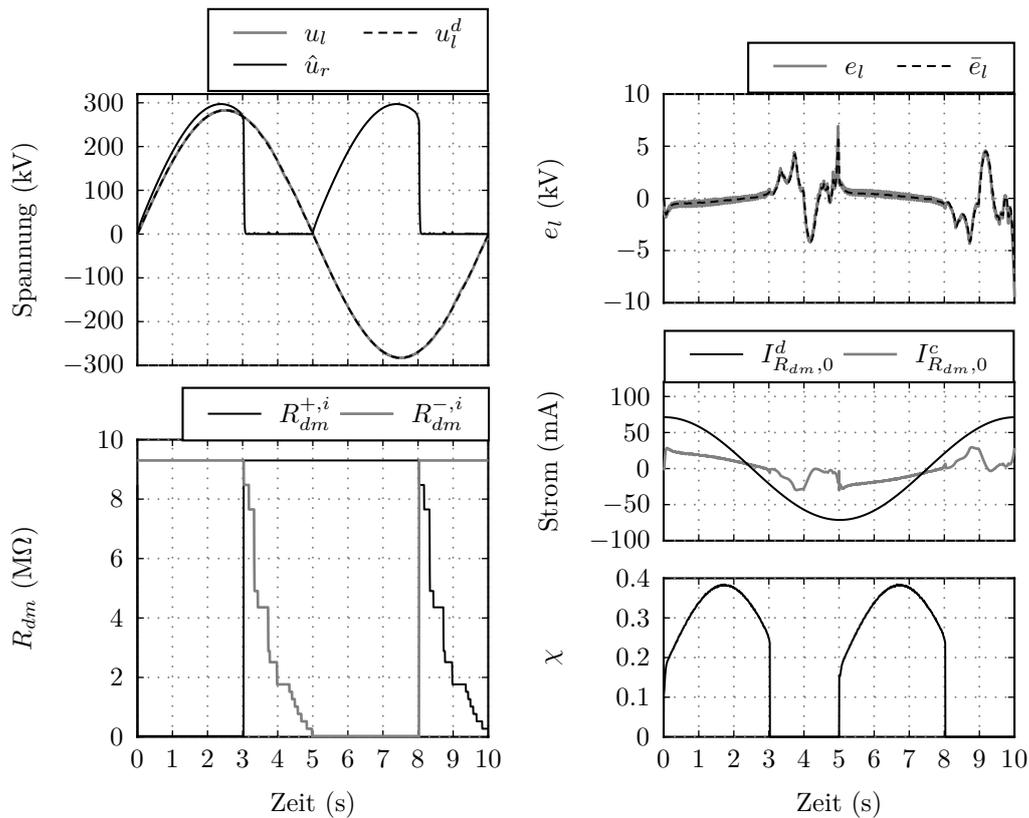


Abbildung 7.4: Einfluss eines falschen Werts von  $C_l$  auf die Regelung der Testspannung.

Das Ergebnis dieser Simulation zeigt, dass auch relativ große Abweichungen in der Kabelkapazität durch die Regelung sehr gut kompensiert werden und damit auch in diesem Fall ein sinusförmiger Verlauf der Testspannung gewährleistet wird.

In den bisherigen Simulationen wurde die Testfrequenz konstant auf  $\omega_\Delta = 2\pi 0.1$  Hz gehalten. Um die Robustheit des Regelungskonzepts gegenüber Änderungen in der Testfrequenz analysieren zu können, wurden weitere Simulationen für unterschiedliche Testfrequenzen durchgeführt. Neben einer Änderung der Testfrequenz wurden in diesen Simulationen zusätzlich die Amplitude der Testspannung sowie die Werte der Kabelkapazitäten variiert. Die Simulationsergebnisse sind in Abbildung 7.5 zusammengefasst. Mithilfe der Regelung kann in sämtlichen Testfällen ein sehr gutes Führungsverhalten realisiert werden. Durch das sequentielle Schalten der Demodulormodule kommt es in den Entladephasen zwar zu einer geringen Abweichung vom gewünschten sinusförmigen Verlauf. Der dadurch resultierende Ausgangsfehler  $e_l$  ist jedoch in allen Fällen vernachlässigbar klein im Vergleich zur Amplitude der Testspannung.

Am Ende dieses Abschnitts wird noch der Fall untersucht, dass das Test-

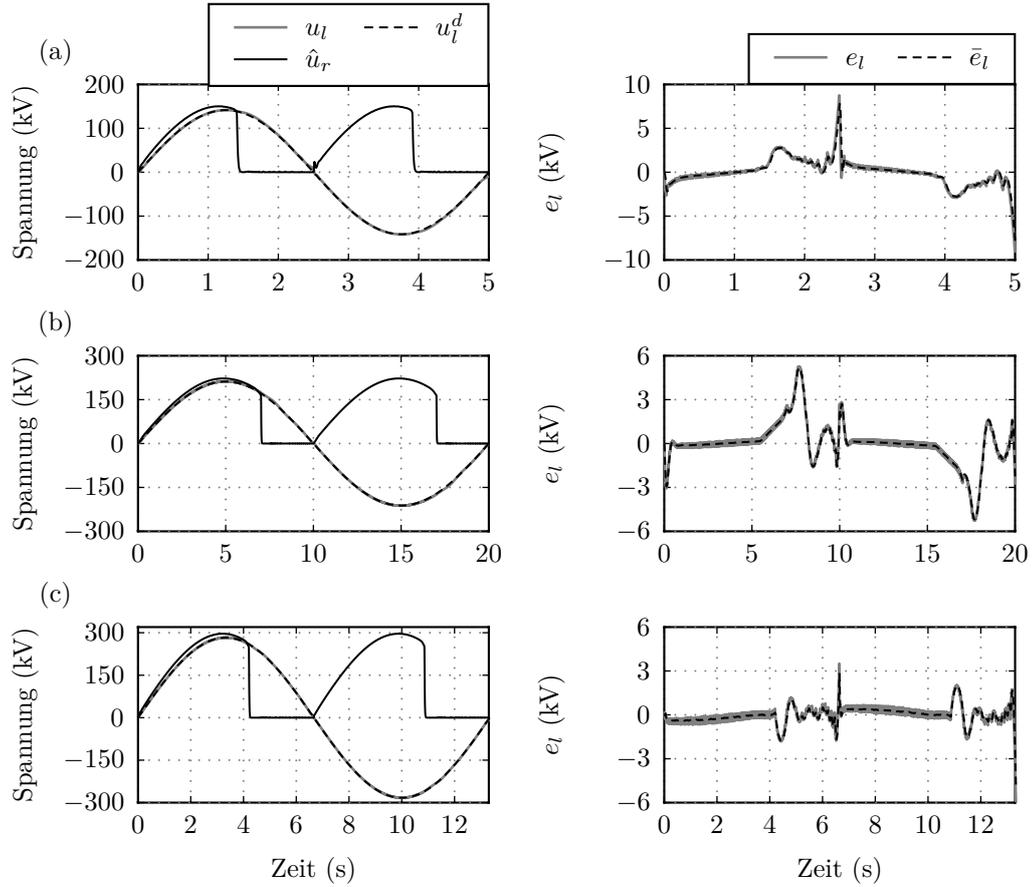


Abbildung 7.5: Simulationsergebnisse: (a)  $\hat{u}_l^d = 100 \text{ kVrms}$ ,  $\omega_\Delta = 2\pi \cdot 0.2 \text{ rad/s}$ ,  $R_{l,g} = 300 \text{ M}\Omega$ ,  $C_l = 125 \text{ nF}$ , (b)  $\hat{u}_l^d = 150 \text{ kVrms}$ ,  $\omega_\Delta = 2\pi \cdot 0.05 \text{ rad/s}$ ,  $R_{l,g} = 300 \text{ M}\Omega$ ,  $C_l = 125 \text{ nF}$ , (c)  $\hat{u}_l^d = 200 \text{ kVrms}$ ,  $\omega_\Delta = 2\pi \cdot 0.075 \text{ rad/s}$ ,  $R_{l,g} = 300 \text{ M}\Omega$ ,  $C_l = 650 \text{ nF}$ .

kabel, d.h. die Kabelkapazität  $C_l$ , in den Entladephase nicht schnell genug entladen wird. Dazu wurde eine weitere Simulation mit einer Kabelkapazität von  $C_l = 760 \text{ nF}$  und einer sinusförmigen Testspannung  $u_l^d = \hat{u}_l^d \sin(2\pi \cdot 0.1t)$  mit  $\hat{u}_l^d = 180 \text{ kVrms}$  durchgeführt. Das Ergebnis dieser Simulation ist in Abbildung 7.6 dargestellt. Die Testspannung  $u_l$  weist beim Umschalten von der positiven auf die negative Halbwelle eine Restspannung von ca. 8 kV auf. Diese Restspannung entsteht, da der effektive Entladewiderstand  $R_{dm}^{-,i}$  in der Entladephase  $\mathbf{B}^+$  aufgrund der maximal erlaubten Modulspannung  $u_{dm,max}$  (6.13) nicht schnell genug verringert werden kann. Dies wird deutlich bei direktem Vergleich des theoretisch benötigten Entladewiderstands  $R_{dm}^{-,i}$  und des approximierten Werts  $R_{dm}^{-,i}$  in Abbildung 7.6. Beim Umschalten von der Regelung über den Demodulatorwiderstand in Phase  $\mathbf{B}^\pm$  auf die Regelung mit der Pulsweite  $\chi$  des Leistungsmoduls führt diese hohe Restspannung zu großen Werten (Spitzen) von  $\chi$  und folglich zu sehr großen Strömen in den Halbbrücken des Leistungsmoduls. Um das Leis-

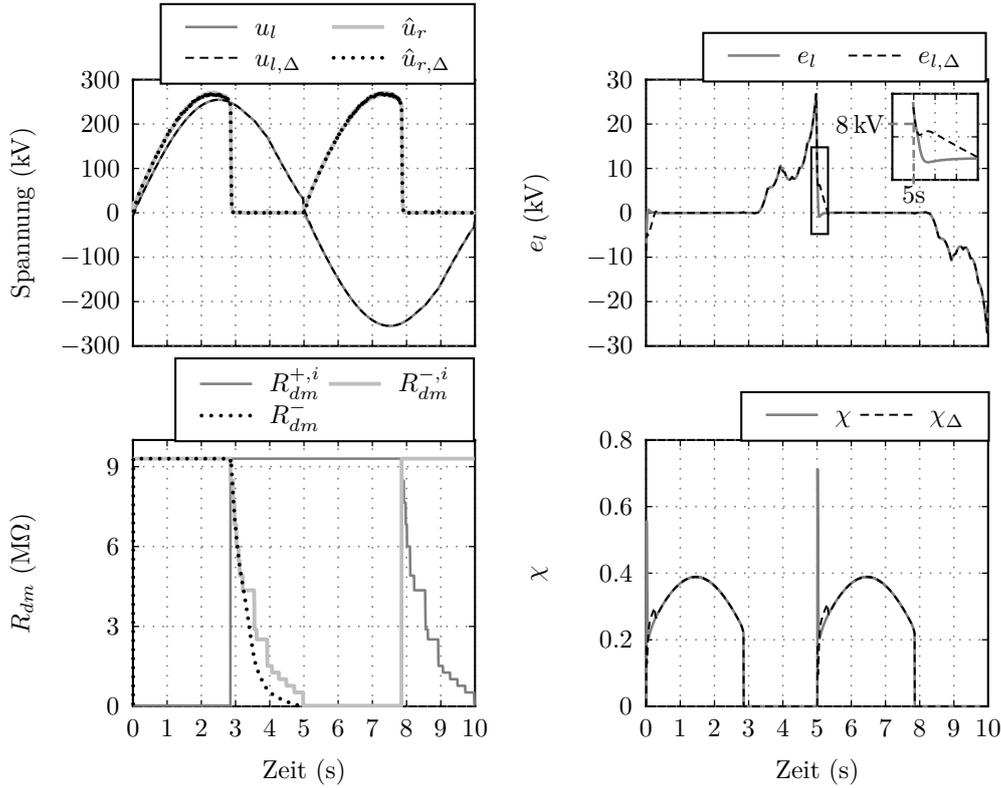


Abbildung 7.6: Simulationsergebnis für eine sinusförmige Testspannung  $u_l^d = \hat{u}_l^d \sin(2\pi 0.1t)$  mit  $\hat{u}_l^d = 180 \text{ kVrms}$ , eine ohmsch-kapazitive Last von  $R_{l,g} = 300 \text{ M}\Omega$ ,  $C_l = 760 \text{ nF}$  und  $K_{\Delta} = 25000$ .

tungsmodul vor möglichen Defekten zu schützen, wird deshalb im Prototyp eine automatische Abschaltung des Systems durchgeführt. Da eine derartige Abschaltung im normalen Prüfbetrieb inakzeptabel ist, müssen diese hohen Spitzen in der Pulsweite vermieden werden. Eine mögliche Lösung wäre, die Werte der Reglerparameter  $k_I$  und  $k_P$  zu verringern und damit den Regler langsamer zu machen. Da diese Lösung jedoch auch die Störunterdrückung des Reglers verschlechtert, wird im Folgenden eine alternative empirische Lösung vorgestellt. Der Ausgangsfehler  $e_l$  des Regelkreises wird beim Umschalten zwischen den Halbwellen der Testspannung zu

$$e_{l,\Delta} = e_l - \Delta e_l \quad (7.1)$$

abgeändert. Wird beim Umschalten zwischen den Halbwellen der Fehler  $\Delta e_l$  auf  $\Delta e_l = e_l$  gesetzt, so wird gewährleistet, dass die Pulsweite  $\chi$  entsprechend glatt verläuft. Ausgehend von diesem Wert wird  $\Delta e_l$  durch

$$\Delta e_{l,k+1} = \begin{cases} \Delta e_{l,k} - K_{\Delta} T_a \text{sign}(e_{l,k}), & \text{für } |\Delta e_{l,k}| > K_{\Delta} T_a \\ 0 & \text{sonst,} \end{cases} \quad (7.2)$$

langsam gegen Null geführt. Darin bezeichnet  $T_a$  die Abtastzeit des Reglers und der Parameter  $K_\Delta$  kann abhängig von der Höhe der Restspannung und der gewünschten Testfrequenz  $\omega_\Delta$  gewählt werden. Das Simulationsergebnis der Regelung mit modifiziertem Ausgangsfehler gemäß (7.1) ist ebenfalls in Abbildung 7.6 dargestellt, wobei der Index „ $\Delta$ “ die resultierenden Verläufe mit dieser Modifikation kennzeichnet. Durch diese Maßnahme wird die Spitze in der Pulsweite  $\chi$  vollständig entfernt. Für die Umsetzung des Regelungskonzepts am Prototyp wird deshalb der modifizierte Ausgangsfehler nach (7.1) verwendet.

