

# Störempfindlichkeit von implantierten Herzschrittmachern gegenüber hochfrequenten elektromagnetischen Feldern

Von der Fakultät für Elektrotechnik der  
Helmut – Schmidt – Universität / Universität der Bundeswehr Hamburg  
zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktor-Ingenieurs  
vorgelegte und genehmigte

## Dissertation

von  
Dipl.-Ing. Stefan Schenke  
aus Husum

Hamburg, 2009



# Inhaltsverzeichnis

<b>Verwendete Variablen</b>	<b>vii</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2 Herz und Herzschrittmacher</b>	<b>5</b>
2.1 Aufbau und Funktionsweise des Herzens . . . . .	5
2.2 Funktionsweise von Herzschrittmachern . . . . .	6
2.2.1 Störende Beeinflussung des Herzschrittmachers . . . . .	7
2.2.2 Definierter und undefinierter Störbetrieb . . . . .	8
2.2.3 Störung durch elektrische und magnetische Felder . . . . .	8
2.3 Übersicht über vorhandene Studien und Normen . . . . .	9
2.3.1 Direkte Untersuchungen . . . . .	10
2.3.2 Kopplungsmodell . . . . .	11
2.3.3 Verträglichkeitsmodell . . . . .	12
2.3.4 Normen . . . . .	12
<b>3 Kopplungsmodell</b>	<b>15</b>
3.1 Vorhandene Studien zum K-Modell . . . . .	15
3.2 Bestimmung der eingekoppelten Spannung . . . . .	18
3.3 Modellierung der HSM-Elektrode . . . . .	20
3.4 Empfangseigenschaften einer HSM-Elektrode . . . . .	21
3.4.1 $S_{11}$ -Parameter einer HSM-Elektrode . . . . .	22
3.4.2 HSM-Elektrode als Empfangsantenne . . . . .	26
3.4.3 Schlussfolgerung aus den Messungen . . . . .	27
3.5 Dielektrische Materialien . . . . .	29
3.6 Berechnung der eingekoppelten Störspannung . . . . .	33
3.6.1 Simulationsergebnisse . . . . .	35
3.7 Verwendung eines detaillierten Körpermodells . . . . .	39
3.7.1 Körpermodell . . . . .	39

3.7.2	Simulationen mit <i>Microwave Studio</i> . . . . .	40
3.7.3	Materialparameter des Körpermodells . . . . .	40
3.7.4	Simulationen: HSM im Menschmodell . . . . .	41
3.7.5	Mathematische Beschreibung der Ergebnisse . . . . .	44
<b>4</b>	<b>Verträglichkeitsmodell</b>	<b>47</b>
4.1	Vorhandene Messwerte . . . . .	47
4.1.1	Verwendete Prüfsignale . . . . .	49
4.1.2	Gemessene Grenzwerte . . . . .	53
4.2	HSM-Eingangsschaltung . . . . .	55
4.3	Realisierung der Eingangsschaltung . . . . .	56
4.4	Nichtlineares Verstärkermodell . . . . .	59
4.4.1	Nichtlineares Model für beschaltete Verstärker . . . . .	63
4.5	Vereinfachtes Verstärkermodell . . . . .	67
4.5.1	Vereinfachung der Systembeschreibung . . . . .	73
4.6	Berechnung der Formfaktoren . . . . .	73
4.6.1	Formfaktor $F_1$ . . . . .	73
4.6.2	Formfaktor $F_2$ . . . . .	75
4.7	Validierung des V-Modells . . . . .	80
4.7.1	Verwendung einer Testschaltung . . . . .	80
4.7.2	Messungen an HSM . . . . .	86
4.8	Bestimmung der kritischen Schwelle $U_t$ . . . . .	90
4.9	Praktische Anwendung des V-Modells . . . . .	90
4.10	Validierung an HSM-Messungen . . . . .	90
4.11	Formfaktoren bei sehr kurzen Pulsen . . . . .	94
4.12	Im Modell enthaltene Vereinfachungen . . . . .	98
4.12.1	Aussteuergrenze des Verstärkers . . . . .	98
4.12.2	Einschwingverhalten des OPs . . . . .	103
4.12.3	Eingangsimpdanz des HSM . . . . .	104
<b>5</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>107</b>
<b>A</b>	<b>Anwendung der Modelle</b>	<b>109</b>
A.1	Bestimmung des Sicherheitsabstandes . . . . .	109
<b>B</b>	<b>Herleitungen zum V-Modell</b>	<b>111</b>

B.1	Strom $I_d$ des Differenzverstärkers . . . . .	111
B.2	Taylorreihe von $I_d$ . . . . .	113
B.3	Kleinsignalkomponente des Quellenstroms $I$ . . . . .	114
B.4	Beschreibung mit Hilfe einer Volterra-Reihe . . . . .	115
	<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>117</b>
	<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>122</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>125</b>



# Verwendete Variablen

## Kopplungsmodell

$\underline{Z}_{\text{Struktur}}$	Gesamtimpedanz bestehend aus HSM-Elektrode und Rückleitung durch den Körper.
$\underline{U}_{\text{ind}}$	Phasor der in die HSM-Elektrode eingekoppelten Spannung.
$\underline{U}_{\text{ss,ind}}^{\text{max}}$	Maximal in die HSM-Elektrode eingekoppelte Spannung, Spitze-Spitze.
$\underline{I}_{\text{K}}$	Kurzschlussstrom, verursacht durch Spannungseinkopplung in die HSM-Elektrode. Phasor.
$\lambda$	Wellenlänge.
$l$	Länge der HSM-Elektrode.

## Körpergewebe

$\varepsilon_0$	Elektrische Feldkonstante.
$\varepsilon_r$	Relative Permittivität.
$\varepsilon_r'$	Realteil der komplexen relativen Permittivität.
$\varepsilon_r''$	Imaginärteil der komplexen relativen Permittivität.
$\omega$	Kreisfrequenz.
$\sigma$	Elektrische Leitfähigkeit.

## Verträglichkeitsmodell

$f_T$	Trägerfrequenz des Störsignals
$U_{\text{ind}}$	In die HSM-Elektrode eingekoppelte Spannung.
$U'_{\text{ind}}$	Am Signalgenerator erzeugte Störspannung.
$U_{\text{EKG}}$	Am Signalgenerator erzeugtes EKG.
$U_{\text{HSM}}$	Eingangsspannung am HSM.
$\underline{Z}_{\text{Struktur}}$	Gesamtimpedanz bestehend aus HSM-Elektrode und Rückleitung durch den Körper.
$\underline{Z}_{\text{HSM}}$	Eingangsimpedanz des zu untersuchenden HSM.
$R_S$	50 $\Omega$ Widerstand als Näherung für $\underline{Z}_{\text{Struktur}}$ .
$U_{\text{ein}}$	HSM-Eingangsspannung, Großsignal.
$U_{\text{aus}}^{\text{amp}}$	Ausgangsspannung des Verstärkers der HSM-Eingangsschaltung, Großsignal.
$U_{\text{aus}}^{\text{BP}}$	Ausgangsspannung des Bandpasses der HSM-Eingangsschaltung, Großsignal.
$U_t$	Schwellwert: Der HSM registriert $ u_{\text{aus}}^{\text{BP}}  > U_t$ .
$\underline{U}_{\text{ein}}$	HSM-Eingangsspannung, Phasor.
$\underline{U}_{\text{aus}}^{\text{BP}}$	Ausgangsspannung des Bandpasses der HSM-Eingangsschaltung, Phasor.
$B$	Bandbreite des Eingangssignals.
$F_1$	Formfaktor 1. Normierte Amplitude des Störsignals. Bei gepulsten Signalen doppelte Amplitude, siehe Abschnitt 4.6.1.
$F_2$	Formfaktor 2. Amplitude des Bandpass-Ausgangssignals bei Anregung mit der normierten Einhüllenden des Störsignals.
$G_1$	Lineare Verstärkerkennlinie.
$G_2$	Quadratische Verstärkerkennlinie zur Beschreibung des demodulierten Signalanteils.
$U_{\text{ss}}^{\text{max}}$	Maximale Störspannung (Spitze-Spitze) am HSM-Eingang, die noch keine Störung verursacht.
$\tau_{\text{Delay}}$	Zeitliche Reaktionsverzögerung des Komparators.
$T$	Periodendauer eines Testsignals.
$T_{\text{ein}}$	Pulsdauer eines pulsmodulierten Testsignals.



## Fiori-Modell

$d_1, d_2, d_3$	Demodulierter Signalanteil, der in der 1., 2. bzw. 3. OP-Stufe entsteht.
$I$	Stromquelle des differentiellen Verstärkers.
$U_d$	Differenz der Eingangsspannungen, Großsignal.
$U_{dd}$	Versorgungsspannung des differentiellen Verstärkers.
$\beta$	Konstante aus der Halbleitertechnik, siehe Seite 60.
$i_d$	Differenzieller Ausgangsstrom der ersten Verstärkerstufe, Kleinsignal.
$u_d$	Differenz der Eingangsspannungen, Kleinsignal.
$U_{\text{ein}}(\omega)$	Eingangsspannung der OP-Schaltung.
$\underline{H}_2(\omega)$	Linearer Volterra-Kern der OP-Schaltung.
$\underline{H}_{22}(\omega_1, \omega_2)$	Quadratischer Volterra-Kern der OP-Schaltung.

## *Verwendete Variablen*

# 1 Einleitung

In den vergangenen 20 Jahren wurden zahlreiche neue Sendeanlagen im öffentlichen Raum installiert, die beispielsweise dem Mobilfunk, der Datenübertragung oder auch der Warensicherung in Kaufhäusern dienen. Seit Ende der 1980er Jahre hat ebenfalls die Anzahl von elektronischen Geräten stark zugenommen, deren Funktion darin besteht, dem Verbraucher den Alltag zu erleichtern oder zu bereichern. Eine gegenseitige Beeinflussung verschiedener Geräte kann nie vollständig unterdrückt werden, muss aber auf ein Maß reduziert werden, welches ein hinreichendes Funktionieren aller Geräte garantiert. Im günstigsten Fall wird der Entwicklungsingenieur bereits beim Schaltungs- und Designentwurf die elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) berücksichtigen.

Es gibt jedoch zahlreiche elektronische Geräte, die zu einer Zeit entworfen wurden, als die elektromagnetische Umgebung deutlich weniger Signalformen beinhaltete als heute. Besonders kritisch sind Anwendungen, bei denen eine fehlerfreie Funktion garantiert werden muss, wie zum Beispiel in der Medizintechnik.

Diese Arbeit beschäftigt sich mit der Frage, inwiefern implantierte Herzschrittmacher (HSM) durch die elektromagnetische Strahlung von Sendeanlagen in ihrer Funktion gestört werden können.

Hierfür wird in Kapitel 2 zunächst erläutert, wie das Zusammenspiel von Herz und -schrittmacher funktioniert und auf welche Arten ein HSM von außen gestört werden kann. Es zeigt sich, dass ein Großteil der Störungen durch magnetische, elektrische und elektromagnetische Felder verursacht wird. Dies liegt darin begründet, dass der HSM über eine Elektrode mit dem Herzen verbunden ist. Mit Hilfe dieser Verbindung kann das Gerät zum einen das Elektrokardiogramm (EKG) des Herzens überwachen und zum anderen im Bedarfsfall das Herz mit Spannungsimpulsen zum Schlagen anregen. Befindet sich der Patient nun im elektromagnetischen Feld einer Sendeanlage, kann dieses Feld durch das Körpergewebe in die Elek-

## 1 Einleitung

trode einkoppeln, was eine Störspannung am HSM-Eingang zur Folge hat. Diese Spannung kann unter Umständen die EKG-Detektion stören oder sogar als Herzsignal fehlinterpretiert werden. In beiden Fällen wäre die Funktionalität des HSM stark eingeschränkt. In Bild 1.1 ist der Einkopplungsvorgang schematisch dargestellt.

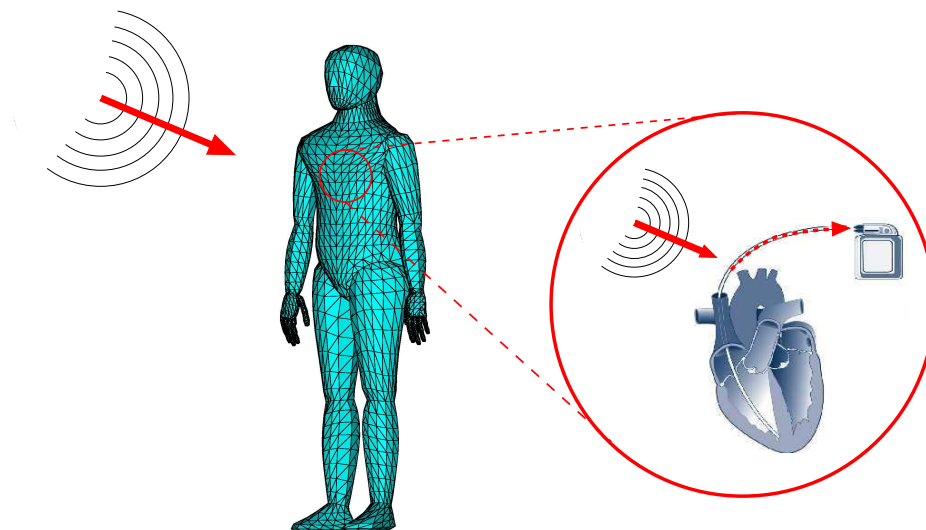


Bild 1.1: Schematische Darstellung der Störspannungseinkopplung.

In Kapitel 3 wird ein *Kopplungsmodell* vorgestellt, mit dessen Hilfe die auftretenden Störspannungen berechnet werden, die in eine HSM-Elektrode einkoppeln, wenn ein HSM-Patient einem elektromagnetischen Feld ausgesetzt ist. Hierfür wird ein geeignetes Verfahren zur numerischen Feldsimulation vorgestellt, das bereits in einer anderen Arbeit [29] verwendet wurde. Allerdings wurde bisher nur der zivil genutzte Frequenzbereich bis 2,5 GHz untersucht. In dieser Arbeit wird erstmals der Zusammenhang zwischen einfallendem Feld und Störspannung für Frequenzen bis 12 GHz berechnet. Mit Hilfe von Simulationen werden die Spannungen berechnet, die maximal am HSM-Eingang anliegen können, wenn der Körper einer elektrischen Feldstärke von 1 V/m ausgesetzt ist. Da es sich bei den Kopplungsmechanismen um lineare Vorgänge handelt, können hiermit die Spannungen für jede beliebige Feldstärke berechnet werden.

Bisher wurde die, von Modulationsart und Sendefrequenz abhängige, kritische Störspannung, die die Funktion des HSM noch nicht stört, experimentell bestimmt [16, 17, 32, 42]. In aufwendigen Versuchsreihen wurden mehrere hundert HSM unterschiedlicher Bauart einzeln an einen Messaufbau angeschlossen, um ihre Reaktion auf die Störsignale zu beobachten. Diese Methode ist jedoch sehr zeit- und damit kostenintensiv.

In Kapitel 4 wird ein neues Verfahren vorgestellt, mit dem die Reaktion eines HSM auf eine Störspannung berechnet werden kann. Hierfür wird der innere Aufbau eines HSM genauer untersucht. Es zeigt sich, dass für die Störanfälligkeit des HSM die analoge Eingangsschaltung verantwortlich ist. Hier befindet sich eine Verstärkerschaltung mit Bandpass-Charakter. Durch die parasitären nichtlinearen Eigenschaften des Verstärkers wird ein hochfrequentes Störsignal zu niedrigen Frequenzen heruntergemischt und kann so den Bandpass passieren, der eigentlich nur das EKG hindurchlassen sollte. Überschreitet die Ausgangsspannung des Bandpassfilters eine definierte Amplitude, wird dieses Ereignis von HSM als detektierter Herzschlag gewertet, unabhängig davon, ob diese Spannung vom EKG oder dem Störsignal erzeugt wurde.

Mit Hilfe einer nichtlinearen Beschreibung des Verstärkers wird eine analytische Beschreibung der HSM-Eingangsschaltung vorgestellt. Dieses *Verträglichkeitsmodell* ermöglicht es, die Ausgangsspannung von Verstärker und Bandpass für jedes beliebige Eingangssignal zu berechnen und damit Aussagen über ein eventuelles Fehlverhalten des HSM zu treffen. Das Verfahren wird sowohl an einer Testschaltung als auch mit den in anderen Studien messtechnisch ermittelten Störschwellen validiert und weist eine hohe Genauigkeit auf.

Bild 1.2 zeigt ein Blockschaltbild, das die Vorgehensweise zur Bewertung eines elektromagnetischen Störsignals veranschaulicht.

Im Anhang A wird gezeigt, wie sich mit Hilfe der vorgestellten Modelle der Sicherheitsabstand zu einer gegebenen Sendeanlage berechnen lässt, der eine Gefährdung von Menschen mit HSM ausschließt.

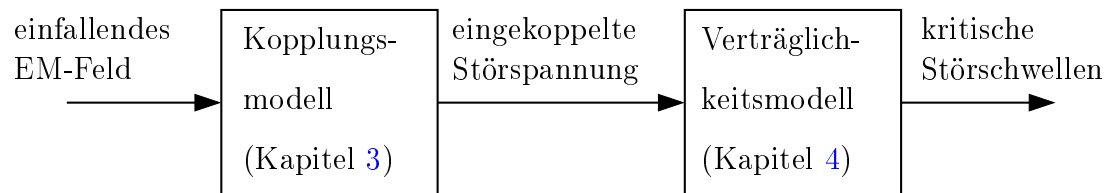


Bild 1.2: Übersicht zum vorgestellten Modell.

## 2 Herz und Herzschrittmacher

### 2.1 Aufbau und Funktionsweise des Herzens

Das Herz ist ein muskuläres Organ, das durch rhythmische Kontraktion Blut durch den Körper pumpt. Es ist in vier Kammern, die Hauptkammern (Ventrikel) und die Vorhöfe (Atrium) unterteilt. Abb. 2.1 zeigt schematisch den Aufbau des Herzens. Ein gesundes Herz schlägt zwischen 60 und 80 mal in der Minute, wenn keine körperliche Anstrengung vorliegt. Benötigt der Körper mehr Sauerstoff, wird die Herzfrequenz im erforderlichen Maße erhöht. Die Anregung zur Kontraktion entsteht im Sinusknoten, breitet sich über den linken Vorhof zum AV-Knoten aus und wird von hier zu den Hauptkammern weitergeleitet. Am AV-Knoten verzögert sich der Signaltransport, wodurch die Hauptkammern zeitlich versetzt zu den Vorhöfen kontrahieren.

Mit zunehmendem Lebensalter kommt es häufig zu Fehlfunktionen in der Impulsgenerierung und Weiterleitung. Eine häufige Form ist das Vorhofflimmern. Bei diesem Krankheitsbild arbeitet der Sinusknoten nicht mehr richtig und es kommt zu unkontrollierten Anregungen an mehreren Orten des Vorhofs. Je nach Frequenz dieser Anregung spricht der Mediziner von Vorhoftachykardie (120-180 Impulse pro Minute), Vorhofflattern (180-220 Impulse pro Minute) oder Vorhofflimmern (>220 Impulse pro Minute). Der AV-Knoten leitet bei stark erhöhter Signalfrequenz jedoch nicht alle Impulse weiter. Durch seine Trägheit schlagen die Hauptkammern mit einer Frequenz, die im normalen Bereich liegt. Durch die Asynchronität verliert das Herz an Pumpwirkung. Die Leistungsfähigkeit des Patienten wird, je nach Ausprägung der Herzrhythmusstörung, sehr eingeschränkt.

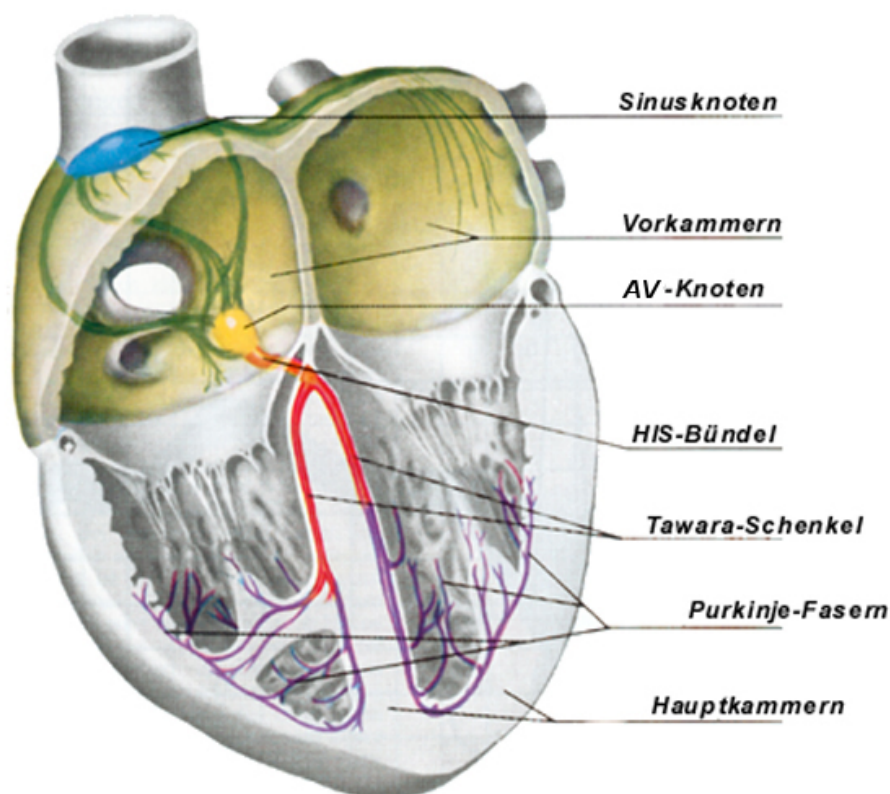


Bild 2.1: Aufbau des menschlichen Herzens. *Quelle: Farbatlanten der Medizin [43].*

## 2.2 Funktionsweise von Herzschrittmachern

Seit 1958 werden Herzschrittmachersysteme erfolgreich zur Behandlung von Herzrhythmusstörungen eingesetzt. Während einer Operation von 15–60 Minuten Dauer werden unter örtlicher Betäubung eine oder mehrere Elektroden über eine Vene in die Herzkammern geführt. Ein elektronischer Impulsgeber, der eigentliche HSM, wird üblicherweise unter einem der Schlüsselbeine implantiert und an die Elektrode(n) angeschlossen. Man spricht von einer rechts bzw. links pectoralen Implantation. In seltenen Fällen, zum Beispiel bei sehr hageren Patienten, wird der HSM in die Bauchhöhle (abdominal) implantiert (siehe Bild 2.2). Der HSM ist nun in der Lage, sowohl das EKG des Herzens aufzunehmen, als auch Erregungsimpulse an das Herz abzugeben. Je nach Anzahl der implantierten Elektroden spricht man von einkanaligen und mehrkanaligen HSM (siehe Bild 2.3). Die Elektroden können unipolar oder bipolar ausgeführt sein.



Bei einer unipolaren Elektrode bildet die Elektrodenspitze im Herzen die Kathode, das leitend mit dem Körpergewebe verbundene Herzschrittmachergehäuse ist die Anode. Bipolare Elektroden besitzen zwei Kontakte an der Spitze, die etwa einen Zentimeter voneinander entfernt sind.

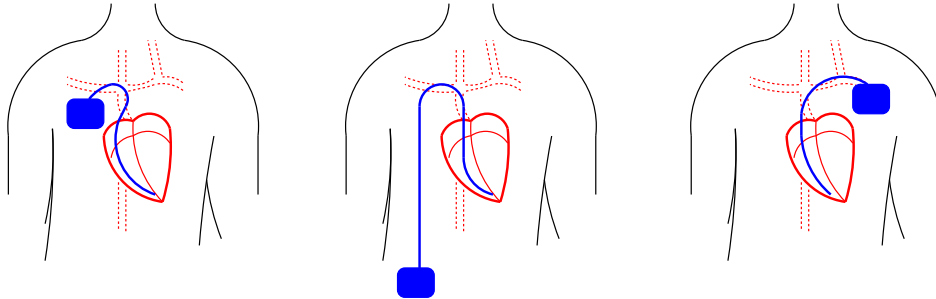


Bild 2.2: Implantationsorte: rechts pektoral, abdominal, links pektoral.

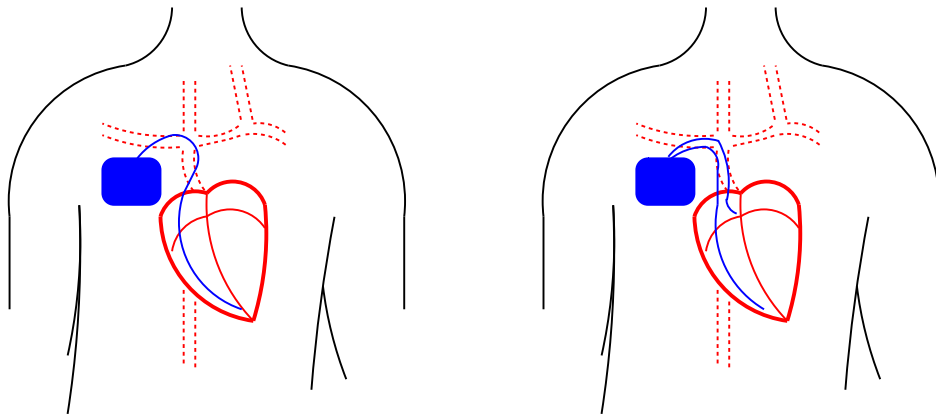


Bild 2.3: links: einkanaliger HSM, rechts: zweikanaliger HSM.

### 2.2.1 Störende Beeinflussung des Herzschrittmachers

Die ersten HSM regten das Herz mit einer festen Frequenz an. Dies hatte zur Folge, dass das Leben des Patienten sehr eingeschränkt wurde. Das Herz konnte seinen Rhythmus nicht mehr der körperlichen Belastung anpassen. Die heute eingesetzten Geräte nehmen das EKG des Herzens auf und können die Anregung einstellen, wenn Herzeigenaktivität vorhanden ist (Demand-Schrittmacher). Zudem sind moderne Schrittmacher in der Lage, die Frequenz den aktuellen Bedürfnissen des Körpers anzupassen.

Bei der Signalauswertung des EKGs kann es jedoch zu Fehlern kommen. Die Elektrode besitzt eine Länge von üblicherweise 60 cm und wirkt auch als Antenne für elektromagnetische Wellen. Es ist möglich, dass aufgrund der elektromagnetischen Umgebung Signale in die Elektrode einkoppeln, die die EKG-Detektion stören oder sogar vom HSM fälschlicherweise als Herzsignale interpretiert werden. Dies hat falsche Reaktionen des HSM und damit unter Umständen Lebensgefahr für den Patienten zur Folge.

### 2.2.2 Definierter und undefinierter Störbetrieb

Wie bereits beschrieben wurde, kann die Elektronik im HSM nur unterscheiden, ob das gefilterte Eingangssignal eine definierte Amplitude überschreitet oder nicht. Um als Herzschlag gewertet werden zu können, muss dieses digitale Signal eine bestimmte Einschaltzeit und Periodendauer besitzen. Entspricht es von seiner Charakteristik her keinem EKG, schaltet der HSM auf den *definierten Störbetrieb* um. Das Herz wird nun mit einer festen Frequenz angeregt. Dieser Zustand stellt jedoch ebenfalls eine Gefahr für den Patienten dar. Sollte der HSM das Herz in dem Moment stimulieren, in dem es sich aufgrund seiner Eigenaktivität kontrahiert (vulnerable Phase), kann es zum lebensbedrohlichen Kammerflimmern kommen.

Wird die Elektronik des HSM wegen der externen Feldeinwirkung massiv in ihrer Funktion gestört, spricht man vom *undefinierten Störbetrieb*. In diesem Zustand ist nicht mehr vorauszusagen, wie sich das Gerät verhält, ob es unkontrolliert Impulse abgibt oder die Stimulation ganz einstellt.

### 2.2.3 Störung durch elektrische und magnetische Felder

Der Vollständigkeit halber sollen hier noch weitere Störquellen angesprochen werden, die jedoch nicht Teil dieser Arbeit sind. Wie auf Bild 2.2 zu erkennen ist, bildet die HSM-Elektrode den Teil einer Schleife. Ein magnetisches Wechselfeld, wie es unter Stromversorgungsleitungen der Bahn oder in den Diebstahlschleusen von Kaufhäusern [15, 32] vorkommt, kann eine Spannung in der Elektrode induzieren. Ein dadurch verursachter Stromfluss kann an der Elektrodenspitze zu kritischen Stromdichten führen, die eine Erwärmung des Gewebes bewirken. Bei Temperaturen von über 45°C

kommt es zu irreparablen Schäden am Herzgewebe, die auch dazu führen können, dass die Impulse des HSM nicht mehr weitergeleitet werden.

Ein elektrisches Feld verursacht eine Potentialdifferenz zwischen Herz und Elektrodenspitze, der fließende Ausgleichstrom kann ebenfalls zu kritischen Stromdichten führen. Beide Phänomene können jedoch durch einen großen Eingangswiderstand im HSM verhindert werden.

Eine weitere Gefahr geht von statischen Magnetfeldern aus. Der HSM besitzt einen Reedkontakt, also einen magnetisch verstellbaren Schalter, der das Gerät in einen Wartungsmodus umschaltet. In dieser Betriebsart arbeitet der HSM festfrequent, wodurch dieselben Gefahren wie im definierten Störbetrieb drohen. Laut Normentwurf [2] darf der Reedkontakt erst ab einer magnetischen Flussdichte von 1 mT auslösen.

## 2.3 Übersicht über vorhandene Studien und Normen

In den vergangenen Jahren wurden zahlreiche Studien durchgeführt, die sich mit der Störung von HSM beschäftigen. Hierbei kann zwischen drei verschiedenen Vorgehensweisen unterschieden werden. Als erste wäre die *direkte Untersuchung* der Störbeeinflussung zu nennen. Hierbei werden Probanden mit implantiertem HSM bzw. HSM-Systeme in einem geeigneten Körpermodell, einer Störquelle ausgesetzt und es wird überwacht, ob Fehlfunktionen am HSM auftreten.

Ein großer Teil der Untersuchungen beschäftigt sich mit dem *Kopplungsmodell*. Hierunter versteht man die Beschreibung des Zusammenhangs zwischen der elektromagnetischen Umgebung, in der sich ein HSM-Träger aufhält und der durch die Felder hervorgerufene Störspannung, die am HSM-Eingang maximal auftreten kann. Es wurden sowohl Messungen mit Körperphantomen als auch numerische Simulationen durchgeführt.

Nur wenige Studien beschäftigen sich mit dem *Verträglichkeitsmodell*, das Aussagen über das Fehlverhalten von HSM in Abhängigkeit von der Störsignalspannung am Eingang des Schrittmachers zulässt.

Eine gute Übersicht über die Gefährdungssituation von HSM-Trägern im Alltag sind in den Arbeiten [7, 10, 15, 21, 27] zu finden.

### 2.3.1 Direkte Untersuchungen

Im Jahr 1992 beschrieben Smith und Aasen die prinzipiellen Wirkmechanismen und Auswirkungen von elektromagnetischen Feldern auf HSM [50].

1996 untersuchte Irnich den Störabstand von Mobilfunktelefonen gegenüber 231 HSM [35]. Hierbei wurden die einzelnen HSM mit angeschlossener HSM-Elektrode in einem Wasserbad mit Kochsalzlösung (0,9% Salz) platziert. Im Wasser befindliche Elektroden erzeugten ein EKG-Signal, so dass sich der HSM in einer körperidentischen Umgebung befand. Eine über der Wasseroberfläche angebrachte Mobilfunkantenne erzeugte ein Störsignal. Der Abstand der Antenne zum HSM und die Sendeleistung wurden während des Versuchs variiert, um die kritischen Kombinationen aus Leistung und Abstand zu bestimmen.

Im selben Jahr führte auch Barbaro ähnliche Untersuchungen mit 25 unterschiedlichen HSM-Modellen durch [8].

Hubmann veröffentlichte 1999 die Ergebnisse einer Studie [30], bei der 84 HSM-Patienten ein Mobiltelefon bei sich trugen und darauf angerufen wurden. Während des Versuchs wurde das EKG der Probanden überwacht, es traten keine HSM-Störungen auf.

Wang untersuchte in den Jahren 2000-2003 den einzuhaltenden Sicherheitsabstand von Mobilfunktelefonen zur Körperoberfläche eines HSM-Trägers. Hierzu führte er numerische Feldsimulationen durch, die auf der FDTD-Methode basierten. Zunächst verwendete er einen Kuboid mit den dielektrischen Eigenschaften von Muskelgewebe als Körpermodell [56] [57], später benutzte er ein detailliertes Menschmodell [55] der US-Airforce [45]. Außerdem beschäftigte er sich mit Schirmungsmöglichkeiten des Körpers durch Metallfolien [58], um die Einkopplung in die HSM-Elektrode zu dämpfen.

Die Beeinflussung von HSM durch Warensicherungssysteme in Kaufhäusern wurde 2002 von Irnich untersucht [32].

Eine ausführliche Einführung in die Anwendung der amerikanischen Norm ANSI/AAMI PC69:2000 [51], die die EMV-Prüfung von HSM beschreibt, wurde 2004 von Krueger und Richter vorgestellt [40].

Bahr führte 2005 Untersuchungen zur Verträglichkeit gegenüber dem GSM und UMTS Mobilfunk durch [6]. Hierfür verwendete er ein detailliertes Körpermodell und das FDTD-Simulationsverfahren.

Die Störfestigkeit von HSM gegenüber magnetischen Wechselfeldern, wie sie bei Warensicherungssystemen verwendet werden, untersuchte Kainz im Jahr 2005 mit Hilfe eines Wasserbads und Helmholtzspulen [37].

Einen ähnlichen Versuchsaufbau verwendete Augello [5] im Jahr 2006 um die Störschwellen von HSM bei Anregung durch magnetische Felder bei einer Frequenz von 50 Hz zu bestimmen.