### 7.1.3 Nicht-sinusförmige Testspannungen

Obwohl für den späteren Prüfbetrieb sinusförmige Testspannungen bevorzugt eingesetzt werden, soll das Regelungskonzept in diesem Abschnitt für eine nicht-sinusförmige Spannung simulativ getestet werden. Die mathematische Beschreibung der verwendeten Spannungsform kann im Anhang C nachgelesen werden.

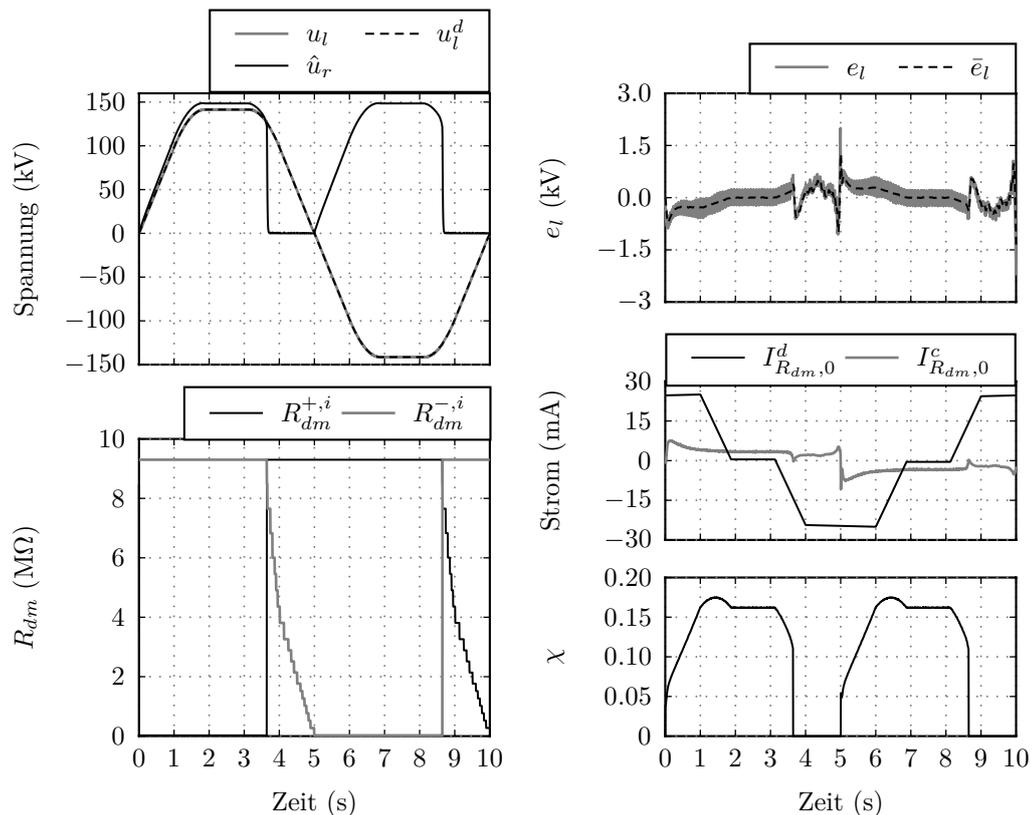


Abbildung 7.7: Simulationsergebnis für eine nicht-sinusförmige Testspannung nach Anhang C mit einer maximalen Amplitude von  $\hat{u}_l^d = 140$  kV, einer Testfrequenz von  $\omega_\Delta = 2\pi \cdot 0.1$  rad/s und eine ohmsch-kapazitive Last von  $R_{l,g} = 300$  M $\Omega$  und  $C_l = 250$  nF.

Abbildung 7.7 zeigt das Simulationsergebnis für eine derartige Spannungsform mit einer maximalen Amplitude von 140 kV, einer Testfrequenz von  $\omega_{\Delta} = 2\pi 0.1 \text{ rad/s}$  und einer ohmsch-kapazitiven Last von  $R_{l,g} = 300 \text{ M}\Omega$  und  $C_l = 250 \text{ nF}$ . Auch bei dieser Form der Testspannung kann eine sehr gute Regelgüte erzielt werden. Aufgrund des sequentiellen Schaltens der Demodulatoremodule entsteht in den Entladephasen der Kabelkapazität eine geringe Abweichung vom gewünschten Sollverlauf. Diese Abweichung ist jedoch vernachlässigbar klein im Vergleich zur maximalen Amplitude der gewünschten Testspannung. Die Bestimmung der Umschaltpunkte zwischen den Regelphasen liefert auch für diese nicht-sinusförmige Testspannung ein sehr robustes Ergebnis. Außerdem kann durch diese Simulation gezeigt werden, dass die Berechnung des Vorsteuerungsanteils  $I_{R_{dm},0}^d$  und folglich die Bestimmung der Pulsweite  $\chi$  in den Regelphasen  $\mathbf{A}^{\pm}$  ebenfalls nicht an eine bestimmte Form der Testspannung gebunden ist. Dies ermöglicht einen sehr flexiblen Einsatz des betrachteten Prüfgenerators in verschiedenen Kabeldiagnosetests wie etwa Stehspannungs- oder Teilentladungsprüfungen.

## 7.2 Validierung des Regelungskonzepts am Prototyp

Dieser Abschnitt beschäftigt sich mit der Validierung des Regelungskonzepts am VLF Prüfgenerator Prototyp. Als Erstes wird dazu in Abschnitt 7.2.1 kurz auf den Messaufbau und die Implementierung der Regelung auf dem Echtzeitsystem eingegangen. Anschließend werden in Abschnitt 7.2.2 verschiedene am Prototyp durchgeführte Messungen gezeigt, welche eine Beurteilung der praktischen Realisierbarkeit des Regelungskonzepts ermöglichen.

### 7.2.1 Messaufbau und Implementierung

Zur Validierung des Regelungskonzepts am VLF Prototyp wurden die Regler- und Schätzalgorithmen auf einem dSPACE MICROAUTOBOX II Echtzeitsystem implementiert. Die Abtastzeit des Reglers wurde dabei mit  $T_a = 3 \text{ ms}$  festgelegt und die Schätzung der Kabelkapazität wurde mit einer Abtastzeit von  $T_m = 6 \text{ ms}$  implementiert. Zur Durchführung der Messungen wurde wiederum der in Abbildung 4.1 dargestellte Messaufbau verwendet, welcher bereits zur Parametrierung des vollständigen mathematischen Modells eingesetzt wurde. Zur Unterdrückung von Störungen in den Messsignalen wurden erneut Differenzverstärkerschaltungen verwendet. Für die Umsetzung des Regelungskonzepts muss lediglich die Testspannung am Ausgang des Prüfgenerators gemessen werden. Die zusätzliche Messung der Resonanzkreisspannung wird lediglich dazu verwendet, um mögliche Fehlerfälle im Prüfbetrieb detektieren zu können. Die Testspannung  $u_l$  wurde mithilfe des internen ohmschen Widerstandsteilers und des externen kapazitiven Teilers gemessen. Da im späteren Prüfbetrieb lediglich der interne

Messteiler zur Verfügung steht, wurde diese Messgröße für die Regelung herangezogen. Die zusätzliche Messung mit dem externen Teiler wird verwendet, um die Qualität der Regelung bzw. der generierten Testspannung besser beurteilen zu können. Um Störungen in der Messung von  $u_l$  bestmöglich zu unterdrücken, wurde das Messsignal noch mit einem Tiefpass mit der Grenzfrequenz von  $f_g = 20$  Hz gefiltert. Zum Emulieren der verschiedenen Kabelkapazitäten wurden die in Abbildung 4.1 gezeigten Hochspannungskondensatoren eingesetzt. Die Kommunikation zwischen dem dSPACE System und dem VLF Prototyp wurde mithilfe von zwei seriellen Schnittstellen realisiert. Die Daten zwischen dem dSPACE System und dem Leistungsmodul wurden über einen CAN Bus 2.0 bei einer Datenrate von 250 kBd übertragen. Das zum Schalten der Thyristoren benötigte Steuersignal wurde von der Regelung über eine SPI Schnittstelle mit einer Datenrate von 115 kBd an einen optischen Verteiler gesendet, welcher die Steuersignale über Lichtwellenleiter an die Zündschaltungen der jeweiligen Demodulatorplatinen weiterleitete.

### 7.2.2 Messergebnisse

In diesem Abschnitt werden Messergebnisse des Regelungskonzepts am Prototyp gezeigt. Die durchgeführten Messungen sollen die Robustheit des Regelungskonzepts gegenüber Parameterschwankungen, Änderungen in der Amplitude und Frequenz der Testspannung sowie Änderungen in der Kabelkapazität zeigen. Da in Kabeldiagnostiktests bevorzugt sinusförmige Testspannungen verwendet werden, sind am Prüfstand lediglich Messungen für diese Spannungsform durchgeführt worden. Die in den Versuchen verwendeten Reglerparameter und Abtastzeiten sind in Tabelle D.3 im Anhang D zusammengefasst.

Abbildung 7.8 zeigt das Ergebnis einer Messung mit reiner Vorsteuerung, d.h. der Regelanteil  $I_{R_{dm},0}^c$  wurde dabei zu Null gesetzt. Die Testspannung wurde mithilfe des internen ohmschen Teilers und dem externen kapazitiven Teiler gemessen. Diese Messgrößen sind im Folgenden mit  $u_l$  und  $u_{l,kap}$  gekennzeichnet. Die Lastkapazität wurde in dieser Messung zu  $C_l = 125$  nF gewählt und die gewünschte sinusförmige Testspannung wurde zu  $u_l^d = \hat{u}_l^d \sin(2\pi 0.1t)$  mit  $\hat{u}_l^d = 60$  kVrms vorgegeben. Aufgrund der reinen Vorsteuerung ergibt sich eine Abweichung der Testspannung vom gewünschten sinusförmigen Verlauf. Diese Abweichung entsteht, da die Vorsteuerung auf Basis des Hüllkurvenmodells entwickelt wurde und dieses Modell nicht sämtliche Eigenschaften des vollständigen mathematischen Modells abbildet. Im Speziellen wird der Einfluss des Kapazitätsnetzwerks im Demodulator sowie der Einfluss der Energiegewinnungsschaltung auf den effektiven Entladewiderstand in diesem Modell nicht erfasst. Außerdem weisen die Verläufe der Testspannung  $u_l$  sowie der Einhüllenden der Resonanzkreisspannung eine geringe Welligkeit auf. Diese Welligkeit wird von den Energiegewinnungsschaltungen der einzelnen Demodulatorplatinen verursacht und ist bei kleinen Lastkapazitäten und Spannungsamplituden stärker ausgeprägt. Trotzdem zeigt

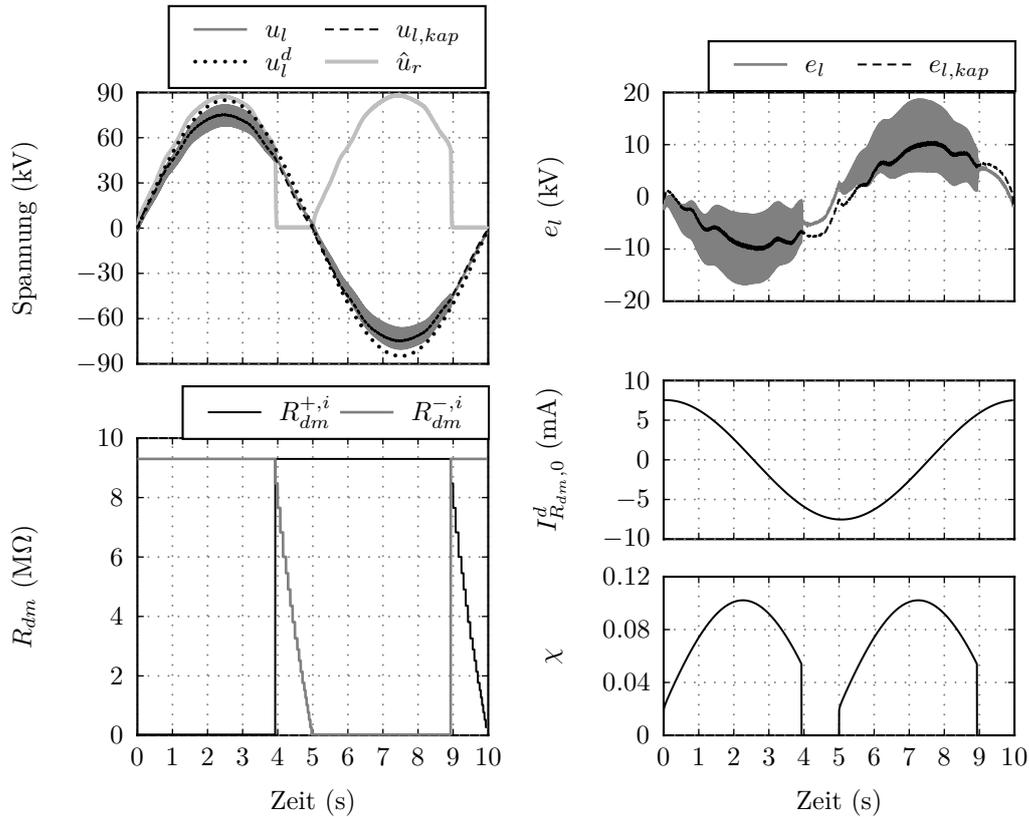


Abbildung 7.8: Messergebnis bei reiner Vorsteuerung für eine sinusförmige Testspannung  $u_l^d = \hat{u}_l^d \sin(2\pi 0.1t)$  mit  $\hat{u}_l^d = 60 \text{ kVrms}$  und eine geschätzte Kabelkapazität von  $\hat{C}_l = 120.5 \text{ nF}$ .

dieses Messergebnis, dass mithilfe der Vorsteuerung bereits ein gutes Ergebnis erzielt werden kann.

In einer zweiten Messung wurde das Regelungskonzept für dieselbe Lastkapazität von  $C_l = 125 \text{ nF}$  wie im Fall mit reiner Vorsteuerung getestet. Die Testfrequenz wurde dabei erneut zu  $\omega_\Delta = 2\pi 0.1 \text{ rad/s}$  vorgegeben und die Amplitude der sinusförmigen Testspannung wurde zu  $\hat{u}_l^d = 65 \text{ kVrms}$  gewählt. Das Ergebnis dieser Messung ist in Abbildung 7.9 dargestellt. Aufgrund der Tiefpasscharakteristik des Hochspannungsanschlusskabels, welches den Ausgang des Prüfgenerators mit den Hochspannungskapazitäten verbindet, ist  $u_{l,kap}$  wesentlich glatter als  $u_l$ . Der relativ große hochfrequente Anteil in der Messgröße  $u_l$  entsteht durch eine kapazitive Kopplung der Resonanzkreisspannung  $u_r$  über parasitäre Kapazitäten im ohmschen Widerstandsteiler. Da diese Kopplung durch den derzeitigen Aufbau des Prüfgenerators bedingt ist und die Größe dieses hochfrequenten Spannungsanteils in  $u_l$  durch die Regelung nicht beeinflusst werden kann, wird im Folgenden  $u_{l,kap}$  zur Beurteilung der Spannungsqualität verwendet. Der Vorsteuerungsanteil  $I_{R_{dm},0}^d$  der virtuellen Stellgröße  $I_{R_{dm},0}$  weist, wie zu erwarten, einen kosinusförmigen

gen Verlauf auf. Der Regelanteil  $I_{R_{dm},0}^c$  wird benötigt, um Modellungenauigkeiten und den Einfluss der Energiegewinnungsschaltung auf den effektiven Entladewiderstand zu kompensieren. Durch die späte Umschaltung zwischen den Lade- und Entladephasen und die hohen Spannungsamplituden werden die Demodulatormodule in dieser Messung ausreichend mit Energie versorgt, wodurch in den Entladephasen sämtliche Demodulatormodule eingeschaltet werden können. Dies zeigt sich in der sehr geringen Restspannung in den Nulldurchgängen der Testspannung  $u_l$ . Im Gegensatz zum Fall mit reiner Vorsteuerung kann bei dieser Messung mit Hilfe der Regelung ein sehr gutes Führungsverhalten und ein THD Wert der Testspannung von unter 1 % erzielt werden. Die Berechnung des THD Werts kann im Anhang A gefunden werden. Die derart bestimmten Werte werden in dieser Arbeit lediglich als erste Abschätzung der erzeugten Spannungsqualität verwendet. Für eine exakte Beurteilung der Qualität der Testspannung  $u_l$  müsste eine genormte Messeinrichtung, wie etwa in [3] gezeigt, verwendet werden. Die Kabelkapazität wurde in dieser Messung auf  $\hat{C}_l = 120.5 \text{ nF}$  geschätzt.

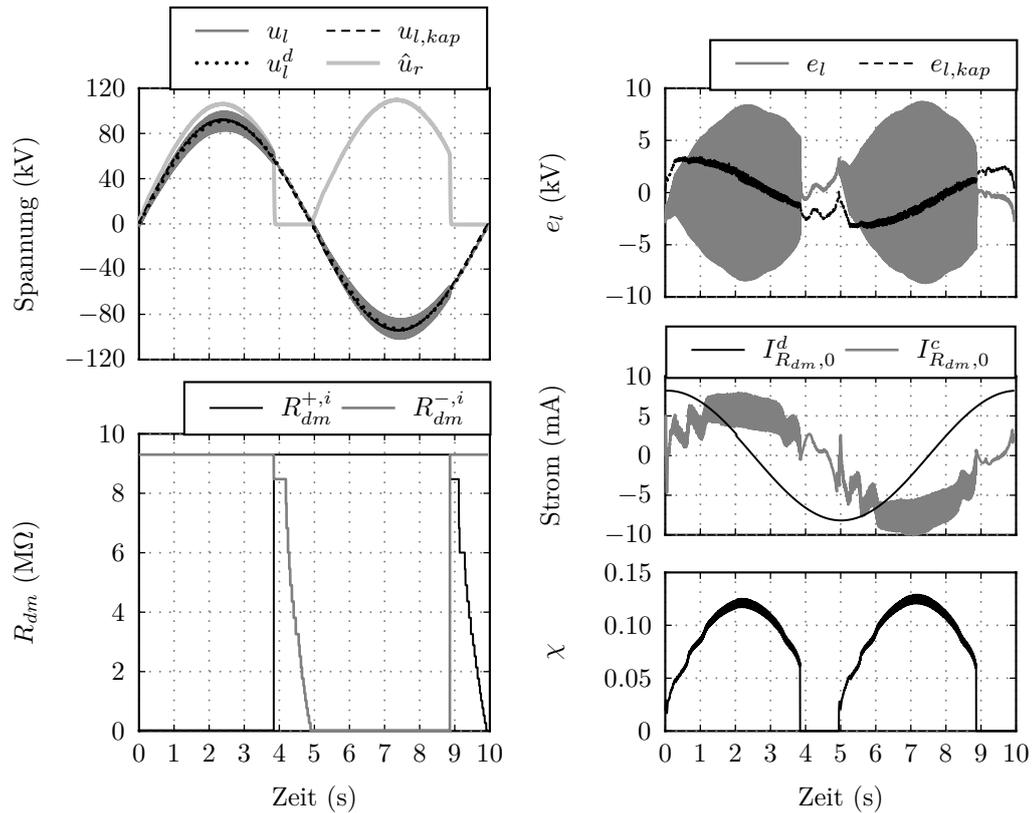


Abbildung 7.9: Messergebnis für eine sinusförmige Testspannung  $u_l^d = \hat{u}_l^d \sin(2\pi 0.1t)$  mit  $\hat{u}_l^d = 65 \text{ kVrms}$  und eine geschätzte Kabelkapazität von  $\hat{C}_l = 120.5 \text{ nF}$ .

In einer weiteren Messung wurde das Regelungskonzept für eine sinusförmige

Testspannung mit einer Amplitude von  $\hat{u}_l^d = 35 \text{ kVrms}$ , eine gewünschte Testfrequenz von  $\omega_\Delta = 2\pi 0.1 \text{ rad/s}$  und eine Kabelkapazität von  $C_l = 500 \text{ nF}$  getestet. Der Lastwiderstand  $R_{l,g}$  wurde auf den Wert des internen ohmschen Teilers gesetzt. Die Schätzung der Kabelkapazität ergab in dieser Messung einen Wert von  $\hat{C}_l = 504.8 \text{ nF}$ . Die resultierenden Verläufe der Testspannung  $u_l$  und die positive Einhüllende der Resonanzkreisspannung  $u_r$  sind in Abbildung 7.10 dargestellt. Aus den Verläufen von  $u_l$  und  $u_{l,kap}$  und den zugehörigen Ausgangsfehlern  $e_l$  und

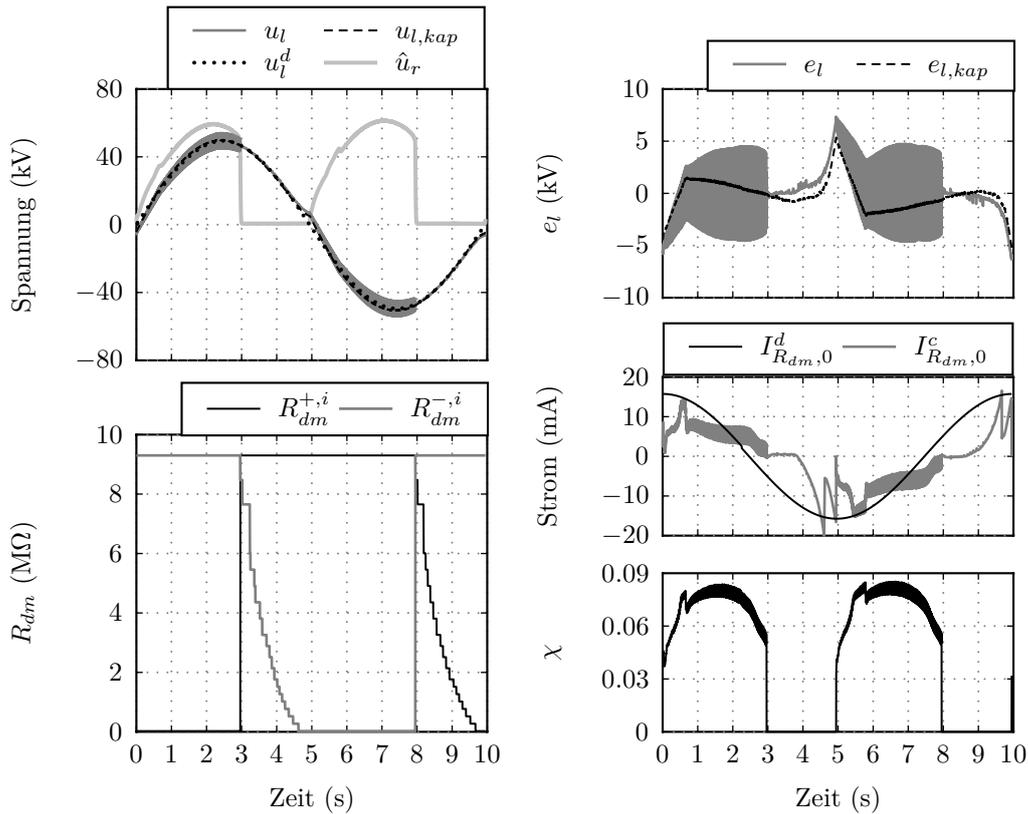


Abbildung 7.10: Messergebnis für eine sinusförmige Testspannung  $u_l^d = \hat{u}_l^d \sin(2\pi 0.1t)$  mit  $\hat{u}_l^d = 35 \text{ kVrms}$  und eine geschätzte Kabelkapazität von  $\hat{C}_l = 504.8 \text{ nF}$ .

$e_{l,kap}$  zeigt sich, dass mithilfe des Regelungskonzepts ein sehr gutes Führungsverhalten über annähernd die gesamte Periode der gewünschten Testspannung  $u_l^d$  erzeugt werden kann. Der Fehler in der Testspannung wird im Wesentlichen durch den hochfrequenten Spannungsanteil in der Ladephase der Kabelkapazität  $C_l$  bestimmt. Die Größe dieses hochfrequenten Anteils ist, wie bereits erwähnt, durch den derzeitigen Hardwareaufbau des Prototyps bestimmt und kann nur durch entsprechende Umbaumaßnahmen wie etwa zusätzliche Abschirmungen im internen Widerstandsteiler verringert werden. Bei dieser Messung werden in den Entladephasen die letzten Demodulatoremodule nicht vollständig eingeschaltet.

Dadurch kann die Kabelkapazität über den Demodulator nicht schnell genug entladen werden und es entsteht eine geringe Restspannung beim Umschalten zwischen den Halbwellen. Dieses unerwünschte Schaltverhalten tritt auf, da die Energiegewinnungsschaltung nicht genug Energie zum Schalten der Thyristoren gewinnen kann. Dies liegt an den geringen Amplituden der Resonanzkreisspannung und am Umstand, dass durch die Regelung die Resonanzkreisspannung in den Entladephasen auf Null gesetzt wird und folglich in diesen Phasen keine weitere Energie zum Schalten der Thyristoren gewonnen wird.<sup>1</sup> Dieses Problem zeigt sich vor allem bei geringeren Amplituden der Resonanzkreisspannung bzw. der Testspannung  $u_l$  und tritt bei entsprechend größeren Amplituden nicht weiter auf. Trotz der erhöhten Restspannung in den Nulldurchgängen kann in dieser Messung eine sinusförmige Testspannung mit einem THD Wert von ca. 3.7% erzeugt werden. Damit wird der vorgeschriebene Maximalwert von 5% für sinusförmige Testspannungen klar unterschritten.

In Abbildung 7.11 sind die Ergebnisse von drei weiteren Messungen dargestellt. In diesen Messungen wurden neben der Lastkapazität  $C_l$  und der Amplitude  $\hat{u}_l$  der sinusförmigen Testspannung auch die Testfrequenz  $\omega_\Delta$  deutlich verändert. Auch in diesen Fällen wird eine sehr gute Qualität der Testspannung mit THD Werten unter 2% erzielt. Dieses Ergebnis unterstreicht die Robustheit des Regelungskonzepts gegenüber Änderungen der Lastkapazität, d.h. des zu testenden Hochspannungskabels, und gegenüber Änderungen der Parameter der gewünschten sinusförmigen Testspannung.

Zusammenfassend zeigen die Messergebnisse, dass durch das Regelungskonzept eine sehr gute Regelgüte für einen relativ großen kapazitiven Lastbereich erzielt werden kann. Der Einfluss der Energiegewinnungsschaltung in den Ladephasen der Kabelkapazität wird durch die Regelung sehr gut kompensiert. Außerdem wird in sämtlichen Testfällen eine sehr hohe Qualität der Testspannung mit THD Werten unter den geforderten 5% für sinusförmige VLF Testspannungen [24] erzielt. Der derzeitige Hardwareaufbau des Demodulators begrenzt jedoch die erzielbare Genauigkeit bzw. Qualität der Testspannung sowie die maximal mögliche Lastkapazität. Aus diesem Grund wird in Kapitel 8 ein verbessertes Hardwarekonzept des Demodulators vorgestellt, welches die Qualität der erzeugten Testspannung erhöht und gleichzeitig ein Testen von deutlich längeren Hochspannungskabeln, d.h. größeren Kabelkapazitäten, ermöglicht.

---

<sup>1</sup>Aufgrund der limitierten Spannungsfestigkeit der verwendeten Hochspannungskondensatoren konnte die Amplitude der Testspannung in den Messungen nicht weiter erhöht werden.