Im selben Jahr veröffentlichte Bazduga Messergebnisse für einen identischen Versuchsaufbau, mit dem Frequenzen bis 1 MHz untersucht wurden [11].

### 2.3.2 Kopplungsmodell

Im Jahr 1989 gab das Fernmeldetechnische Zentralamt der Deutschen Bundespost eine Studie in Auftrag [25], die mit Hilfe eines Körperphantoms und einer dafür entwickelten Messschaltung den Zusammenhang zwischen elektrischer Feldstärke und eingekoppelter Spannung am HSM-Eingang für den Frequenzbereich 10 kHz–1 GHz aufstellte. Zusätzlich wurde mit Hilfe einer auf der Momentenmethode (MoM) basierenden Simulation dieser Zusammenhang bis 4 GHz bestimmt. Allerdings sind die Simulationsergebnisse nicht sehr aussagekräftig, da die damalige Rechentechnik zu starken Vereinfachungen in der Simulationsgeometrie zwang.

1996 ermittelten Hansen und Vaupel das Kopplungsmodell bis zu einer Frequenz von 2,5 GHz mit einer auf der MoM basierenden Simulationsreihe, bei der sie den Körper als geschichtetes Dielektrikum (Haut, Fett und Muskel) modellierten [29]. Die gesamte HSM-Struktur wurde hierbei in der Muskelschicht platziert. Im Abschnitt 3.6 dieser Arbeit wird jedoch gezeigt werden, dass bei dieser Geometrie die berechnete eingekoppelte Spannung bei hohen Frequenzen (oberhalb von 1 GHz) zu niedrig ist.

Irnich berechnete 1999 die magnetischen Felder in der Nähe von Hochspannungsleitungen und leitete daraus Sicherheitsabstände ab [31].

Schick und Geisbusch veröffentlichten 2000 zwei Arbeiten [26] [46], die ebenfalls auf der MoM basieren und den Frequenzbereich von 50 MHz bis 500 MHz abdecken. Der Körper wurde hierbei als rotationssymmetrisches Ellipsoid modelliert.

Im selben Jahr erschien eine Untersuchung von Dawson zur Einkopplung von elektrischen Feldern, wie sie von 50/60 Hz Netzleitungen erzeugt werden [13].

Als vorletztes Beispiel sei eine Arbeit von Gustrau erwähnt, der 2003 mit Hilfe einer FDTD-Simulation und einem detaillierten Körpermodell den Frequenzbereich 10 Hz–1 MHz untersuchte und auch Messungen an einem Körperphantom im Frequenzbereich 50 Hz–400 kHz durchführte [28].

Die Störspannungen, die ein HF-Chirurgiegerät am HSM-Eingang verursachen kann, ermittelte Schick [47] anhand von Simulationen mit der MoM.

### 2.3.3 Verträglichkeitsmodell

Die Forschungsgemeinschaft Funk e.V. veröffentlichte im Jahr 1996 eine umfangreiche Studie [42], bei der 95 HSM<sup>1</sup> auf ihre Empfindlichkeit gegenüber verschiedener Testsignale untersucht wurden. Die HSM wurden hierbei jeweils kabelgebunden in einen Versuchsaufbau integriert. Neben einem EKG-Signal wurden verschiedene Störsignale eingespeist und die Reaktion des Prüflings beobachtet und bewertet. Die Amplitude des Störsignals wurde solange erhöht, bis sich ein Fehlverhalten des HSM zeigte. Die Ergebnisse der Studie gingen in den Normentwurf [2] ein und bilden auch eine wichtige Grundlage dieser Arbeit.

In einer weiteren Studie [16] [17] von El-Fikri wurden im Jahr 2005 die Störschwellen von 100 HSM und 10 Defibrillatoren gegenüber un- und pulsmodulierten Signalen im Frequenzbereich 1 Hz–30 kHz ermittelt.

### 2.3.4 Normen

**DIN VDE 0848 Teil 3-1** Im Normentwurf [2] werden die Ergebnisse der vorhandenen Studien zur Störfestigkeit von HSM zusammengefasst und mit den gesetzlichen Grenzwerten für elektromagnetische Felder verglichen. HSM, deren Funktion innerhalb dieser Grenzwerte nicht beeinträchtigt wird, werden der Kategorie 0 „angemessen störfest“ zugeordnet. Die Kategorie 1 „eingeschränkt störfest“ fasst jene Geräte zusammen, die sich

---

<sup>1</sup>Wegen Baugleichheit zu anderen Geräten wurden insgesamt 590 verschiedene HSM-Typen abgedeckt.

bei praktischen Messungen [42] als die 95% störfestesten HSM erwiesen haben. Zuletzt definiert Kategorie 2 die restlichen 5% als „störempfindlich“.

**DIN EN 45502-2-1** Die europäische Norm [3] legt Verfahren zur Produktprüfung von HSM fest und schreibt außerdem die Ausführung der sterilen Verpackung der Implantate und den Umfang der Dokumentation vor. Die Prüfungen beinhalten auch elektrische Störfestigkeitsmessungen, bei denen hochfrequente Signale kabelgebunden zu dem Schrittmachereingang geführt werden. Hierbei sind Grenzwerte festgelegt worden, die zum Teil um den Faktor 10 höher sind als die Definition der Kategorie 1 „eingeschränkt störfest“ aus [2]. Allerdings ist es bis heute für die Marktzulassung nicht zwingend vorgeschrieben, dass alle Störfestigkeitsmessungen bestanden werden müssen. Die Hersteller sind lediglich verpflichtet, ein eventuelles Nichtbestehen der Tests in der Anleitung des Geräts zu vermerken.

**ANSI/AAMI PC69:2000** Die amerikanische Norm [51] beschreibt EMV-Testverfahren für HSM und Defibrillatoren. Da es keine vergleichbare deutsche oder europäische Norm gibt, werden die festgelegten Grenzwerte auch hier verwendet.

**Berufsgenossenschaftliche Regeln BGR B11 „Elektromagnetische Felder“** In den berufsgenossenschaftlichen Regeln BGR B11 [9] sind Grenzwerte für elektrische, magnetische und elektromagnetische Felder im Frequenzbereich 0 Hz–300 GHz festgelegt. Es wird zwischen den Expositionsbereichen 1 und 2 unterschieden. Mit Expositionsbereich 2 bezeichnet man alle Bereiche eines Betriebes, die frei zugänglich sind. Der Expositionsbereich 1 unterliegt einer Zugangskontrolle. Es muss sichergestellt werden, dass sich ein Mitarbeiter hier nicht länger als acht Stunden pro Tag aufhält. Zusätzlich ist der Bereich der erhöhten Exposition definiert, der im niederfrequenten Bereich nicht länger als zwei Stunden pro Tag betreten werden darf, bei hochfrequenten Feldern nicht länger als sechs Minuten.

Zu beachten ist, dass es sich bei den angegebenen Grenzwerten um sechs-Minuten-Mittelwerte handelt. Ein gepulstes Signal mit einer Periodendauer von 1 Sekunde und einer Einschaltdauer von 1/1000 Sekunde darf die angegebenen Werte für die maximale Feldstärke um den Faktor 1000 über-

schreiten. Dies ist darin begründet, dass sich die Grenzwerte aus der spezifischen Absorbtiionsrate (SAR) des Körpers ableiten, also die Erwärmung des Gewebes beschränken sollen.

Die in den BGR B11 definierten Grenzwerte berücksichtigen nicht die besondere Schutzbedürftigkeit von HSM-Trägern. Die festgelegten Grenzwerte des frei zugänglichen Expositionsbereichs 2 stellen nicht sicher, dass ein HSM-Implantat nicht in seiner Funktion gestört wird. Besonders kritisch sind hierbei gepulste Felder, deren Amplitude das bis zu 1000-fache des Grenzwerts für kontinuierliche Signale besitzen darf. Im Anhang der BGR B11 wird für die Sicherheit von HSM-Trägern auf den Normentwurf DIN VDE 0848 Teil 3-1 [2] verwiesen.



## 3 Kopplungsmodell

Mit dem Kopplungsmodell (K-Modell) lässt sich der Zusammenhang zwischen der elektrischen Feldstärke einer auf den Körper treffenden elektromagnetischen Welle und der maximal in die HSM-Elektrode eingekoppelten Störspannung bestimmen. Im Folgenden wird zunächst erläutert, wie sich diese Spannung mit Hilfe von numerischen Feldsimulationen prinzipiell berechnen lässt. Danach wird auf die Modellierung der HSM-Elektrode eingegangen, deren Verhalten als Empfangsantenne experimentell untersucht wird. Schließlich wird auf die Beschreibung von menschlichen Körpergeweben, die in einer umfangreichen Studie [24] experimentell untersucht wurden, als dielektrische Materialien eingegangen. Zuletzt werden die Ergebnisse der durchgeführten Feldsimulationen vorgestellt. Zur einfachen Handhabung werden Transferfunktionen abgeleitet, die den Zusammenhang zwischen elektrischer Feldstärke und eingekoppelter Spannung herstellen.

### 3.1 Vorhandene Studien zum K-Modell

In den vergangenen Jahren wurden mehrere Studien veröffentlicht, die sich mit dem Kopplungsmodell befassen, siehe auch Abschnitt 2.3.2. Während sich die meisten Arbeiten mit einem bestimmten Kopplungsphänomen, wie beispielsweise der Einkopplung von elektrischen Felder in das HSM-System bei Aufenthalt des HSM-Trägers unter einer Hochspannungsleitung, beschäftigen, bestimmen Hansen und Vaupel den Zusammenhang zwischen einfallendem Feld und eingekoppelter Spannung für den Frequenzbereich von 30 kHz–2,5 GHz [29]. Die Ergebnisse basieren auf einer Simulationsreihe nach der Momentenmethode. Bild 3.1 zeigt die verwendete Simulationsgeometrie. Der HSM wurde als ideal leitende Platte modelliert. Für die Elektrode wurde ein ideal leitender Draht mit dielektrischer Isolierung

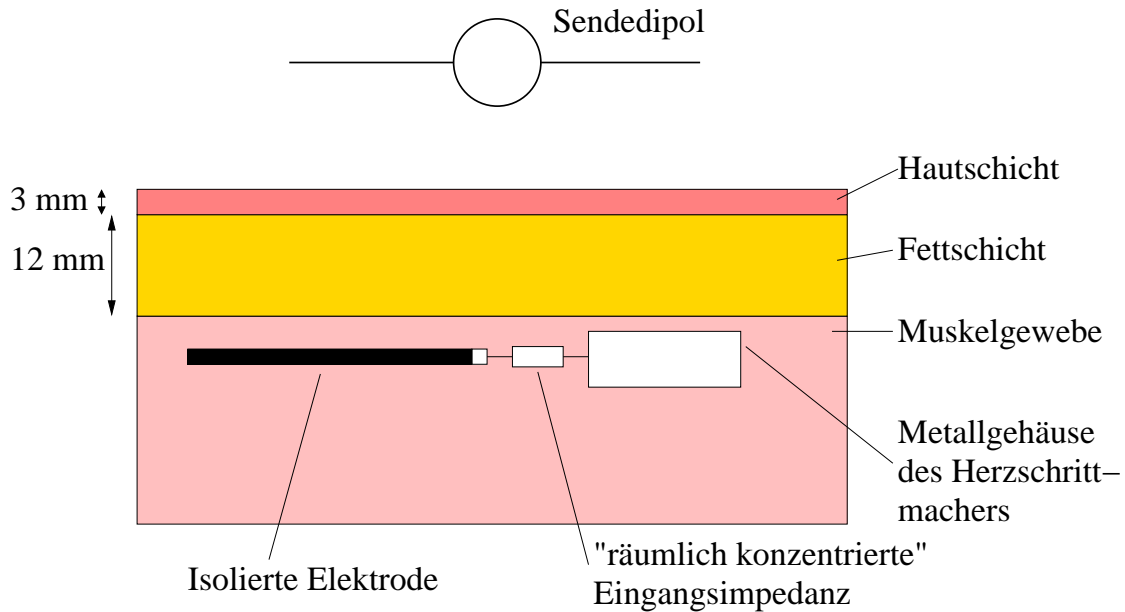


Bild 3.1: Verwendete Simulationsgeometrie für den Frequenzbereich 100 MHz–2,5 GHz [29].

verwendet, wobei das letzte Elektrodensegment vor dem HSM mit einer räumlich konzentrierten Impedanz belegt war. Die gesamte Struktur befand sich planar in einem Medium, dessen komplexe Permittivität der von Muskelgewebe entsprach. Für den Frequenzbereich 30 kHz–100 MHz wurde der menschliche Körper nur durch das Medium „Muskel“ nachgebildet. Bei höheren Frequenzen kamen die Schichten „Haut“ und „Fett“ hinzu, um Reflexionseffekte zwischen den Geweben zu berücksichtigen.

Als Quelle wurde ein Dipol verwendet, dessen Abmessung der jeweiligen Wellenlänge angepasst war. Der Abstand zwischen Dipol und Körperoberfläche wurde derart variiert, dass sowohl die Nah- als auch die Fernfeldkopplung bestimmt wurde. Darüber hinaus wurde die räumliche Orientierung des Dipols parallel und senkrecht zur HSM-Elektrode ausgerichtet, wobei er immer parallel zur Körperoberfläche lag.

Die Ergebnisse der Studie wurden direkt in den Normentwurf [2] übernommen und sind in Bild 3.2 dargestellt.  $U_{ss,ind}^{max}$  ist hierbei die maximal am HSM-Eingang anliegende Leerlaufspannung, angegeben als Spitze-Spitze-Wert, die durch ein auf den Körper treffendes elektromagnetisches Feld der

Frequenz  $f$  mit der elektrischen Feldstärke  $\hat{E} = 1 \text{ V/m}$  verursacht werden kann.

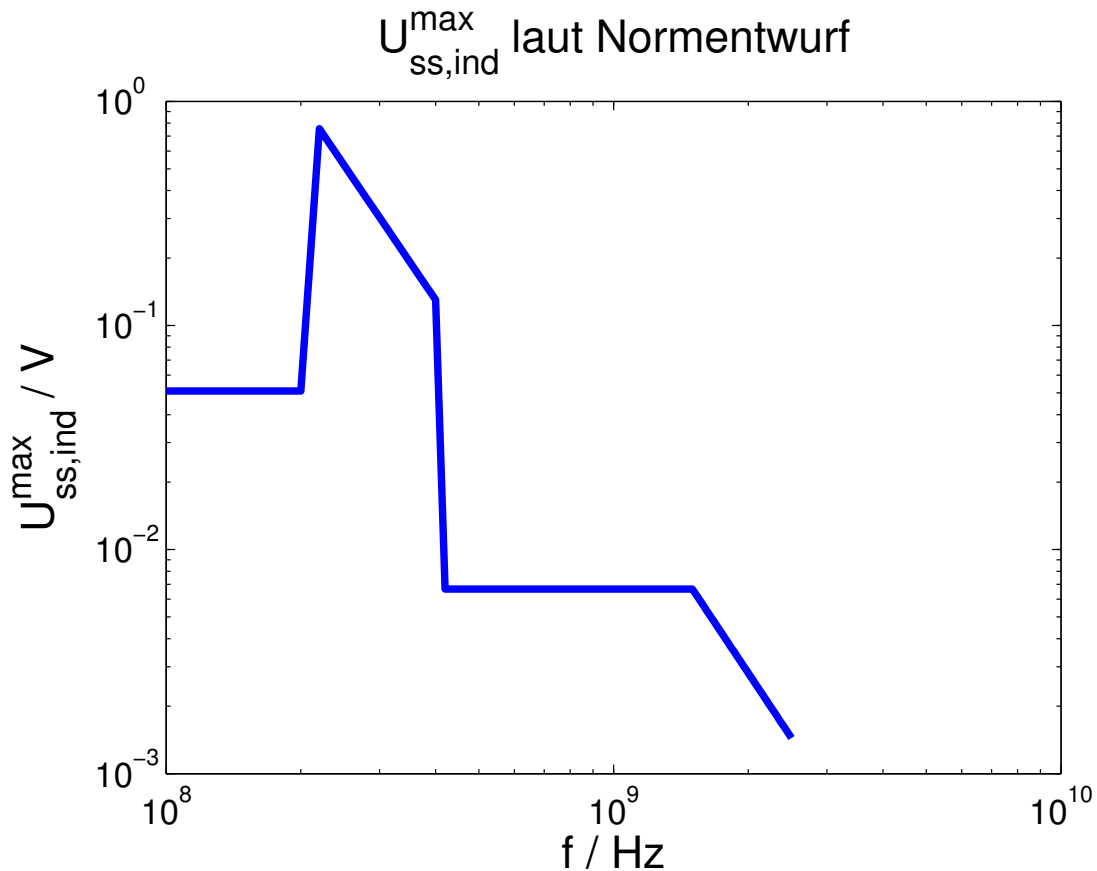


Bild 3.2: Maximal in die HSM-Elektrode eingekoppelte Spannung nach [2].

Als kritisch bei der Simulation nach Bild 3.1 ist die Position der HSM-Struktur in der dielektrischen Schichtung zu betrachten. Hier wurde aufgrund der eingeschränkten Möglichkeiten der Computer und Software im Jahr 1996 eine konstante Tiefe parallel zu den Gewebsgrenzen gewählt. Bei der Tiefe handelt es sich um den geometrischen Mittelwert aller Tiefen des Elektrodenverlaufs. Diese Näherung mag für niedrige Frequenzen Gültigkeit besitzen. Allerdings besitzt Muskelgewebe bei hohen Frequenzen eine zunehmende elektrische Leitfähigkeit, was zu einer starken Dämpfung des einfallenden Feldes führt. Wie sich später in Abschnitt 3.4.1 zeigen wird, koppelt das Feld oberhalb von 1 GHz nur noch in den Elektrodenanschlussstecker am HSM ein. Da der HSM an der Grenze zwischen Fett- und Mus-

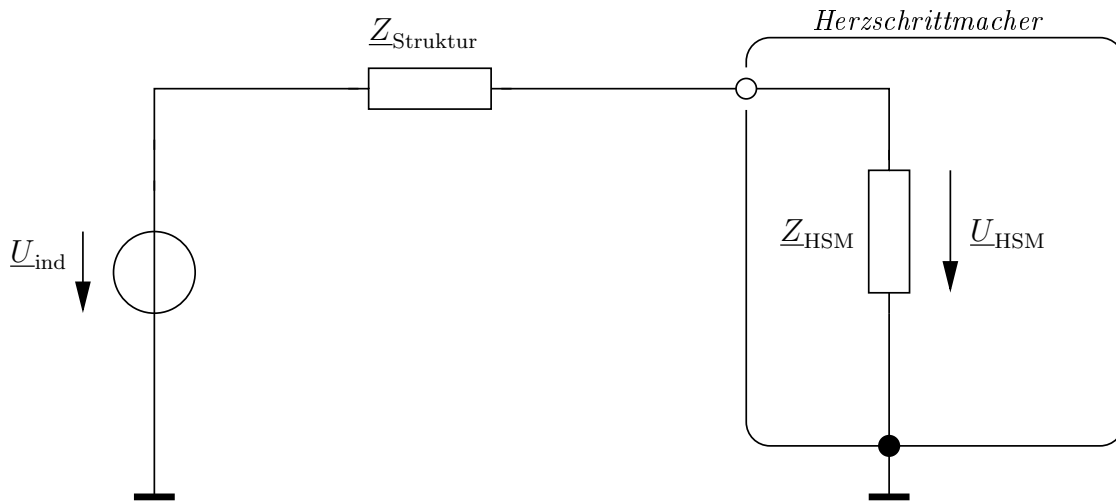


Bild 3.3: Ersatzschaltbild des Kopplungsmodells.

kelgewebe implantiert ist, muss die elektromagnetische Welle nur die Haut- und Fettschicht durchdringen bis sie das Implantat erreicht. Im Gegensatz zur Geometrie nach Bild 3.1 wird das einfallende Feld also deutlich weniger gedämpft, wodurch eine höhere Spannungseinkopplung zu erwarten ist, als in [29] berechnet wurde. Diese Überlegungen werden in Abschnitt 3.6.1 bestätigt.

## 3.2 Bestimmung der eingekoppelten Spannung

Die Einkopplung von Feldern in die HSM-Elektrode und die dadurch entstehende Störspannung am HSM lässt sich durch das Ersatzschaltbild nach Bild 3.3 verdeutlichen. Hierbei wird von einer unipolaren HSM-Elektrode ausgegangen. Die Spannung  $U_{\text{ind}}$  ist die in die HSM-Elektrode eingekoppelte Störspannung. Die Impedanz, die sich aus den Eigenschaften der Elektrode, der Geometrie der ganzen HSM-Struktur und der Leitfähigkeit des menschlichen Körpergewebes zusammensetzt, wird durch  $Z_{\text{Struktur}}$  nachgebildet. Schließlich ist  $Z_{\text{HSM}}$  die frequenz- und modellabhängige Eingangsimpedanz eines HSM. Die Elemente  $U_{\text{ind}}$  und  $Z_{\text{Struktur}}$  können zusammen als reale Spannungsquelle angesehen werden, die mit dem HSM verbunden ist.

Ziel der Feldsimulationen ist es,  $U_{\text{ind}}$  und  $Z_{\text{Struktur}}$  zu bestimmen. Beide sind unabhängig von  $Z_{\text{HSM}}$ , weshalb die Eingangsimpedanz des HSM der Einfachheit halber während der Simulationen als Kurzschluss angenom-

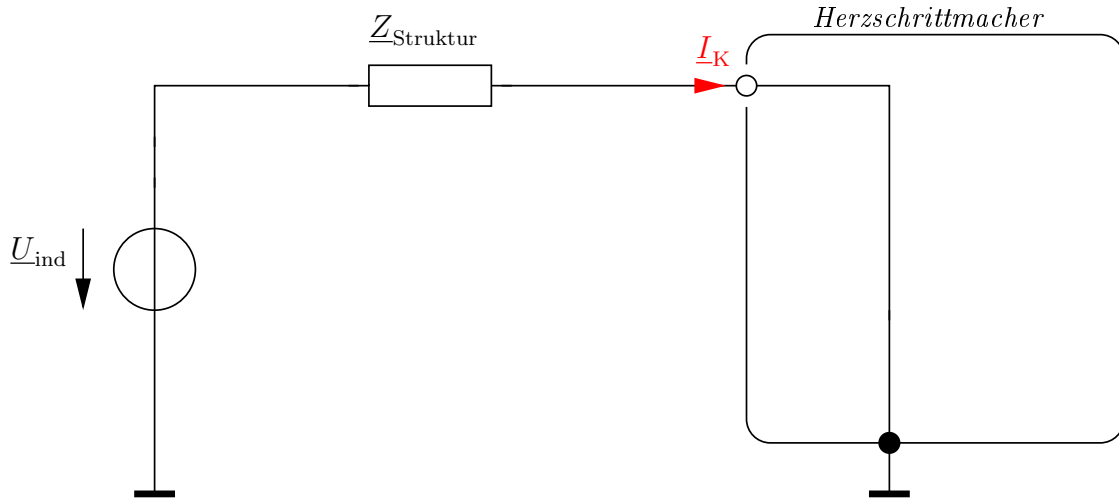


Bild 3.4: Ersatzschaltbild des Kopplungsmodells bei Bestimmung des Kurzschlussstromes  $I_K$ .

men werden kann. Mit Hilfe eines geeigneten Feldberechnungsalgorithmus lässt sich die Geometrie des HSM mitsamt Elektrode und umgebendem Körpergewebe simulieren.

Da zwei voneinander unabhängige Größen ermittelt werden sollen, bietet es sich an, zwei separate Simulationen durchzuführen. Im ersten Schritt wird der Strom  $I_K$  am HSM-Eingang bestimmt, siehe Bild 3.4. Hierfür wird die HSM-Struktur in eine geeignete Körpervachbildung eingebettet und mit einem elektromagnetischen Feld bestrahlt. Als Signalquelle kann eine ebene Welle oder auch eine implementierte Antennenstruktur dienen. Mit Hilfe des Simulationsprogramms erhält man den Kurzschlussstrom  $I_K(f)$  der Ersatzspannungsquelle in Abhängigkeit von der Frequenz.

Durch eine zweite Simulation wird die Impedanz  $Z_{\text{Struktur}}$  bestimmt. Hierfür wird eine Spannungsquelle mit dem Innenwiderstand  $R_i = 50 \Omega$  zwischen Elektrode und HSM geschaltet, die die Struktur mit einer Spannung von 1 V speist, siehe Bild 3.5. Die verwendeten Programme<sup>1</sup> sind in der Lage, die  $S_{11}$ -Parameter an der Quelle zu bestimmen, mit deren Hilfe sich die Impedanz  $Z_{\text{Struktur}}$  berechnen lässt [14]:

$$Z_{\text{Struktur}}(f) = \frac{1 + S_{11}(f)}{1 - S_{11}(f)} \cdot 50 \Omega. \quad (3.1)$$

<sup>1</sup>*Microwave Studio* von CST und *Feko* von EM Software & Systems.

### 3 Kopplungsmodell

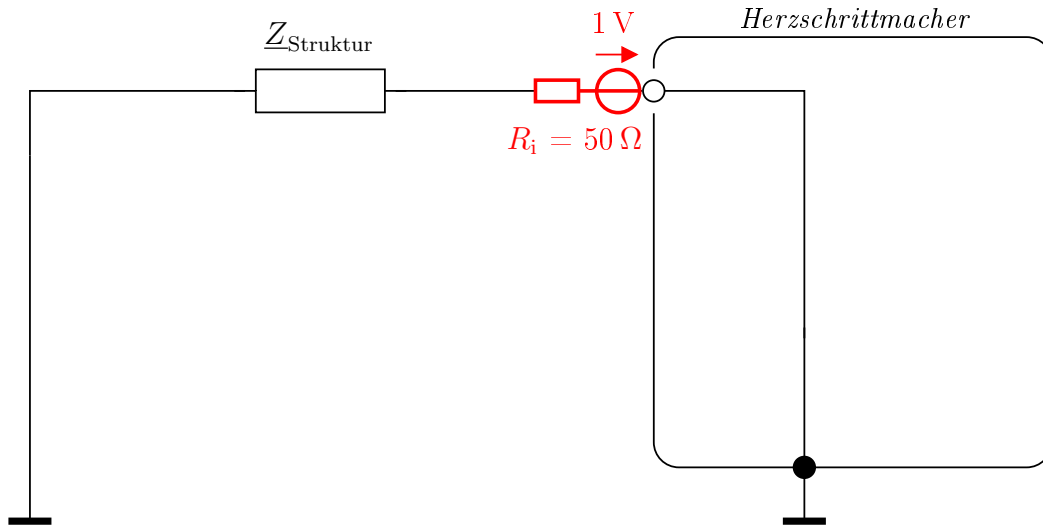


Bild 3.5: Ersatzschaltbild des Kopplungsmodells zur Bestimmung der Impedanz  $Z_{\text{Struktur}}$ .

Die eingekoppelte Spannung  $U_{\text{ind}}(f)$  erhält man schließlich über das Ohm'sche Gesetz:

$$\underline{U}_{\text{ind}}(f) = \underline{Z}_{\text{Struktur}}(f) \cdot \underline{I}_{\text{K}}(f). \quad (3.2)$$

Die Störspannung am HSM lässt sich anschließend mit Hilfe eines Spannungsteilers berechnen, siehe Bild 3.3:

$$\underline{U}_{\text{HSM}} = \underline{U}_{\text{ind}} \frac{\underline{Z}_{\text{HSM}}}{\underline{Z}_{\text{HSM}} + \underline{Z}_{\text{Struktur}}}.$$

### 3.3 Modellierung der HSM-Elektrode

Eine HSM-Elektrode besteht aus vier parallel verlaufenden gewendelten Drähten (Bild 3.6), die den Elektrodenanschlussstecker am HSM und Elektroden-spitze im Herzen des Patienten miteinander verbinden.

In allen vorliegenden Studien wurde bei der Feldsimulation die Elektrode als ideal leitender Draht modelliert, teilweise wurde auch ein Modell für einen elektrisch isolierten Draht verwendet. Dies stellt eine starke Vereinfachung dar, denn aufgrund ihrer Struktur besitzt eine HSM-Elektrode Leitungsbeläge, die sich deutlich von denen eines Drahtes unterscheiden [54].

Da in dieser Arbeit der Frequenzbereich  $f > 1 \text{ GHz}$  betrachtet wird, soll zunächst überprüft werden, ob diese einfache Art der Elektrodenmodel-

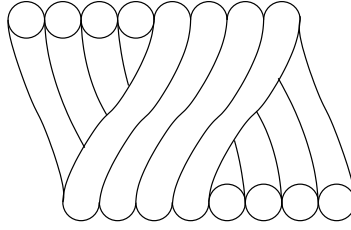


Bild 3.6: Schematische Darstellung einer 4-fach gewendelten HSM-Elektrode.

lierung weiterhin verwendet werden kann. Hierfür werden Experimente durchgeführt, bei denen die Antenneneigenschaften einer HSM-Elektrode mit denen eines Drahtes verglichen werden.

### 3.4 Empfangseigenschaften einer HSM-Elektrode

Antennenstrukturen weisen laut Reziprozitätstheorem [39] eine äquivalente Sende- und Empfangscharakteristik auf. Darum lassen sich die Empfangseigenschaften einer HSM-Elektrode auch über ihr Verhalten als Sendeanenne beschreiben.

Eine Antenne kann elektromagnetische Felder einer bestimmten Frequenz gut abstrahlen, wenn ihre Länge  $l$  in einem bestimmten Verhältnis zur Wellenlänge  $\lambda$  steht:

$$l = \frac{k}{4}\lambda \text{ mit } k \in \{1, 3, 5, 7, \dots\}. \quad (3.3)$$

Gilt diese Beziehung, kann sich eine stehende Welle auf der Antenne ausbilden, das heisst, dass die Nulldurchgänge des Stroms ortsfest sind, siehe Bild 3.7.

Gleichzeitig lassen sich die Sendeeigenschaften auch über die  $S_{11}$ -Parameter beschreiben, die ein Maß für die am Antenneneingang reflektierte Leistung einer angeschlossenen Signalquelle darstellen. Ist die Antenne in der Lage, die eingespeiste Frequenz abzustrahlen, so wird kaum Sendeleistung zur Quelle zurückgelangen,  $S_{11} \rightarrow 0$ . Bei Frequenzen, die der Abstrahlbedingung nach Gl. (3.3) nicht genügen, wird die Leistung zur Quelle reflektiert,  $S_{11} \rightarrow 1$ .

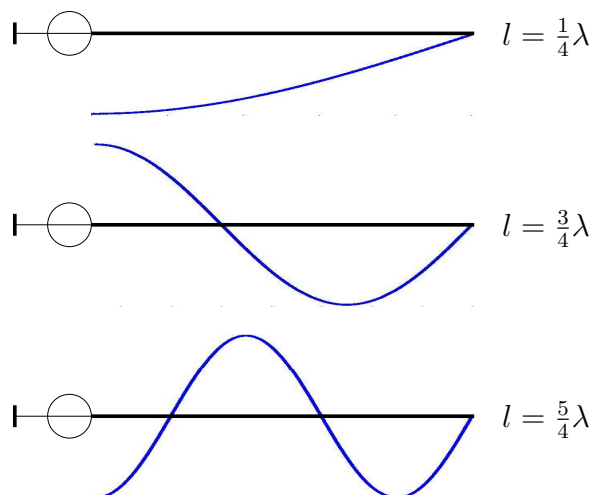


Bild 3.7: Stehende Wellen auf der HSM-Elektrode.

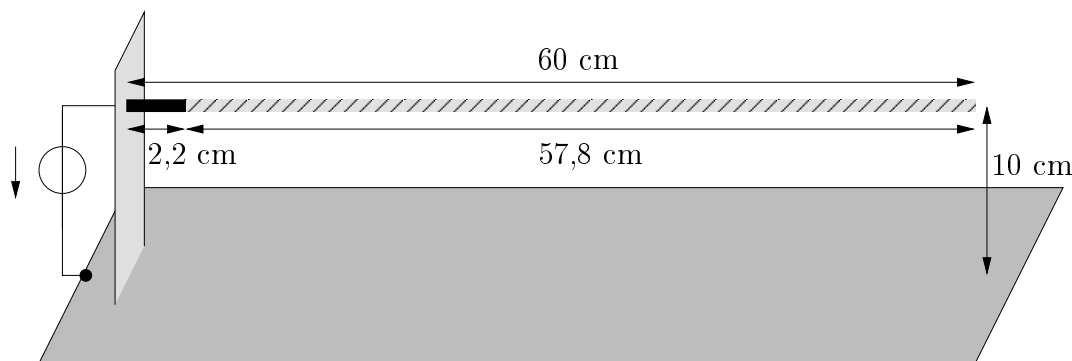


Bild 3.8: Versuchsaufbau zur Messung der  $S_{11}$ -Parameter einer HSM-Elektrode.

### 3.4.1 $S_{11}$ -Parameter einer HSM-Elektrode

Im verwendeten Versuchsaufbau wird eine HSM-Elektrode parallel zu einer leitenden Ebene aufgespannt, siehe Bild 3.8. Der Elektroden-Anschluss wird von einem vektoriellem Netzwerkanalysator (NWA) gespeist, der schrittweise den Frequenzbereich 300 kHz – 6 GHz durchläuft und dabei die  $S_{11}$ -Parameter bestimmt. Das Ergebnis der Messung ist in Bild 3.9 dargestellt.

Der Verlauf lässt sich erklären, wenn man den Aufbau einer HSM-Elektrode betrachtet. Die ersten 2,2 cm bestehen aus dem massiven<sup>2</sup> Anschlussstecker.

<sup>2</sup>Der Anschluss einer HSM-Elektrode besitzt eine axiale Bohrung, die jedoch für die Eigenschaften als Antenne bedeutungslos ist.