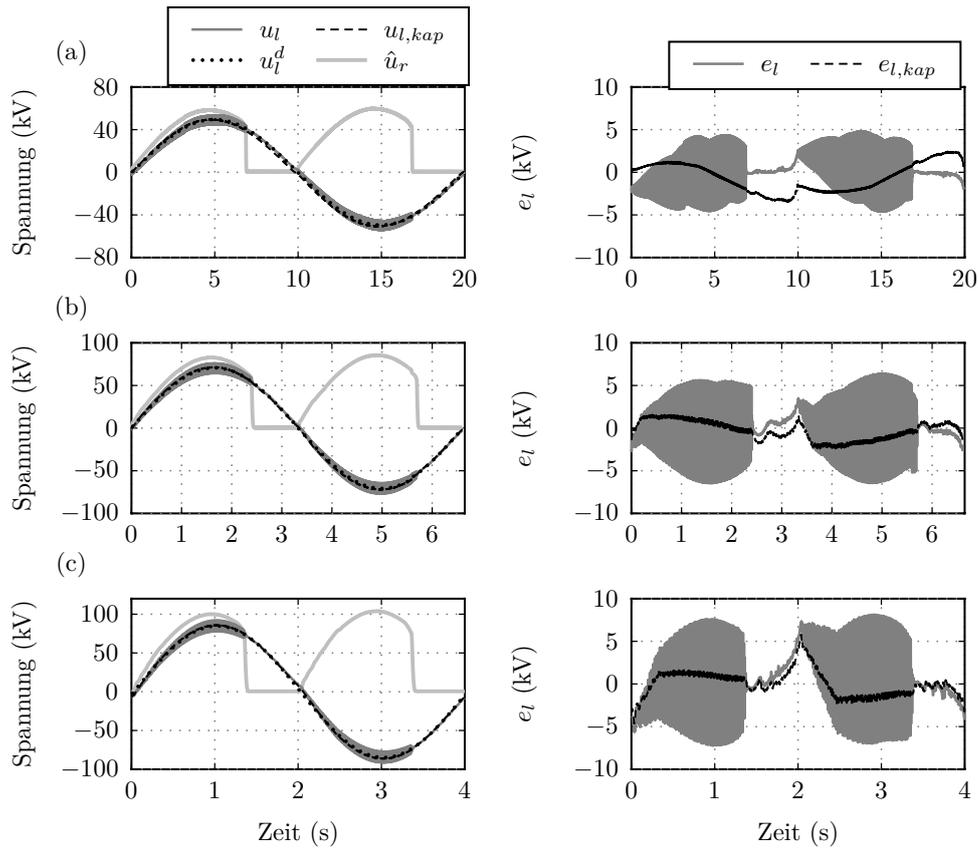


Abbildung 7.11: Messergebnisse: (a)  $\hat{u}_l^d = 35 \text{ kVrms}$ ,  $\omega_\Delta = 2\pi 0.05 \text{ rad/s}$ ,  $C_l = 500 \text{ nF}$ ,  $\hat{C}_l = 504 \text{ nF}$ , (b)  $\hat{u}_l^d = 50 \text{ kVrms}$ ,  $\omega_\Delta = 2\pi 0.15 \text{ rad/s}$ ,  $C_l = 125 \text{ nF}$ ,  $\hat{C}_l = 120 \text{ nF}$ , (c)  $\hat{u}_l^d = 65 \text{ kVrms}$ ,  $\omega_\Delta = 2\pi 0.25 \text{ rad/s}$ ,  $C_l = 125 \text{ nF}$ ,  $\hat{C}_l = 120 \text{ nF}$ .



---

### Verbesserte Demodulatorvariante

---

In Kapitel 7 wurde in Simulationen und Messungen am Prototyp gezeigt, dass durch das in dieser Arbeit entwickelte Regelungskonzept eine sehr gute Qualität der erzeugten Testspannung erzielt werden kann. Mithilfe einer detaillierten Analyse des Prüfgenerators konnte jedoch festgestellt werden, dass der aktuelle Aufbau des Prototyps, vor allem der Aufbau des Demodulators, gewisse Einschränkungen im Testbetrieb zur Folge hat. Der modulare Aufbau ermöglicht zwar auf der einen Seite eine sehr einfache Anpassung des Prüfgenerators an größere Testspannungen, da lediglich die Modulanzahl erhöht werden muss. Auf der anderen Seite beschränkt dieser modulare Aufbau und die aktuelle schaltungstechnische Realisierung der Lade- und Entladezweige des Demodulators die maximal möglichen Kabelkapazitäten. Mithilfe einer optimierten Verteilung der Entladewiderstände aus Abschnitt 6.5 kann zwar der Bereich der möglichen Kabelkapazitäten deutlich erweitert werden. Um aber Kapazitäten größer  $1\ \mu\text{F}$  testen zu können, ist es im aktuellen Prototyp unumgänglich, die Werte der Entladewiderstände im Demodulator stark zu verringern. Diese Verringerung der Widerstandswerte führt jedoch in weiterer Folge zu einem erhöhten Leistungsverbrauch des Prüfgenerators und stellt damit für einen erfolgreichen mobilen Einsatz des Prüfgenerators keine akzeptable Lösung dar. Eine weitere Einschränkung ergibt sich in Hinblick auf die erreichbare Qualität der Testspannung in den Entladephasen der Kabelkapazität. Der Grund dafür liegt in den verwendeten Schaltelementen im Demodulator und die dadurch stark eingeschränkten Schaltmöglichkeiten der Module. Da als Schaltelemente einfache Hochspannungsthyristoren verwendet werden, können diese lediglich durch Anlegen einer negativen Spannung am Gate gezielt gesperrt werden. Dies führt dazu, dass im aktuellen Prototyp lediglich ein sequentielles Schalten der Demodulatormodule möglich ist und außerdem jedes Modul nur einmal pro Entladephase eingeschaltet werden kann. Bei den aktuell  $N = 20$

verbauten Modulen können daher nur 21 verschiedene Entladewiderstände zum Entladen der Kabelkapazitäten eingestellt und damit nur eine beschränkte Genauigkeit in der Testspannung erreicht werden. In den verschiedenen Messungen am Prototyp zeigte sich außerdem, dass die durch die Energiegewinnungsschaltung gewonnene Energie, welche zum Schalten der Thyristoren benötigt wird, bei zu geringen Testspannungen und größeren Kabelkapazitäten nicht ausreicht, um sämtliche Module in den Entladephasen vollständig einzuschalten.

In diesem Kapitel wird deshalb eine verbesserte Demodulatorvariante vorgeschlagen, welche die Einschränkungen des aktuellen Prototyps behebt und gleichzeitig die Qualität der Testspannung verbessert. In Abschnitt 8.1 wird der Aufbau dieser verbesserten Variante genauer beschrieben und auf die Dimensionierung und die Wahl der verwendeten Bauteile näher eingegangen. Anschließend werden in Abschnitt 8.2 mehrere Simulationsergebnisse gezeigt, welche einen direkten Vergleich zwischen dem aktuellen Prototyp und dem Prüfgenerator mit verbessertem Demodulator ermöglichen.

## 8.1 Demodulator mit schaltbaren Entladewiderständen

Der modulare Aufbau des aktuell verwendeten Demodulators wird in der verbesserten Variante weiterhin beibehalten, jedoch wird jedes Demodulatormodul um zwei schaltbare Entladewiderstände (Entladezweige) erweitert, siehe Abbildung 8.1. Die Werte der Entladewiderstände werden für alle  $N$  Demodulatormodule identisch gewählt und es gilt  $R_{off,1,n} > R_{off,2,n} > R_{off,3,n} \gg R_{on,n}$ . Statt der

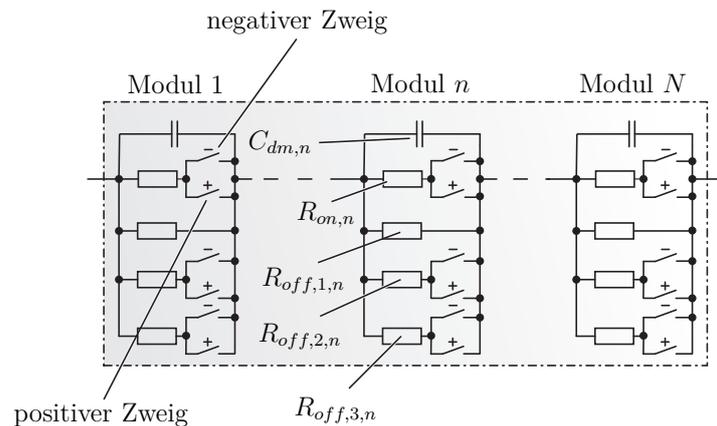


Abbildung 8.1: Prinzipieller Aufbau der verbesserten Demodulatorvariante mit schaltbaren Entladewiderständen.

aktuell verwendeten Hochspannungsthyristoren werden in dieser Demodulatorvariante Hochspannungs-IGBTs oder MOSFETs als Schaltelemente eingesetzt,

wodurch ein beliebiges Ein- und Ausschalten der Demodulatormodule bzw. der jeweiligen Lade- und Entladezweige möglich ist. Wenn sämtliche Module identisch geschaltet werden, müssen die Beschränkungen (6.13) aufgrund der maximal zulässigen Modulspannung  $u_{dm,max}$  an den Schaltpunkten nicht berücksichtigt werden, da dann die effektiven Entladewiderstände der einzelnen Module die selben Werte annehmen und sich damit die Spannung über den Modulen gleichmäßig aufteilt. Im vorgeschlagenen Aufbau nach Abbildung 8.1 ergeben sich durch dieses identische Schalten der Module lediglich 5 praktische Entladewiderstandswerte zum Entladen der Kabelkapazität. Dies liegt daran, dass der Wert des Ladewiderstands  $R_{on,n}$  wesentlich kleiner ist als die Werte der Entladewiderstände  $R_{off,1,n}$ ,  $R_{off,2,n}$  und  $R_{off,3,n}$ . Somit nehmen die Widerstandskombinationen  $R_{off,1,n}||R_{off,2,n}||R_{on,n}$ ,  $R_{off,1,n}||R_{off,3,n}||R_{on,n}$ ,  $R_{off,1,n}||R_{off,2,n}||R_{off,3,n}||R_{on,n}$  und  $R_{off,1,n}||R_{on,n}$  ungefähr den Wert von  $R_{on,n}$  an, wenn der Ladezweig mit  $R_{on,n}$  eingeschaltet wird. Da der effektive Entladewiderstand jedoch in jedem Zeitpunkt beliebig verändert werden kann (im Speziellen ist es möglich, von einem niedrigen Widerstandswert auf einen höheren zurückzuschalten), kann sogar mit dieser einfachen Ansteuerung der Module und dem neuen Aufbau nach Abbildung 8.1 bereits eine deutliche Verbesserung in der Qualität der Testspannung erzielt werden. Eine weitere Verbesserung in der Approximation des benötigten Entladewiderstands wird durch eine individuelle Ansteuerung der Demodulatormodule erreicht. Aufgrund der maximal zulässigen Spannung  $u_{dm,max}$  pro Demodulatormodul ist es natürlich nicht möglich, auf jede Widerstandskombination zu jedem beliebigen Wert der Testspannung  $u_l$  zu schalten. Trotzdem können bei einer individuellen Ansteuerung der Module im verbesserten Demodulator wesentlich mehr Widerstandskombinationen geschaltet werden als im aktuellen Aufbau oder bei identischem Schalten der Demodulatormodule.

Die optimalen Widerstandswerte von  $R_{off,1,n}$ ,  $R_{off,2,n}$  und  $R_{off,3,n}$  können für eine gegebene Testspannung und eine gewünschte maximale Kabelkapazität mithilfe des Optimierungsproblems aus Abschnitt 6.5 bestimmt werden. Dazu wird vereinfacht angenommen, dass die Demodulatormodule identisch geschaltet werden, wodurch die Beschränkungen (6.29) und (6.30) aufgrund der maximal erlaubten Modulspannung  $u_{dm,max}$  im Optimierungsproblem vernachlässigt werden können. In der vorliegenden Arbeit wurden die Widerstandswerte exemplarisch für eine sinusförmige Testspannung der Form  $u_l^d = \hat{u}_l^d \sin(2\pi 0.1t)$  mit  $\hat{u}_l^d = 200$  kVrms und eine maximale kapazitive Last von  $C_l = 2$   $\mu$ F berechnet. Im Vergleich zum aktuellen Prototyp entspricht dies einer Erhöhung der maximal möglichen Lastkapazität um den Faktor 4. Der gesamte Ladewiderstand  $R_{on}$  des Demodulators wurde für diese Berechnung auf den Wert  $R_{on} = 25$  k $\Omega$  des aktuellen Prototyps gesetzt. Der minimal erlaubte Entladewiderstand wurde zu  $R_{off,min} = 9.3$  M $\Omega$  gewählt,  $u_{dm,max}$  wurde wie im aktuellen Prototyp auf  $u_{dm,max} = 30$  kV gesetzt und die Restspannung  $u_{l,res}$  bei den Nulldurchgängen der Testspannung darf maximal 1 kV betragen. Das Optimierungsproblem wurde schließlich mithilfe der MATLAB Funktion `fmincon` und des Active-Set Algorithmus

mus gelöst. Die daraus resultierenden Widerstandswerte sind  $R_{off,1,n} = 465 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{off,2,n} = 146 \text{ k}\Omega$  und  $R_{off,3,n} = 35 \text{ k}\Omega$ . In Tabelle 8.1 sind die damit pro Modul schaltbaren Widerstandskombinationen zusammengefasst.

Widerstand	Wert
$R_{off,1,n}$	465 k $\Omega$
$R_{off,1,n}    R_{off,2,n}$	111 k $\Omega$
$R_{off,1,n}    R_{off,3,n}$	32.5 k $\Omega$
$R_{off,1,n}    R_{off,2,n}    R_{off,3,n}$	26.6 k $\Omega$
$R_{off,1,n}    R_{on,n} \approx R_{on,n}$	1.25 k $\Omega$

Tabelle 8.1: Effektive Widerstandswerte pro Demodulatormodul durch Parallelschaltung der Modulwiderstände.

## 8.2 Simulativer Vergleich der Demodulatorvarianten

Um die Regelgüte der in Abschnitt 8.1 vorgestellten Demodulatorvariante zu zeigen, wurden das Regelungskonzept aus Kapitel 6 und das vollständige mathematische Modell aus Abschnitt 3.1 an die geänderte Form des Demodulators angepasst und in Simulationen getestet.

In einer ersten Simulation wurde das Regelungskonzept mit der verbesserten Demodulatorvariante und individuell schaltbaren Modulen für die beim aktuellen Prototyp maximal zulässige sinusförmige Testspannung mit einer Amplitude von 200 kV<sub>rms</sub>, einer Testfrequenz von  $\omega_{\Delta} = 2\pi 0.1 \text{ rad/s}$  und die in der Optimierung gewählte ohmsch-kapazitive Last von  $R_{l,g} = 300 \text{ M}\Omega$  und  $C_l = 2 \text{ }\mu\text{F}$  getestet. Die resultierenden Verläufe der Testspannung und die benötigten Stellgrößen sind in Abbildung 8.2 für die positive Halbwelle von  $u_l$  dargestellt.<sup>1</sup> Betrachtet man den Verlauf der Testspannung  $u_l$  und den zugehörigen Ausgangsfehler  $e_l$ , zeigt sich, dass durch die Regelung für diese deutlich erhöhte Lastkapazität ein sehr gutes Führungsverhalten erzielt werden kann. Die Amplitude  $\hat{U}_r$  der Resonanzkreisspannung weist in der Entladephase  $\mathbf{B}^+$  eine geringe Spannungswelligkeit auf. Diese Welligkeit entsteht aufgrund der kapazitiven Ströme im Demodulator (Erd- und Steuerkapazitäten), welche durch das ständige Schalten der Demodulatormodule gehäuft auftreten. Die Größe dieser Spannungswelligkeit ist jedoch sehr klein im Vergleich zur Amplitude der Testspannung und kann folglich vernachlässigt werden. Der benötigte Entladewiderstand  $R_{dm}^-$  in der Entladephase  $\mathbf{B}^+$  kann in der verbesserten Demodulatorvariante über annähernd den gesamten

<sup>1</sup>Um die Lastkapazität von  $C_l = 2 \text{ }\mu\text{F}$  auf die gewünschten Spannungsamplituden aufzuladen, musste in der Simulation die Eingangsleistung des Prüfgenerator Prototyps entsprechend erhöht werden.