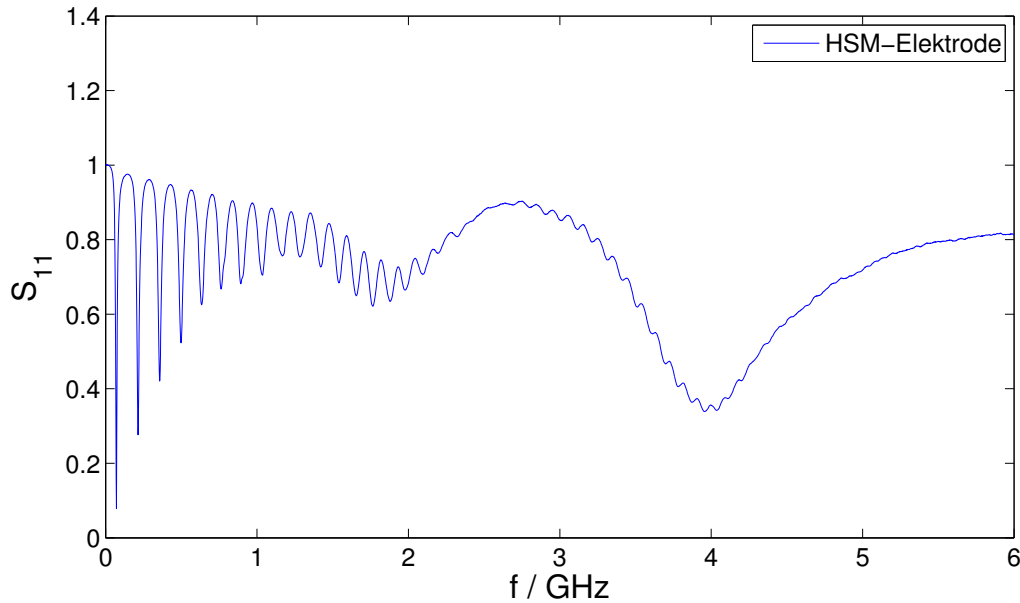


Bild 3.9: Messergebnisse:  $S_{11}$ -Parameter einer HSM-Elektrode.

Unterhalb von 1 GHz treten die Minima der  $S_{11}$ -Parameter bei den Frequenzen auf, die man bei einer 105 cm langen Leitung erwartet, siehe auch Bild 3.10. Das erste Minimum ist bei 71,5 MHz zu finden. Dieses muss nach der vorangegangenen Überlegung die Bedingung  $l = \lambda/4$  erfüllen. Zwar besitzt die Elektrode eine physikalische Länge von 60 cm, jedoch wird sie durch ihre Induktivität, verursacht durch die gewendelte Struktur, elektrisch verlängert [39, 54].

Oberhalb von 2 GHz weicht der Verlauf der  $S_{11}$ -Parameter stark von dem Erwarteten ab. Um dieses Phänomen verstehen zu können, wird eine Vergleichsmessung mit einem unisolierten Kupferdraht durchgeführt. Dieser wird genau wie die HSM-Elektrode parallel zur leitenden Ebene aufgespannt. Durch stückweises Kürzen wird die Drahtlänge ermittelt, bei der sich im oberen Frequenzbereich ein vergleichbarer Verlauf der  $S_{11}$ -Parameter von Draht und HSM-Elektrode einstellt. Dies ist bei 2,2 cm erreicht, siehe Bild 3.11. Vergleicht man das Drahtstück mit dem Aufbau der HSM-Elektrode, stellt man fest, dass die 2,2 cm genau der Länge des Anschlusssteckers entsprechen, siehe Bild 3.12. Offenbar trägt der gewendelte Teil der Elektrode oberhalb von 1 GHz kaum und ab 2 GHz nicht mehr zu den Sende- und Empfangseigenschaften bei.

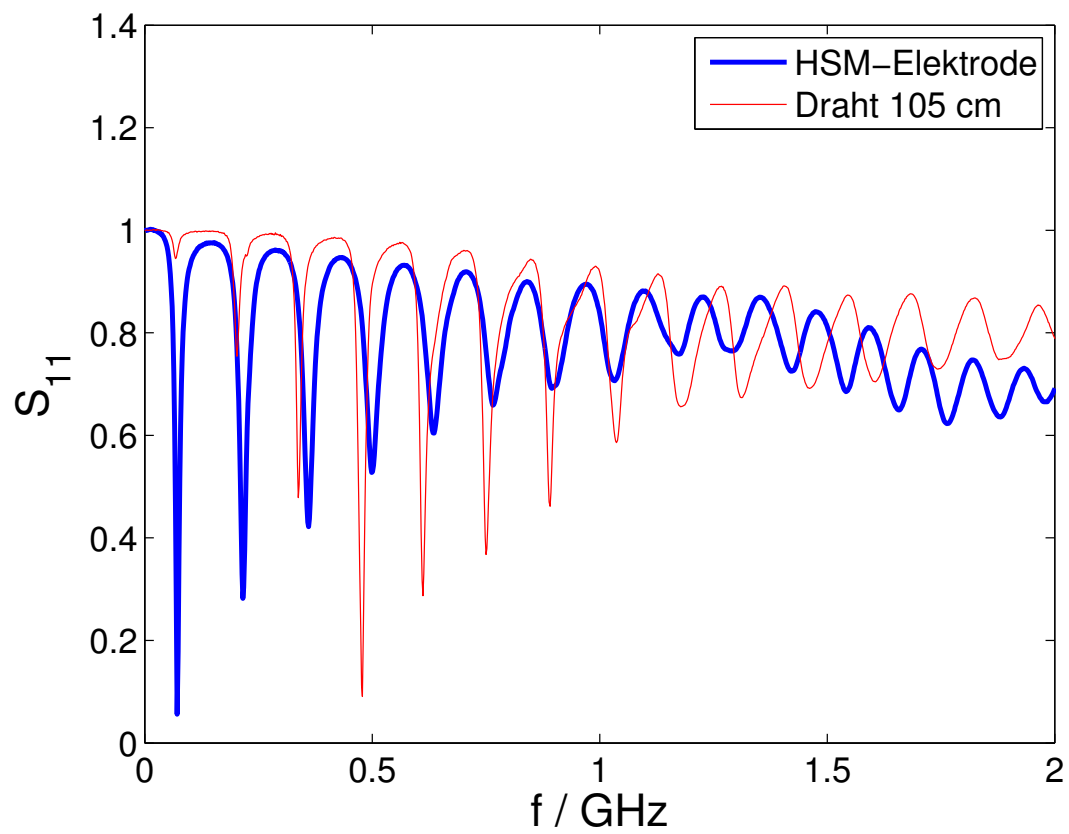


Bild 3.10: Messergebnisse:  $S_{11}$ -Parameter eines 105 cm langen Drahtes.

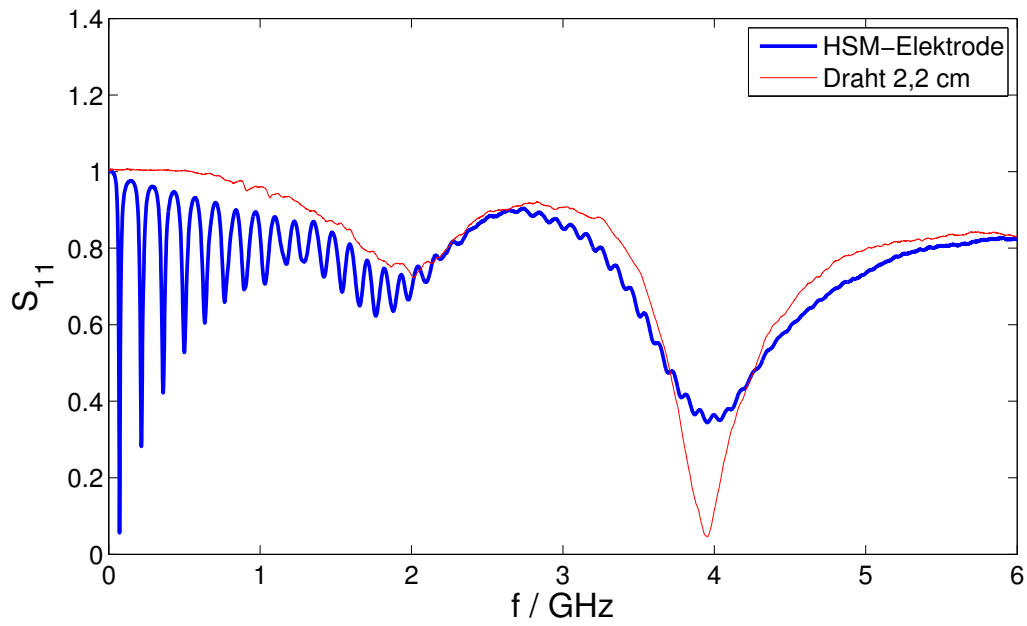


Bild 3.11: Messergebnisse:  $S_{11}$ -Parameter eines 2,2 cm langen Drahtes.

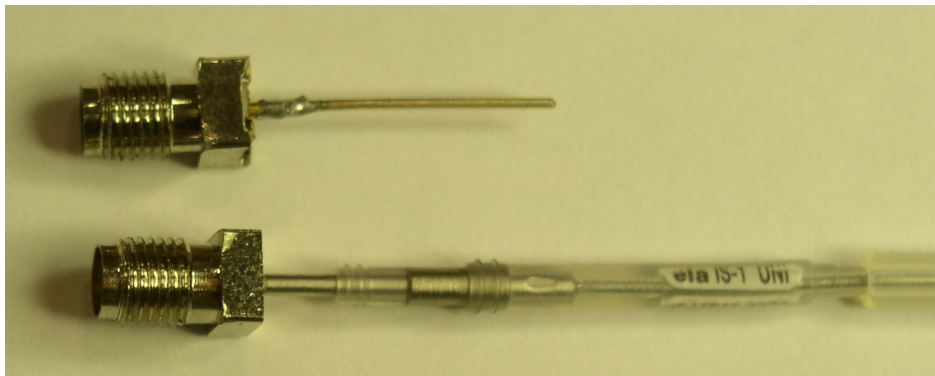


Bild 3.12: Anschlussstecker der verwendeten HSM-Elektrode und das sich bei  $f > 1$  GHz äquivalent verhaltende Drahtstück.



Bild 3.13: Experiment: Senkrecht aufgespannte HSM-Elektrode als Empfangsantenne.

#### 3.4.2 HSM-Elektrode als Empfangsantenne

In einem weiteren Experiment wird die HSM-Elektrode senkrecht über einer leitenden Ebene aufgespannt, Bild 3.13 zeigt den Versuchsaufbau. Mit Hilfe eines NWA als Messinstrument und einer Hornantenne als Sendeanenne werden die  $S_{21}$ -Parameter zwischen der Hornantenne und der HSM-Elektrode gemessen. Der Versuchsaufbau ist in Bild 3.14 skizziert. Die  $S_{21}$ -Parameter geben darüber Auskunft, wieviel der in die Hornantenne eingespeisten Leistung von der HSM-Elektrode empfangen wird. Die Messung allein ist wenig aussagekräftig, da viele Parameter, wie die Sendeeigenschaften der Hornantenne oder der Abstand zwischen Antenne und Elektrode, das Ergebnis beeinflussen.

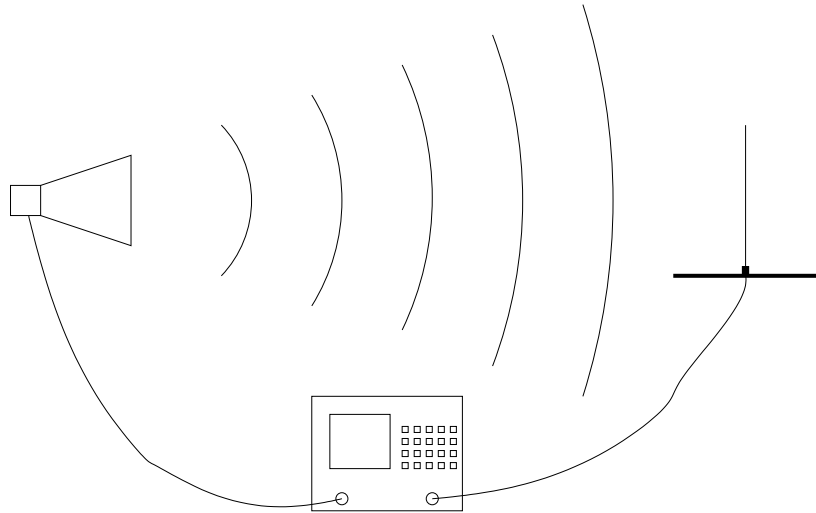


Bild 3.14: Messaufbau: HSM-Elektrode als Empfangsantenne. Der NWA speist eine Hornantenne, die die HSM-Elektrode bestrahlt.

Die Messung ermöglicht jedoch den direkten Vergleich zwischen den Empfangseigenschaften der HSM-Elektrode und dem 22 mm langen Drahtstück, für das ebenfalls die  $S_{21}$ -Parameter bestimmt werden können, siehe Bild 3.15. Die Messergebnisse von Elektrode und Draht werden in Bild 3.16 gegenübergestellt. Es zeigt sich, dass die Ergebnisse sehr gut übereinstimmen. In den Frequenzbereichen um 3 GHz und um 5 GHz gibt es Abweichungen, der 22 mm lange Draht hat hier ein besseres Empfangsverhalten als die Elektrode.

### 3.4.3 Schlussfolgerung aus den Messungen

Bei beiden Experimenten hat sich gezeigt, dass sich eine HSM-Elektrode bezüglich ihres Verhaltens als Antenne für Frequenzen oberhalb 1 GHz durch ein 22 mm langes Drahtstück ersetzen lässt. Zwar gibt es vereinzelt Abweichungen in den Empfangseigenschaften, wobei sich allerdings der Draht immer als die bessere Empfangsantenne erweist. Dies bedeutet, dass man bei numerischen Feldsimulationen die HSM-Elektrode als einen 22 mm langen Draht modellieren kann. Die berechnete eingekoppelte Störspannung wird in einigen Frequenzbereichen etwas höher sein (max. 5 dB) als bei einer realen Elektrode. Dies ist jedoch zulässig, da im Rahmen dieser Studie der Worst Case untersucht werden soll.

### 3 Kopplungsmodell

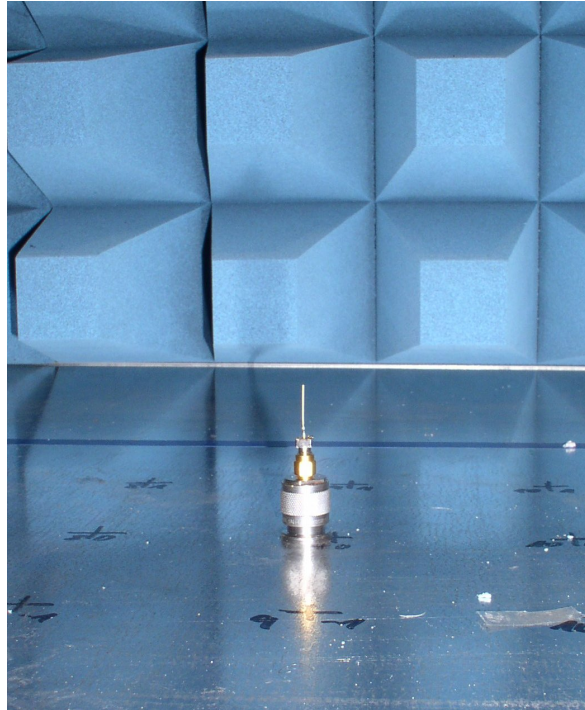


Bild 3.15: Experiment: Draht als Empfangsantenne.

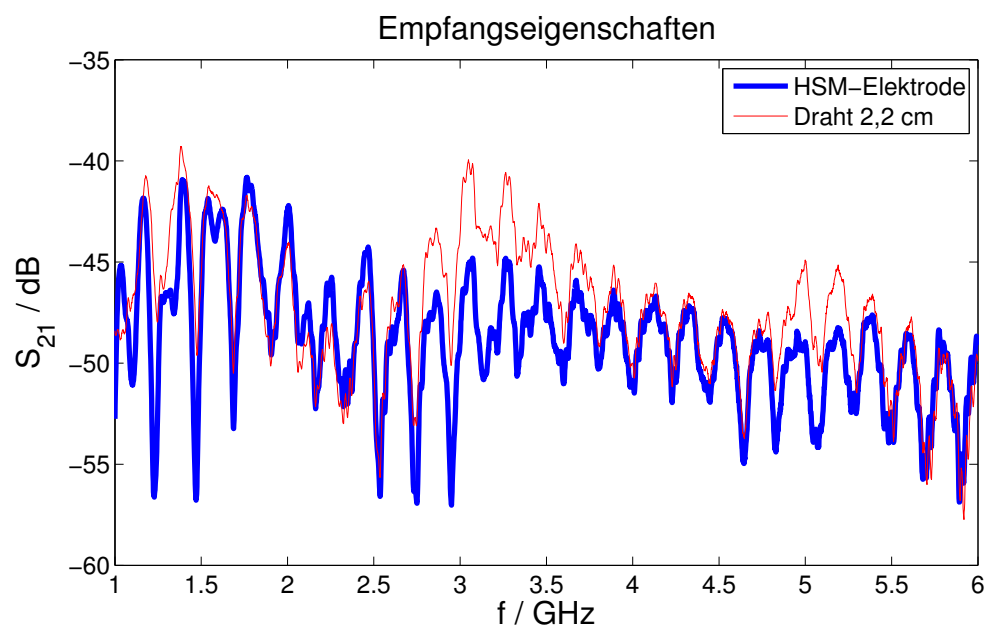


Bild 3.16: Messergebnisse: Vergleich der  $S_{21}$ -Parameter von HSM-Elektrode und Drahtstück.

Um die Feldeinkopplung in eine implantierte HSM-Elektrode simulieren zu können, müssen die menschlichen Körpergewebe modelliert werden. Bei ihnen handelt es sich aus elektrotechnischer Sicht um dielektrische Materialien mit elektrischer Leitfähigkeit, wie im folgenden Abschnitt beschrieben wird.

## 3.5 Dielektrische Materialien

Die Permittivität  $\varepsilon$  ist eine physikalische Größe, die den Zusammenhang zwischen der elektrischen Feldstärke und der elektrischen Flussdichte in einem Material beschreibt. Im Vakuum ist  $\varepsilon = \varepsilon_0 \approx 8,8542 \cdot 10^{-12} \frac{\text{As}}{\text{Vm}}$ . Andere Materialien besitzen eine höhere Permittivität, die sich relativ zu der des Vakuums ausdrücken lässt:

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}.$$

Wird ein dielektrisches Material einem elektrischen Feld ausgesetzt, so richten sich die vorhandenen Ladungsträger in Richtung dieses Feldes aus und verursachen ein Polarisationsfeld, das dem ursprünglichen Feld entgegenwirkt. Die relative Permittivität  $\varepsilon_r$  kann also als Grad für die Feldschwächung angesehen werden.

Die relative Permittivität ist im allgemeinen frequenzabhängig (dispersiv) und komplex  $\underline{\varepsilon}_r(f) = \varepsilon_r'(f) - j\varepsilon_r''(f)$ . Wird ein dielektrischer Stoff einem elektrischen Wechselfeld ausgesetzt, so wird das Polarisationsfeld der äußeren Anregung folgen. Hierbei wird sich mit zunehmender Frequenz eine immer größere Phasenverschiebung zwischen den beiden Feldern einstellen. Durch die permanenten Umpolarisationsvorgänge entsteht Wärme im Dielektrikum, dem anregenden Feld wird Energie entzogen, das Material ist somit verlustbehaftet. Der Imaginärteil  $\varepsilon_r''$  beschreibt also auch den Grad der Verluste.

### Körpergewebe

Wie bereits erwähnt, handelt es sich bei menschlichen Geweben um elektrisch leitfähige Dielektrika. Da die Leitfähigkeit auch zur Dämpfung einer

elektromagnetischen Welle im Medium führt, kann sie dem Imaginärteil von  $\underline{\varepsilon}$  zugeschrieben werden:

$$\varepsilon'' = \frac{\sigma}{\varepsilon_0 \omega},$$

wobei  $\omega = 2\pi f$  die Kreisfrequenz ist.

In einer umfangreichen Literaturstudie [23] wurden die dielektrischen Eigenschaften zahlreicher Gewebe im Frequenzbereich von 10 Hz bis 100 GHz zusammengetragen. Die Eigenschaften von biologischen Geweben lassen sich folgendermaßen zusammenfassen [23]:

1. Im Frequenzbereich unter 100 Hz erreicht die relative Permittivität Werte bis zu  $10^7$ .
2. Bei niedrigen Frequenzen dominieren Dispersionserscheinungen, die durch die Diffusion von Ionen an den Zellmembranen entstehen.
3. Bei Frequenzen in der Größenordnung von einigen hundert Kilohertz wird die Dispersion sowohl durch die Zellwände als auch durch Proteine und organische Makromoleküle verursacht.
4. Im Gigahertzbereich kommt es zu Polarisierungseffekten an Wassermolekülen.
5. Biologische Gewebe besitzen einen endlichen Leitwert, der von der ionischen Ladung und der ionischen Beweglichkeit abhängt.

Die Verläufe der komplexen Permittivitäten wurden als vierpoliges Debye-Medium [38] mit additivem Leitfähigkeitsanteil approximiert [24].

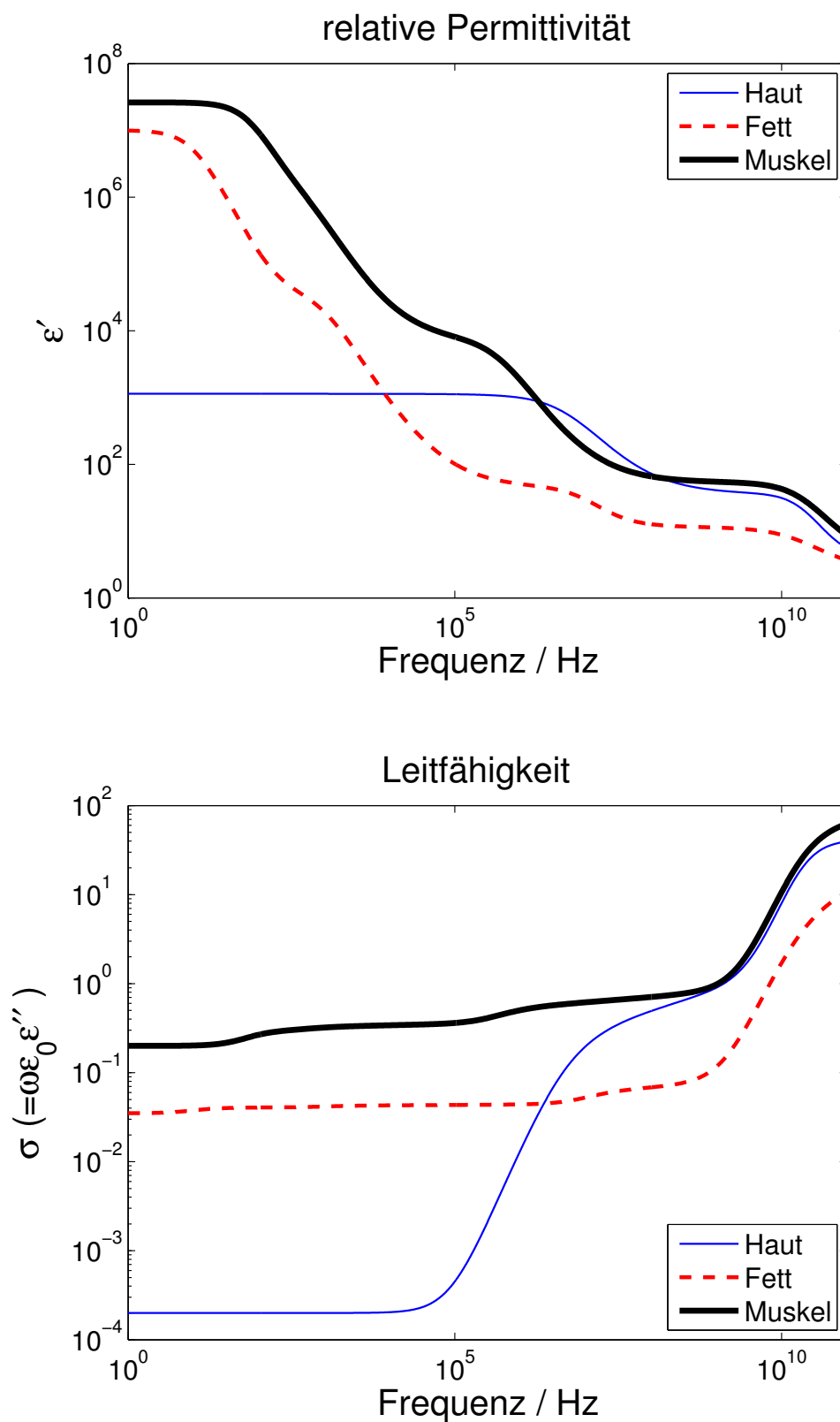
$$\underline{\varepsilon}(\omega) = \varepsilon_\infty + \sum_{k=1}^4 \frac{\Delta\varepsilon_k}{1 + (j\omega\tau_k)^{(1-\alpha_k)}} + \frac{\sigma_i}{j\omega\varepsilon_0} \quad (3.4)$$

Die Parameter  $\varepsilon_k$ ,  $\tau_k$ ,  $\alpha_k$  und  $\sigma_i$  sind [24] zu entnehmen. Eine Liste mit weiteren Geweben ist unter [1] zu finden. Tabelle 3.1 zeigt die Parameter für die Gewebearten *Haut*, *Fett* und *Muskel*. In Bild 3.17 sind der Realteil von Gl. (3.4) und die Leitfähigkeit  $\sigma$ , berechnet aus dem Imaginärteil von Gl. (3.4), dieser drei Gewebe über den Frequenzbereich 10 Hz–100 GHz aufgetragen.



Tabelle 3.1: Materialparameter für verschiedene Körpergewebe [24].

	Haut (trocken)	Fett	Muskel
$\varepsilon_\infty$	4	2,5	4
$\Delta\varepsilon_1$	32	9	50
$\tau_1 / \text{ps}$	7,23	7,96	7,23
$\alpha_1$	0	0,2	0,1
$\Delta\varepsilon_2$	1100	35	7000
$\tau_2 / \text{ns}$	32,48	15,92	353,68
$\alpha_2$	0,2	0,1	0,1
$\Delta\varepsilon_3$	0	$3,3 \cdot 10^4$	$1,2 \cdot 10^6$
$\tau_3 (\mu\text{s})$	0	159,15	318,31
$\alpha_3$	0	0,05	0,1
$\Delta\varepsilon_4$	0	$1,0 \cdot 10^7$	$2,5 \cdot 10^7$
$\tau_4 / \text{ms}$	0	15,915	2,274
$\alpha_4$	0	0,01	0
$\sigma_i$	0,0002	0,035	0,2



### 3.6 Berechnung der eingekoppelten Störspannung

Im Folgenden wird die maximal in die HSM-Elektrode eingekoppelte Störspannung mit Hilfe des auf der MoM basierenden Programmpakets *Feko* [18] der Firma *EM Software* berechnet.

Mit Hilfe der Erkenntnis, dass eine HSM-Elektrode bei Frequenzen oberhalb von 1 GHz wie ein 22 mm langer Draht wirkt (Abschnitt 3.3), lässt sich eine einfache Simulationsgeometrie aufbauen, siehe Bild 3.18. Das Gehäuse des HSM wird als ideal leitende Platte modelliert, der Anschlussstecker der Elektrode verläuft im Abstand von 5 mm parallel zum Gehäuse und ist über eine Stichleitung mit ihm verbunden. Sowohl Stecker als auch Stichleitung sind als ideal leitender Draht ausgeführt. Das letzte Elektrodensegment vor dem HSM-Gehäuse wird in der ersten Simulation genutzt, um den Kurzschlussstrom zu bestimmen, in der zweiten Simulation stellt es die Spannungsquelle zur Bestimmung der  $S_{11}$ -Parameter dar (siehe Abschnitt 3.2).

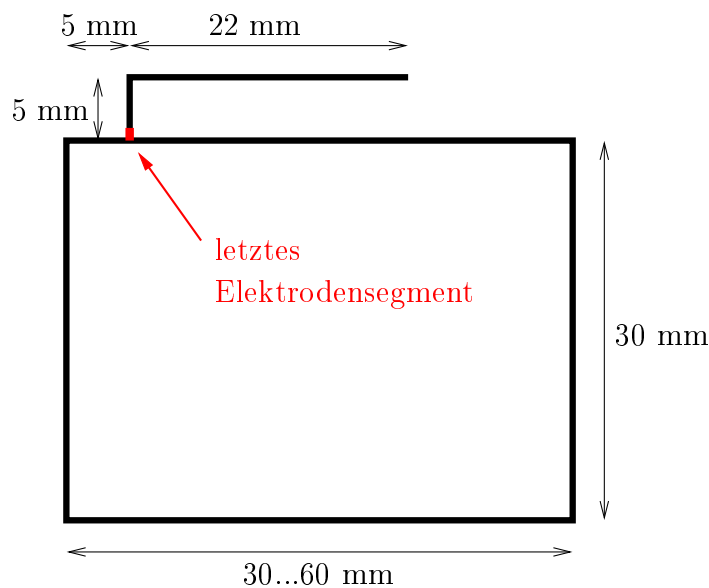


Bild 3.18: Geometrischer Aufbau der HSM-Struktur bei der Feko-Simulation.

In Bild 3.19 sind sowohl die Wellenlänge  $\lambda$  einer elektromagnetischen Welle in verschiedenen Körpergeweben in Abhängigkeit von der Frequenz,

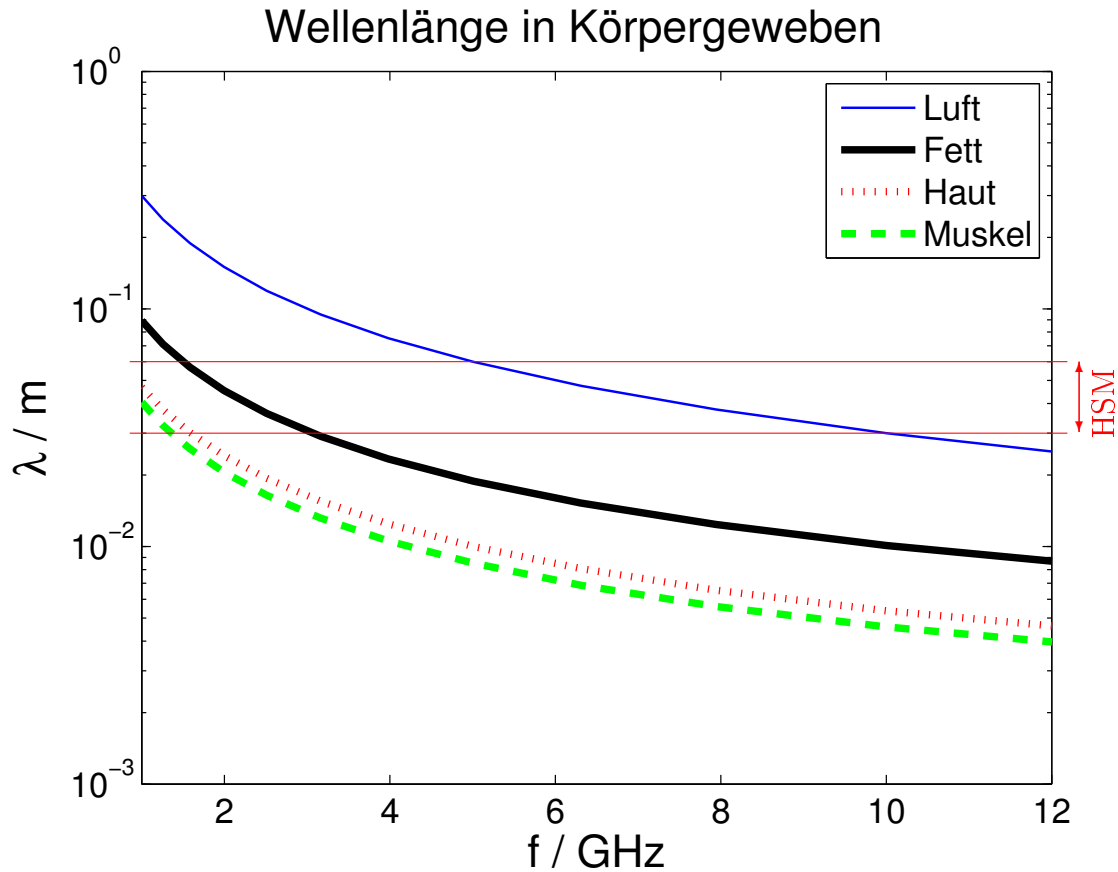


Bild 3.19: Wellenlängen eines elektromagnetischen Feldes in verschiedenen Körpergeweben. Die eingezeichneten Grenzen bei 30 und 60 mm entsprechen dem Bereich von HSM-Abmessungen.

als auch die typische Abmessung eines HSM in einem Diagramm dargestellt. Es ist zu erkennen, dass im betrachteten Frequenzbereich 1–12 GHz die HSM-Struktur gegenüber  $\lambda$  elektrisch groß ist. Dies hat zur Folge, dass sich stehende Wellen auf dem HSM-Gehäuse ausbreiten können, wenn die Gehäusebreite dem Vielfachen der halben Wellenlänge entspricht. Wie sich während der Simulationen zeigen wird, haben diese Resonanzen einen nicht zu vernachlässigenden Einfluss auf die Störspannungseinkopplung. Um alle möglichen Resonanzen zu berücksichtigen wird die Breite des HSM im Bereich realer Implantatabmessungen variiert. So werden für jede Frequenz die Störspannungen von 31 unterschiedlichen Gehäusebreiten im Bereich 30–60 mm berechnet.