Wertebereich sehr gut approximiert werden. Lediglich im Bereich von etwa 3 s ist es aufgrund der maximal erlaubten Modulspannung  $u_{dm,max}$  nicht möglich, den theoretisch benötigten Entladewiderstand einzustellen, wodurch sich eine etwas größere Abweichung der Testspannung vom gewünschten sinusförmigen Verlauf ergibt. In der Nähe der Nulldurchgänge von  $u_l$ , d.h. am Ende der Entladephase  $\mathbf{B}^+$ , ergibt sich ebenfalls eine merkbare Abweichung vom Sollverlauf. Dies liegt daran, dass der minimale Wert von  $R_{dm}^-$  auf den gesamten Ladewiderstand des Demodulators  $R_{on} = 25 \text{ k}\Omega$  beschränkt ist und damit nicht beliebig klein gewählt werden kann. Trotzdem zeigt dieses Simulationsergebnis, dass durch den Umbau des Demodulators eine sehr gute Regelgüte für deutlich größere Kabelkapazitäten erzielt werden kann.

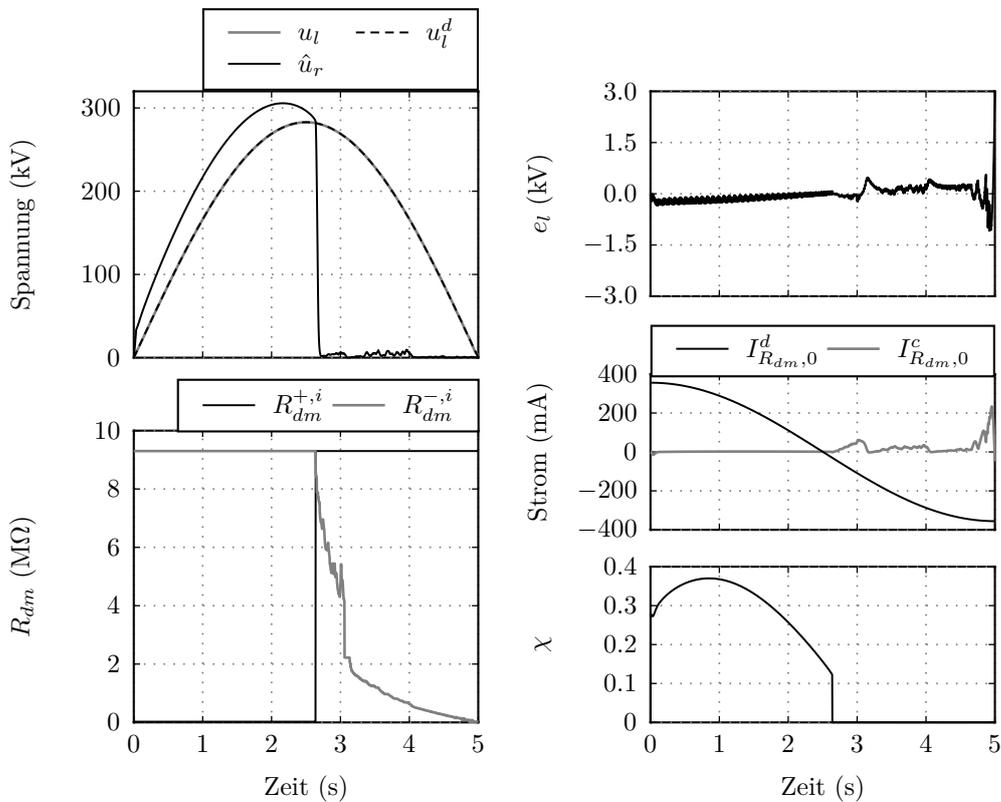


Abbildung 8.2: Simulationsergebnis der Regelung mit verbesserter Demodulatorvariante für eine sinusförmige Testspannung  $u_l = \hat{u}_l \sin(2\pi 0.1t)$  mit  $\hat{u}_l = 200 \text{ kVrms}$  und eine ohmsch-kapazitive Last von  $R_{l,g} = 300 \text{ M}\Omega$ ,  $C_l = 2 \text{ }\mu\text{F}$ .

In einer zweiten Simulation wurde die aktuelle Demodulatorvariante mit der verbesserten Variante nach Abbildung 8.1 verglichen. Dazu wurde in beiden Simulationen die Regelung für eine sinusförmige Testspannung der Form  $u_l^d = \hat{u}_l^d \sin(2\pi 0.1t)$  mit  $\hat{u}_l^d = 200 \text{ kVrms}$  und eine ohmsch-kapazitive Last von  $R_{l,g} = 300 \text{ M}\Omega$  und  $C_l = 500 \text{ nF}$  getestet. Da die Hardwareänderung im Demodulator lediglich die Approximation des benötigten Entladewiderstands in den Entlade-

phasen der Kabelkapazität beeinflusst, sind in Abbildung 8.3 nur die resultierenden Ausgangsfehler  $e_l$  in der Entladephase  $\mathbf{B}^+$  dargestellt. Mit der verbesserten Demodulatorvariante kann eine deutlich bessere Regelgüte erzielt werden, da die individuelle Ansteuerung der Module eine wesentlich bessere Approximation des theoretisch benötigten Entladewiderstands ermöglicht. Dadurch ergeben sich im Vergleich zum aktuellen Prototyp deutlich kürzere Entladeabschnitte in der Entladephase  $\mathbf{B}^+$  und folglich eine viel geringere Abweichung vom gewünschten sinusförmigen Verlauf.

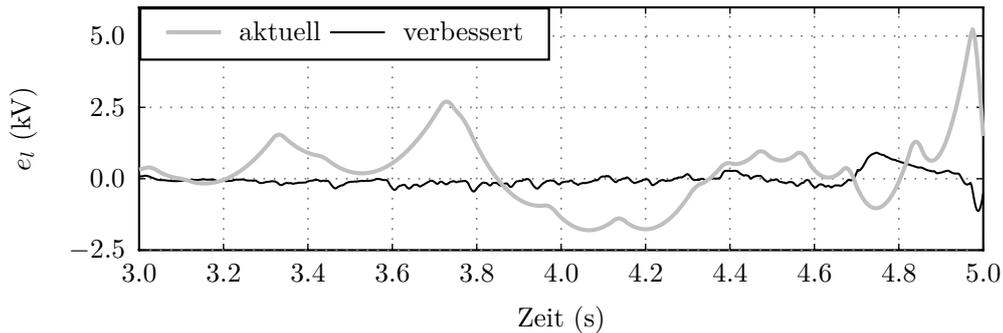


Abbildung 8.3: Simulativer Vergleich des Ausgangsfehlers  $e_l$  der aktuellen und der verbesserten Demodulatorvariante für eine sinusförmige Testspannung  $u_l = \hat{u}_l \sin(2\pi 0.1t)$  mit  $\hat{u}_l = 200 \text{ kV rms}$  und eine ohmsch-kapazitive Last von  $R_{l,g} = 300 \text{ M}\Omega$  und  $C_l = 500 \text{ nF}$ .

Die in diesem Abschnitt gezeigten Simulationsergebnisse zeigen, dass durch die vorgeschlagene Demodulatorvariante eine deutlich bessere Qualität der Testspannung erzielt wird und deshalb ein Umbau des Demodulators im aktuellen Prototyp sinnvoll ist. Außerdem kann durch den verbesserten Aufbau mit zusätzlichen Entladewiderständen ein weitaus größerer kapazitiver Lastbereich von wenigen nF bis zu mehreren  $\mu\text{F}$  abgedeckt werden. Der gesamte Entladewiderstand  $R_{off}$  des Demodulators kann in der verbesserten Variante sehr hochohmig gewählt werden, wodurch die benötigte Eingangsleistung des Prüfgenerators bei größeren Lastkapazitäten so gering wie möglich bleibt (vergleiche dazu die Verläufe von  $\chi$  in Abbildung 6.4). Da der Umbau des Demodulators lediglich die Approximation des Entladewiderstands in den Entladephasen beeinflusst, kann das für den aktuellen Prototyp entwickelte Regelungskonzept sehr einfach an die verbesserte Demodulatorvariante angepasst werden. Für den Umbau des Prototyps und die anschließende Umsetzung des Regelungskonzepts müssen jedoch noch folgende Punkte im Detail behandelt werden:

1. Durch die individuelle Ansteuerung der Demodulatormodule wird im Prototyp eine aufwändigere Ansteuerungshardware benötigt. Die individuelle Ansteuerung der Module könnte beispielsweise durch parallele Lichtwellenleiter und eine binäre Adressierung der einzelnen Lade- und Entladezweige

erfolgen. Bei der Realisierung müssen jedoch geometrische Beschränkungen durch die Größe des Hochspannungskessels und der Hochspannungskomponenten berücksichtigt werden. Außerdem muss darauf geachtet werden, dass durch die Veränderung in der Ansteuerung der modulare Aufbau des Demodulators nicht beeinflusst wird und weiterhin eine einfache Adaption des Prüfgenerators an höhere Testspannungen, d.h. eine beliebige Erweiterung der Modulanzahl, möglich ist.

2. Die Messergebnisse am aktuellen Prototyp zeigten, dass die Energie zum Schalten der Demodulatormodule für geringe Spannungsamplituden und große Kabelkapazitäten teilweise nicht ausreicht, um sämtliche Module in der Entladephase zu schalten. In der verbesserten Demodulatorvariante werden statt der aktuell verbauten Thyristoren Hochspannungs-IGBTs oder MOSFETs eingesetzt. Da diese Schaltelemente deutlich weniger Energie zum Schalten benötigen, sollte diese Schaltproblematik nach dem Umbau deutlich weniger bzw. gar nicht mehr auftreten. Trotzdem sollte beim Umbau des Demodulators die aktuelle Problematik in der Energiegewinnung berücksichtigt und entsprechende Änderungen vorgenommen werden.



---

### Zusammenfassung und Ausblick

---

Die vorliegende Arbeit beschäftigte sich mit dem Entwurf eines Regelungs- und Beobachterkonzepts für einen VLF Prüfgenerator Prototyp der Firma Mohaupt high voltage. Aufgrund seines speziellen Aufbaus ermöglicht dieser Prüfgenerator ein Testen von Hochspannungskabeln mit Testspannungen im Bereich von 200 kV rms und höher. Damit ein mobiler Einsatz des Prüfgenerators gewährleistet werden kann, musste beim Entwurf der Regelung darauf geachtet werden, dass der Leistungsverbrauch während des Prüfbetriebs so gering wie möglich ausfällt. Außerdem muss sichergestellt werden, dass der THD Wert der generierten Testspannung den maximal erlaubten Wert von 5 % nicht überschreitet.

Zu Beginn dieser Arbeit wurde ein vollständiges mathematisches Modell des Prüfgenerators hergeleitet, welches sämtliche nicht idealen Eigenschaften des Systems beschreibt. Ausgehend von den Gleichungen des vollständigen Modells wurden ein reduziertes Modell des Prüfgenerators und ein sogenanntes Hüllkurvenmodell erstellt. Das vollständige mathematische Modell wurde schließlich mit Messungen des VLF Prototyps abgeglichen. In den durchgeführten Messungen stellte sich heraus, dass die ursprüngliche Auslegung des Prototyps, im Speziellen die Wahl der Stützkondensatoren im Demodulator, zu einem unerwünschten Fehlverhalten führte. Mithilfe des vollständigen Modells konnte dieses Fehlverhalten in Simulationen nachgebildet und eine Lösung ausgearbeitet werden. Neben dem Modellabgleich wurde auch ein simulativer Vergleich des vollständigen Modells mit dem reduzierten Modell und dem Hüllkurvenmodell durchgeführt. Hier zeigte sich, dass sowohl das reduzierte Modell als auch das Hüllkurvenmodell die wesentlichen Eigenschaften des Prüfgenerators sehr gut abbilden und somit für eine Systemanalyse und den nachfolgenden Reglerentwurf eingesetzt werden können.

Im Zuge der Systemanalyse wurde als Erstes der Einfluss parasitärer Streukapazitäten sowie der Kapazität des Testkabels auf die Resonanzfrequenz des

Serienresonanzkreises untersucht. Es stellte sich heraus, dass die Resonanzfrequenz von der Kabelkapazität nicht wesentlich beeinflusst wird. Dieses Ergebnis bringt den großen Vorteil mit sich, dass die Resonanzfrequenz des Prüfgenerators lediglich einmalig nach dem Zusammenbau des Prüfgenerators ermittelt werden muss und für sämtliche Kabeltests konstant gehalten werden kann. Anschließend wurde die einfachste Form der Demodulation genauer analysiert. Dabei konnte gezeigt werden, dass diese Form der Demodulation lediglich bei sehr kleinen Kabelkapazitäten zu einem sinusförmigen Verlauf der Testspannung führt und deshalb für den späteren Prüfbetrieb nicht geeignet ist. Ausgehend von diesem Ergebnis wurde in einem weiteren Schritt eine optimale Steuerung des Demodulators derart bestimmt, dass am Ausgang des Prüfgenerators eine möglichst exakte sinusförmige Testspannung erzeugt wird und gleichzeitig der THD Wert der Testspannung sowie die Verluste im Prüfgenerator minimiert werden. Für die Herleitung dieser Optimalsteuerung mussten mehrere Systemvereinfachungen getroffen werden. Trotzdem lieferten die daraus gewonnenen Ergebnisse einen ersten Anhaltspunkt, wie die Resonanzkreisspannung gewählt und die Ansteuerung des Demodulators erfolgen muss, damit beim betrachteten Prüfgenerator eine möglichst hohe energetische Effizienz im Prüfbetrieb erreicht wird. Neben diesen Ergebnissen konnte mithilfe des vollständigen Modells in Simulationen gezeigt werden, dass im Hinblick auf eine Regelung der Testspannung die ursprünglich vorgesehene Ansteuerung des Leistungsmoduls Schwächen aufweist. Im Bereich der Nulldurchgänge der Testspannung kann mit dieser Ansteuerung keine Stellgröße generiert werden und folglich die Testspannung durch die Regelung nicht beeinflusst werden. Aus diesem Grund wurde für die Umsetzung des Regelungskonzepts eine alternative Ansteuerung des Leistungsmoduls verwendet.

Ausgehend von den Ergebnissen der Systemanalyse wurde schließlich das Regelungs- und Beobachterkonzept derart entwickelt, dass sämtliche Anforderungen im Hinblick auf einen energetisch effizienten Prüfbetrieb sowie an die Qualität der Testspannung erfüllt werden. Für die in den Ladephasen der Kabelkapazität benötigte Pulsweite der Leistungsmodulspannungen konnte mithilfe des nichtlinearen Hüllkurvenmodells eine analytische Lösung hergeleitet werden. In den Entladephase der Kabelkapazität findet kein Nachladen über den Demodulator statt, wodurch der Leistungsverbrauch dieses Prüfgenerators deutlich minimiert wird. Außerdem wurde der zum Entladen notwendige Entladewiderstand abhängig von der gewünschten Testspannung und der Kapazität des Testkabels bestimmt. Dadurch kann mithilfe der Regelung eine gleichmäßige Qualität der Testspannung für einen großen kapazitiven Lastbereich sichergestellt werden. Bei der Ansteuerung des Demodulators musste der modulare Aufbau und die physikalischen Beschränkungen der Thyristoren im Demodulator berücksichtigt werden. Hier zeigte sich, dass die Beschränkungen der Thyristoren, d.h. deren maximal zulässige Spannung, und die ursprüngliche Wahl der Entladewiderstände im Demodulator den Bereich der maximal möglichen Kabelkapazitäten stark einschränken. Mithilfe eines statischen Optimierungsproblems konnte schließlich

eine optimale Verteilung der Entladewiderstände derart berechnet werden, dass der Wertebereich der maximalen Kabelkapazität ohne Verschlechterung der energetischen Effizienz oder der Qualität der Testspannung deutlich erweitert werden konnte. Da der exakte Wert der Kabelkapazität vor dem Prüfablauf generell nicht bekannt ist, wurde das Regelungskonzept um einen entsprechenden Schätzer erweitert. Mithilfe eines Schätzers basierend auf dem Least Squares Verfahren konnten hier sehr gute Ergebnisse erzielt werden.

Das entwickelte Regelungskonzept wurde schließlich in Simulationen am vollständigen mathematischen Modell validiert. Es konnte gezeigt werden, dass das um einen Schätzer erweiterte Regelungskonzept äußerst robust gegenüber Änderungen in den Kabelparametern, der gewünschten Testfrequenz und der Form der Testspannung ist. Anschließend wurde das Regelungskonzept auf einem Rapid-Prototyping System der Firma dSPACE implementiert und mit veränderter Widerstandsverteilung in verschiedenen Messungen am Prototyp validiert. In sämtlichen Testfällen konnte eine sehr hohe Qualität der Testspannung mit THD Werten unter den geforderten 5 % für sinusförmige VLF Testspannungen erzielt werden.

In den Messungen und Simulationen zeigte sich jedoch, dass die derzeitige schaltungstechnische Realisierung des Demodulators die erzielbare Genauigkeit bzw. Qualität der Testspannung sowie die maximal mögliche Kabelkapazität begrenzt. Aus diesem Grund wurde ein verbesserter Aufbau des Demodulators erarbeitet. Das vollständige mathematische Modell und das Regelungskonzept wurden schließlich an die geänderte Form des Demodulators angepasst und in Simulationen getestet. Ein direkter Vergleich der Demodulatorvarianten zeigte, dass durch die vorgeschlagenen Änderungen im Demodulator eine deutliche Verbesserung in der Qualität der Testspannung erzielt werden kann und gleichzeitig wesentlich größere Kabelkapazitäten getestet werden können. Mit diesem Ergebnis konnte gezeigt werden, dass ein Umbau des Demodulators im aktuellen Prototyp für einen späteren Einsatz des Prüfgenerators sinnvoll ist.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass in dieser Arbeit mithilfe einer detaillierten mathematischen Modellierung des betrachteten Prüfgenerators ein systematischer Entwurf eines geeigneten Regelungs- und Beobachterkonzepts ermöglicht wurde. Das Systemverhalten des Prüfgenerators konnte mit den Modellen gezielt analysiert werden und neben der Herleitung einer energetisch optimalen Ansteuerung des Prüfgenerators konnte auch eine Optimierung verschiedener Systemparameter durchgeführt werden. Wesentlich beim Entwurf des Regelungskonzepts war die Verwendung eines sogenannten Hüllkurvenmodells des Prüfgenerators. Aufgrund der speziellen Struktur dieses Modells konnte im Fall des Prüfgenerators eine analytische Berechnung der Pulsweite der Leistungsmodulspannungen hergeleitet werden. Die Verwendung dieses Modellansatzes ist jedoch nicht nur auf den betrachteten Prüfgenerator beschränkt, sondern kann generell für Systeme mit Resonanzkreisstrukturen eingesetzt werden. Ein interessantes Einsatzgebiet stellen beispielsweise in der Leistungselektronik weit verbreitete

Resonanzkreiskonverter dar.

---

## Berechnung des THD Werts der Testspannung $u_l$

---

Der Total Harmonic Distortion value (THD Wert) ist ein Maß, um die Größe der Signalanteile, die durch nichtlineare Verzerrungen eines elektrischen oder akustischen Signals entstehen, zu quantifizieren. Der THD Wert kann somit als sinnvolles Maß zur Validierung der Qualität der VLF Prüfspannung herangezogen werden. Gemäß IEEE Standard für VLF Kabeltests [24] muss bei sinusförmigen Spannungen der RMS Wert der Testspannung um den Faktor  $1/\sqrt{2}$  geringer als der zugehörige Spannungsspitzenwert sein. Dies ist gewährleistet, falls der THD Wert der Testspannung geringer als 5 % ist. Bei Cosinus-Rechteckspannungen wird hingegen angenommen, dass der RMS Wert und der Spitzenwert der Testspannung identisch sind, siehe [24].

Der THD Wert einer sinusförmigen VLF Testspannung kann gemäß [23] über

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^n U_{l,i}^2}{U_{l,1}^2}} \quad (\text{A.1})$$

berechnet werden. Darin bezeichnet  $U_{l,i}$  den Effektivwert der  $i$ -ten Harmonischen und  $U_{l,1}$  ist der Effektivwert der Grundwelle der betrachteten VLF Testspannung. Der THD Wert nach (A.1) wird in der vorliegenden Arbeit verwendet, um eine Abschätzung der Signalqualität der erzeugten VLF Testspannung  $u_l$  am Ausgang des Prüfgenerators zu erhalten.



---

## Berechnung von $\hat{U}_\Sigma$ in Regelphase $\mathbf{A}^+$

---

Dieser Abschnitt beschäftigt sich mit der Berechnung der Amplitude  $\hat{U}_\Sigma$  der transformierten Summeneingangsspannung  $u_\Sigma = u_{p1} + u_{p2}$ , welche in dem in Kapitel 6 vorgestellten Regelungskonzept zur Bestimmung der Pulsweite  $\chi$  der Leistungsmodulspannungen benötigt wird. Es wird dazu eine quasi-stationäre Formulierung der Hüllkurvengleichungen (3.35a) und (3.36) mit dem Demodulatorstrom aus (3.47a) in der Form (zur Notation siehe auch (3.31))

$$\mathbf{0} = -\mathbf{L}_{\Sigma r} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{I}}_r \\ \tilde{\mathbf{I}}_\Sigma \end{bmatrix} \tilde{\boldsymbol{\Omega}} - \mathbf{R}_{\Sigma r} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{I}}_r \\ \tilde{\mathbf{I}}_\Sigma \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{U}}_{dm} + \tilde{\mathbf{U}}_l \\ \tilde{\mathbf{U}}_\Sigma \end{bmatrix} \quad (\text{B.1a})$$

$$\mathbf{0} = -\mathbf{C}_{\Sigma r} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{U}}_{dm} \\ \tilde{\mathbf{U}}_l \end{bmatrix} \tilde{\boldsymbol{\Omega}} - \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{I}}_r + \Psi \tilde{\mathbf{U}}_{dm} \\ \tilde{\mathbf{I}}_r \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_{l,g}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{U}}_{dm} \\ \tilde{\mathbf{U}}_l \end{bmatrix} \quad (\text{B.1b})$$

eingeführt. Zur Lösung des resultierenden Gleichungssystems (B.1) nach der Amplitude  $\hat{U}_\Sigma$  werden sämtliche Kosinus- und Sinuskomponenten in Amplitude und Phasenwinkel transformiert

$$\begin{aligned} U_{\Sigma,c} &= \hat{U}_\Sigma \cos(\phi) & U_{\Sigma,s} &= \hat{U}_\Sigma \sin(\phi) \\ U_{dm,c} &= \hat{U}_{dm} \cos(\phi + \phi_{dm}) & U_{dm,s} &= \hat{U}_{dm} \sin(\phi + \phi_{dm}) \\ U_{l,c} &= \hat{U}_l \cos(\phi + \phi_l) & U_{l,s} &= \hat{U}_l \sin(\phi + \phi_l) \\ I_{r,c} &= \hat{I}_r \cos(\phi + \phi_r) & I_{r,s} &= \hat{I}_r \sin(\phi + \phi_r) \\ I_{\Sigma,c} &= \hat{I}_\Sigma \cos(\phi + \phi_\Sigma) & I_{\Sigma,s} &= \hat{I}_\Sigma \sin(\phi + \phi_\Sigma). \end{aligned} \quad (\text{B.2})$$

Durch Einsetzen von (B.2) in (B.1a) können die Gleichungen der Ströme zu

$$0 = -R_p \hat{I}_\Sigma \cos(\phi + \phi_\Sigma) + \hat{U}_\Sigma \cos(\phi) - \left( L_p \hat{I}_\Sigma \sin(\phi + \phi_\Sigma) + 2L_{ps} \hat{I}_r \sin(\phi + \phi_r) \right) \omega_r \quad (\text{B.3a})$$

$$0 = -R_p \hat{I}_\Sigma \sin(\phi + \phi_\Sigma) + \hat{U}_\Sigma \sin(\phi) + \left( L_p \hat{I}_\Sigma \cos(\phi + \phi_\Sigma) + 2L_{ps} \hat{I}_r \cos(\phi + \phi_r) \right) \omega_r \quad (\text{B.3b})$$

$$0 = -(2R_s + R_r) \hat{I}_r \cos(\phi + \phi_r) + \hat{U}_l \cos(\phi + \phi_l) + \hat{U}_{dm} \cos(\phi + \phi_{dm}) - \left( L_{ps} \hat{I}_\Sigma \sin(\phi + \phi_\Sigma) + (2L_s + L_r) \hat{I}_r \sin(\phi + \phi_r) \right) \omega_r \quad (\text{B.3c})$$

$$0 = -(2R_s + R_r) \hat{I}_r \sin(\phi + \phi_r) + \hat{U}_l \sin(\phi + \phi_l) + \hat{U}_{dm} \sin(\phi + \phi_{dm}) + \left( L_{ps} \hat{I}_\Sigma \sin(\phi + \phi_\Sigma) + (2L_s + L_r) \hat{I}_r \cos(\phi + \phi_r) \right) \omega_r. \quad (\text{B.3d})$$

umformuliert werden. Einsetzen von (B.2) in (B.1b) liefert die quasi-stationären Gleichungen der Spannungen zu

$$0 = -\hat{I}_r \cos(\phi + \phi_r) - \Psi \hat{U}_{dm} \cos(\phi + \phi_{dm}) - ((C_{dm} + C_r) \hat{U}_{dm} \sin(\phi + \phi_{dm}) + C_r \hat{U}_l \sin(\phi + \phi_l)) \omega_r \quad (\text{B.4a})$$

$$0 = -\hat{I}_r \sin(\phi + \phi_r) - \Psi \hat{U}_{dm} \sin(\phi + \phi_{dm}) + ((C_{dm} + C_r) \hat{U}_{dm} \cos(\phi + \phi_{dm}) + C_r \hat{U}_l \cos(\phi + \phi_l)) \omega_r \quad (\text{B.4b})$$

$$0 = -\hat{I}_r \cos(\phi + \phi_r) - \frac{\hat{U}_l \cos(\phi + \phi_l)}{R_{l,g}} - (C_r \hat{U}_{dm} \sin(\phi + \phi_{dm}) + (\hat{C}_l + C_r) \hat{U}_l \sin(\phi + \phi_l)) \omega_r \quad (\text{B.4c})$$

$$0 = -\hat{I}_r \sin(\phi + \phi_r) - \frac{\hat{U}_l \sin(\phi + \phi_l)}{R_{l,g}} - (C_r \hat{U}_{dm} \cos(\phi + \phi_{dm}) + (\hat{C}_l + C_r) \hat{U}_l \cos(\phi + \phi_l)) \omega_r. \quad (\text{B.4d})$$

Werden zusätzlich die Differenzwinkel  $\Delta\phi_{dm,l} = \phi_{dm} - \phi_l$ ,  $\Delta\phi_{r,l} = \phi_r - \phi_l$  und  $\Delta\phi_{\Sigma,l} = \phi_\Sigma - \phi_l$  eingeführt und der aus (6.6) numerisch berechnete Wert von  $\hat{U}_{dm}$  in (B.4) eingesetzt, kann das resultierende Gleichungssystem (B.3)-(B.4) nach den unbekanntem Größen  $\hat{U}_l$ ,  $\Delta\phi_{dm,l}$ ,  $\hat{I}_r$ ,  $\Delta\phi_{r,l}$ ,  $\hat{I}_\Sigma$ ,  $\Delta\phi_{\Sigma,l}$ ,  $\hat{U}_\Sigma$  und  $\phi_l$  gelöst werden.