Die gesamte HSM-Struktur ist in ein dielektrisches Schichtmodell eingebettet, das die Gewebe Haut, Fett und Muskel nachbildet, siehe Bild 3.20. Zur Modellierung der Schichten wird die Green'sche Funktion für dielektrische geschichtete Medien verwendet. Nach Rücksprache mit einem Kardiologen wird die Dicke der Schichten wie folgt gewählt: Die Lederhaut besitzt eine Stärke von etwa 3 mm. Je nach Statur des Patienten kann die Fettschicht 3 bis 30 mm dick sein. Eine Dicke von 13 mm stellt einen durchschnittlichen Wert dar. Bild 3.17 ist zu entnehmen, dass es sich bei Körpergeweben um verlustbehaftete Materialien handelt, denn sie besitzen eine mit der Frequenz zunehmende Leitfähigkeit. Eine elektromagnetische Welle wird also auf ihrem Weg durch den Körper gedämpft. Aus diesem Grund werden zwei Simulationsreihen durchgeführt. Bei der ersten wird die Dicke der Fettschicht mit 13 mm angenommen, bei der zweiten mit nur 3 mm, was aufgrund des kürzeren Weges der Welle durch dämpfendes Körpergewebe den Worst Case darstellen sollte.

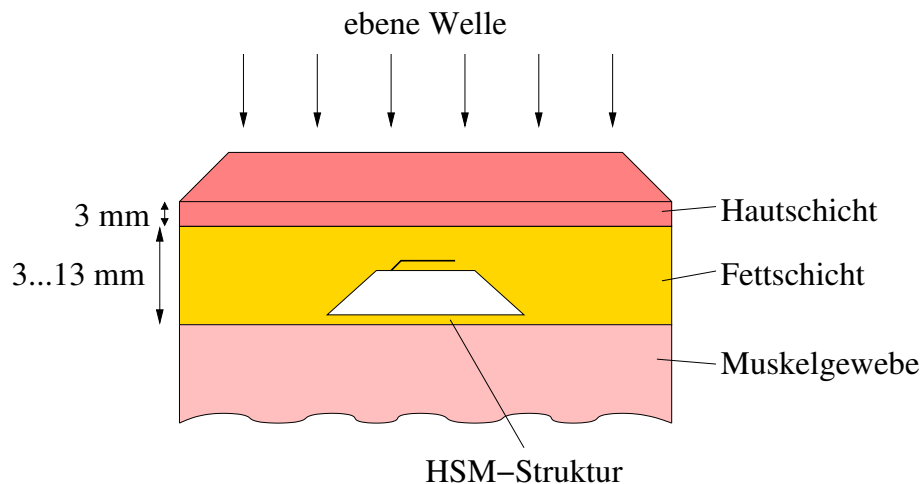


Bild 3.20: Geometrischer Aufbau der Feko-Simulation.

### 3.6.1 Simulationsergebnisse

Bild 3.21 zeigt die Ergebnisse der Simulationsreihen. Jede einzelne Linie der Kurvenscharen zeigt die in die HSM-Struktur eingekoppelte Störspannung  $U_{ss,ind}^{max}$  bei einer bestimmten Gehäusebreite, analog zum Normentwurf [2] angegeben als doppelte Amplitude.

Bild 3.22 zeigt das Maximum der eingekoppelten Spannungen, also den Worst Case, zusammen mit den im Normentwurf [2] aufgeführten Werten. Es ist zu erkennen, dass der qualitative Verlauf übereinstimmt, allerdings sind die maximal eingekoppelten Spannungen laut Normentwurf niedriger als die hier ermittelten. Dies ist auf die unterschiedliche Positionierung der HSM-Struktur in den Gewebsschichten zurückzuführen. Während der dem Normentwurf zugrundeliegenden Untersuchung [29] befand sich der HSM in der Muskelschicht, wodurch das einfallende Feld stärker gedämpft wurde, siehe auch Abschnitt 3.1. Darüber hinaus wurde in [29] der HSM mit konstanten Abmessungen modelliert. Durch die Variation der Gehäusebreite konnte in dieser Arbeit der wirkliche Worst Case gefunden werden.

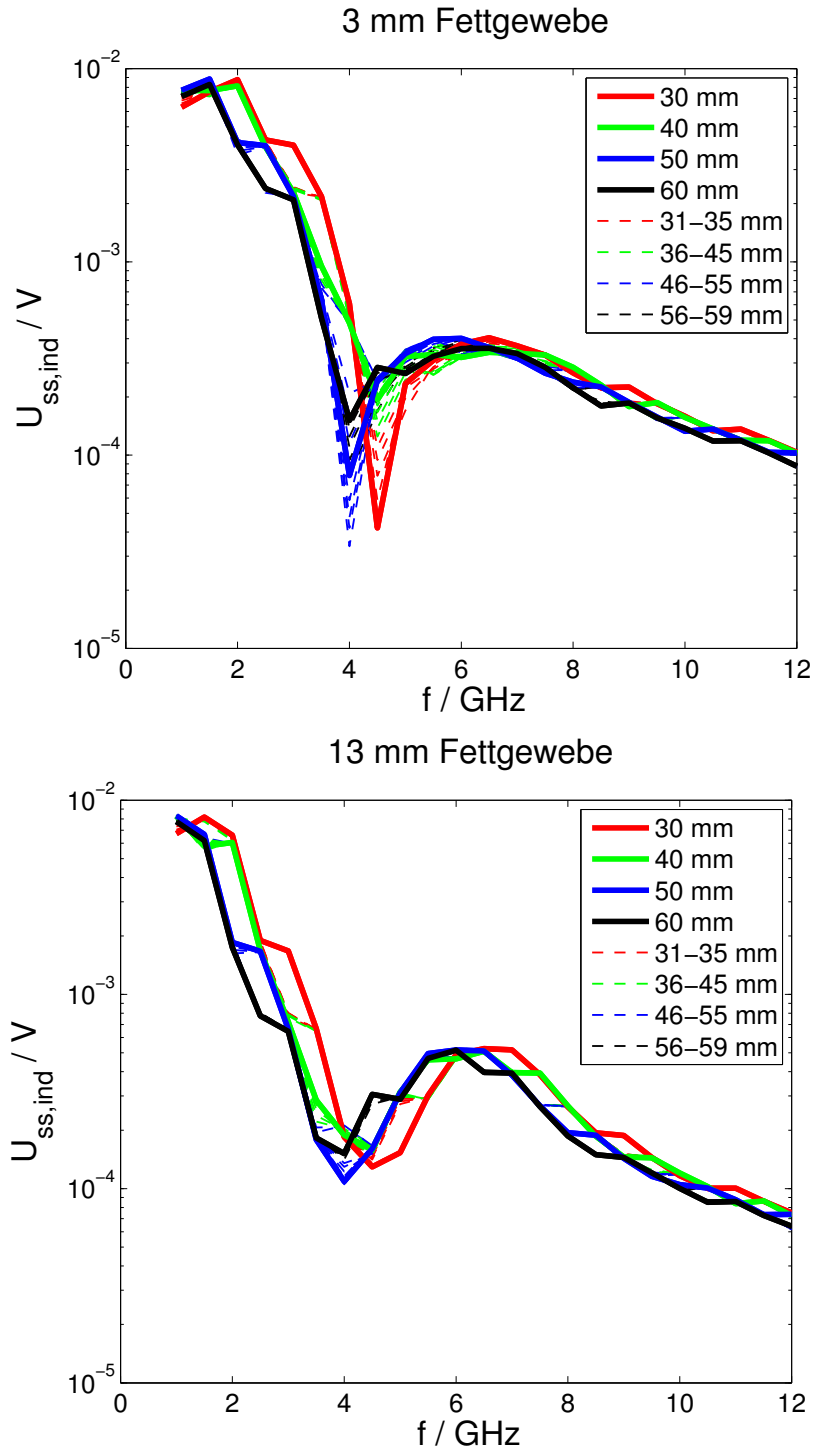


Bild 3.21: Simulationsergebnisse: In die HSM-Struktur eingekoppelte Spannungen in Anhängigkeit von der Signalfrequenz und der HSM-Gehäusebreite bei einer Feldstärke des einfallenden elektromagnetischen Feldes von  $\hat{E} = 1 \text{ V/m}$ .

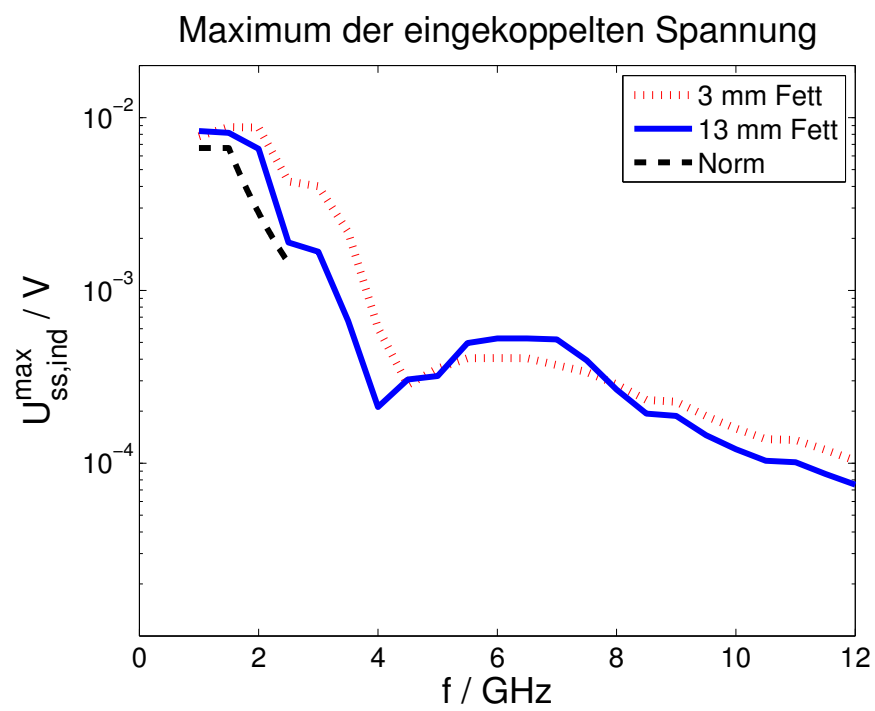


Bild 3.22: Vergleich der Simulationsergebnisse mit den Werten des Normentwurfs [2].



## 3.7 Verwendung eines detaillierten Körpermodells

Die bisher vorgestellte Simulation mit einem symmetrischen Schichtmodell stellt eine starke Vereinfachung der Körpergeometrie dar. Im Folgenden wird untersucht, wie sich der Implantationsort eines HSM auf die eingekoppelte Spannung auswirkt. Es werden Simulationen mit dem auf der Finiten Differenzenmethode im Zeitbereich (FDTD) basierenden Programm *Microwave Studio* [12] der Firma CST durchgeführt.

### 3.7.1 Körpermodell

Im Rahmen des *Visible Human Project* wurde im Jahr 1994 der Körper des zum Tode verurteilten und exekutierten Straftäters Joseph Paul Jernigan dreidimensional datentechnisch erfasst [4]. Hierfür wurde der Leichnam zunächst eingefroren und anschließend vom Kopf an abwärts in 1 mm Schritten schichtweise abgefräst. Jede Schnittebene wurde mit hoher Auflösung fotografiert, siehe auch Bild 3.23. Am Computer wurden diese Schnittbilder zu einem dreidimensionalen Körpermodell zusammengefügt.



Bild 3.23: Schnittbild des *Visible Human Projects*, Ebene des Rumpfes.

Für das Programm *Microwave Studio* steht dieses Körpermodell mit einer Auflösung von 1 mm unter dem Namen *HUGO Human Body Model* zur Verfügung, wobei 31 verschiedene Gewebetypen unterschieden werden.

#### 3.7.2 Simulationen mit *Microwave Studio*

Analog zum Vorgehen nach Abschnitt 3.6 lassen sich auch mit *Microwave Studio* in zwei getrennten Simulationen sowohl der Kurzschlussstrom  $I_k$  als auch die  $S_{11}$ -Parameter am HSM-Eingang berechnen. Um den Strom  $I_k$  zu bestimmen, lässt sich ein *Lumped Element* zwischen HSM und Elektrode schalten. Diesem Element wird ein kleiner Widerstandswert zugewiesen, in den hier durchgeführten Simulationen beträgt sein Wert  $1\text{ m}\Omega$ . Für die zweite Simulation wird anstatt des Widerstands ein *Discrete Edge Port* eingefügt, mit dessen Hilfe sich die  $S_{11}$ -Parameter an diesem Punkt berechnen lassen.

Um die Vergleichbarkeit der Simulationsergebnisse von *Feko* und *Microwave Studio* zu überprüfen wird zunächst eine identische Geometrie mit beiden Programmen berechnet: Eine HSM-Struktur nach Bild 3.18, Seite 33, wird der Einfachheit halber im Vakuum platziert. Nach der in Abschnitt 3.2 vorgestellten Methode werden sowohl der Kurzschlussstrom  $I_k$  als auch die  $S_{11}$ -Parameter am HSM-Eingang berechnet. Bild 3.24 zeigt die Simulationsergebnisse, die für beide Programme eine sehr hohe Übereinstimmung aufweisen. Allein beim maximalen Kurzschlussstrom gibt es eine Abweichung, der Spitzenwert der *Feko*-Simulation wird mit *Microwave Studio* nicht erreicht. Dies ist darauf zurückzuführen, dass bei *Feko* ein echter Kurzschluss zwischen Schrittmacher und Elektrode besteht, der bei *Microwave Studio* durch einen Widerstand von  $1\text{ m}\Omega$  nur angenähert wird.

#### 3.7.3 Materialparameter des Körpermodells

Beim Import des Menschmodells in die vorliegende Version von *Microwave Studio* werden standardmäßig alle Materialparameter der Körpergewebe als konstant betrachtet. Der Anwender wählt aus einer Liste von Frequenzen, wonach die Werte von  $\varepsilon$  für alle Gewebe festgelegt werden. Da das Programm jedoch sehr wohl in der Lage ist, mit dispersiven Medien zu

arbeiten, wird für jede Gewebeart eine Wertetabelle eingespielt, die den frequenzabhängigen Verlauf von  $\varepsilon'$  und  $\varepsilon''$  im Bereich 1–10 GHz enthält.

#### 3.7.4 Simulationen: HSM im Menschmodell

Bild 3.25 zeigt die Positionen, an denen die HSM-Struktur in das Menschmodell eingesetzt wurde. In Position 1 befindet sich der HSM nahezu parallel zu den Gewebsoberflächen, was dem zuvor verwendeten Schichtmodell sehr nahe kommt. Die Position 2 entspricht einem realistischen Implantationsort.

Die Durchführung der Simulation ist sehr rechenintensiv, denn beim FDTD-Verfahren muß der gesamte Simulationsraum in Quader aufgeteilt werden, deren Kantenlänge weniger als 1/10 der kleinsten auftretenden Wellenlänge misst. Auch der Zeitschritt muss bei steigender Frequenz immer kleiner gewählt werden. Bei den hier durchgeführten Simulationen stand ein Computer mit vier Prozessorkernen und 32 GB RAM zur Verfügung. Hiermit konnte jedoch nur der Frequenzbereich bis 5 GHz betrachtet werden. Die Rechenzeit betrug pro Simulation bei gleichzeitiger Nutzung aller Prozessoren und einer Speicherbelegung von 25 GB etwa vier Stunden.

Bild 3.26 zeigt die Ergebnisse der MWS- und Feko-Simulationen zusammen in einem Diagramm. Es ist zu erkennen, dass die eingekoppelte Spannung bei Verwendung des Körpermodells immer unterhalb der Ergebnisse des Schichtmodells liegt. Die in Abschnitt 3.6.1 vorgestellten Ergebnisse stellen also tatsächlich den Worst Case dar.

### 3 Kopplungsmodell

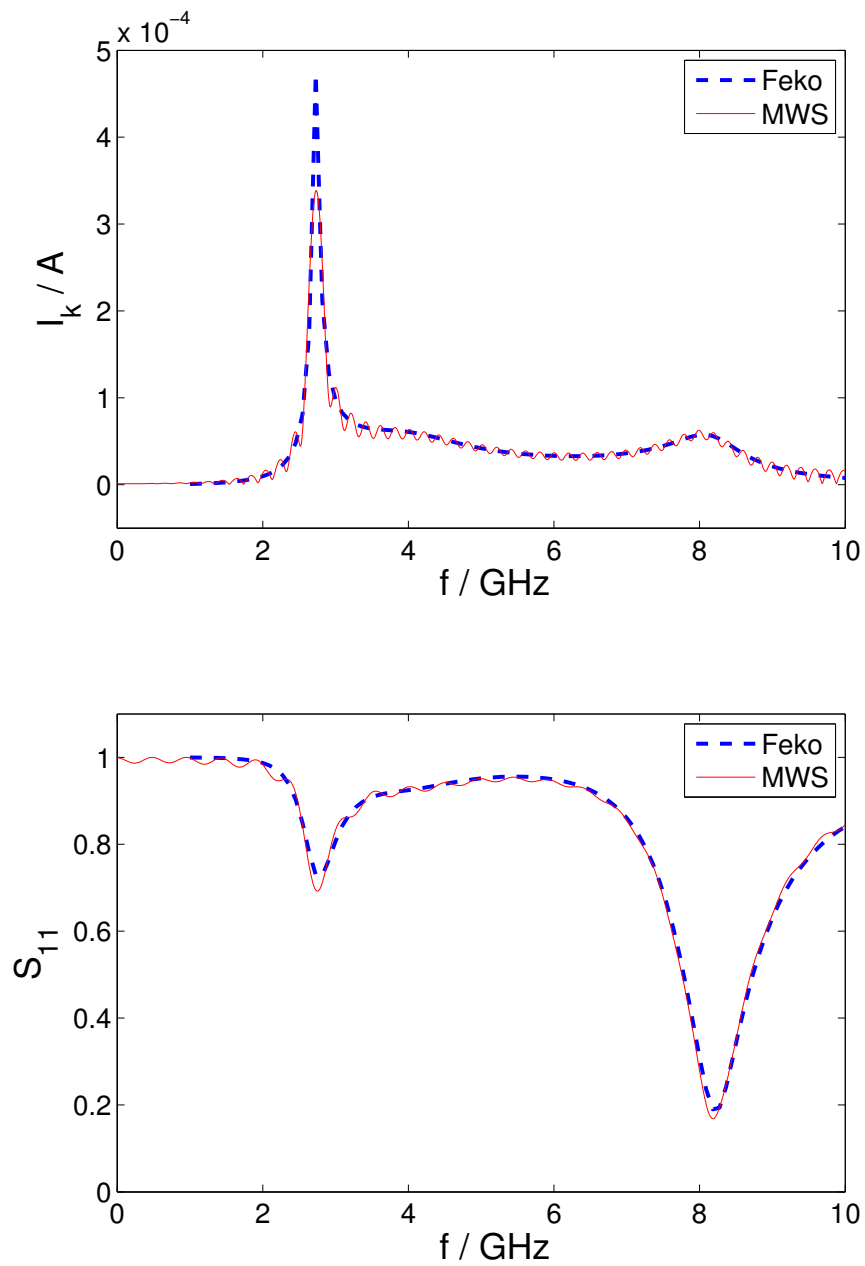


Bild 3.24: Einkopplung in eine HSM-Struktur im Vakuum. Vergleich der Simulationsergebnisse von *Feko* und *Microwave Studio*.



Bild 3.25: Positionen der HSM-Struktur im Menschmodell „Hugo“. Links: Position 1, rechts: Position 2.

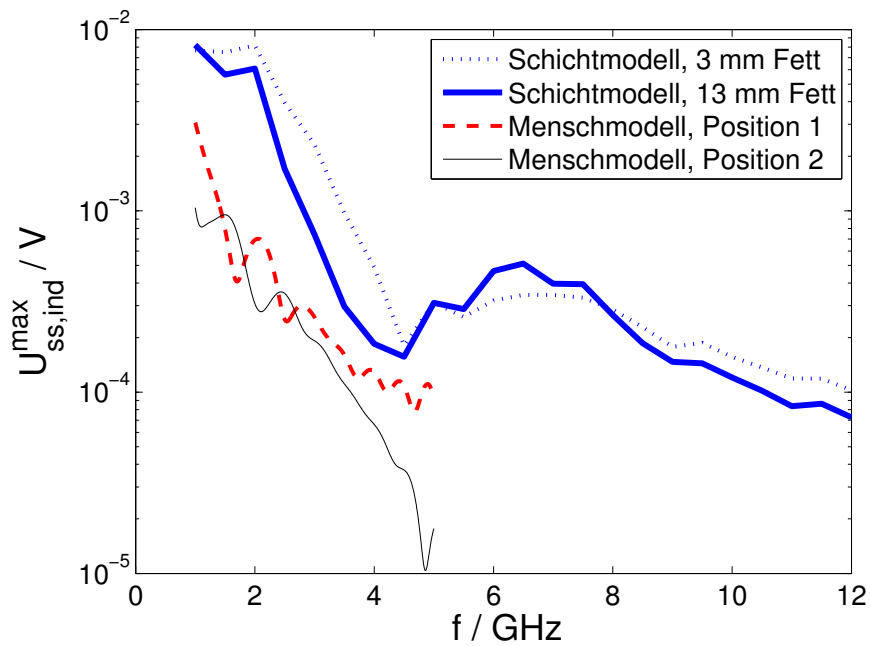


Bild 3.26: Vergleich der eingekoppelten Spannung in eine HSM-Struktur der Breite 40 mm im Schichtmodell und zwei unterschiedlichen Positionen im Menschmodell.

### 3.7.5 Mathematische Beschreibung der Ergebnisse

Um die Simulationsergebnisse auf einfache Weise handhaben zu können, beschreiben folgende Formeln die maximal in die HSM-Elektrode eingekoppelte Spannung für den Fall, dass ein elektromagnetisches Feld mit einer Feldstärke  $\hat{E} = 1 \text{ V/m}$  auf den Körper des Patienten trifft. Bild 3.27 zeigt den Verlauf der approximierten Spannungen zusammen mit den oben vorgestellten Ergebnissen der Feko-Simulationsreihe.

$$1 \text{ GHz} \leq f_T < 2 \text{ GHz} : U_{\text{ss,ind}}^{\text{max}} = 9 \text{ mV} \quad (3.5)$$

$$2 \text{ GHz} \leq f_T < 3 \text{ GHz} : U_{\text{ss,ind}}^{\text{max}} = 9 \text{ mV} \cdot \left( \frac{2 \text{ GHz}}{f_T} \right)^2 \quad (3.6)$$

$$3 \text{ GHz} \leq f_T < 3,5 \text{ GHz} : U_{\text{ss,ind}}^{\text{max}} = 4 \text{ mV} \cdot \left( \frac{3 \text{ GHz}}{f_T} \right)^{3,95} \quad (3.7)$$

$$3,5 \text{ GHz} \leq f_T < 4,1 \text{ GHz} : U_{\text{ss,ind}}^{\text{max}} = 2,18 \text{ mV} \cdot \left( \frac{3,5 \text{ GHz}}{f_T} \right)^{8,97} \quad (3.8)$$

$$4,1 \text{ GHz} \leq f_T < 7 \text{ GHz} : U_{\text{ss,ind}}^{\text{max}} = 527 \mu\text{V} \quad (3.9)$$

$$7 \text{ GHz} \leq f_T < 9 \text{ GHz} : U_{\text{ss,ind}}^{\text{max}} = 527 \mu\text{V} \cdot \left( \frac{7 \text{ GHz}}{f_T} \right)^{3,35} \quad (3.10)$$

$$9 \text{ GHz} \leq f_T < 12 \text{ GHz} : U_{\text{ss,ind}}^{\text{max}} = 227 \mu\text{V} \cdot \left( \frac{9 \text{ GHz}}{f_T} \right)^{3,4} \quad (3.11)$$

Mit Hilfe der Formeln (3.5)–(3.11) lässt sich für eine gegebene elektromagnetische Umgebung die maximale in die HSM-Struktur eingekoppelte Störspannung berechnen. Im folgenden Kapitel wird das Verträglichkeitsmodell vorgestellt, mit dem man berechnen kann, ob diese Spannung eine Funktionsstörung am HSM hervorrufen kann.

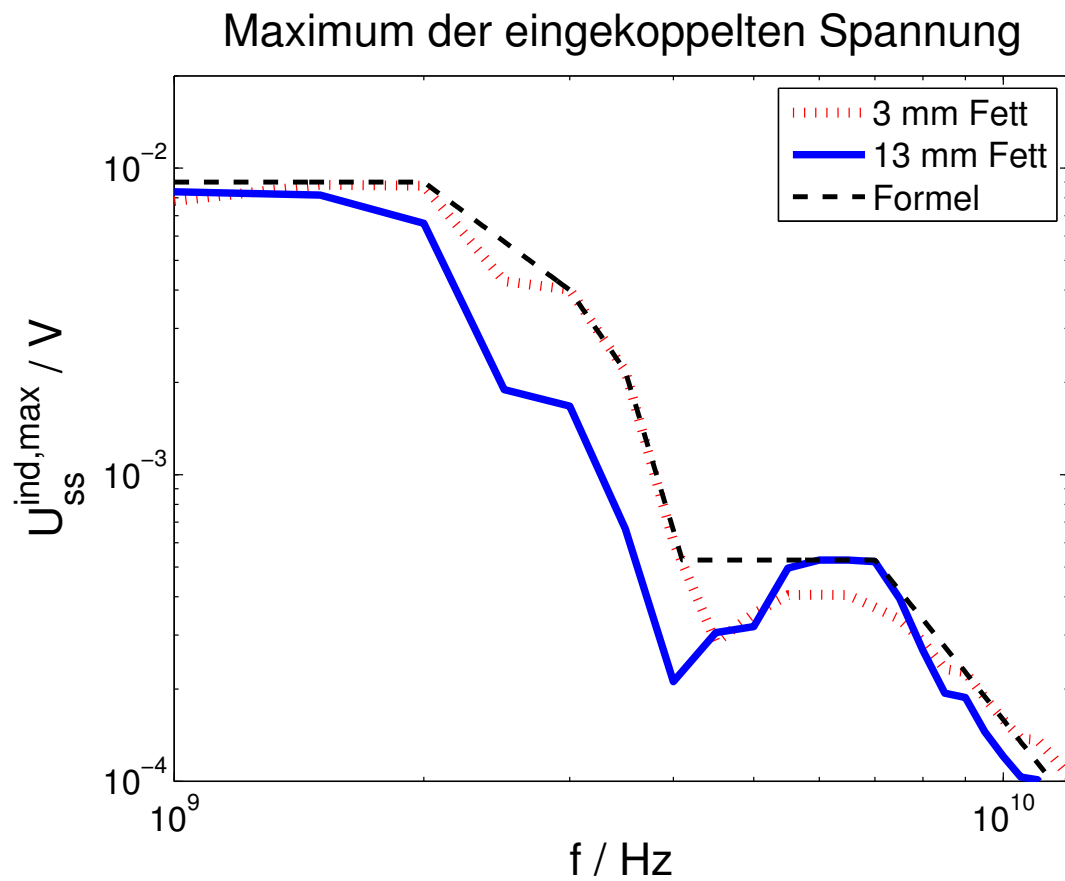


Bild 3.27: Simulationsergebnisse und Approximation der maximal in die HSM-Struktur eingekoppelten Spannungen.





## 4 Verträglichkeitsmodell

Das Verträglichkeitsmodell (V-Modell) soll Aussagen über die Wahrscheinlichkeit eines Fehlverhaltens des HSM treffen. Wie bereits im Kapitel 2 erläutert wurde, überwacht ein HSM das EKG des Herzens und regt es bei Bedarf mit Spannungsimpulsen zum Schlagen an. Eine elektromagnetische Welle kann durch den Körper in die HSM-Elektrode einkoppeln und so eine Störspannung verursachen (siehe Kapitel 3). Dieses Signal stört unter bestimmten Umständen die EKG-Detektion oder wird selbst als EKG gewertet. Ein fehlerfreies Arbeiten des HSM ist in solchen Fällen ausgeschlossen. Bild 3.3 auf Seite 18 zeigt ein Ersatzschaltbild, das die Störspannungseinkopplung verdeutlicht. Die Elemente  $\underline{U}_{\text{ind}}$  und  $\underline{Z}_{\text{Struktur}}$  wurden in Kapitel 3 bestimmt.

Mit Hilfe des Kopplungs-Modells ist es möglich, die in die HSM-Struktur einkoppelte Störspannung zu berechnen. Ob ein Signal eine Störung verursacht, hängt sowohl von seiner Frequenz und der Amplitude als auch von der Modulationsart ab. In bisherigen Studien [16, 17, 32, 42] wurden die kritischen Störschwellen experimentell bestimmt. In diesem Kapitel wird ein neues Verfahren vorgestellt, mit dem diese Störschwellen berechnet werden können.

### 4.1 Vorhandene Messwerte

Im Rahmen einer umfangreichen Studie [42] wurden die Störschwellen von 560 HSM (wegen Baugleichheit 95 verschiedene) gegenüber verschiedenen Testsignalen messtechnisch ermittelt. Hierfür wurde eine Messschaltung entworfen: Zwei Signalgeneratoren erzeugten jeweils ein nachgebildetes EKG-Signal bzw. ein Störsignal. Über ein Einkopplungsnetzwerk wurden beide Signalquellen mit dem Eingang des zu untersuchenden HSM verbunden. Bild 4.1 zeigt den Aufbau der Schaltung. Hierbei repräsentiert die Span-

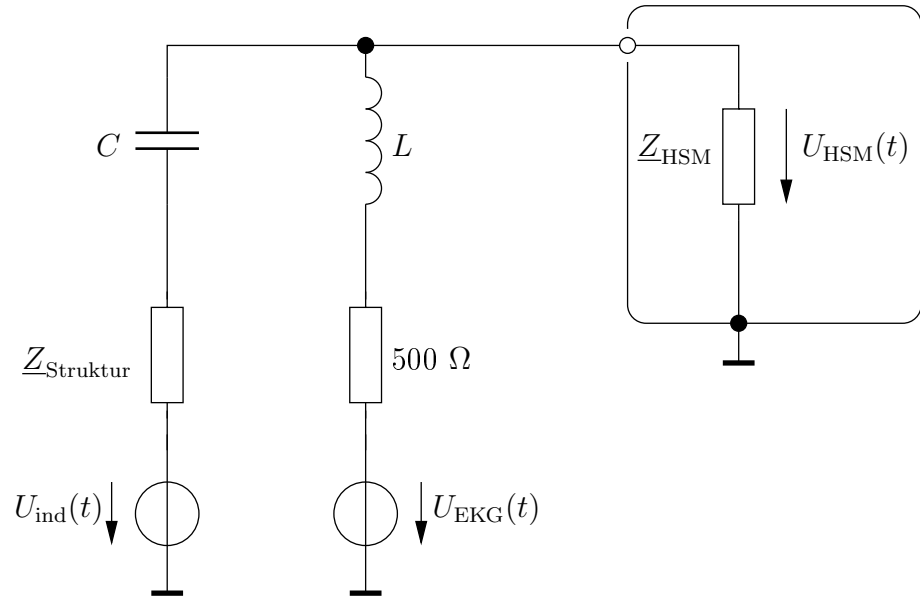


Bild 4.1: Netzwerk zur Einkopplung eines Herz- und eines Störsignals in einen HSM [42].

nungsquelle  $U_{\text{EKG}}$  den das Herzsignal erzeugenden Signalgenerator. Der  $500\ \Omega$  Widerstand ist der Widerstandswert, der laut Spezifikation im Signalpfad (Elektrode und Körpergewebe als Rückleiter) eines unipolaren HSM zu messen ist. Bei  $U_{\text{ind}}$  handelt es sich um die in das HSM-System eingekoppelte Störspannung, die in Abschnitt 3.6 berechnet wurde, und  $Z_{\text{Struktur}}$  ist die frequenzabhängige Impedanz, die sich aus den Eigenschaften der Elektrode, des HSM-Gehäuses und des Körpers zusammensetzt. Sie ist ebenfalls in Abschnitt 3.6 berechnet worden. Die Eingangsimpedanz des jeweiligen HSM wird durch  $Z_{\text{HSM}}$  beschrieben. Die Elemente  $C$  und  $L$  dienen lediglich der Entkopplung der beiden Signalgeneratoren.

Die Schaltung nach Bild 4.1 ist schwer zu realisieren, da die Impedanz  $Z_{\text{Struktur}}$  frequenzabhängig ist. Der Einfachheit halber wurde während der Messungen ein Widerstand  $Z_{\text{Struktur}} = R_S = 50\ \Omega$  verwendet, siehe Bild 4.2. Wegen des veränderten Spannungsteilers müsste nun die Spannung des Signalgenerators  $U'_{\text{ind}}$  wie folgt aus der eingekoppelten Störspannung  $U_{\text{ind}}$  berechnet werden:

$$U_{\text{HSM}} = U_{\text{ind}} \frac{Z_{\text{HSM}}}{Z_{\text{Struktur}} + Z_{\text{HSM}}}$$

$$U_{\text{HSM}} = U'_{\text{ind}} \frac{Z_{\text{HSM}}}{R_S + Z_{\text{HSM}}}$$

Da sowohl bei Verwendung von  $Z_{\text{Struktur}}$  als auch von  $R_S$  die selbe Spannung an HSM abfallen soll, muss gelten

$$U_{\text{ind}} \frac{Z_{\text{HSM}}}{Z_{\text{Struktur}} + Z_{\text{HSM}}} = u'_{\text{ind}} \frac{Z_{\text{HSM}}}{R_S + Z_{\text{HSM}}}.$$

Umstellen nach  $U'_{\text{ind}}$  ergibt

$$U'_{\text{ind}} = U_{\text{ind}} \frac{R_S + Z_{\text{HSM}}}{Z_{\text{Struktur}} + Z_{\text{HSM}}}. \quad (4.1)$$

Allerdings ist diese Umrechnung nicht notwendig. In einer Messreihe wurde die Eingangsimpedanz von 80 unterschiedlichen HSM-Modellen im Frequenzbereich 100 MHz–2,5 GHz bestimmt [42]. Mit Hilfe dieser Werte lässt sich das Verhältnis  $U'_{\text{ind}}/U_{\text{ind}}$  berechnen, das in Bild 4.3 für die 80 untersuchten HSM-Modelle in Abhängigkeit von der Frequenz aufgetragen ist. Die beiden fetter gezeichneten Kurven zeigen das minimal und das maximal auftretende Verhältnis  $U'_{\text{ind}}/U_{\text{ind}}$  in Abhängigkeit von der Frequenz. Die dritte Kurve ist der Mittelwert aus allen Werten, der graue Bereich zeigt die Standardabweichung. Es ist zu erkennen, dass die Störspannung  $U'_{\text{ind}}$  im Mittel  $0,8 \cdot U_{\text{ind}}$  betragen muss, um den selben Spannungsabfall am HSM wie bei Verwendung von  $Z_{\text{Struktur}}$  zu erreichen. Mit anderen Worten müsste bei Verwendung von  $R_S = 50 \Omega$  die Störspannung um 20% abgesenkt werden, um den selben Spannungsabfall am HSM zu erhalten wie bei der Verwendung von  $Z_{\text{Struktur}}$ .

Da keine Spannungskorrektur durchgeführt wurde, sind die gemessenen Störschwellen konservativ, also niedriger als die Spannungen, die tatsächlich zu einer Störung führen.

#### 4.1.1 Verwendete Prüfsignale

In Rahmen der Studie [42] wurden die untersuchten HSM auf ihre Störsensitivität gegenüber zahlreichen Testsignalen getestet. Einige dieser Testsignale sind eindeutig definiert, andere sind stochastischer Natur. So wurde zum Beispiel für die im Amateurfunk eingesetzte Einseitenbandmo-

#### 4 Verträglichkeitsmodell

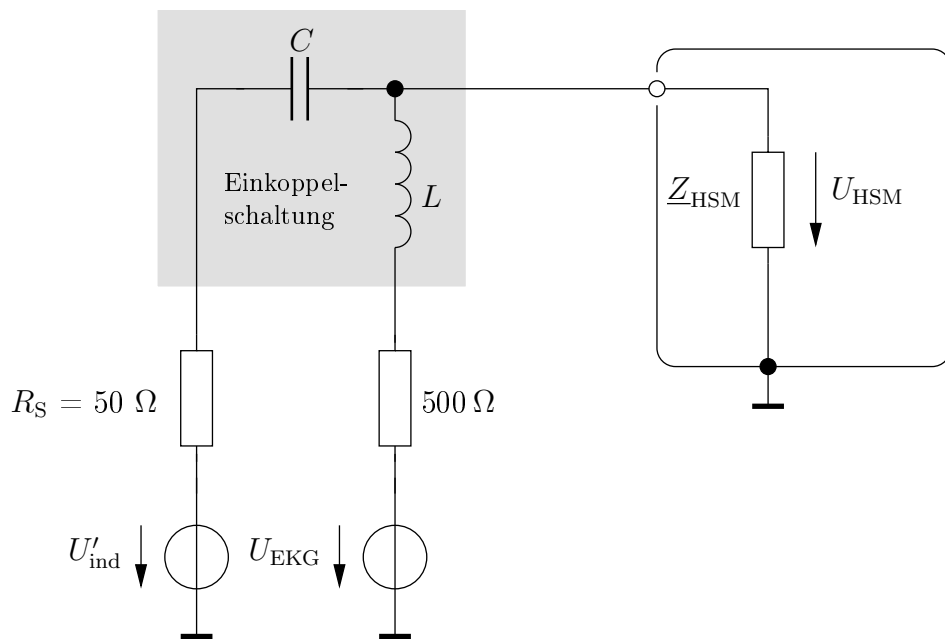


Bild 4.2: Vereinfachtes Netzwerk zur Einkopplung eines Herz- und eines Störsignals in einen HSM [42].

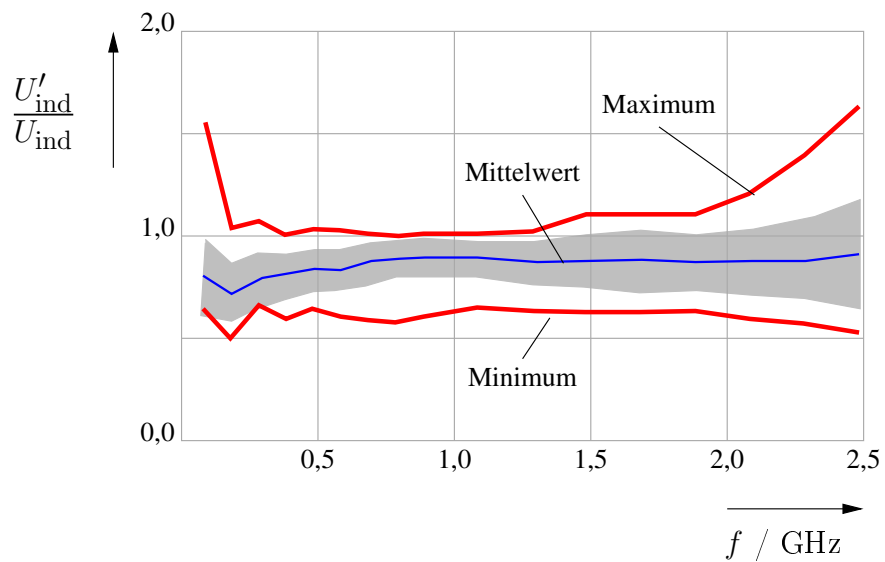


Bild 4.3: Bestimmung des Korrekturfaktors zur Spannungsanpassung bei Verwendung eines  $50\ \Omega$ -Widerstandes anstelle von  $Z_{\text{Struktur}}$  [42].

dulation (SSB) ein modulierte Sprachsignal verwendet<sup>1</sup>. Die deterministischen Signale werden im Folgenden vorgestellt.

### Amplitudenmodulation

Die Prüfsignale für Amplitudenmodulation (AM) sind so aufgebaut, dass sie mit größt möglicher Wahrscheinlichkeit vom HSM mit dem EKG verwechselt werden. Das verwendete Signal hängt von der zu untersuchenden Trägerfrequenz  $f_T$  ab:

- $f_T \leq 150$  kHz  
Ein unmodulierter Träger der Frequenz  $f_T$  wird jeweils für 100 ms ein- und für 600 ms ausgeschaltet.
- $f_T > 150$  kHz  
Ein Träger der Frequenz  $f_T$  wird jeweils für 100 ms mit 130 Hz zu 95% amplitudenmoduliert und für 600 ms nicht moduliert.

Bild 4.4 zeigt den zeitlichen Verlauf der beiden Signale.

### Mobilfunkmodulation

Für die GSM-Modulation (im Gesprächsmodus) wird ein Prüfsignal verwendet, das aus einem geschalteten Träger besteht. Der Träger wird mit einer Wiederholfrequenz von 217 Hz für die Dauer von  $550 \mu\text{s}$  eingeschaltet, siehe Bild 4.5. Zusätzlich wird der DTX-Modus nachgebildet. Diese Signalform wird dann gesendet, wenn keine Gesprächsdaten übertragen werden müssen, also beide Teilnehmer schweigen. Der Verlauf ist Bild 4.6 zu entnehmen.

### Fernsehbildmodulation

Das Prüfsignal für die PAL-Übertragung (Fernsehbild) hat abwechselnd für 10 ms die volle Amplitude, dann für 10 ms nur 10% der vollen Amplitude, wobei jedoch alle  $64 \mu\text{s}$  ein  $12 \mu\text{s}$  langer Impuls mit voller Amplitude erscheint, siehe Bild 4.7.

---

<sup>1</sup>Der zu übertragene Text für SSB-Signale lautet: „DF0FZ hier ist DL9KCE. Guten Tag lieber OM Stephan. Vielen Dank für den guten Rapport. Dein Signal ist hier ebenfalls fünf neun, fünf neun. Mein Name ist Thilo, Tango Hotel India Lima Oscar und das QZH ist in der Nähe von Köln, Kilo Oscar Echo Lima November.“

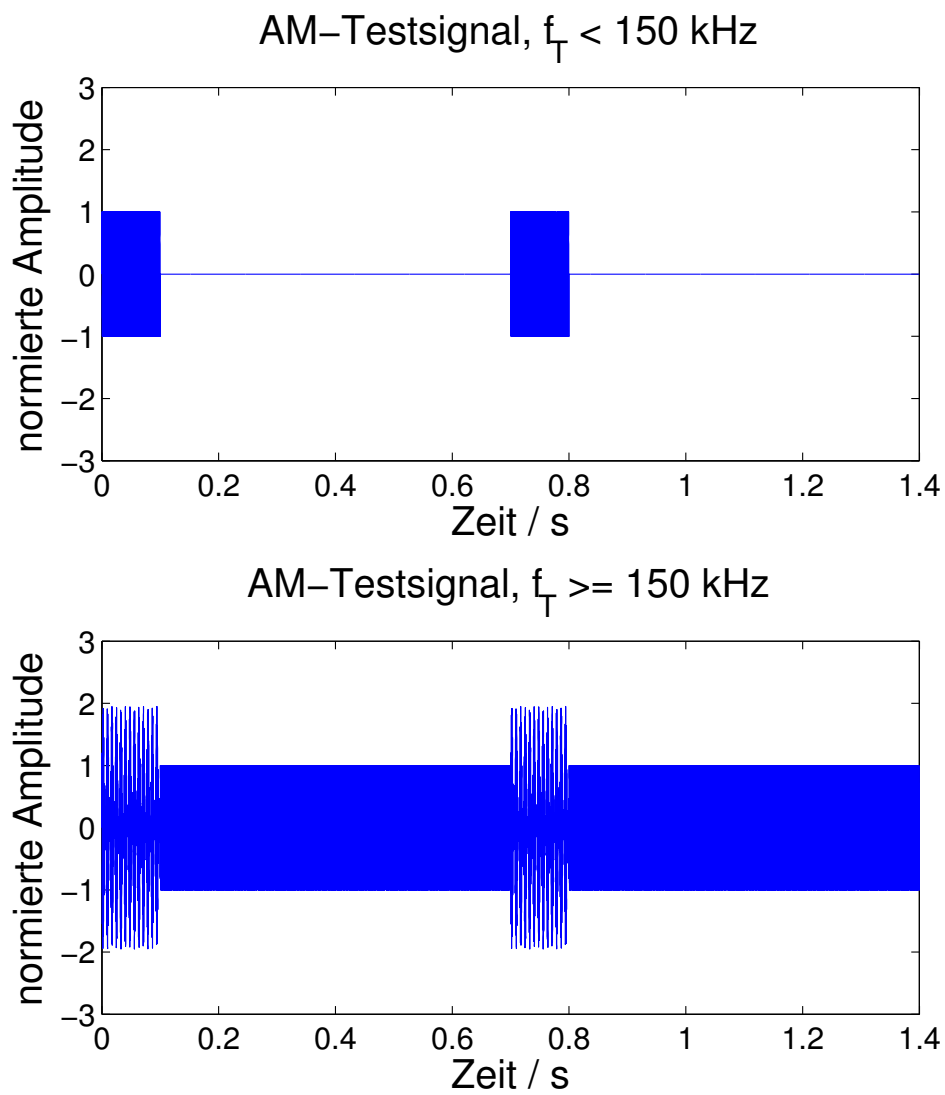


Bild 4.4: Testsignale für Amplitudenmodulation [42].

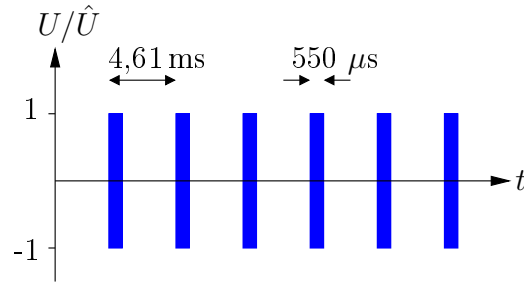


Bild 4.5: Testsignal für GSM-Modulation (im Gesprächsmodus) [42].

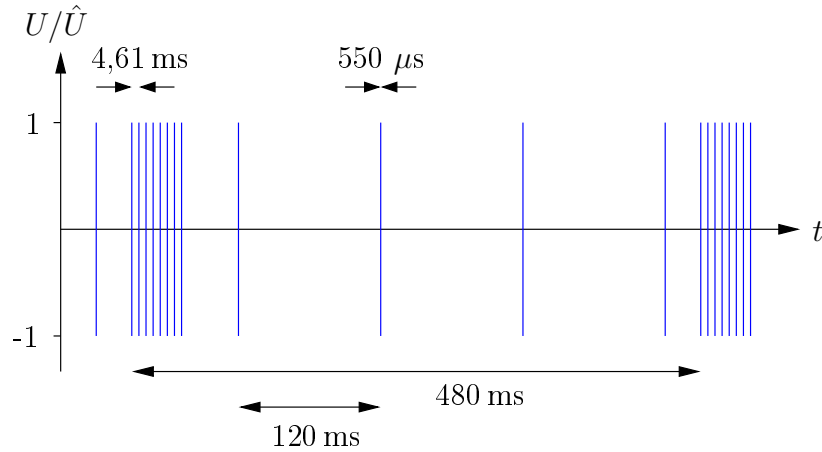


Bild 4.6: Testsignal für GSM-Modulation (im DTX-Modus) [42].

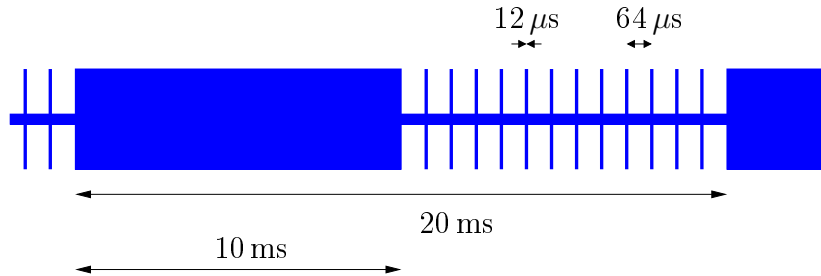


Bild 4.7: Testsignal für PAL-Modulation [42].

### 4.1.2 Gemessene Grenzwerte

Im Rahmen der Studie [42] wurden alle untersuchten HSM auf ihre Störanfälligkeit gegenüber der oben vorgestellten Testsignale untersucht. Hierfür wurde über eine Messschaltung nach Bild 4.2 der HSM sowohl mit einem EKG- als auch einem Testsignal gespeist, wobei zum einen Letzteres schrittweise in der Amplitude gesteigert, zum anderen das EKG zeitwei-

se abgeschaltet wurde. Das Verhalten des HSM wurde überwacht, und es wurden jene Störsignalschwellen notiert, bei denen der HSM vom Normalbetrieb in den definierten Störbetrieb und schließlich in den undefinierten Störbetrieb überging. Hierbei zeigte sich, dass die einzelnen HSM sehr unterschiedlich empfindlich waren. Zwischen dem störfestesten Modell und dem empfindlichsten war ein Störpegelunterschied von über 40 dB festzustellen.

Aufgrund der starken Schwankungen haben sich die Autoren der Studie [42] dazu entschlossen, Grenzwerte zu definieren, die sicherstellen, dass 95% der untersuchten HSM funktionieren, also immer im Normalbetrieb arbeiten. Bild 4.8 zeigt die messtechnisch ermittelten Störschwellen der oben vorgestellten Testsignale und eines unmodulierten Sinussignals, dessen Werte einer anderen Studie [32] entnommen sind.

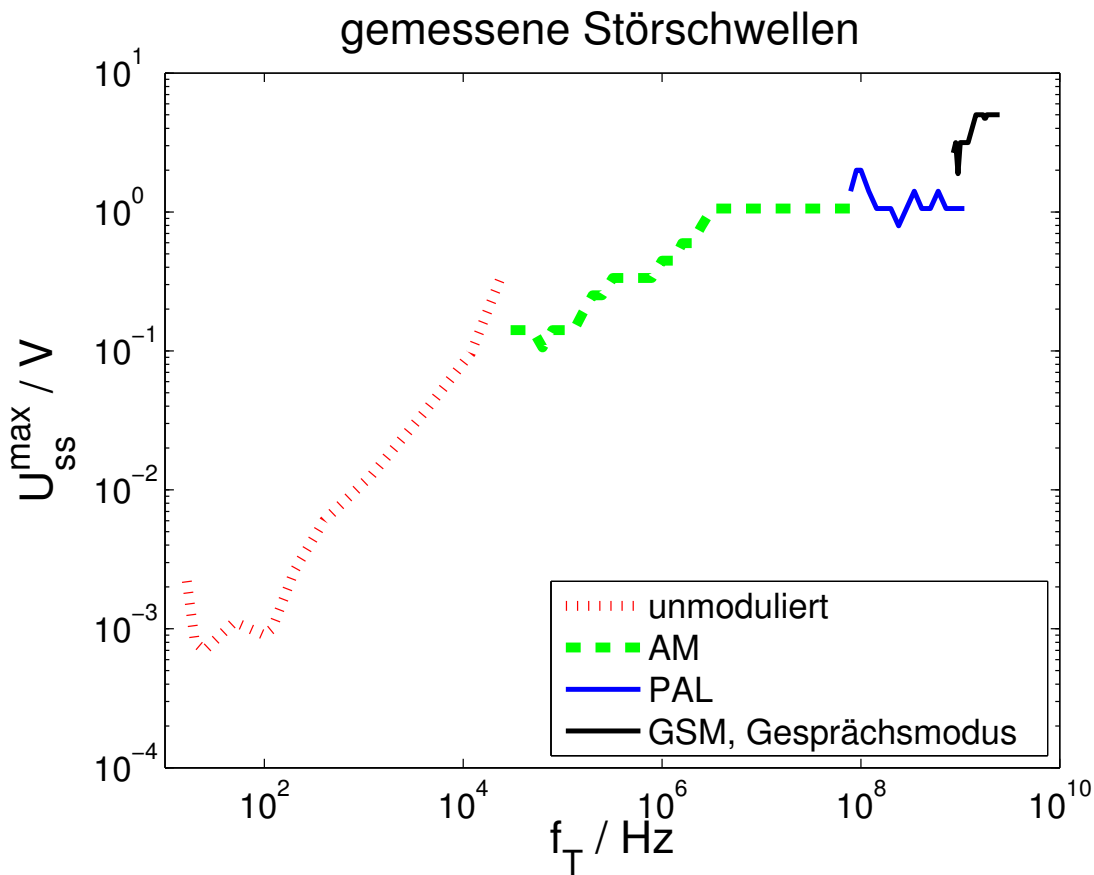


Bild 4.8: Gemessene Störschwellen von vier Testsignalen nach [42] und [32].



## 4.2 HSM-Eingangsschaltung

Um die Störmechanismen innerhalb des HSM verstehen zu können, benötigt man Kenntnisse über den Aufbau der analogen Eingangsschaltung. Bild 4.9 zeigt das Blockdiagramm der wichtigsten Funktionen.

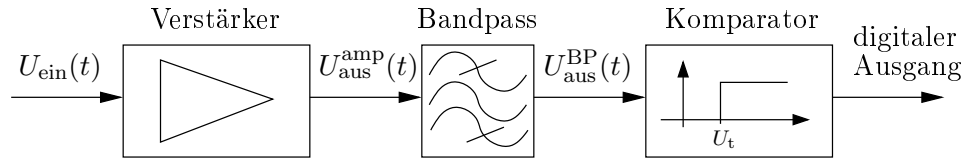


Bild 4.9: Blockdiagramm der HSM-Eingangsschaltung.

Das von der HSM-Elektrode kommende Spannungssignal  $U_{\text{ein}}(t)$  wird zunächst verstärkt und danach mit einem Bandpass gefiltert. Die Eckfrequenzen des Filters liegen, abhängig vom Gerätehersteller, bei etwa 20 bzw. 70 Hz und sind so ausgelegt, dass ein EKG-Signal durchgelassen wird<sup>2</sup>. Vom verstärkten und gefilterten Signal  $U_{\text{aus}}^{\text{BP}}(t)$  wird die Amplitude mit der Wahrnehmungsschwelle  $U_t$  verglichen<sup>3</sup>. Für den Fall  $|U_{\text{aus}}^{\text{BP}}| > U_t$  wird ein digitaler Ausgang von „low“ auf „high“ geschaltet (und zurück auf „low“, wenn der Grenzwert wieder unterschritten wird). Dieses Ereignis wertet der HSM als detektierten Herzschlag.

Es ist nun zunächst verwunderlich, dass ein hochfrequentes Störsignal überhaupt in der Lage ist, den HSM zu stören, denn der Bandpass müsste es herausfiltern. Bei dem Verstärker handelt es sich jedoch um ein nicht ideales Bauelement, das neben der linearen Verstärkung auch demodulierende Eigenschaften besitzt. So wird ein Teil des hochfrequenten Eingangssignals zu tiefen Frequenzen heruntergemischt. Diese zusätzlichen Spektralanteile können den Bandpass zum Teil passieren und somit die EKG-Detektion erschweren.

An dieser Stelle sei erwähnt, dass die Hersteller von HSM der Störung durch externe Signale bislang wenig Aufmerksamkeit geschenkt haben. Die Signalauswertung folgt sehr einfachen Algorithmen. So ist kein auf dem

<sup>2</sup>Irnich zeigte [36], dass die in HSM verwendeten Filter auf das Signal eines extern am Brustkorb abgenommenen EKGs ausgelegt sind. Das EKG, das der HSM über seine Elektrode misst, besitzt jedoch eine andere Form. Hier zeigt sich, dass alle auf dem Markt befindlichen HSM durch schlechte Filterauswahl das Nutzsignal auf  $\leq 60\%$  abschwächen.

<sup>3</sup>Die Wahrnehmungsschwelle kann vom Kardiologen programmiert werden und liegt im Bereich  $0,5 \text{ mV} \leq U_t \leq 7,5 \text{ mV}$ .

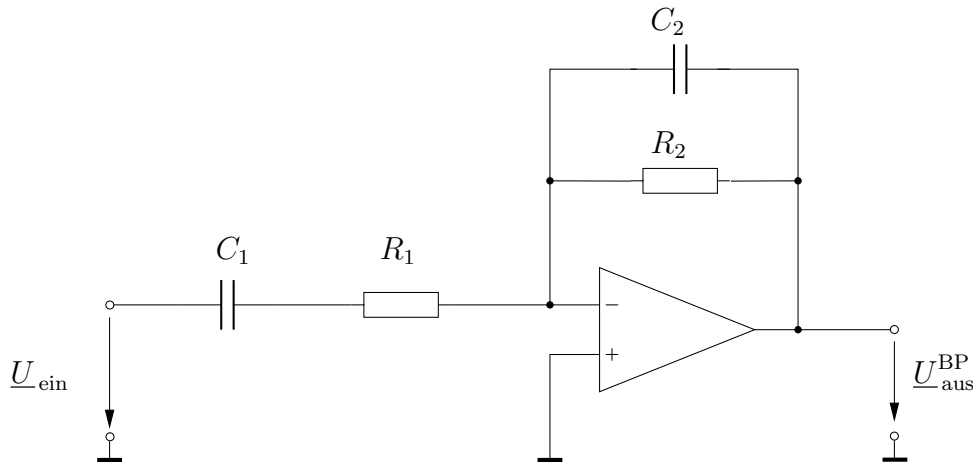


Bild 4.10: Analoge Eingangsschaltung eines HSM nach [48].

Markt befindlicher HSM<sup>4</sup> in der Lage, ein Störsignal von 100 ms Dauer von einem Herzsignal zu unterscheiden [33]. Zur Entstörung des HSM gegenüber hochfrequenten Störsignalen wären jedoch gar keine komplizierten Änderungen an den Geräten notwendig. Durch ein passives Tiefpassfilter noch vor dem Verstärker könnte man einen HSM effektiv schützen [34, 52].

### 4.3 Realisierung der Eingangsschaltung

Die ersten beiden Elemente des Blockschaltbildes von Bild 4.9, also der Verstärker und der Bandpass, lassen sich durch einen Operationsverstärker (OP) mit externer Beschaltung realisieren [48], siehe Bild 4.10.

Über die Bauelemente  $R_1$ ,  $C_1$ ,  $R_2$  und  $C_2$  lassen sich die Eckfrequenzen des Bandpasses einstellen:

$$f_u = \frac{1}{2\pi C_1 R_1}, \quad (4.2)$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi C_2 R_2}. \quad (4.3)$$

Genügte es, den Verstärker als lineares Bauteil zu betrachten, so ließe sich die Ausgangsspannung  $\underline{U}_{\text{aus}}^{\text{BP}}$  der Schaltung wie folgt berechnen [53]:

---

<sup>4</sup>Stand: 2004

$$\begin{aligned}
\underline{U}_{\text{aus}}^{\text{BP}} &= -\underline{U}_{\text{ein}} \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + (\underline{Z}_2 + \underline{Z}_1)/\underline{A}_d}, \\
\underline{Z}_1 &= R_1 + \frac{1}{j2\pi f C_1}, \\
\underline{Z}_2 &= \left( \frac{1}{R_2} + j2\pi f C_2 \right)^{-1}, \\
\underline{A}_d(f) &= A_0 \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_1}} \cdot \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_2}} \cdot \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_3}}.
\end{aligned} \tag{4.4}$$

Hierbei ist  $A_0$  der Verstärkungsfaktor des OPs,  $f_1$ ,  $f_2$  und  $f_3$  sind die Grenzfrequenzen der einzelnen Verstärkerstufen. In dieser Arbeit wird von folgenden Werten ausgegangen:

$$\begin{aligned}
f_1 &= 10 \text{ kHz}, \\
f_2 &= 100 \text{ kHz}, \\
f_3 &= 1 \text{ MHz}.
\end{aligned}$$

Damit ein HSM gestört werden kann, muss die Spannung  $\underline{U}_{\text{aus}}^{\text{BP}}$  den Schwellwert  $U_t$  erreichen. Gl. (4.4) lässt sich nach  $\underline{U}_{\text{ein}}$  umstellen, um die kritische Störschwelle zu berechnen:

$$|\underline{U}_{\text{ein}}^{\text{max}}| = U_t \frac{\underline{Z}_1 + (\underline{Z}_2 + \underline{Z}_1)/\underline{A}_d}{\underline{Z}_2}. \tag{4.5}$$

Verwendet man Gl. (4.5), um die kritischen Eingangsspannungen eines amplitudenmodulierten Testsignals bei einer gegebenen Ausgangsspannung zu bestimmen, so erhält man den Verlauf in Bild 4.11. Die schwarze Linie zeigt die zulässige Störspannung unter Anwendung von Gl. (4.5)<sup>5</sup>. Zusätzlich sind gemessenen Störspannungen eingetragen [16, 33, 42]. Es ist zu erkennen, dass die Störschwellen bis zu einer Frequenz von etwa 50 kHz korrekt von Gl. (4.5) berechnet werden. Bei höheren Frequenzen kommt es jedoch zu starken Abweichungen von den Messwerten. Bei der Verwendung eines linearen OPs sind die berechneten Störschwellen deutlich höher als die gemessenen. Hier zeigt sich, dass es zwingend erforderlich ist, auch die nichtlinearen Eigenschaften des Verstärkers zu berücksichtigen.

<sup>5</sup>Die Unstetigkeit bei 150 kHz kommt durch den Wechsel des verwendeten Störsignals zustande, siehe Abschnitt 4.1.1.

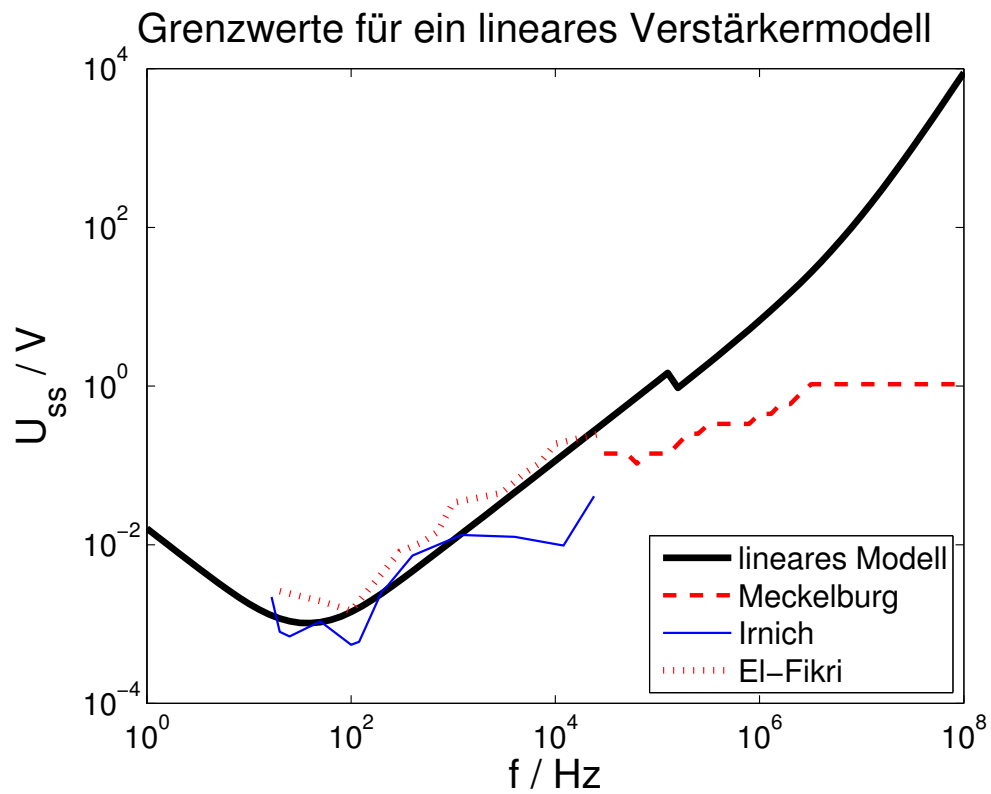


Bild 4.11: AM-Störschwellen bei Annahme eines linearen OPs und Messwerte [16,33,42].

## 4.4 Nichtlineares Verstärkermodell

Das im Folgenden vorgestellte nichtlineare Verstärkermodell ist einer Arbeit von Fiori und Crovetto [19] entnommen. Die Erweiterung für beschaltete OPs stammt von denselben Autoren [20].

Ein OP ist aus mehreren Verstärkerstufen aufgebaut. Jede dieser Stufen erzeugt neben dem verstärkten Eingangssignal auch harmonische Vielfache der Eingangsfrequenz und einen demodulierten Anteil. Diese zusätzlichen Frequenzen werden in den nächsten Stufen weiter verstärkt. Bild 4.12 zeigt ein Blockdiagramm, das diesen Effekt veranschaulicht. Die nichtlinearen Eigenschaften der ersten Verstärkerstufe, des Differenzverstärkers, dominieren das demodulierte Frequenzspektrum am Ausgang des OPs, denn die heruntergemischten Signalanteile  $d_1$  werden von allen nachfolgenden Stufen weiter verstärkt. Die Signale  $d_2$  und  $d_3$  können vernachlässigt werden, da sie eine geringere Verstärkung erfahren.

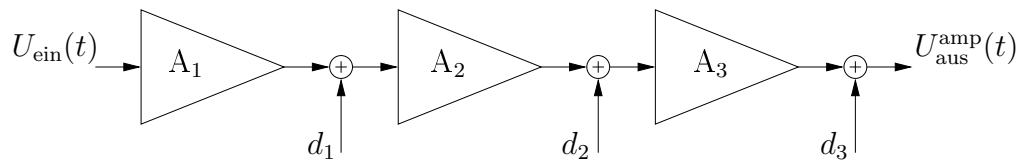


Bild 4.12: Blockdiagramm eines Operationsverstärkers [20].

Es genügt also, den Differenzverstärker näher zu betrachten. Bild 4.13 zeigt seinen Aufbau. Das Eingangssignal  $U_D$  ist die Differenz der beiden Spannungen  $U_{in}^+$  und  $U_{in}^-$ , und das Ausgangssignal ist der Differenzstrom  $I_d = I^+ - I^-$ . Die Summe der Ströme  $I^+$  und  $I^-$  wird durch die Quelle  $I$  vorgegeben. Die nachfolgenden Verstärkerstufen werden durch den Transimpedanzverstärker  $\underline{Z}(\omega)$  nachgebildet.

Für den Strom  $I_d$  gilt (siehe Anhang B.1):

$$I_d = \begin{cases} -I & \text{für } U_d \leq -\sqrt{\frac{2I}{\beta}}, \\ U_d \sqrt{\beta I} \sqrt{1 - \frac{\beta U_d^2}{4I}} & \text{für } |U_d| \leq \sqrt{\frac{2I}{\beta}}, \\ I & \text{für } U_d \geq \sqrt{\frac{2I}{\beta}}. \end{cases} \quad (4.6)$$

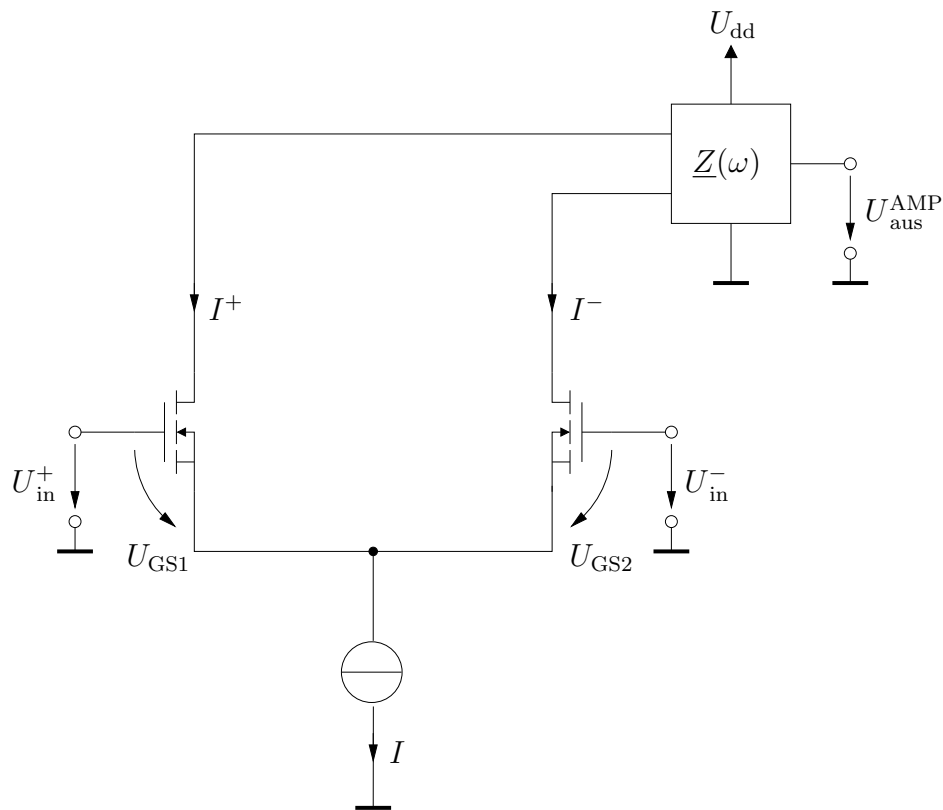


Bild 4.13: Einfaches Modell eines OPs [19].