Durch Eliminieren von  $\hat{I}_r$  in (B.4) und Ersetzen des Demodulatorwinkels  $\phi_{dm}$  durch  $\phi_{dm} = \phi_l + \Delta\phi_{dm,l}$  berechnen sich die Amplitude  $\hat{U}_l$  der Testspannung und der Differenzwinkel  $\Delta\phi_{dm,l}$  zu

$$\hat{U}_l = (\omega_r C_{dm} \sin(\Delta\phi_{dm,l}) + \Psi \cos(\Delta\phi_{dm,l})) \hat{U}_{dm} R_{l,g} \quad (\text{B.5a})$$

$$\Delta\phi_{dm,l} = \arctan \left( \frac{\omega_r (C_{dm} - R_{l,g} \hat{C}_l \Psi)}{\Psi + \omega_r^2 R_{l,g} \hat{C}_l C_{dm}} \right). \quad (\text{B.5b})$$

Die Amplitude  $\hat{I}_r$  des Resonanzkreisstroms und der zugehörige Differenzwinkel  $\Delta\phi_{r,l}$  können in einem nächsten Schritt aus (B.4c) und (B.4d) mit  $\phi_{dm} = \phi_l +$

$\Delta\phi_{dm,l}$  und  $\phi_r = \phi_l + \Delta\phi_{r,l}$  zu

$$\hat{I}_r = -\frac{\omega_r C_r \hat{U}_{dm} \sin(\Delta\phi_{dm,l}) R_{l,g} + \hat{U}_l}{\cos(\Delta\phi_{r,l}) R_{l,g}} \quad (\text{B.6a})$$

$$\Delta\phi_{r,l} = -\arctan\left(\frac{\omega_r R_{l,g} (\hat{U}_l \hat{C}_l + C_r \hat{U}_{dm} \cos(\Delta\phi_{dm,l}) + \hat{U}_l C_r)}{\omega_r C_r \hat{U}_{dm} \sin(\Delta\phi_{dm,l}) R_{l,g} + \hat{U}_l}\right) \quad (\text{B.6b})$$

bestimmt werden. Durch Verwendung von (B.3c) und (B.3d), und Einsetzen der Differenzwinkel  $\Delta\phi_{dm,l}$ ,  $\Delta\phi_{r,l}$  und  $\Delta\phi_{\Sigma,l}$ , ergeben sich die Amplitude  $\hat{I}_\Sigma$  des transformierten Eingangsstroms und der zugehörige Differenzwinkel  $\Delta\phi_{\Sigma,l}$  zu

$$\hat{I}_\Sigma = -\frac{1}{\omega_r L_{ps} \sin(\Delta\phi_{\Sigma,l})} \left( -\hat{U}_l + \omega_r \hat{I}_r L_r \sin(\Delta\phi_{r,l}) + 2\omega_r \hat{I}_r L_s \sin(\Delta\phi_{r,l}) \right. \\ \left. + \hat{I}_r R_r \cos(\Delta\phi_{r,l}) + 2\hat{I}_r R_s \cos(\Delta\phi_{r,l}) - \hat{U}_{dm} \cos(\Delta\phi_{dm,l}) \right) \quad (\text{B.7a})$$

$$\Delta\phi_{\Sigma,l} = \arctan\left(\frac{A}{B}\right). \quad (\text{B.7b})$$

Die Terme  $A$  und  $B$  berechnen sich darin in der Form

$$A = -\hat{U}_l - \hat{U}_{dm} \cos(\Delta\phi_{dm,l}) + \omega_r \hat{I}_r L_r \sin(\Delta\phi_{r,l}) + 2\omega_r \hat{I}_r L_s \sin(\Delta\phi_{r,l}) \\ + \hat{I}_r R_r \cos(\Delta\phi_{r,l}) + 2\hat{I}_r R_s \cos(\Delta\phi_{r,l}) \quad (\text{B.8a})$$

$$B = \omega_r \hat{I}_r L_r \cos(\Delta\phi_{r,l}) + 2\omega_r \hat{I}_r L_s \cos(\Delta\phi_{r,l}) + \hat{U}_{dm} \sin(\Delta\phi_{dm,l}) \\ - \hat{I}_r R_r \sin(\Delta\phi_{r,l}) - 2\hat{I}_r R_s \sin(\Delta\phi_{r,l}). \quad (\text{B.8b})$$

Schließlich können aus (B.3a) und (B.3b) die restlichen zwei Unbekannten  $\hat{U}_\Sigma$  und  $\phi_l$  zu

$$\hat{U}_\Sigma = R_p \hat{I}_\Sigma \cos(\phi_l + \Delta\phi_{\Sigma,l}) + \omega_r L_p \hat{I}_\Sigma \sin(\phi_l + \Delta\phi_{\Sigma,l}) + 2\omega_r L_{ps} \hat{I}_r \sin(\phi_l + \Delta\phi_{r,l}) \quad (\text{B.9a})$$

$$\phi_l = -\Delta\phi_{r,l} \\ - \arctan\left(\frac{2\omega_r L_{ps} \hat{I}_r + \omega_r L_p \hat{I}_\Sigma \cos(\Delta\phi_{r,l} - \Delta\phi_{\Sigma,l}) + R_p \hat{I}_\Sigma \sin(\Delta\phi_{r,l} - \Delta\phi_{\Sigma,l})}{\hat{I}_\Sigma (\omega_r L_p \sin(\Delta\phi_{r,l} - \Delta\phi_{\Sigma,l}) - R_p \cos(\Delta\phi_{r,l} - \Delta\phi_{\Sigma,l}))}\right) \quad (\text{B.9b})$$

berechnet werden.



## Trajektorien-generator für eine nicht-sinusförmige Testspannung $u_l$

Im Folgenden wird die Berechnung der Trajektorie für die Testspannung  $u_l$  beschrieben, welche in Abschnitt 7.1.3 zur simulativen Validierung des Regelungskonzepts verwendet wird. Aufgrund der Symmetrie der Testspannung wird die Berechnung der Trajektorie lediglich für die positive Halbwelle von  $u_l$  dargestellt. Die Trajektorie wird in 5 Teilintervalle pro Halbwelle unterteilt, siehe Abbildung C.1. Für die Berechnung der Trajektorie werden die Umschaltzeitpunkte  $t_i$  mit  $i = 1, \dots, 4$  zwischen den Intervallen, sowie die Amplitude  $\hat{u}_l$  und die gewünschte Testfrequenz  $\omega_\Delta$  der Testspannung vorgegeben.

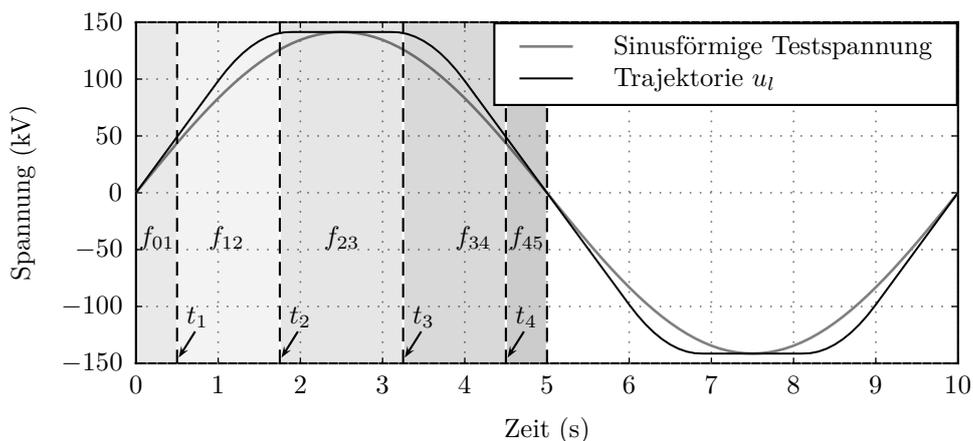


Abbildung C.1: Verlauf einer sinusförmigen Testspannung  $u_l$  und einer nicht-sinusförmigen Trajektorie.

Im Zeitintervall  $0 \leq t \leq t_1$  ist die Trajektorie für  $u_l$  durch

$$f_{01} = k(t - t_0), \quad (\text{C.1})$$

mit der konstanten Steigung

$$k = \frac{\hat{u}_l}{\frac{t_1+t_2}{2} - t_0} \quad (\text{C.2})$$

definiert. Für das Zeitintervall  $t_1 \leq t \leq t_2$  wird der Verlauf von  $u_l$  durch ein Polynom der Form

$$f_{12} = \xi_1 t^3 + \xi_2 t^2 + \xi_3 t + \xi_4 \quad (\text{C.3})$$

beschrieben und für  $t_2 \leq t \leq t_3$  gilt

$$f_{23} = \hat{u}_l. \quad (\text{C.4})$$

Die zweite Hälfte der positiven Halbwelle ist symmetrisch zur ersten Hälfte und die Trajektorie ergibt sich folglich für  $t_3 \leq t \leq t_4$  zu

$$f_{34} = \zeta_1 t^3 + \zeta_2 t^2 + \zeta_3 t + \zeta_4, \quad (\text{C.5})$$

und für  $t_4 \leq t \leq \frac{T}{2}$  ist der Verlauf von  $u_l$  durch

$$f_{45} = -k(t - t_4) + d \quad (\text{C.6})$$

mit

$$d = f_{34}(t_4) \quad (\text{C.7})$$

und  $k$  aus (C.2) vorgegeben. Bei den Umschaltzeitpunkten  $t_1$  und  $t_2$  müssen die Bedingungen

$$f_{12}(t_1) = f_{01}(t_1) \quad (\text{C.8a})$$

$$f_{12}(t_2) = f_{23}(t_2) \quad (\text{C.8b})$$

$$\left. \frac{df_{12}}{dt} \right|_{t=t_1} = \left. \frac{df_{01}}{dt} \right|_{t=t_1} \quad (\text{C.8c})$$

$$\left. \frac{df_{12}}{dt} \right|_{t=t_2} = \left. \frac{df_{23}}{dt} \right|_{t=t_2} \quad (\text{C.8d})$$

erfüllt sein und für die zweite Hälfte der positiven Halbwelle muss an den Zeitpunkten  $t_3$  und  $t_4$

$$f_{34}(t_3) = f_{23}(t_3) \quad (\text{C.9a})$$

$$f_{34}(t_4) = f_{45}(t_4) \quad (\text{C.9b})$$

$$\left. \frac{df_{34}}{dt} \right|_{t=t_3} = \left. \frac{df_{23}}{dt} \right|_{t=t_3} \quad (\text{C.9c})$$

$$\left. \frac{df_{34}}{dt} \right|_{t=t_4} = \left. \frac{df_{45}}{dt} \right|_{t=t_4} \quad (\text{C.9d})$$

gelten. Die Gleichungen (C.8) und (C.9) werden schließlich zur Berechnung der Koeffizienten der Übergangspolynome in (C.3) und (C.5) verwendet. Die Amplitude  $\hat{u}_l$  und die Testfrequenz  $\omega_\Delta$  der Trajektorie in den Abbildungen C.1 und 7.7 wurden zu  $\hat{u}_l = 100 \text{ kVrms}$  und  $\omega_\Delta = 2\pi 0.1 \text{ rad/s}$  gewählt. Die Umschaltzeitpunkte  $t_i$  mit  $i = 1, \dots, 4$  zwischen den Intervallen wurden zu  $t_1 = 0.2 \frac{\pi}{\omega_\Delta}$ ,  $t_2 = 0.375 \frac{\pi}{\omega_\Delta}$ ,  $t_3 = \frac{\pi}{\omega_\Delta} - t_2$  und  $t_4 = \frac{\pi}{\omega_\Delta} - t_1$  angenommen.



## ANHANG D

### Parameter

Beschreibung	Symbol	Wert	Einheit
Induktivität Primärwicklungen	$L_{p1}, L_{p2}$	20	mH
Induktivität Sekundärwicklungen	$L_{s1}, L_{s2}$	3.38	H
Primäre Wicklungswiderstände	$R_{p1}, R_{p2}$	3	m $\Omega$
Sekundäre Wicklungswiderstände	$R_{s1}, R_{s2}$	0.3	$\Omega$
Kopplungskoeffizienten	$k_1, k_2$	0.99997	
Resonanzfrequenz	$\omega_r$	$2\pi 1106$	rad/s
Resonanzkreiskapazität	$C_r$	5	nF
Resonanzkreisinduktivität	$L_r$	3.5	H
Verlustwiderstand Resonanzkreis	$R_r$	520	$\Omega$
Demodulatorkapazität	$C_{dm,n}, n = 1, \dots, 5$	17.6	nF
Demodulatorkapazität	$C_{dm,n}, n = 6, \dots, 20$	8.8	nF
Streukapazität	$C_{e,n}, n = 1, \dots, 5$	70	pF
Streukapazität	$C_{e,n}, n = 6, \dots, 15$	50	pF
Streukapazität	$C_{e,n}, n = 16, \dots, 20$	70	pF
Entladewiderstand Demodulator	$R_{off,n}, n = 1, \dots, 4$	850	k $\Omega$
Entladewiderstand Demodulator	$R_{off,n}, n = 5, \dots, 9$	550	k $\Omega$
Entladewiderstand Demodulator	$R_{off,n}, n = 10, \dots, 13$	375	k $\Omega$
Entladewiderstand Demodulator	$R_{off,n}, n = 14, \dots, 20$	250	k $\Omega$
Ladewiderstand Demodulator	$R_{on,n}, n = 1, \dots, 20$	1.25	k $\Omega$
Amplitude Spannungen Leistungsmodul	$u_p$	540	V

Tabelle D.1: Parameter des vollständigen Modells aus Abschnitt 3.1.

Beschreibung	Symbol	Wert	Einheit
Induktivität Primärwicklungen	$L_p$	20	mH
Induktivität Sekundärwicklungen	$L_s$	3.38	H
Primärer Wicklungswiderstand	$R_p$	3	m $\Omega$
Sekundärer Wicklungswiderstand	$R_s$	0.3	$\Omega$
Kopplungskoeffizient	$k$	0.99997	
Resonanzfrequenz	$\omega_r$	$2\pi 1106$	rad/s
Resonanzkreiskapazität	$C_r$	5	nF
Resonanzkreisinduktivität	$L_r$	3.5	H
Verlustwiderstand Resonanzkreis	$R_r$	520	$\Omega$
Demodulatorkapazität	$C_{dm}$	0.91	nF
gesamter Entladewiderstand Demodulator	$R_{off}$	9.3	M $\Omega$
gesamter Ladewiderstand Demodulator	$R_{on}$	25	k $\Omega$
Amplitude Spannungen Leistungsmodul	$u_p$	540	V

Tabelle D.2: Parameter des reduzierten Modells aus Abschnitt 3.2.

Beschreibung	Symbol	Wert	Einheit
Abtastzeit Regler	$T_a$	3	ms
Abtastzeit Schätzer	$T_m$	6	ms
Reglerparameter (Phase $\mathbf{A}^\pm$ )	$k_I$	500	-
Reglerparameter (Phase $\mathbf{A}^\pm$ )	$k_P$	50	-
Reglerparameter (Phase $\mathbf{B}^\pm$ )	$k_I$	50	-
Reglerparameter (Phase $\mathbf{B}^\pm$ )	$k_P$	5	-
Reglerparameter	$K_\Delta$	8000	-

Tabelle D.3: In den Simulationen und Messungen verwendete Reglerparameter.