Hierbei ist  $\beta$  eine Konstante, die sich aus der verwendeten CMOS-Struktur ergibt:

$$\beta = \frac{\mu C_{Ox} W}{2 L}$$

- $\mu$  : Beweglichkeit der Ladungsträger
- $C_{Ox}$  : Gatekapazität pro Fläche
- $W$  : Breite des Gates
- $L$  : Länge des Gates

Normalerweise betrachtet man in Gleichung (4.6) nur  $U_d$  als variabel, wodurch man keine Funktion höherer Ordnung erhält. In [19] wird jedoch auch der Strom  $I$  als nicht konstant betrachtet. Um dessen Einfluss näher

zu untersuchen, wird (4.6) zunächst im Arbeitspunkt  $U_d = 0, I = I_0$  in eine Taylorreihe entwickelt (siehe Anhang B.2):

$$\begin{aligned} i_d|_{U_d=0, I=I_0} &= 0, \\ \frac{\partial i_d}{\partial u_d} \Big|_{U_d=0, I=I_0} &= \sqrt{4\beta I_0}, \\ \frac{\partial i_d}{\partial i} \Big|_{U_d=0, I=I_0} &= 0, \\ \frac{1}{2} \frac{\partial^2 i_d}{\partial u_d^2} \Big|_{U_d=0, I=I_0} &= 0, \\ \frac{1}{2} \frac{\partial^2 i_d}{\partial i^2} \Big|_{U_d=0, I=I_0} &= 0, \\ \frac{\partial^2 i_d}{\partial u_d \partial i} \Big|_{U_d=0, I=I_0} &= \sqrt{\frac{4\beta}{I_0}}. \end{aligned}$$

Durch Einführung der zwei neuen Größen

$$g_m := \sqrt{4\beta I_0}, \quad (4.7)$$

$$g_p := \sqrt{\frac{4\beta}{I_0}}, \quad (4.8)$$

ergibt sich

$$i_d = g_m u_d + g_p u_d i. \quad (4.9)$$

Hierbei sind  $u_d$  und  $i$  die Kleinsignalkomponenten von  $U_d$  und  $I$ . Es ist zu erkennen, dass es sich um eine nichtlineare Funktion handelt. Der lineare Anteil des Differenzstroms hängt nur von  $u_d$  ab. Hinzu kommt ein quadratischer Anteil, der sich proportional zum Produkt  $u_d \cdot i$  verhält. Im Folgenden wird sich zeigen, dass  $i$  linear mit  $u_{cm}$ , dem Gleichtaktanteil der Eingangsspannungen, verknüpft ist.

Der Strom  $i$  lässt sich über die Kleinsignalanalyse des Differenzverstärkers berechnen. Hierfür wird die Schaltung zunächst wie in Bild 4.14 um parasitäre Bauelemente erweitert, die für CMOS-Schaltungen typisch sind. Die parallel zur Stromquelle geschaltete Kapazität  $C_{cs}$  repräsentiert die Drain-Body-Kapazität des stromführenden Transistors des Stromspiegels,

aus dem die Quelle besteht (hier nicht gezeichnet).  $C_{GS}$  ist jeweils die Gate-Source-Kapazität der Transistoren der Verstärkerschaltung und  $C_{al}$  die Kapazität zwischen Versorgungsspannung und der Schaltung, siehe Bild 4.15.

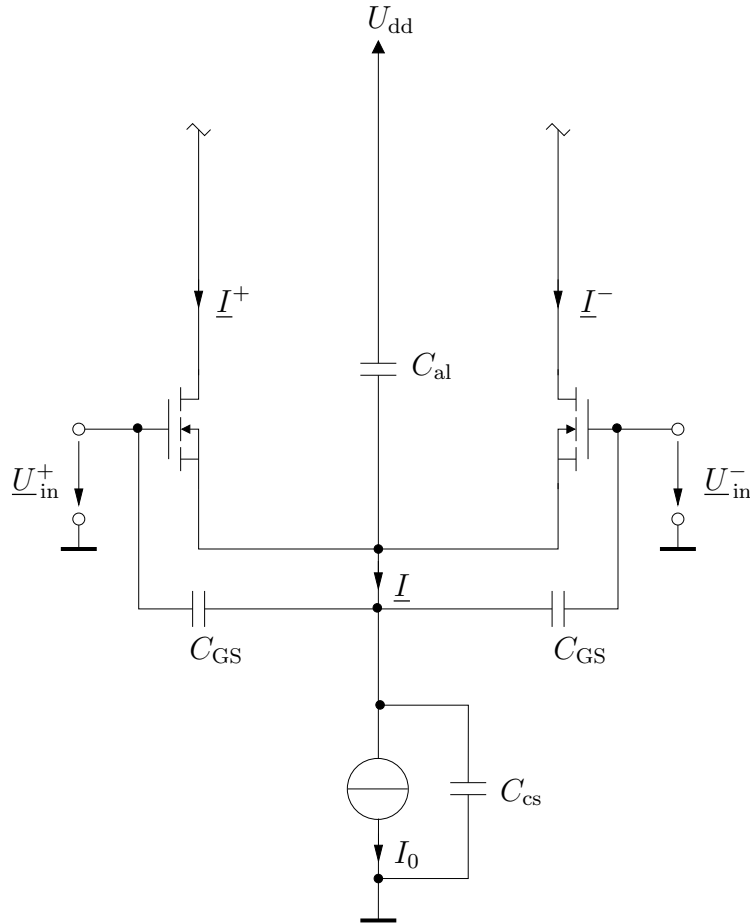


Bild 4.14: Erweitertes Modell eines OPs [19].

Die erweiterte Schaltung lässt sich nun in ein Kleinsignalersatzschaltbild umwandeln, siehe Bild 4.16. Für den gesuchten Strom  $i$  ergibt sich (siehe Anhang B.3):

$$I(j\omega) = g_m \frac{2j\omega C_T U_{cm}(j\omega)}{j\omega(2C_{GS} + C_T) + 2g_m}. \quad (4.10)$$



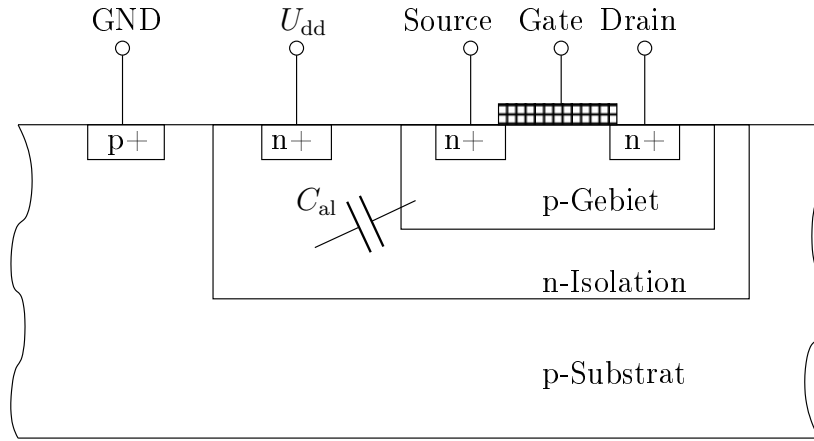


Bild 4.15: Aufbau einer integrierten CMOS-Schaltung, Definition der Kapazität  $C_{al}$  [19].

#### 4.4.1 Nichtlineares Modell für beschaltete Verstärker

In einer weiteren Arbeit [20] wurde das OP-Modell um eine äußere Beschaltung erweitert, siehe Bild 4.17. Hierzu wurde ein Volterra-Reihen-Ansatz<sup>6</sup> verwendet, der es ermöglicht, die Ausgangsspannung  $U_{aus}$  der Schaltung in Abhängigkeit von den beiden Eingangsspannungen  $U^+$  und  $U^-$  zu berechnen.

Wendet man schließlich das Verfahren aus [20] auf die Schaltung aus Bild 4.10 mit einem OP nach [19] an, so erhält man:

$$\begin{aligned}
 U_{aus}^{BP}(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \underline{H}_2(\omega) U_{ein}(\omega) e^{j\omega t} d\omega \\
 &+ \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \underline{H}_{22}(\omega_1, \omega_2) U_{ein}(\omega_1) U_{ein}(\omega_2) e^{j(\omega_1+\omega_2)t} d\omega_1 d\omega_2.
 \end{aligned}
 \tag{4.11}$$

Hierbei ist  $U_{ein}(\omega)$  die Fouriertransformierte der Eingangsspannung,  $\underline{H}_2(\omega)$  und  $\underline{H}_{22}(\omega_1, \omega_2)$  sind die sich ergebenden Volterra-Kerne. Da die ausgeschriebene Form von  $\underline{H}_2(\omega)$  und  $\underline{H}_{22}(\omega_1, \omega_2)$  zu sehr komplexen Formeln führt, an dieser Stelle jedoch keine neuen Erkenntnisse bringt, sei der Leser auf [20] verwiesen.

Die Gl. (4.11) besteht aus einem linearen und einem quadratischen Anteil. Die Übertragungsfunktion  $\underline{H}_2(\omega)$  beschreibt das lineare Verhalten des

<sup>6</sup>Eine kurze Einführung zu Volterra-Reihen ist Anhang B.4 zu entnehmen.

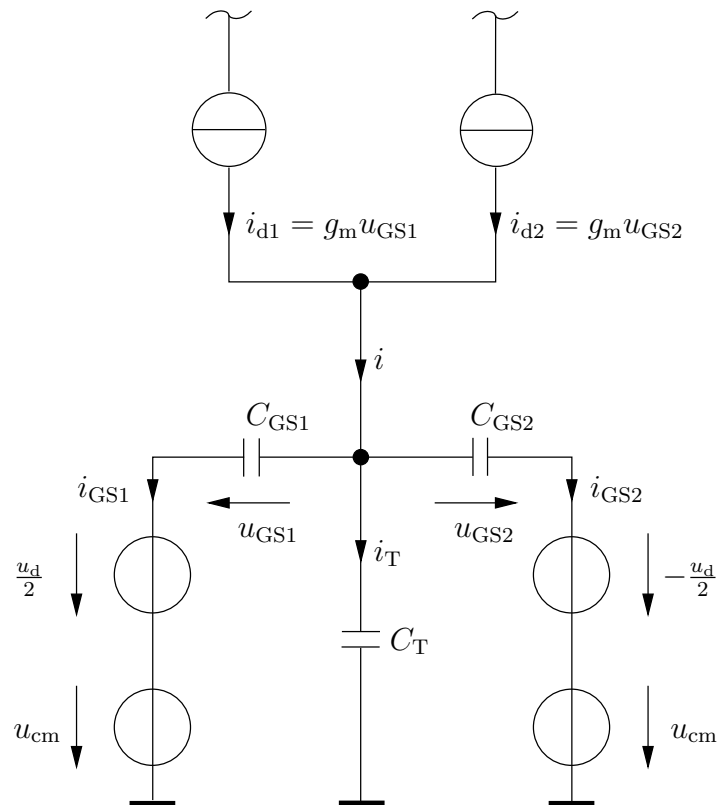


Bild 4.16: Kleinsignalersatzschaltbild des Differenzverstärkers von Bild 4.14 [19].

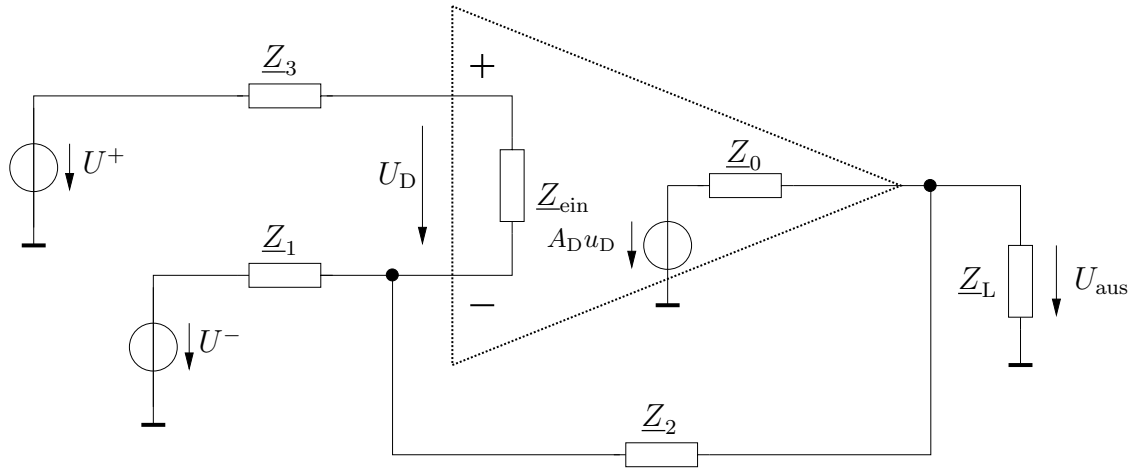


Bild 4.17: Aufbau eines beschalteten OPs [20].

beschalteten OPs, beinhaltet also bei Anwendung auf die HSM-Eingangsschaltung einen Verstärkungsfaktor und den Bandpasscharakter. Weil der OP als nichtlineares System zweiter Ordnung betrachtet wird, finden sich am Ausgang zusätzliche Spektralanteile wieder, die bei doppelter Eingangsfrequenz und um 0 Hz liegen. Bild 4.18 veranschaulicht dies. In Gl. (4.11) beschreibt  $\underline{H}_{22}(\omega_1, \omega_2)$  die *quadratische Übertragungsfunktion*.

### Beispiel: monofrequentes Eingangssignal

Zur Veranschaulichung wird im Folgenden Gl. (4.11) benutzt, um die Ausgangsspannung der HSM-Eingangsschaltung zu berechnen, wenn ein monofrequentes Eingangssignal anliegt. Das Eingangssignal wird zunächst in den Frequenzbereich transformiert:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{ein}}(t) &= \hat{U}_{\text{ein}} \cdot \cos(\omega_{\text{T}}t) \\
 &\quad \circ \\
 &\quad \bullet \\
 U_{\text{ein}}(\omega) &= \hat{U}_{\text{ein}} \frac{\delta(\omega + \omega_{\text{T}}) + \delta(\omega - \omega_{\text{T}})}{2}.
 \end{aligned}$$

#### 4 Verträglichkeitsmodell

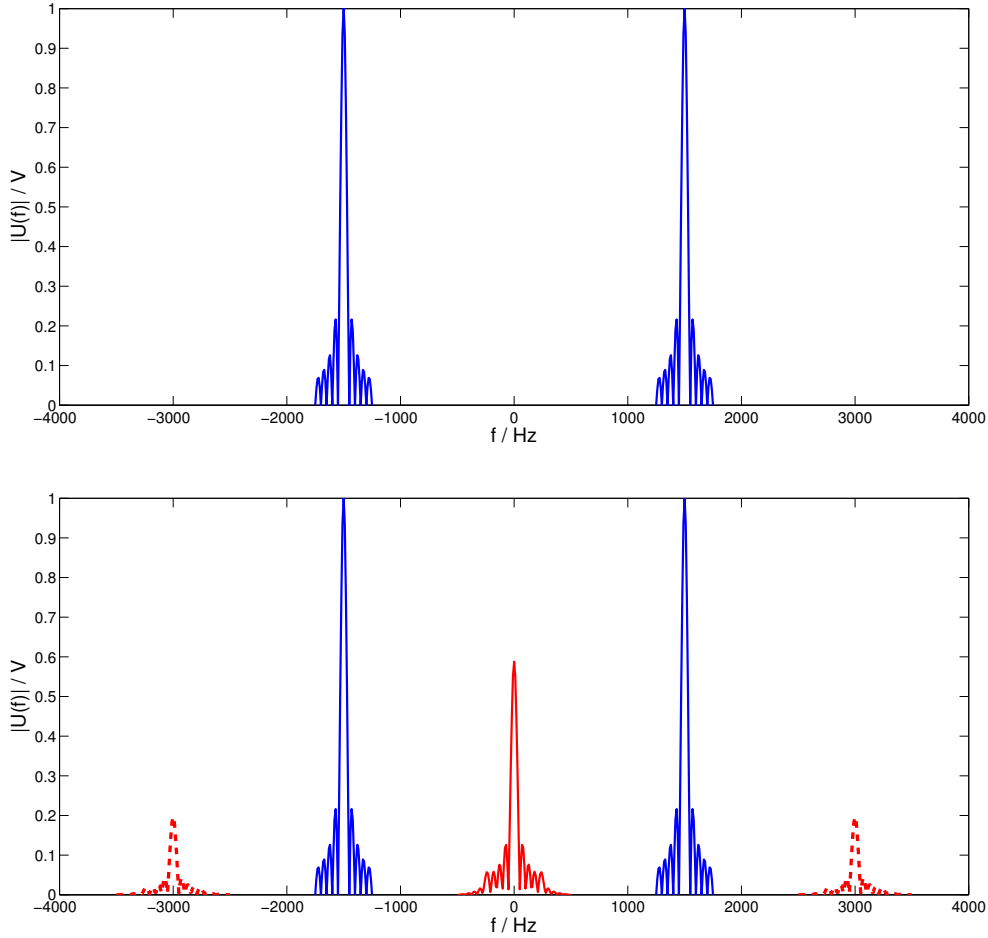


Bild 4.18: Oben: Spektrum eines gepulsten Trägersignals. Unten: Normiertes Spektrum des Ausgangssignals eines nichtlinearen Verstärkers bei einem gepulsten Eingangssignal.

Hiermit ergibt sich:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{aus}}^{\text{BP}}(t) &= \frac{1}{2\pi} \left( \underline{H}_2(-\omega_T) \frac{\hat{U}_{\text{ein}}}{2} e^{-j\omega_T t} + \underline{H}_2(\omega_T) \frac{\hat{U}_{\text{ein}}}{2} e^{j\omega_T t} \right) \\
 &+ \frac{1}{(2\pi)^2} \left( \underline{H}_{22}(-\omega_T, \omega_T) \frac{\hat{U}_{\text{ein}}^2}{4} + \underline{H}_{22}(\omega_T, -\omega_T) \frac{\hat{U}_{\text{ein}}^2}{4} \right) \\
 &+ \frac{1}{(2\pi)^2} \left( \underline{H}_{22}(-\omega_T, -\omega_T) \frac{\hat{U}_{\text{ein}}^2}{4} e^{-j2\omega_T t} + \underline{H}_{22}(\omega_T, \omega_T) \frac{\hat{U}_{\text{ein}}^2}{4} e^{j2\omega_T t} \right).
 \end{aligned} \tag{4.12}$$

Für die Volterra-Kerne gilt [59]:

$$\underline{H}_2(\omega) = \underline{H}_2^*(-\omega), \quad (4.13)$$

$$\underline{H}_{22}(\omega_1, \omega_2) = \underline{H}_{22}^*(-\omega_1, -\omega_2), \quad (4.14)$$

$$\underline{H}_{22}(-\omega_1, \omega_2) = \underline{H}_{22}^*(\omega_1, -\omega_2). \quad (4.15)$$

Gl. (4.12) vereinfacht sich hiermit zu

$$\begin{aligned} \Rightarrow U_{\text{aus}}^{\text{BP}}(t) &= \frac{1}{2\pi} H_2(\omega_T) \hat{U}_{\text{ein}} \cos(\omega_T t) \\ &+ \frac{1}{(2\pi)^2} H_{22}(-\omega_T, \omega_T) \frac{\hat{U}_{\text{ein}}^2}{2} \\ &+ \frac{1}{(2\pi)^2} H_{22}(\omega_T, \omega_T) \frac{\hat{U}_{\text{ein}}^2}{2} \cos(2\omega_T t). \end{aligned}$$

Wie zu erwarten setzt sich das Spektrum des Ausgangssignals aus Komponenten bei  $\omega_T$ , 0 Hz und  $2\omega_T$  zusammen. Der Pegel bei  $\omega_T$  hängt linear von der Eingangsspannung ab, die Pegel bei 0 Hz und  $2\omega_T$  vom Quadrat der Eingangsspannung.

## 4.5 Vereinfachtes Verstärkermodell

Mit Hilfe von Gl. (4.11) lässt sich die Spannung  $U_{\text{aus}}^{\text{BP}}(t)$  (siehe Bild 4.9, Seite 55) der HSM-Eingangsschaltung bei einem gegebenen Eingangssignal berechnen. Überschreitet die maximale Amplitude von  $U_{\text{aus}}^{\text{BP}}$  den Schwellwert  $U_t$ , wird der HSM das Signal als Herzschlag werten.

Allerdings ist Gl. (4.11) für die Berechnung der kritischen Störschwellen von Testsignalen unzweckmäßig, denn die Durchführung der Integrationen ist sehr zeitaufwändig. Man stelle sich vor, man habe für ein gegebenes Signal  $U_{\text{ein}}$  bei einer bestimmten Amplitude berechnet, dass ein HSM noch nicht beeinflusst werden kann. Weil es sich bei Gl. (4.11) um eine nicht-lineare Funktion handelt, lässt sich keine Aussage über die kritische Amplitude des Signals  $U_{\text{ein}}$  treffen. Man müsste die Berechnung mit schrittweise vergrößerter Amplitude wiederholen, bis die Spannung  $U_{\text{aus}}^{\text{BP}}$  den Schwellwert  $U_t$  erreicht.

Im Folgenden wird deshalb ein vereinfachtes Verfahren vorgestellt, mit dem die kritische Amplitude von  $U_{\text{ein}}$  berechnet werden kann.

Geht man von einem schmalbandigen Eingangssignal mit der Trägerfrequenz  $\omega_T$  und der Bandbreite  $B$  aus, so kann man Gl. (4.11) folgendermaßen umschreiben:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{aus}}^{\text{BP}}(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_T - B/2}^{-\omega_T + B/2} \underline{H}_2(\omega) U_{\text{ein}}(\omega) e^{j\omega t} d\omega \\
 &+ \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_T - B/2}^{\omega_T + B/2} \underline{H}_2(\omega) U_{\text{ein}}(\omega) e^{j\omega t} d\omega \\
 &+ \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\omega_T - B/2}^{-\omega_T + B/2} \int_{\omega_T - B/2}^{\omega_T + B/2} \underline{H}_{22}(\omega_1, \omega_2) U_{\text{ein}}(\omega_1) U_{\text{ein}}(\omega_2) e^{j(\omega_1 + \omega_2)t} d\omega_1 d\omega_2 \\
 &+ \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{\omega_T - B/2}^{\omega_T + B/2} \int_{-\omega_T - B/2}^{-\omega_T + B/2} \underline{H}_{22}(\omega_1, \omega_2) U_{\text{ein}}(\omega_1) U_{\text{ein}}(\omega_2) e^{j(\omega_1 + \omega_2)t} d\omega_1 d\omega_2 \\
 &+ \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\omega_T - B/2}^{-\omega_T + B/2} \int_{-\omega_T - B/2}^{-\omega_T + B/2} \underline{H}_{22}(\omega_1, \omega_2) U_{\text{ein}}(\omega_1) U_{\text{ein}}(\omega_2) e^{j(\omega_1 + \omega_2)t} d\omega_1 d\omega_2 \\
 &+ \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{\omega_T - B/2}^{\omega_T + B/2} \int_{\omega_T - B/2}^{\omega_T + B/2} \underline{H}_{22}(\omega_1, \omega_2) U_{\text{ein}}(\omega_1) U_{\text{ein}}(\omega_2) e^{j(\omega_1 + \omega_2)t} d\omega_1 d\omega_2.
 \end{aligned}$$

Die Grenzen der Integrale wurden auf den Frequenzbereich reduziert, in dem Spektralanteile des Signals auftreten. Da die positiven und negativen Spektralanteile von reellen Signalen dieselbe Form besitzen und die Symmetriebeziehungen (4.13)–(4.15) gelten, lässt sich Gl. (4.16) auch verkürzt schreiben:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{aus}}^{\text{BP}}(t) &= \frac{2}{2\pi} \int_{\omega_{\text{T}}-B/2}^{\omega_{\text{T}}+B/2} H_2(\omega) U_{\text{ein}}(\omega) e^{j\omega t} d\omega \\
 &+ \frac{2}{(2\pi)^2} \int_{-\omega_{\text{T}}-B/2}^{-\omega_{\text{T}}+B/2} \int_{\omega_{\text{T}}-B/2}^{\omega_{\text{T}}+B/2} H_{22}(\omega_1, \omega_2) U_{\text{ein}}(\omega_1) U_{\text{ein}}(\omega_2) e^{j(\omega_1+\omega_2)t} d\omega_1 d\omega_2 \\
 &+ \frac{2}{(2\pi)^2} \int_{\omega_{\text{T}}-B/2}^{\omega_{\text{T}}+B/2} \int_{\omega_{\text{T}}-B/2}^{\omega_{\text{T}}+B/2} H_{22}(\omega_1, \omega_2) U_{\text{ein}}(\omega_1) U_{\text{ein}}(\omega_2) e^{j(\omega_1+\omega_2)t} d\omega_1 d\omega_2.
 \end{aligned}$$

Mit den Näherungen

$$H_2(\omega + \Delta\omega) \approx H_2(\omega), \quad -\frac{B}{2} \leq \Delta\omega \leq \frac{B}{2}, \quad (4.16)$$

$$H_{22}(\omega_1 + \Delta\omega_1, \omega_2 + \Delta\omega_2) \approx H_{22}(\omega_1, \omega_2), \quad -\frac{B}{2} \leq \Delta\omega_{1,2} \leq \frac{B}{2} \quad (4.17)$$

ergibt sich eine weitere Vereinfachung:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{aus}}^{\text{BP}}(t) &\approx \frac{2}{2\pi} \cdot H_2(\omega_{\text{T}}) \int_{\omega_{\text{T}}-B/2}^{\omega_{\text{T}}+B/2} U_{\text{ein}}(\omega) e^{j\omega t} d\omega \\
 &+ \frac{2}{(2\pi)^2} \cdot H_{22}(-\omega_{\text{T}}, \omega_{\text{T}}) \int_{-\omega_{\text{T}}-B/2}^{-\omega_{\text{T}}+B/2} \int_{\omega_{\text{T}}-B/2}^{\omega_{\text{T}}+B/2} U_{\text{ein}}(\omega_1) U_{\text{ein}}(\omega_2) e^{j(\omega_1+\omega_2)t} d\omega_1 d\omega_2 \\
 &+ \frac{2}{(2\pi)^2} \cdot H_{22}(\omega_{\text{T}}, \omega_{\text{T}}) \int_{\omega_{\text{T}}-B/2}^{\omega_{\text{T}}+B/2} \int_{\omega_{\text{T}}-B/2}^{\omega_{\text{T}}+B/2} U_{\text{ein}}(\omega_1) U_{\text{ein}}(\omega_2) e^{j(\omega_1+\omega_2)t} d\omega_1 d\omega_2.
 \end{aligned} \quad (4.18)$$

Die erste Zeile von Gl. (4.18) beschreibt das lineare Übertragungsverhalten der OP-Schaltung. Zeile zwei steht für die demodulierten und die dritte Zeile für die hochgemischten Signalanteile.

Es bleibt zu prüfen, in welchen Grenzen die Annahmen der Gleichungen (4.16) und (4.17) Gültigkeit besitzen. Es wird davon ausgegangen, dass ein schmalbandiges Signal keine spektrale Verzerrung erfährt. In Bild 4.19 ist die Funktion  $H_{22}(f_{\text{T}}, f_{\text{T}} + \Delta f)$  in normierter Form aufgetragen. Eine Variation von  $\Delta f$  hat kaum Einfluss auf den Wert von  $H_{22}$ , womit die Vereinfachung nach Gl. (4.16) bestätigt ist.

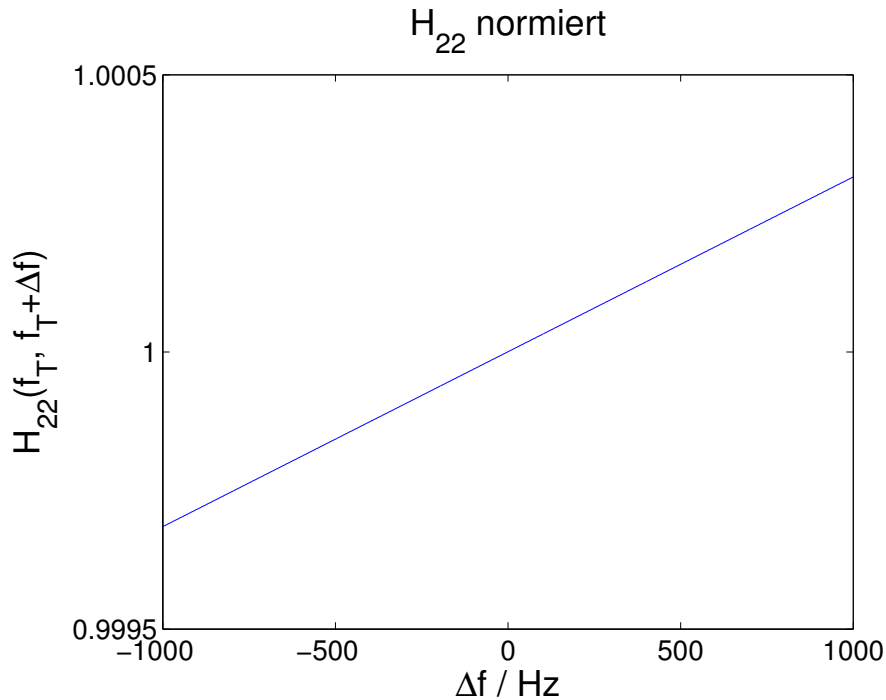


Bild 4.19: Übertragungsfunktion des heraufgemischten Signalanteils:  $H_{22}(f_T, f_T + \Delta f)$ .

Die Demodulationseffekte treten in der ersten Stufe des OPs auf, siehe auch Bild 4.12. Dieses demodulierte Signal durchläuft nun auch die äußere Beschaltung des OPs, was bedeutet, dass es bandpassgefiltert wird. In Bild 4.20 ist  $H_{22}(-f_T, f_T + \Delta f)$  über einen Bereich von  $-1000 \text{ Hz} \leq \Delta f \leq 1000 \text{ Hz}$  aufgetragen. Der Maximalwert ist auf 1 normiert, um den Einfluss von  $f_T$  zu eliminieren. Es zeigt sich, dass die spektralen Komponenten des demodulierten Signals unterschiedlich gewichtet werden. Bei genauerer Betrachtung des Verlaufs von  $H_{22}(-f_T, f_T + \Delta f)$  im Bereich  $10 \text{ Hz} \leq \Delta f \leq 100 \text{ Hz}$  stellt man fest, dass die Kennlinie tatsächlich der Übertragungsfunktion des Bandpasses entspricht. Dies bedeutet, dass Gl. (4.18) den zeitlichen Verlauf der Ausgangsspannung  $U_{\text{aus}}^{\text{BP}}(t)$  nicht genau wiedergibt. Der demodulierte Anteil muss noch mit dem Bandpass gefiltert werden. In einer weiteren Modellvereinfachung in Abschnitt 4.5.1 wird dieser Aspekt berücksichtigt werden.

In Bild 4.21 sind die drei Übertragungsfunktionen  $H_2(f_T)$ ,  $H_{22}(f_T, f_T)$  und das Maximum von  $H_{22}(-f_T, f_T + \Delta f)$  zusammen in ein Diagramm gezeichnet. Es ist zu erkennen, dass die linearen Eigenschaften der HSM-



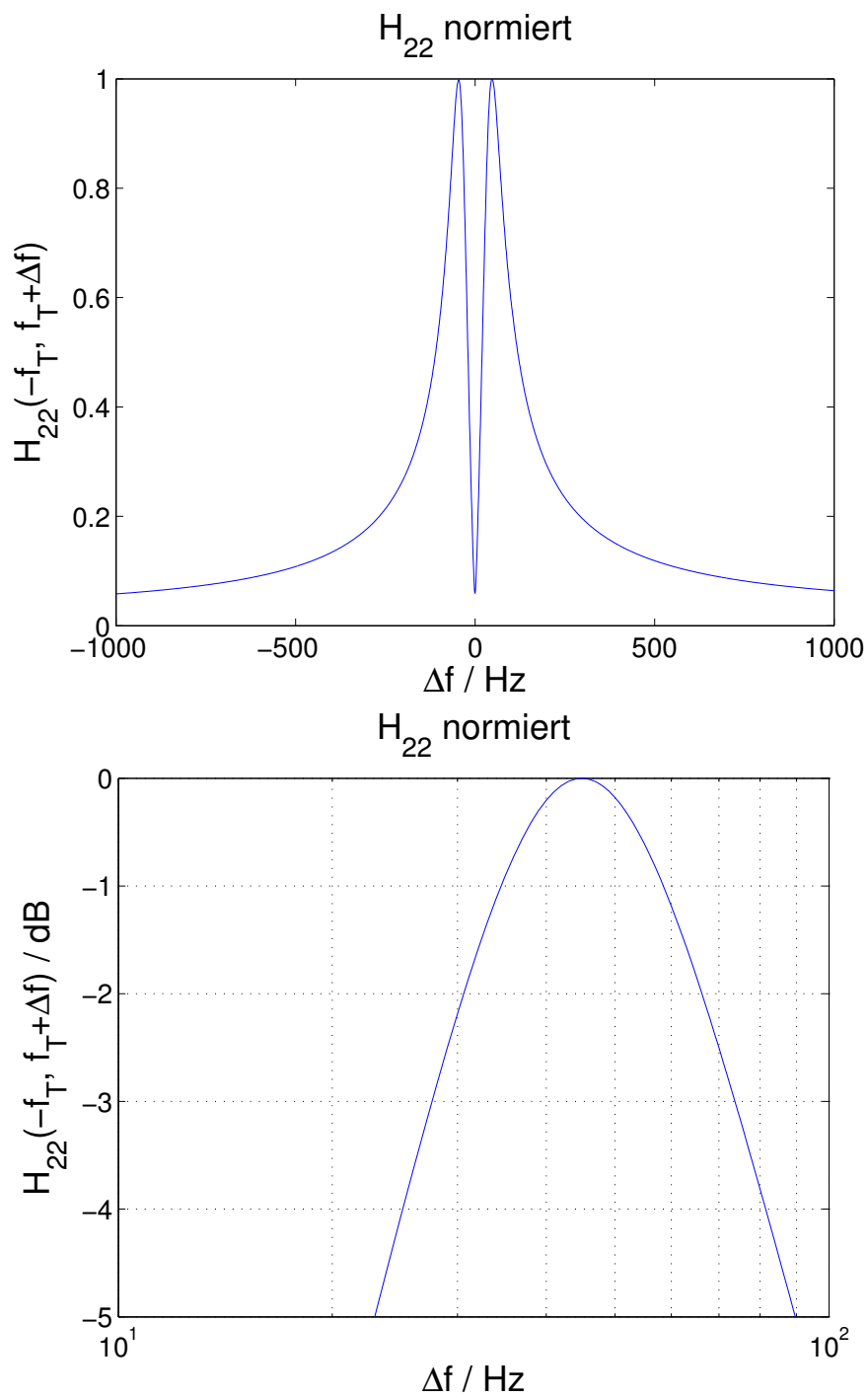


Bild 4.20: Übertragungsfunktion des demodulierten Signalanteils:  $H_{22}(-f_T, f_T + \Delta f)$ .

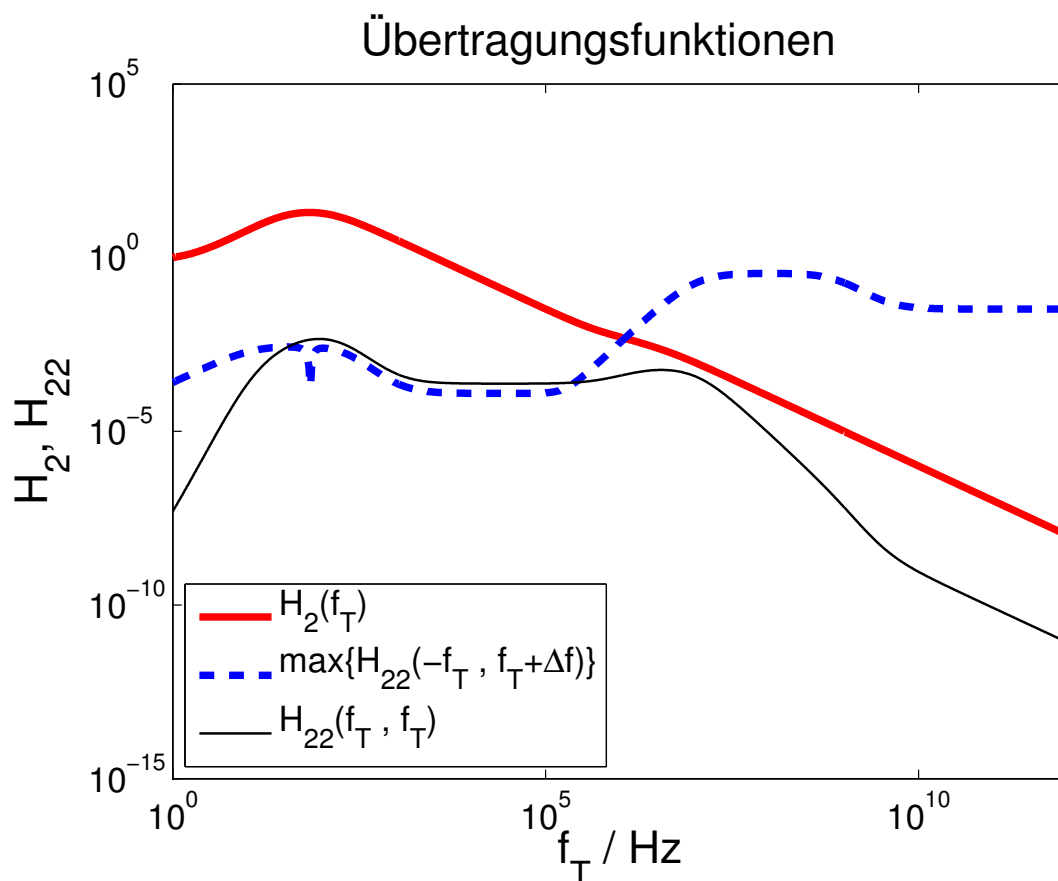


Bild 4.21: Übertragungsfunktionen des Fiori-Verstärkermodells.

Eingangsschaltung bis zu einer Signalfrequenz von 5 MHz das Ausgangssignal dominieren. Oberhalb von 5 MHz wird der Ausgang jedoch von den Demodulationsprodukten bestimmt. Die heraufgemischten Spektralanteile sind im gesamten Frequenzbereich zu vernachlässigen.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass sich das Ausgangssignal im Zeitbereich aus dem mit  $H_2(f_T)$  gewichteten Eingangssignal und dem mit  $H_{22}(-f_T, f_T + \Delta f)$  gewichteten, demodulieren und gefilterten Signal zusammensetzt. Die Form des heruntergemischten Signals erhält man, indem man die Einhüllende des Eingangssignals mit dem Bandpass filtert.

### 4.5.1 Vereinfachung der Systembeschreibung

Um eine Aussage über die eventuelle Störung von HSM treffen zu können, genügt es, die maximale Amplitude der Spannung  $U_{\text{aus}}^{\text{BP}}$  (siehe Bild 4.9, Seite 55) zu bestimmen. Der zeitliche Verlauf des Signals ist nebensächlich.

Dadurch kann man Verstärker und Bandpass des HSM-Systems auch folgendermaßen beschreiben:

$$|U_{\text{aus,max}}^{\text{BP}}| = \hat{U}_{\text{ein}} F_1 G_1(f_T) + \hat{U}_{\text{ein}}^2 F_2 G_2(f_T). \quad (4.19)$$

Der erste Summand beschreibt die linearen Systemeigenschaften, der zweite die zur Demodulation führenden quadratischen. Bei  $F_1$  und  $F_2$  handelt es sich um, von der Modulationsart abhängige, *Formfaktoren*. Sie beschreiben die Signaldämpfung durch den Bandpass, ihre Berechnung wird in Abschnitt 4.6 erläutert.

$G_1$  und  $G_2$  stellen Übertragungsfunktionen dar, die das lineare und quadratische Verhalten des Verstärkers beschreiben. Sie lassen sich aus  $H_2$  und  $H_{22}$  berechnen:

$$G_1(f_T) = H_2(f_T), \quad (4.20)$$

$$G_2(f_T) = \max\{H_{22}(-f_T, f_T + \Delta f)\}. \quad (4.21)$$

## 4.6 Berechnung der Formfaktoren

Die Formfaktoren  $F_1$  und  $F_2$  in Gl. (4.19) sind abhängig von der Modulationsart und entsprechen der maximalen Amplitude, die das betrachtete Signal zur Ausgangsspannung der OP-Schaltung beitragen kann.

### 4.6.1 Formfaktor $F_1$

Der Formfaktor  $F_1$  berechnet sich wie folgt:

$$F_1 = \max \left\{ \frac{u_{\text{aus,linear}}^{\text{BP}}(t)}{u_{\text{ein}}(t) \cdot G_1} \right\}.$$

Es scheint zunächst logisch, dass  $F_1 = 1$  gilt, denn die Gewichtung durch Verstärker und Bandpass wird vollständig über die Übertragungsfunktion  $G_1$  beschrieben. Allerdings kommt es bei gepulsten Signalen zu Ein-

schwingvorgängen im Bandpass, wodurch sich die maximale Ausgangsspannung erhöhen kann. Bild 4.22 zeigt  $U_{\text{aus}}^{\text{BP}}$  für ein gepulstes Signal mit der Frequenz  $f_T = 10 \text{ kHz}$ , wobei die Amplitude normiert wurde. Der verwendete Bandpass besitzt Eckfrequenzen bei 20 Hz und 70 Hz. Es zeigt sich, dass bei gepulsten Signalen die maximale lineare Ausgangsspannung um den Faktor 2 über dem erwarteten Wert liegen kann. Aus diesem Grund

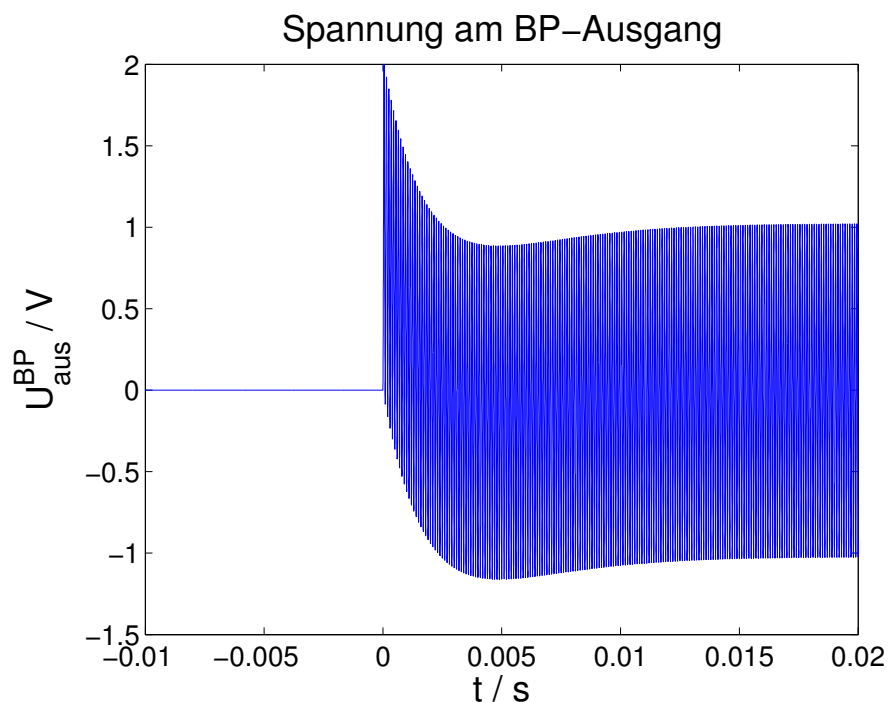


Bild 4.22: BP-gefiltertes gepulstes Signal.

ergeben sich für die betrachteten Testsignale die Formfaktoren  $F_1$  nach Tabelle 4.1.

Tabelle 4.1: Formfaktor  $F_1$  der Testsignale.

$F_1(\text{AM}, f < 150 \text{ kHz})$	2
$F_1(\text{AM}, f > 150 \text{ kHz})$	3,9
$F_1(\text{GSM}, \text{DTX} - \text{Mode})$	2
$F_1(\text{GSM}, \text{Gesp.} - \text{Mode})$	2
$F_1(\text{PAL})$	2
$F_1(\text{unmoduliert})$	1

### 4.6.2 Formfaktor $F_2$

Das demodulierte Signal wird durch den Formfaktor  $F_2$  gewichtet. Es ist bereits bekannt, dass es sich hierbei um die maximale Amplitude der bandpassgefilterten Einhüllenden des Eingangssignals handelt, siehe Bild 4.23.

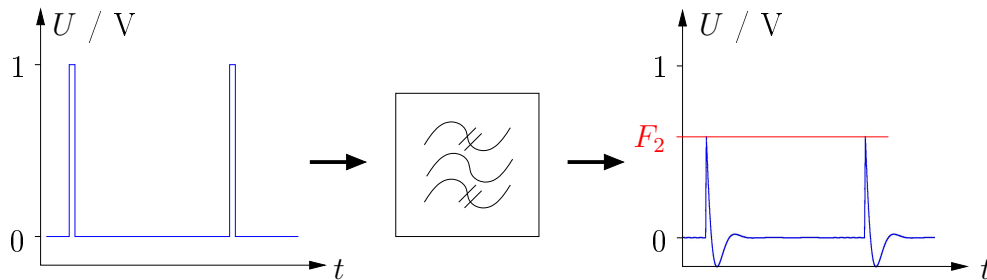


Bild 4.23: Bestimmung des Formfaktors  $F_2$ .

Um alle Einschwingvorgänge zu berücksichtigen, bietet es sich an, einen Bandpass schaltungstechnisch zu beschreiben. Hierfür kann eine Simulation mit einem Schaltungsanalyseprogramm wie *SPICE* durchgeführt werden. Bild 4.24 zeigt die verwendete Schaltung. Der Reihenschwingkreis, bestehend aus  $L$ ,  $C$  und  $R$  stellt den Bandpass dar. Bei den in dieser Arbeit untersuchten Signalformen handelt es sich fast ausschließlich um gepulste Sinussignale. Deshalb kann die Einhüllende über eine geschaltete Gleichspannungsquelle  $U_S$  beschrieben werden. Der Widerstand  $R_S$  hat die Aufgabe, einen Stromfluss im Schwingkreis zu ermöglichen, wenn der Schalter SW geöffnet ist. Für die Bauelemente werden folgende Werte gewählt:

$$\begin{aligned} L &= 0,159 \text{ H}, \\ C &= 78,67 \mu\text{F}, \\ R &= 50 \Omega, \\ R_S &= 1 \Omega. \end{aligned}$$

Daraus ergibt sich eine Resonanzfrequenz von

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 45 \text{ Hz}$$

und eine Bandbreite von

$$B = \frac{R}{2\pi L} = 50 \text{ Hz},$$

womit der Bandpass ungefähr die Grenzfrequenzen 20 und 70 Hz besitzt. Dies entspricht dem Frequenzbereich realer HSM [36].

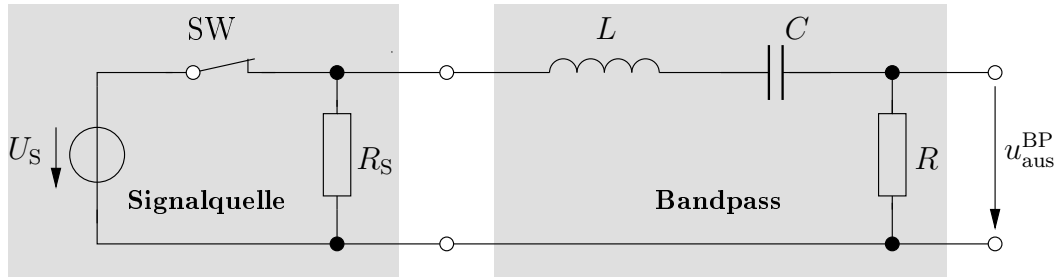


Bild 4.24: SPICE-Modell des Bandpasses.

Mit diesem Modell lassen sich nun die Formfaktoren  $F_2$  für die Testsignale aus [42] berechnen. Hierfür werden die Einhüllenden der Testsignale mit der Amplitude  $U_S = 1 \text{ V}$  erzeugt und das Maximum der Ausgangsspannung  $u_{\text{aus}}^{\text{BP}}$  nach Bild 4.24 bestimmt.

Die Abbildungen 4.25–4.29 zeigen jeweils das Testsignal und die gefilterte Einhüllende. Die sich ergebenden Formfaktoren sind in Tabelle 4.2 zusammengefasst. Zu beachten ist hierbei, dass bei GSM im Gesprächs-

Tabelle 4.2: Formfaktor 2 der Testsignale.

$F_2(\text{AM}, f < 150 \text{ kHz})$	0,575
$F_2(\text{AM}, f > 150 \text{ kHz})$	0,42
$F_2(\text{GSM}, \text{DTX} - \text{Mode})$	0,16
$F_2(\text{GSM}, \text{Gesp.} - \text{Mode})$	0,09
$F_2(\text{PAL})$	0,48
$F_2(\text{unmoduliert})$	0

modus und bei PAL Modulation das Maximum der Ausgangsspannung nach Abklingen des Einschwingvorgangs gewählt wurde. Dies ist sinnvoll, da es sich bei den Prüfsignalen um kontinuierlich gepulste Signale handelt und der Einschwingvorgang nur einmal, beim Einschalten des Prüfsignals, auftritt.

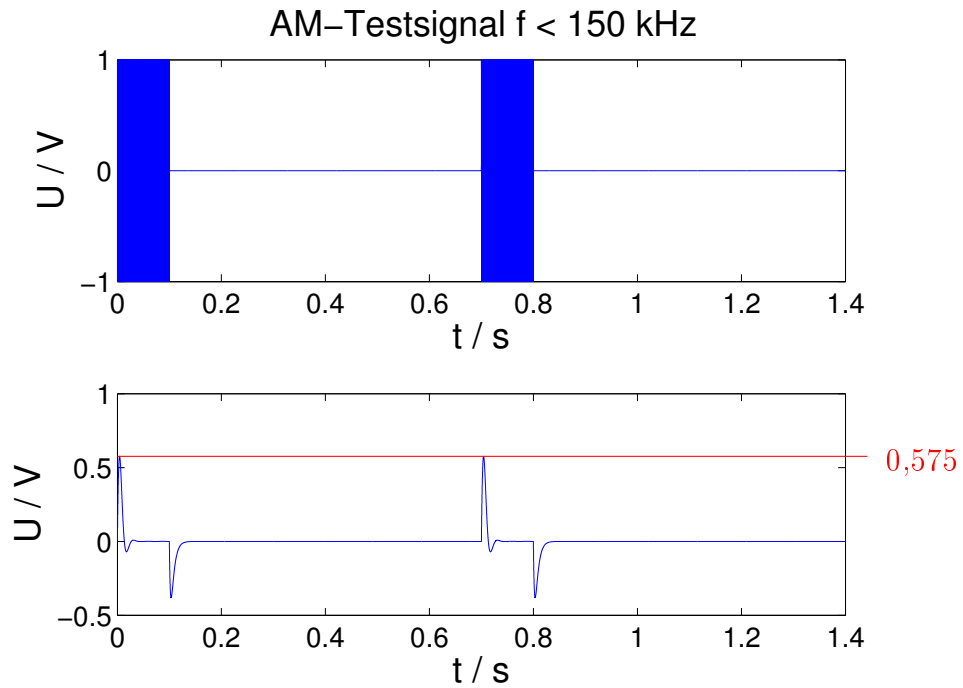


Bild 4.25: Oben: Testsignal für AM-Modulation. Unten: Demoduliertes und BP-gefiltertes Signal.

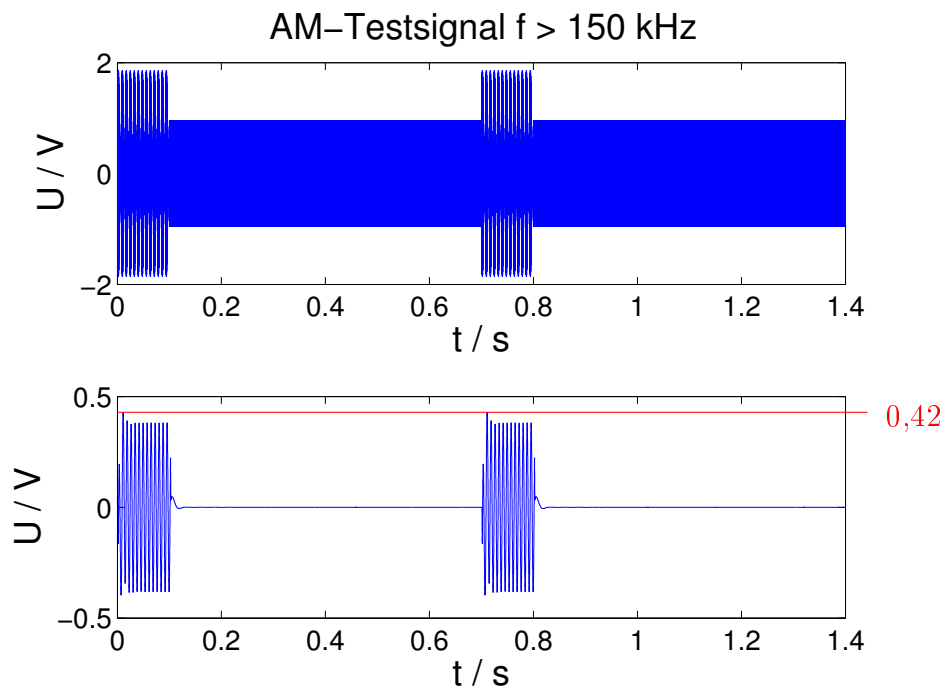


Bild 4.26: Oben: Testsignal für AM-Modulation. Unten: Demoduliertes und BP-gefiltertes Signal.

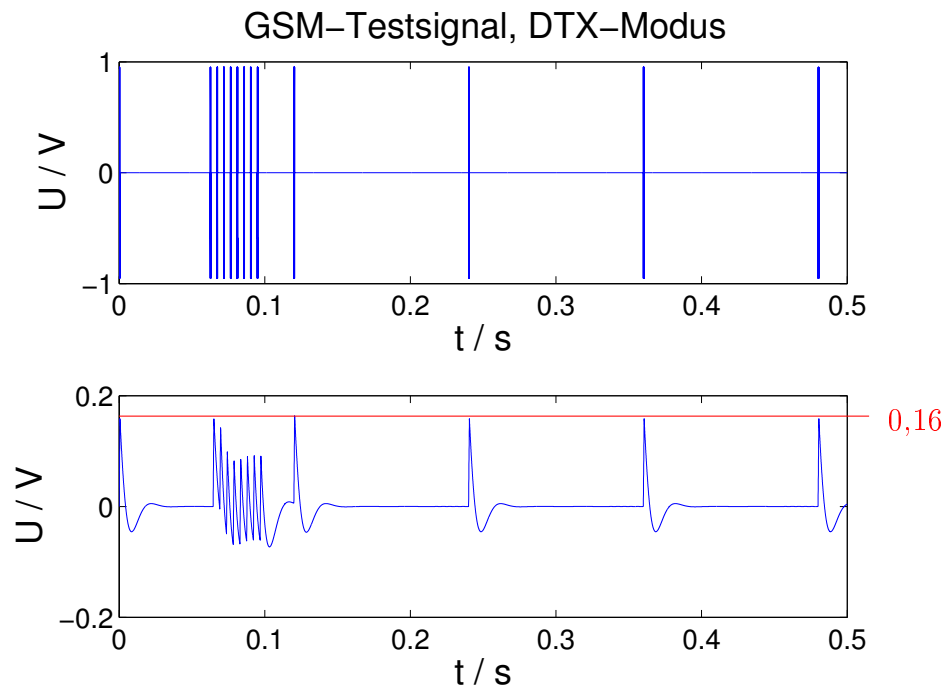


Bild 4.27: Oben: Testsignal für GSM-Modulation im DTX-Modus. Unten: Demoduliertes und BP-gesfiltertes Signal.

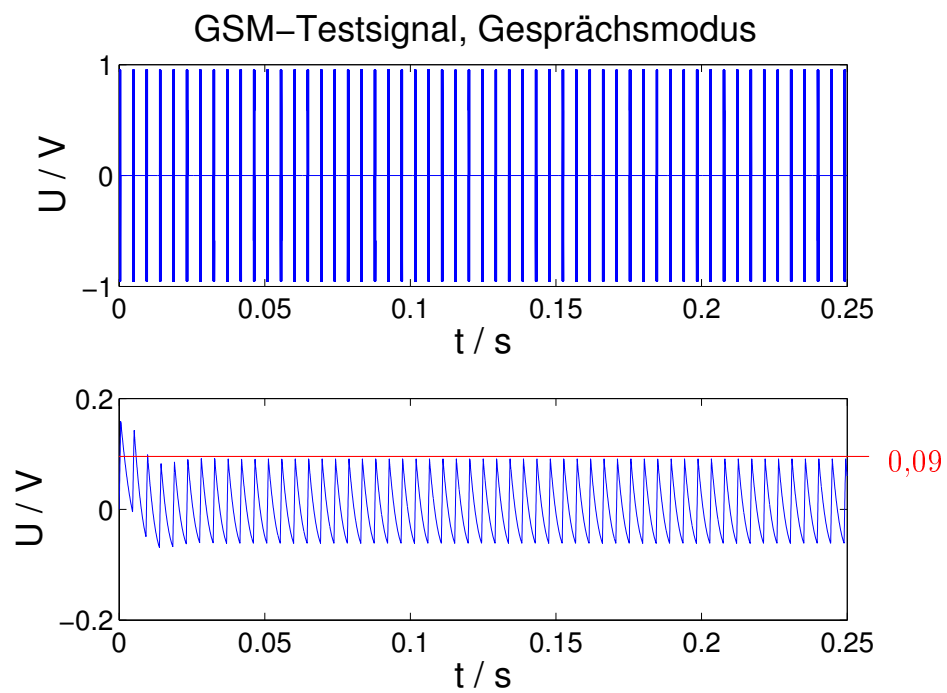


Bild 4.28: Oben: Testsignal für GSM-Modulation im Gesprächsmodus. Unten: Demoduliertes und BP-gesfiltertes Signal.



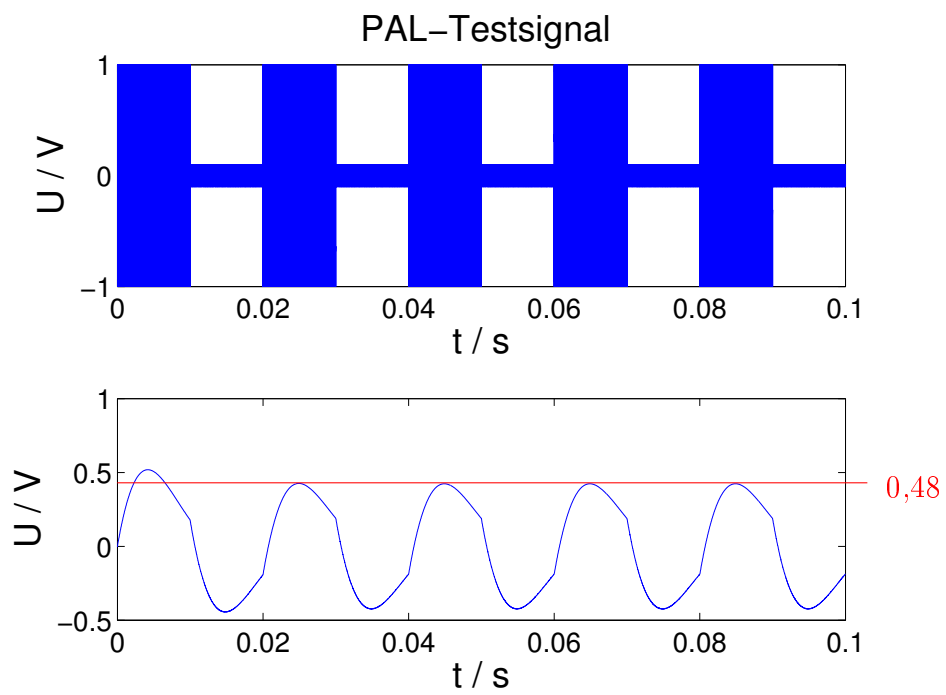


Bild 4.29: Oben: Testsignal für PAL-Modulation. Unten: Demoduliertes und BP-gefiltertes Signal.

## 4.7 Validierung des V-Modells

Mit Hilfe von Gl. (4.19) auf Seite 73 lässt sich auf einfache Weise die Ausgangsspannung der HSM-Eingangsschaltung für ein beliebiges Signal berechnen. Hierfür müssen lediglich die Formfaktoren  $F_1$  und  $F_2$  bestimmt werden. Um die Funktionsfähigkeit des Modells nachzuweisen wird es verwendet, um die Ausgangsspannung einer gegebenen OP-Schaltung zu berechnen. Die Ergebnisse werden anschließend mit Messungen verglichen.

### 4.7.1 Verwendung einer Testschaltung

Mit Hilfe der Schaltung nach Bild 4.30 wird im Folgenden die Gültigkeit von Gl. (4.19) nachgewiesen. Da ein passiver Tiefpass nicht schwingfä-

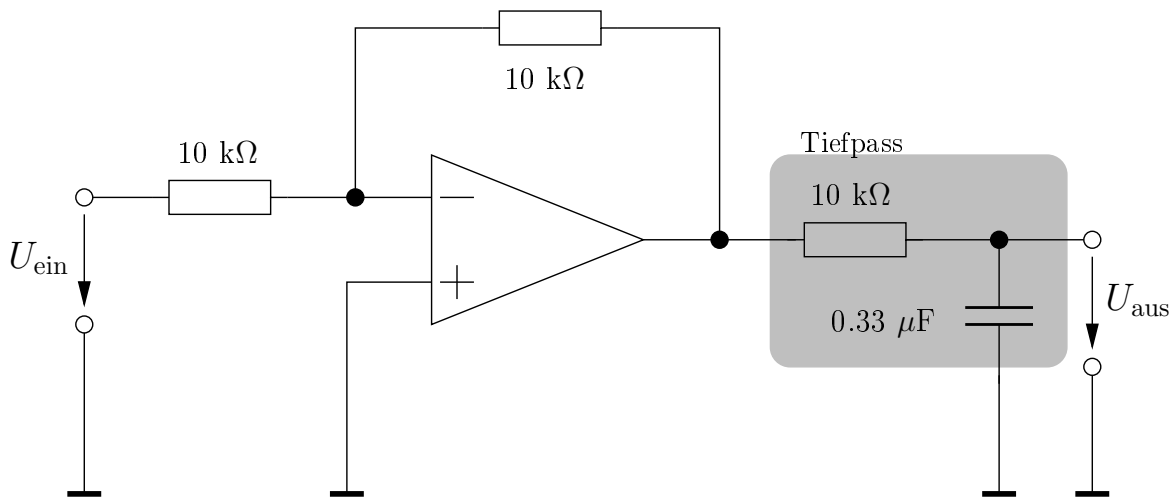


Bild 4.30: Schaltung zur Validierung des V-Modells.

hig ist, kommt es als Folge dessen auch zu keinem Überschwingverhalten. Der Formfaktor  $F_1$  entspricht also der Amplitude des normierten Prüfsignals, siehe auch Abschnitt 4.6.1. Um den Formfaktor  $F_2$  zu ermitteln, lässt sich die normierte Einhüllende des betrachteten Prüfsignals mit Hilfe eines Schaltungsanalyseprogramms wie *Spice* mit einem Bandpass filtern, siehe Bild 4.31. Tabelle 4.3 zeigt die auf diese Weise ermittelten Werte.

Zudem werden für die Anwendbarkeit von Gl. (4.19) die Übertragungsfunktionen  $G_1$  und  $G_2$  benötigt. Diese lassen sich messtechnisch ermitteln. Zunächst wird eine sinusförmige Spannung an den Eingang der Schaltung nach Bild 4.30 angeschlossen. Bei konstanter Amplitude von  $U_{\text{ein}}$  wird der

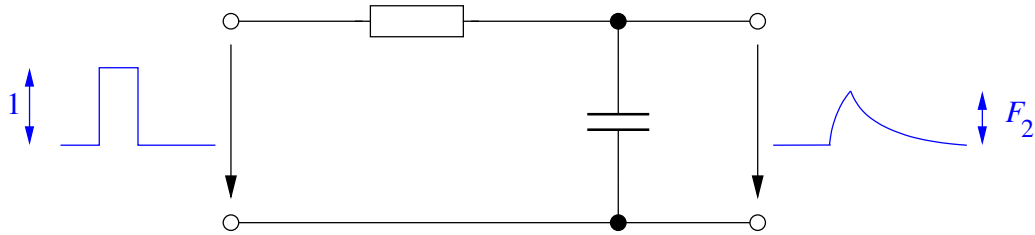


Bild 4.31: Bestimmung von Formfaktor 2 der Testschaltung (Bild 4.30) mit Hilfe einer *Spice*-Simulation.

Tabelle 4.3: Formfaktoren der Prüfsignale bei Verwendung eines Tiefpassfilters nach Bild 4.31.

Signal	Formfaktor 1	Formfaktor 2
Puls, $T_{\text{ein}} = 2 \text{ ms}$ , $T = 5 \text{ ms}$	1	1
GSM talk ( $T_{\text{ein}} = 550 \mu\text{s}$ , $T = 4,61 \text{ ms}$ )	1	0,81
Puls, $T_{\text{ein}} = 100 \mu\text{s}$ , $T = 5 \text{ ms}$	1	0,264
Puls, $T_{\text{ein}} = 50 \mu\text{s}$ , $T = 5 \text{ ms}$	1	0,143
AM, $f < 150 \text{ kHz}$	1	1
AM, $f \geq 150 \text{ kHz}$	1,95	1,92

Spitze-Spitze-Wert der Ausgangsspannung  $U_{\text{aus}}^{\text{ss}}$  für verschiedene Signalfrequenzen gemessen. Die gesuchte Funktion  $G_1$  lässt sich nun folgendermaßen berechnen:

$$G_1(f) = \frac{\frac{1}{2}U_{\text{aus}}^{\text{ss}}(f)}{U_{\text{ein}} \cdot F_1}.$$

Führt man nun Messungen mit einem beliebigen Testsignal durch, dessen Formfaktoren bereits bekannt sind, lässt sich hieraus durch Umstellen von Gl. (4.19)  $G_2$  berechnen:

$$G_2(f) = \frac{U_{\text{aus}}(f) - U_{\text{ein}} \cdot F_1 \cdot G_1}{U_{\text{ein}}^2 \cdot F_2}. \quad (4.22)$$

Die ermittelten Übertragungsfunktionen der Testschaltung sind in Bild 4.32 zusammen in ein Diagramm gezeichnet. Für  $G_1$  wurde für Frequenzen oberhalb von 1 MHz extrapoliert, da die Ausgangsspannung der Schaltung nicht mehr vom Rauschen zu unterscheiden war. Man erkennt, dass bei dieser Schaltung bei Frequenzen oberhalb von etwa 150 kHz der demodulierte Anteil das Ausgangssignal dominiert. Dies ist auch deutlich am Verlauf

der gemessenen Ausgangsspannungen in Bild 4.33 zu erkennen. Bei den Eingangssignalen handelt es sich um fast identische Pulsmodulationen, die sich nur in ihrer Trägerfrequenz von 100 kHz, bzw. 500 kHz unterscheiden. Die Form des Eingangssignals ist bei 100 kHz noch klar am Ausgang erkennbar, während bei 500 kHz die vom Tiefpass gefilterte Einhüllende des Signals die Ausgangsspannung dominiert. Auch die maximale Amplitude am Ausgang ist bei 500 kHz deutlich höher als bei 100 kHz.