---

## Literatur

---

- [1] M. Abou-Dakka, A. Bulinski und S. Bamji, „Space charge evolution in XLPE with long-term aging under DC voltage - the effect of temperature and polarity reversals“, in *Proceedings of the IEEE Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*, Kansas City, USA, Okt. 2006, S. 537–540.
- [2] Baur Prüf- und Messtechnik GmbH, „Verfahren zur Erzeugung einer Prüfspannung für die Prüfung elektrischer Betriebsmittel sowie Schaltungsanordnung zur Ausführung des Verfahrens“, DE 195 13 441 B4, 2006.
- [3] S. Bergman und A. Bergman, „New reference measurement system for calibration of VLF high voltage“, *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, Bd. 60, Nr. 7, S. 2422–2426, Juli 2011.
- [4] C. Bernal, E. Oyarbide, P. Gaudo und A. Mediano, „Dynamic model of class-e inverter with multifrequency averaged analysis“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 59, Nr. 10, S. 3737–3744, 2012.
- [5] D. P. Bertsekas, *Nonlinear programming*, 2. Aufl. Nashua, USA: Athena Scientific, 1999.
- [6] R. E. Best, *Phase Locked Loops: Design, Simulation, and Applications*, 6. Aufl. New York, USA: Mcgraw-Hill, Sep. 2007.
- [7] G. Blajszczak, „Testing of 110 kV cables by resonant converter“, in *Proceedings of the 14th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, Ohrid, Mazedonien, Sep. 2010, S. 80–84.
- [8] C. Brañas, F. Azcondo und R. Casanueva, „Envelope analysis applied to multi-phase resonant inverters“, in *Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Rhodes, Griechenland, Juni 2008, S. 2410–2416.

- [9] —, „Envelope modeling and small signal analysis of a PWM controlled parallel resonant inverter for electronic ballast application“, in *Proceedings of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, San Jose, USA, Sep. 2009, S. 789–795.
- [10] V. Caliskan, G. Verghese und A. Stankovic, „Multi-frequency averaging of DC/DC converters“, in *Proceedings of the IEEE Workshop on Computers in Power Electronics*, Portland, USA, Jan. 1996, S. 113–119.
- [11] Z. Cao, N. Fröhleke und J. Böcker, „Control design for a very low-frequency high-voltage test system“, in *Proceedings of the 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, Barcelona, Spanien, Sep. 2009, S. 1–10.
- [12] Z. Cao, M. Hu, N. Fröhleke und J. Böcker, „Modeling and control design for a very low-frequency high-voltage test system“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 25, Nr. 4, S. 1068–1077, Apr. 2010.
- [13] P. Coors und S. Schierig, „HV AC testing of super-long cables“, in *Proceedings of the IEEE Int. Symposium on Electrical Insulation*, Vancouver, Kanada, Juni 2008, S. 636–640.
- [14] T. Czaszejko, „Some aspects of water tree growth in XLPE insulation exposed to DC voltage“, in *Proceedings of the International Symposium on Electrical Insulating Materials*, Tokyo, Japan, Aug. 1995, S. 145–148.
- [15] S. Eberharter, W. Kemmetmüller und A. Kugi, „Mathematical modeling and analysis of a very low frequency HV test system“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 29, Nr. 11, S. 5784–5794, Nov. 2014.
- [16] M. Egretzberger und A. Kugi, „A dynamical envelope model for vibratory gyroscopes“, *Microsyst. Technol.*, Bd. 16, Nr. 5, S. 777–786, 2010.
- [17] M. Egretzberger, F. Mair und A. Kugi, „Control of vibratory mems gyroscopes based on envelope models“, in *Proceedings of the IFAC Symposium on Mechatronic Systems*, Cambridge, USA, Sep. 2010, S. 441–446.
- [18] R. Erickson und D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*, 2. Aufl. New York, USA: Springer, 2001.
- [19] H. Faremo, P. Soelberg, E. Ildstad und J. Sletbak, „The influence of a DC test voltage on the AC performance of new and old XLPE cables“, in *Proceedings of the 10th International Conference on Electricity Distribution*, Bd. 3, Brighton, UK, Mai 1989, S. 233–237.
- [20] W. Hauschild, „Frequency-tuned resonant test systems for HV on-site testing of XLPE cables and SF6 insulated apparatus“, in *Proceedings of the 5th International Conference on Properties and Applications of Dielectric Materials*, Bd. 2, Seoul, Südkorea, Mai 1997, S. 1151–1158.

- [21] J. Hernández-Mejía, R. Harley, N. Hampton und R. Hartlein, „Characterization of ageing for MV power cables using low frequency tan delta diagnostic measurements“, *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Bd. 16, Nr. 3, S. 862–870, Juni 2009.
- [22] J. Hernández-Mejía, J. Perkel und R. Harley, „Characterization of ageing for MV power cables using low frequency tan delta diagnostic measurements“, *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Bd. 16, Nr. 3, S. 862–870, Juni 2009.
- [23] IEEE Power & Energy Society, *IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions*, IEEE, März 2000.
- [24] IEEE Power Engineering Society, *400.2 - IEEE Guide for Field Testing of Shielded Power Cable Systems using Very Low Frequency (VLF) (less than 1Hz)*, IEEE, Juni 2013.
- [25] M. Jenny und A. Gerstner, „Combined very low frequency and monitored withstand test - how to apply the new way of cable condition assessment“, in *Proceedings of the IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition*, Chicago, USA, Apr. 2014, S. 1–5.
- [26] W. Kemmetmüller, S. Eberharter und A. Kugi, „Quasi optimal feedforward control of a very low frequency high-voltage test system“, in *Proceedings of the 19th IFAC World Congress*, Kapstadt, Südafrika, Aug. 2014, S. 11 623–11 628.
- [27] ———, „Controller design and experimental validation of a very low frequency high-voltage test system“, *Control Engineering Practice*, Bd. 37, S. 32–42, Apr. 2015.
- [28] W. Kemmetmüller und A. Kugi, „Mathematische Modellierung und Analyse eines DRT-VLF Hochspannungsprüfgenerators“, *e&E - Elektrotechnik und Informationstechnik*, Nr. 129, S. 18–27, 2012.
- [29] C. Kocatepe, C. Kumru, R. Ayaz, O. Arıkan und H. Akca, „The influence of voltage and frequency variations on insulation quality of a high-voltage cable“, in *Proceedings of the IEEE EUROCON*, Zagreb, Serbien, Juli 2013, S. 964–968.
- [30] W. Kongnun, A. Sangswang und S. Chotigo, „Design of a cascaded H-bridge converter for insulation testing“, in *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Seoul, Südkorea, Juli 2009, S. 859–863.
- [31] M. Krüger, R. Feurstein und A. Filz, „New very low frequency methods for testing extruded cables“, in *Proceedings of the International Symposium on Electrical Insulation*, Toronto, Kanada, Juni 1990, S. 286–289.

- [32] A. Küchler, *Hochspannungstechnik*, 3. Aufl. Berlin, Deutschland: Springer, 2009.
- [33] J. Kuffel, E. Kuffel und W. S. Zaengl, *High voltage engineering fundamentals*, 2. Aufl. Burlington, USA: Newnes, 2000.
- [34] K. Küpfmüller, W. Mathis und A. Reibiger, *Theoretische Elektrotechnik*, 17. Aufl. Berlin, Deutschland: Springer, 2006.
- [35] S. Lee, P. Kim und S. Choi, „High step-up soft-switched converters using voltage multiplier cells“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 28, Nr. 7, S. 3379–3387, Juli 2013.
- [36] Y. Liu, X. Chang und G. Liu, „Analysis for AC voltage withstand test of HV XLPE power cable“, in *Proceedings of the IEEE International Conference on Solid Dielectrics*, Winchester, UK, Juli 2007, S. 666–668.
- [37] L. Ljung, *System identification*, 2. Aufl. New Jersey, USA: Prentice Hall, 1999.
- [38] J. Lutz, *Halbleiter-Leistungsbaulemente*. Berlin, Deutschland: Springer, 2012, Bd. 2.
- [39] H. Manli, N. Fröhleke, W. Peters und J. Böcker, „Multi-objective optimization of LCC resonant converter applied in VLF HV generator“, in *Proceedings of the 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Melbourne, Australien, Nov. 2011, S. 1456–1461.
- [40] P. Mohaupt, „New concept for VLF test voltage generation for applications in the HV and UHV range“, in *Proceedings of the IWD CIGRE D1.33*, Mallorca, Spanien, Sep. 2008.
- [41] —, „VLF Test Generator“, WO 2009/143544 A2, 2009.
- [42] —, „VLF Test Generator“, WO 2009/143543 A2, 2009.
- [43] P. Mohaupt und A. Bergmann, „A new concept for test equipment for testing large HV and UHV cables on-site“, *e&Ei - Elektrotechnik und Informationstechnik*, Bd. 127, Nr. 12, S. 350–353, Dez. 2010.
- [44] P. Mohaupt und P. Derks, „Challenges in high voltage and ultra high voltages AC and DC field testing“, in *Proceedings of the IET Conference on Reliability of Transmission and Distribution Networks*, London, UK, Nov. 2011, S. 1–3.
- [45] P. Mohaupt, H. Geyer, B. Bergman, S. Bergman, A. Bergman, W. Kemmetmüller, S. Eberharter und A. Kugi, „Extension and optimization of the load range of DRT test systems for testing extra-long HV and UHV cables“, *e&Ei - Elektrotechnik und Informationstechnik*, Bd. 129, Nr. 7-8, S. 483–487, 2013.

- [46] P. Morshuis und J. Smit, „Partial discharges at DC voltage: their mechanism, detection and analysis“, *IEEE Transaction on Dielectrics and Electrical Insulation*, Bd. 12, Nr. 2, S. 328–340, Apr. 2005.
- [47] M. Muhr, C. Sumereder und R. Woschitz, „The use of the 0,1 Hz cable testing method as substitution to 50 Hz measurement and the application for PD measuring and cable fault location“, in *Proceedings of the 12th International Symposium on High Voltage Engineering*, Bangalore, Indien, Aug. 2001, S. 951–955.
- [48] Neumann Elektrotechnik GmbH, „Prüfgerät zur Spannungsprüfung von Kabeln und Kabelgarnituren mit VLF Spannung“, DE 103 33 241 B3, 2004.
- [49] H. Oetjen, „Principals and field experience with the 0.1 Hz VLF method regarding the test of medium voltage distribution cables“, in *Proceedings of the IEEE International Symposium on Electrical Insulation*, Indianapolis, USA, Sep. 2004, S. 376–379.
- [50] A. Papoulis, *The fourier integral and its applications*, 1. Aufl. New York, USA: McGraw-Hill, 1962.
- [51] J. Perkel, Y. D. Valle, R. Hampton, J. Hernández-Mejía und J. Densley, „Interpretation of dielectric loss data on service aged polyethylene based power cable systems using VLF test methods“, *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Bd. 20, Nr. 5, S. 1699–1711, Okt. 2013.
- [52] S. G. Peschel, „Very low frequency high voltage sinusoidal electrical testing method, systems and apparatus“, US 6,169,406 B1, 2001.
- [53] R. Pietsch und W. Hausschild, „HV on-site testing with partial discharge measurement“, in *Brochure of the CIGRE Working Group D1.33.05*, Juni 2005.
- [54] A. Prostejovski, „Modellbasierte Optimierung und Regelung eines Hochspannungsprüfgenerators“, Masterarbeit, Institut für Automatisierungs- und Regelungstechnik, Technische Universität Wien, 2011.
- [55] H. Putter, D. Götz, F. Petzold und H. Oetjen, „The evolution of VLF testing technologies over the past two decades“, in *Proceedings of the Transmission and Distribution Conference and Exposition*, Orlando, USA, Mai 2012, S. 1–4.
- [56] R. Reid, „High voltage VLF test equipment with sinusoidal waveform“, in *Proceedings of the Transmission and Distribution Conference*, New Orleans, USA, Apr. 1999, S. 8–12.
- [57] J. A. Sanders und F. Verhulst, *Averaging methods in nonlinear dynamical systems*, 59. Aufl. New York, USA: Springer, 2007.

- [58] S. Schierig, T. Steiner und M. Jochim, „HV AC generation based on resonant circuits with variable frequency for testing of electrical power equipment on site“, in *Proceedings of the International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis*, Beijing, China, Apr. 2008, S. 684–691.
- [59] S. Seesanga, W. Kongnun, A. Sangswang und S. Chotigo, „A new type of the VLF high voltage generator“, in *Proceedings of the IEEE International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology*, Krabi, Thailand, Mai 2008, S. 929–932.
- [60] J. Stoer und R. Burlisch, *Introduction to numerical analysis*, 3. Aufl. New York, USA: Springer, 2002.
- [61] C. Sumereder, „A comparison of partial discharge detection with 50Hz and 0,1Hz at XLPE cables“, in *Proceedings of the IEEE International Symposium on Electrical Insulation (ISEI)*, San Juan, Puerto Rico, Juni 2012, S. 619–622.
- [62] T. Takeda, H. Suzuki und T. Okamoto, „Correlation between space charge distribution under DC voltage and dielectric breakdown properties in XLPE under impulse voltage superposed onto DC voltage“, in *Proceedings of the International Symposium on Electrical Insulating Materials*, Himeji, Japan, Nov. 2001, S. 493–496.
- [63] A. Van den Bossche und V. C. Valchev, *Inductors and transformers for power electronics*. Boca Raton, USA: Taylor & Francis, 2005.
- [64] X. Wang, D. Tu, Y. Tanaka, T. Muronaka, T. Takada, C. Shinoda und T. Hashizumi, „Space charge in XLPE power cable under DC electrical stress and heat treatment“, *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Bd. 2, Nr. 3, S. 467–474, Juni 1995.
- [65] W. Xinlao, W. Yonghong, C. Qingguo und M. Sen, „A new type of VLF high-voltage generator used for on-site tests of power cables“, in *Proceedings of the 5th International Conference on Properties and Applications of Dielectric Materials*, Seoul, Südkorea, Mai 1997, S. 1113–1115.
- [66] Y. Yan, R. Zane, R. Erickson und J. Glaser, „Direct modeling of envelope dynamics in resonant inverters“, in *Proceedings of the IEEE 34th Annual Power Electronics Specialist Conference*, Bd. 3, Acapulco, Mexiko, Juni 2003, S. 1313–1318.
- [67] E. Yang, F. Lee und M. Jovanovic, „Small-signal modeling of LCC resonant converter“, in *Proceedings of the 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Bd. 2, Toledo, Spanien, Juni 1992, S. 941–948.

- [68] C. Young, M. Chen, S. Yeh und K. Yuo, „A single-phase single-stage high step-up AC/DC matrix converter based on cockcroft-walton voltage multiplier with PFC“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 27, Nr. 12, S. 4894–4905, Dez. 2012.
- [69] F. Zach, *Leistungselektronik*, 4. Aufl. Wien, Österreich: Springer, Dez. 2010.
- [70] C. Zhang und R. Ordóñez, *Extremum-Seeking Control and Applications*, 1. Aufl. London, UK: Springer, 2012.