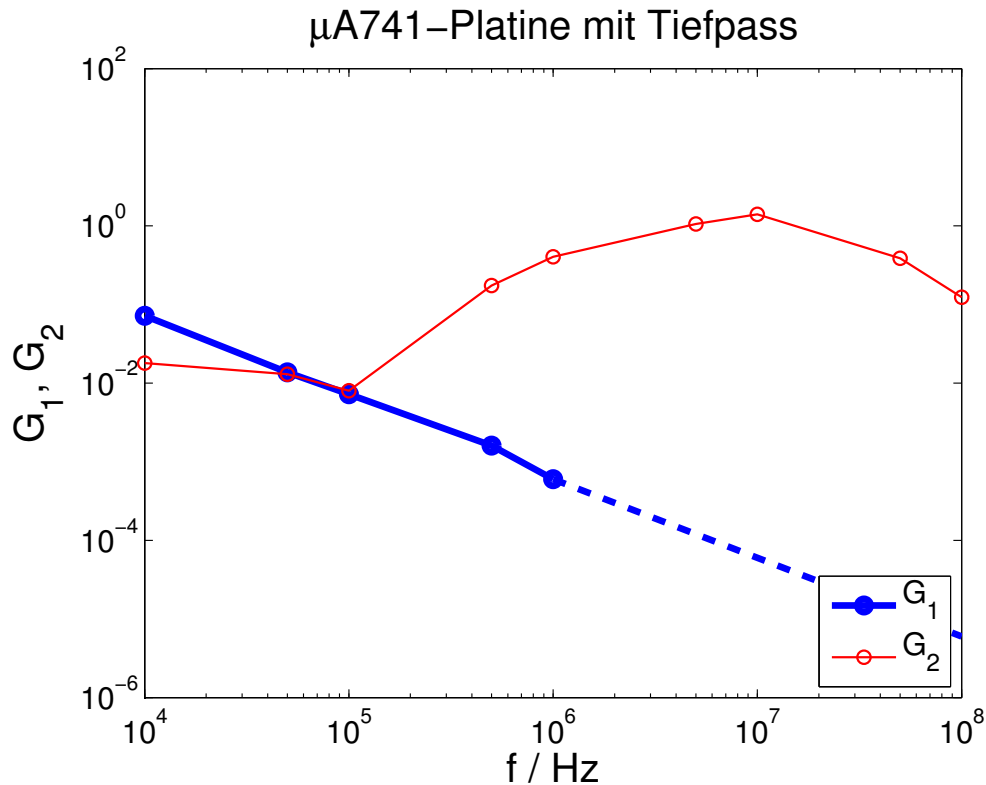


Bild 4.32: Messtechnisch ermittelte Übertragungsfunktionen  $G_1$  und  $G_2$  der Schaltung nach Bild 4.31.

Die Bilder 4.34 und 4.35 zeigen die gemessenen Werte der maximalen Ausgangsspannung  $\hat{U}_{\max}(f)$  und die mit Gl. (4.19) berechneten Werte. Die Messung der Pulsmodulation mit  $T_{\text{ein}} = 2 \text{ ms}$  und  $U_{\text{ein}} = 100 \text{ mV}$  wurde benutzt, um  $G_2$  nach Gl. (4.22) zu berechnen. Darum stimmen hier Messung und Rechnung exakt überein.

Rechnung und Simulation weisen eine hohe Übereinstimmung auf, der maximale Fehler beträgt 4 dB. Die einfach zu handhabende Gl. (4.19) ist

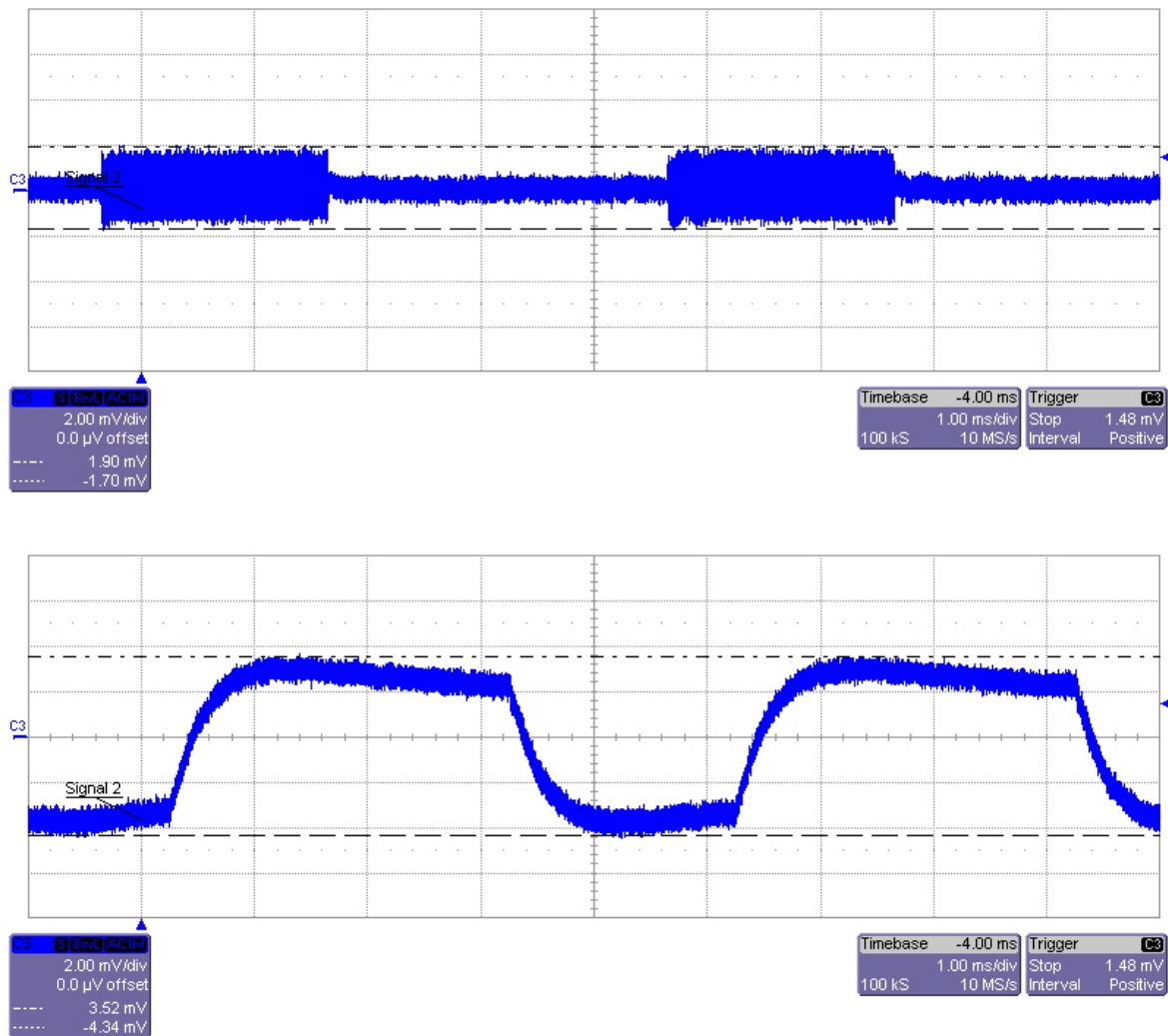


Bild 4.33: Ausgangsspannung an der Testschaltung. Oben: Pulsmodulation bei einer Trägerfrequenz  $f_T = 100$  kHz, unten: identische Modulation mit  $f_T = 500$  kHz.

also geeignet, die maximale Ausgangsspannung einer Verstärkerschaltung zu berechnen.

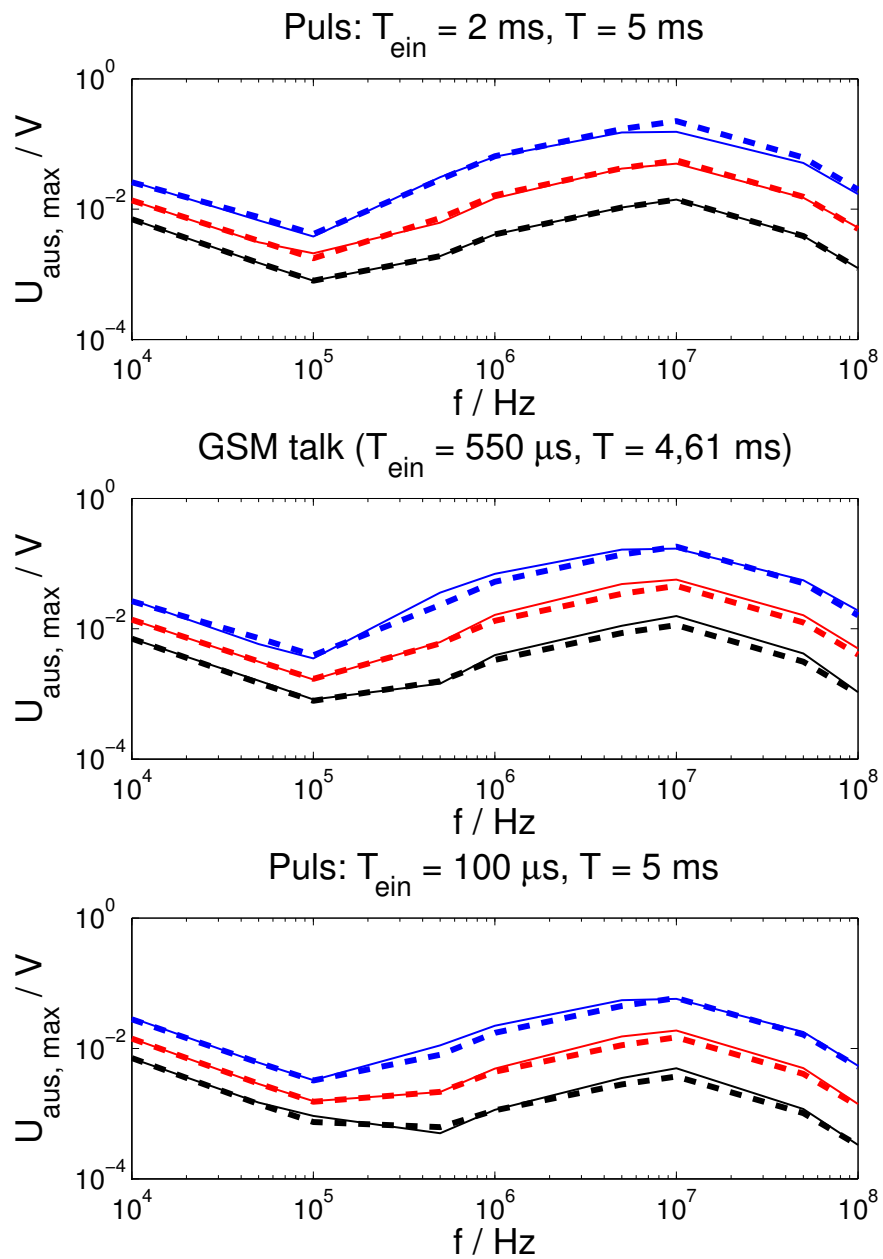


Bild 4.34: Gemessene und berechnete Ausgangsspannung der Schaltung nach Bild 4.31. (Legende siehe Bild 4.35.)

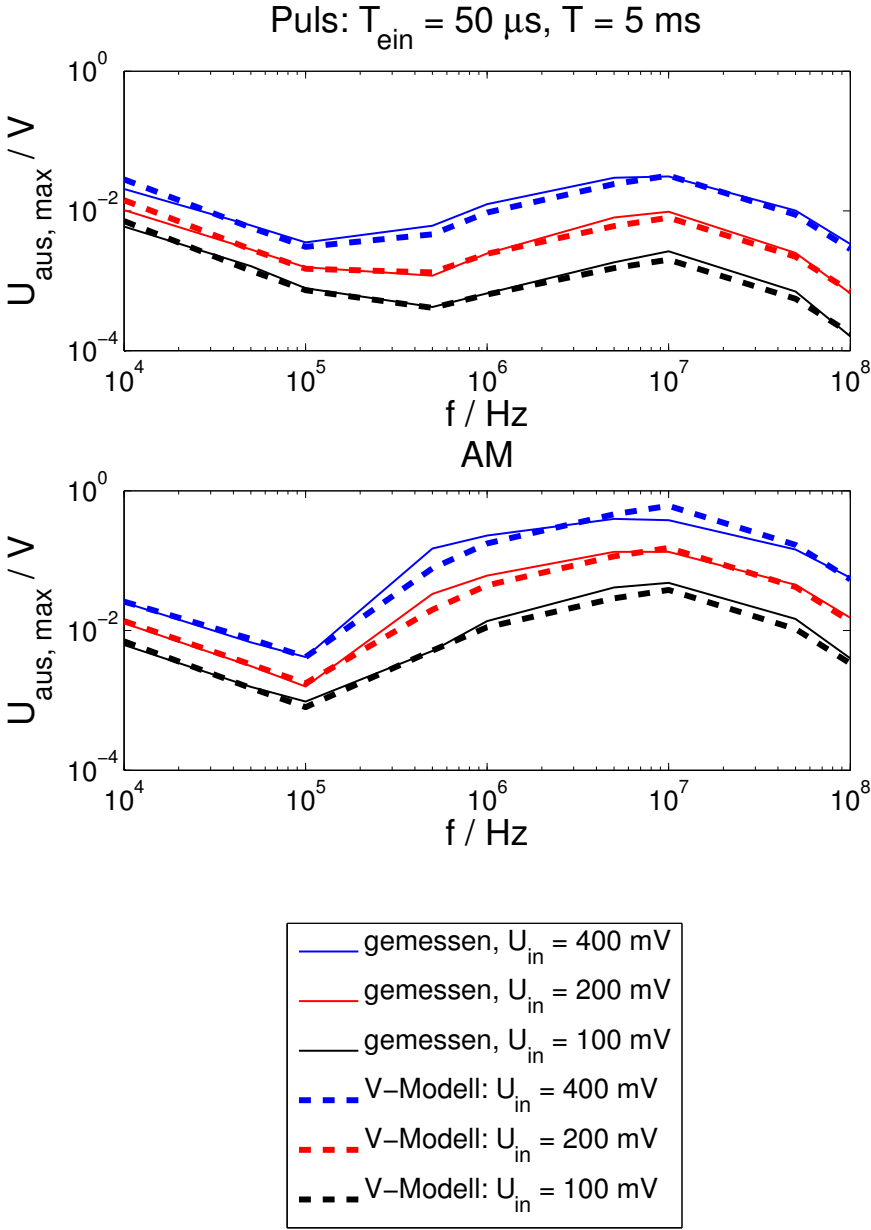


Bild 4.35: Gemessene und berechnete Ausgangsspannung der Schaltung nach Bild 4.31.

### 4.7.2 Messungen an HSM

Das Institut für Rundfunktechnik GmbH (IRT) in München führt zur Zeit im Auftrag des Bundesministeriums für Gesundheit und des öffentlichen Rundfunks eine Studie durch, bei der 280 unterschiedliche HSM auf ihre Störschwelle hin untersucht werden. Hierfür werden Messungen nach DIN EN 45502-2-1 [3] und ANSI/AAMI PC 69:2000 [51] durchgeführt, wobei auch einzelne HSM bei unterschiedlich programmierter Wahrnehmungsschwelle  $U_T$  getestet werden.

Die Mitarbeiter des IRT waren so freundlich, bereits vor Abschluss ihrer Studie Messergebnisse zur Verfügung zu stellen.

Bild 4.36 zeigt in der oberen Grafik den Verlauf der gemessenen Störschwellen für den HSM mit der IRT-internen Nummer 190. Die gestrichelten schwarzen Linien geben die Aussteuergrenzen der Prüfschaltung an. Es ist zu erkennen, dass der HSM bei vielen Frequenzen Störschwellen besitzt, die oberhalb des Messbereichs liegen. Für drei unterschiedliche Frequenzbereiche liegen jedoch Messergebnisse vor, die sich zur Validierung von Gl. (4.19) auf Seite 73 eignen. Die untere Grafik von Bild 4.36 zeigt das Verhältnis der Störschwellen bei unterschiedlich programmierter Wahrnehmungsschwelle.

Unter der Voraussetzung, dass sich die Eingangsschaltung des HSM bei niedrigen Frequenzen linear verhält, bei hohen Frequenzen jedoch die demodulierten Anteile dominieren, lassen sich folgende Aussagen treffen:

1. Bei niedrigen Frequenzen muss das Störsignal die doppelte Amplitude aufweisen, wenn sich die Wahrnehmungsschwelle verdoppelt.

$$U^{\max} \propto U_T.$$

2. Bei hohen Frequenzen hängt  $u_{\text{aus}}^{BP}$  vom Quadrat der Eingangsspannung ab. Darum genügt eine um den Faktor  $\sqrt{2}$  größere Störsignalamplitude, um einen HSM mit doppelter Wahrnehmungsschwelle zu beeinflussen.

$$U^{\max} \propto \sqrt{U_T}.$$

Beide Aussagen werden durch die Messergebnisse bestätigt. Bei niedrigen Frequenzen ist das Verhältnis

$$\frac{U^{\max}(U_T = 1 \text{ mV})}{U^{\max}(U_T = 0,5 \text{ mV})} \approx \frac{U^{\max}(U_T = 2 \text{ mV})}{U^{\max}(U_T = 1 \text{ mV})} \approx 2.$$



Bei hohen Frequenzen gilt

$$\frac{U^{\max}(U_T = 1 \text{ mV})}{U^{\max}(U_T = 0,5 \text{ mV})} \approx \frac{U^{\max}(U_T = 2 \text{ mV})}{U^{\max}(U_T = 1 \text{ mV})} \approx \sqrt{2} \approx 1,4.$$

Der lineare Zusammenhang der ersten Aussage wurde bereits in der Literatur beschrieben [5] und zeigt sich auch bei den Messergebnissen in Bild 4.36.

Die zweite Aussage wurde in anderer Form bereits von Irnich et al. formuliert [35]. Er zeigte, dass sich die zur Störung notwendige Sendeleistung  $P$  eines Mobiltelefons proportional zur Wahrnehmungsschwelle  $U_T$  des HSM verhält. Da der Mobilfunk mit Frequenzen um 900 MHz und 1,8 GHz arbeitet, kann der lineare Anteil von Gl. (4.19) vernachlässigt werden, und es gilt

$$\begin{aligned} P &\propto E^2 \propto U_{\text{in}}^2 \propto U_T, \\ \Rightarrow P &\propto U_T. \end{aligned}$$

In Bild 4.36 wird die zweite Aussage ebenfalls bestätigt. Um den Zusammenhang näher zu untersuchen, führten die Mitarbeiter des IRT eine weitere Messreihe durch. Hierbei bestimmten sie die Störschwellen von 20 unterschiedlichen HSM bei den programmierten Wahrnehmungsschwellen  $U_T = 0,25 \text{ mV}$  und  $U_T = 0,5 \text{ mV}$  im Frequenzbereich 10–450 MHz. Die Ergebnisse sind in Bild 4.37 dargestellt. Statistisch besitzen alle Quotienten den Mittelwert 1,417 ( $\sqrt{2} = 1,414$ ) und die Standardabweichung 0,223.

Hieraus ergibt sich, dass die Annahme zutrifft, dass Störungen von HSM bei höheren Frequenzen durch die demodulierten Signalanteile verursacht werden.

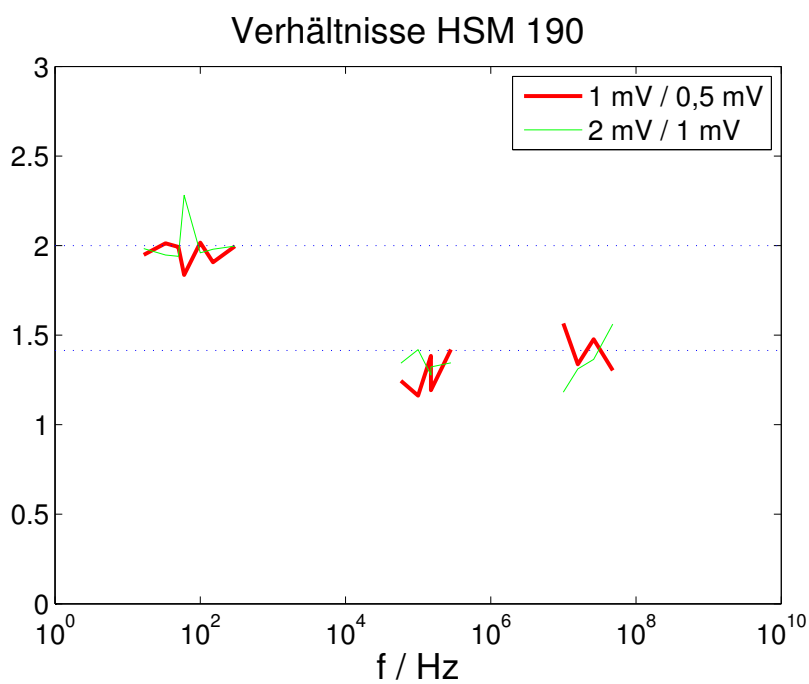
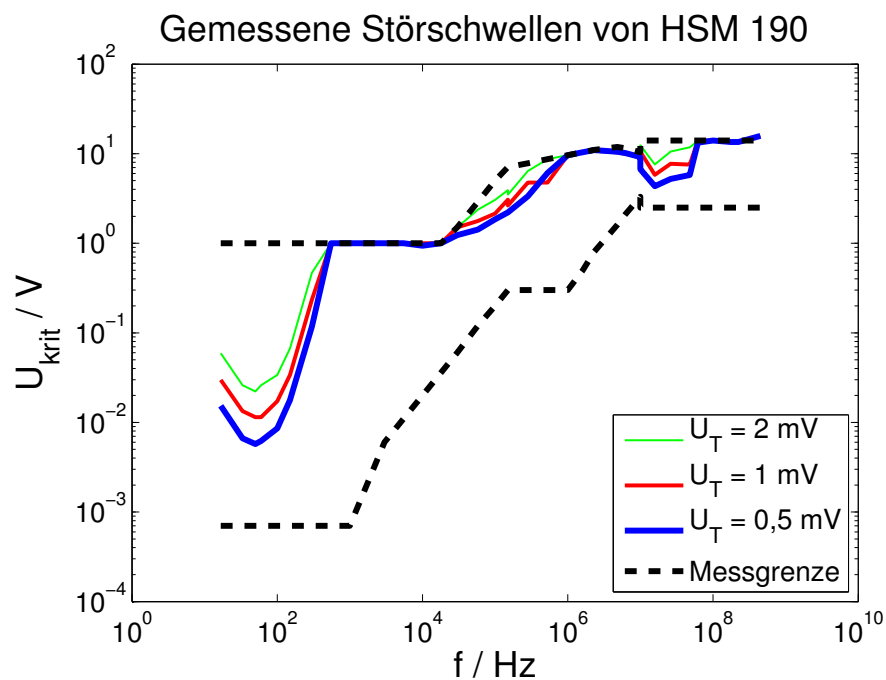


Bild 4.36: Oben: Gemessene Störschwellen an einem HSM bei unterschiedlich programmierter Wahrnehmungsschwelle  $U_T$ . Unten: Verhältnis der Störschwellen bei Halbierung der Wahrnehmungsschwelle.

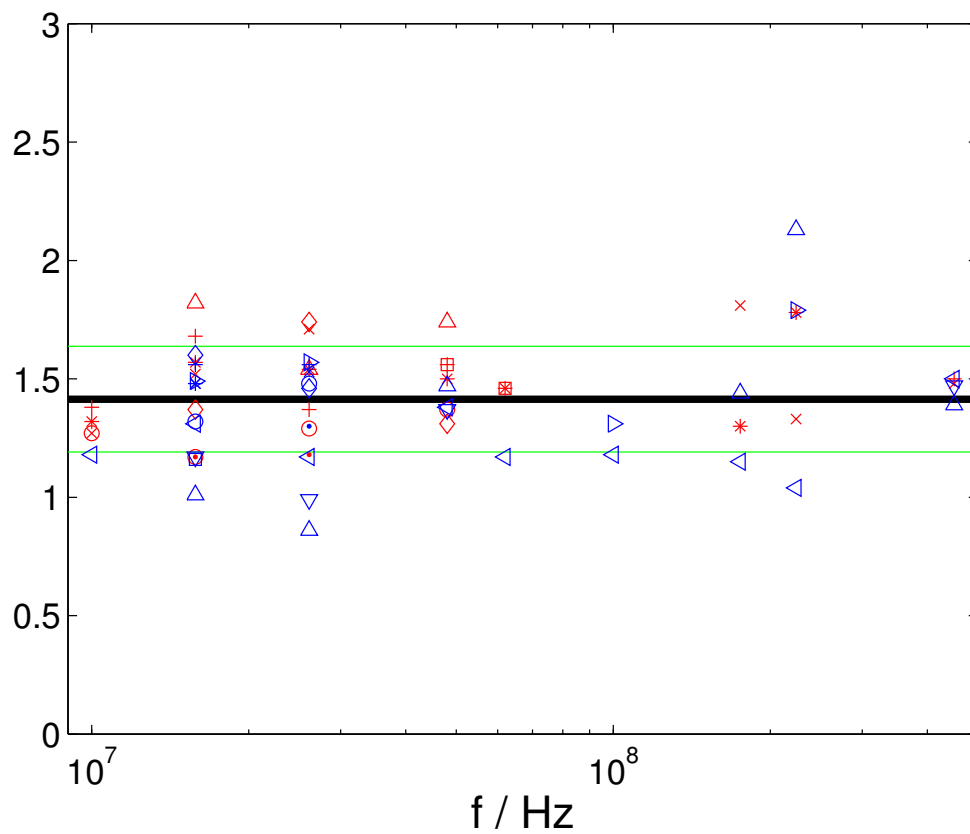


Bild 4.37: Quotient der Störschwellen  $U_{\text{krit}}(U_T = 0,5 \text{ mV})/U_{\text{krit}}(U_T = 0,25 \text{ mV})$  von 20 unterschiedlichen HSM-Modellen im Frequenzbereich 10–450 MHz. Die horizontalen Linien geben den Mittelwert und die Standardabweichung an.

## 4.8 Bestimmung der kritischen Schwelle $U_t$

Bisher wurde nicht auf den Wert der kritischen Spannung  $U_t$  eingegangen. Sie lässt sich jedoch auf einfache Weise anhand der gemessenen Störschwellen aus [42] bestimmen. Hierzu wählt man eine untersuchte Modulationsart und berechnet mit Gl. (4.19) die Ausgangsspannung  $U_{\text{aus}}^{\text{BP}}$  für die maximal zulässige Eingangsspannung  $U_{\text{ein,max}}$ . Es gilt nun

$$U_t = U_{\text{ein,max}} F_1 G_1(f_T) + U_{\text{ein,max}}^2 F_2 G_2(f_T). \quad (4.23)$$

## 4.9 Praktische Anwendung des V-Modells

Bei Gl. (4.23) handelt es sich um eine quadratische Gleichung. Diese lässt sich nun nach der gesuchten Größe  $U_{\text{ein,max}}$  umstellen, um die kritische Eingangsspannung für ein beliebiges Störsignal direkt zu berechnen:

$$\begin{aligned} U_t &= U_{\text{ein,max}} \cdot F_1 \cdot G_1(f_T) + U_{\text{ein,max}}^2 \cdot F_2 \cdot G_2(f_T) \\ \Rightarrow 0 &= U_{\text{ein,max}}^2 + \frac{F_1 G_1(f_T)}{F_2 G_2(f_T)} U_{\text{ein,max}} - \frac{U_t}{F_2 G_2(f_T)} \\ \Rightarrow U_{\text{ein,max}} &= -\frac{F_1 G_1(f_T)}{2F_2 G_2(f_T)} \pm \sqrt{\left(\frac{F_1 G_1(f_T)}{2F_2 G_2(f_T)}\right)^2 + \frac{U_t}{F_2 G_2(f_T)}}. \end{aligned} \quad (4.24)$$

Diese Berechnungsmethode ist sehr einfach und erspart ein iteratives Herantasten an den Grenzwert, welches bei Verwendung von Gl. (4.11) auf Seite 63 erforderlich wäre.

## 4.10 Validierung an HSM-Messungen

Das vorgestellte V-Modell wird im Folgenden anhand der gemessenen Störschwellen aus [32] und [42] validiert. Die verwendeten Formfaktoren sind den Tabellen 4.1 (Seite 74) und 4.2 (Seite 76) zu entnehmen. Die kritische Störschwelle  $U_t$  ist mit Gl. (4.19), unter Verwendung der Formfaktoren für ein amplitudenmoduliertes Testsignal bei der Frequenz  $f_T = 100 \text{ kHz}$ , berechnet worden. Die kritischen Störschwellen lassen sich mit Gl. (4.24)

berechnen. Bild 4.38 und Bild 4.39 stellen die auf Messungen basierenden und mit dem V-Modell berechneten Werte anschaulich dar. Die Ergebnisse weisen eine sehr hohe Übereinstimmung auf.

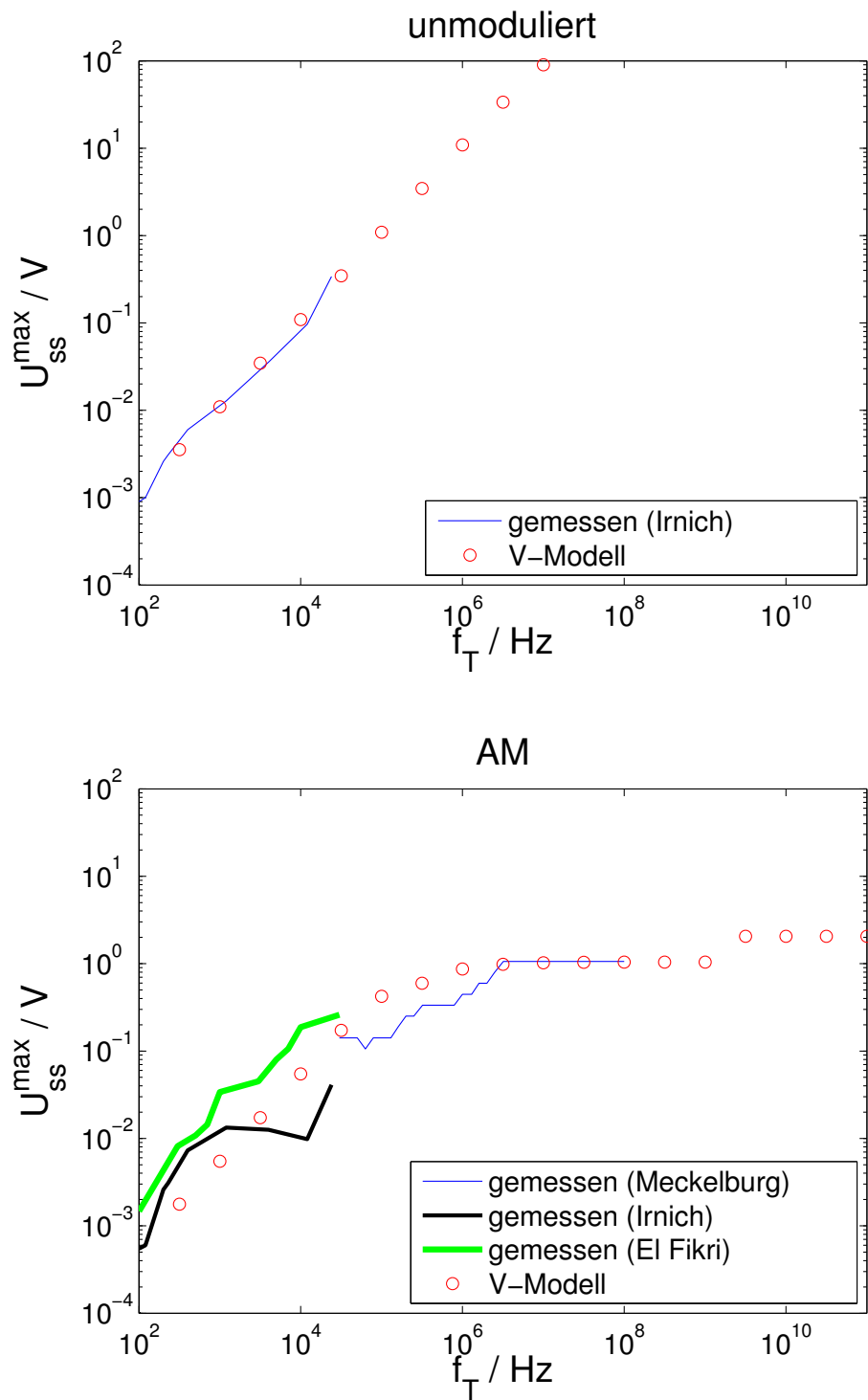


Bild 4.38: Vergleich der messtechnisch [16, 32, 42] und rechnerisch ermittelten Störschwellen von unmodulierten und amplitudenmodulierten Signalen.

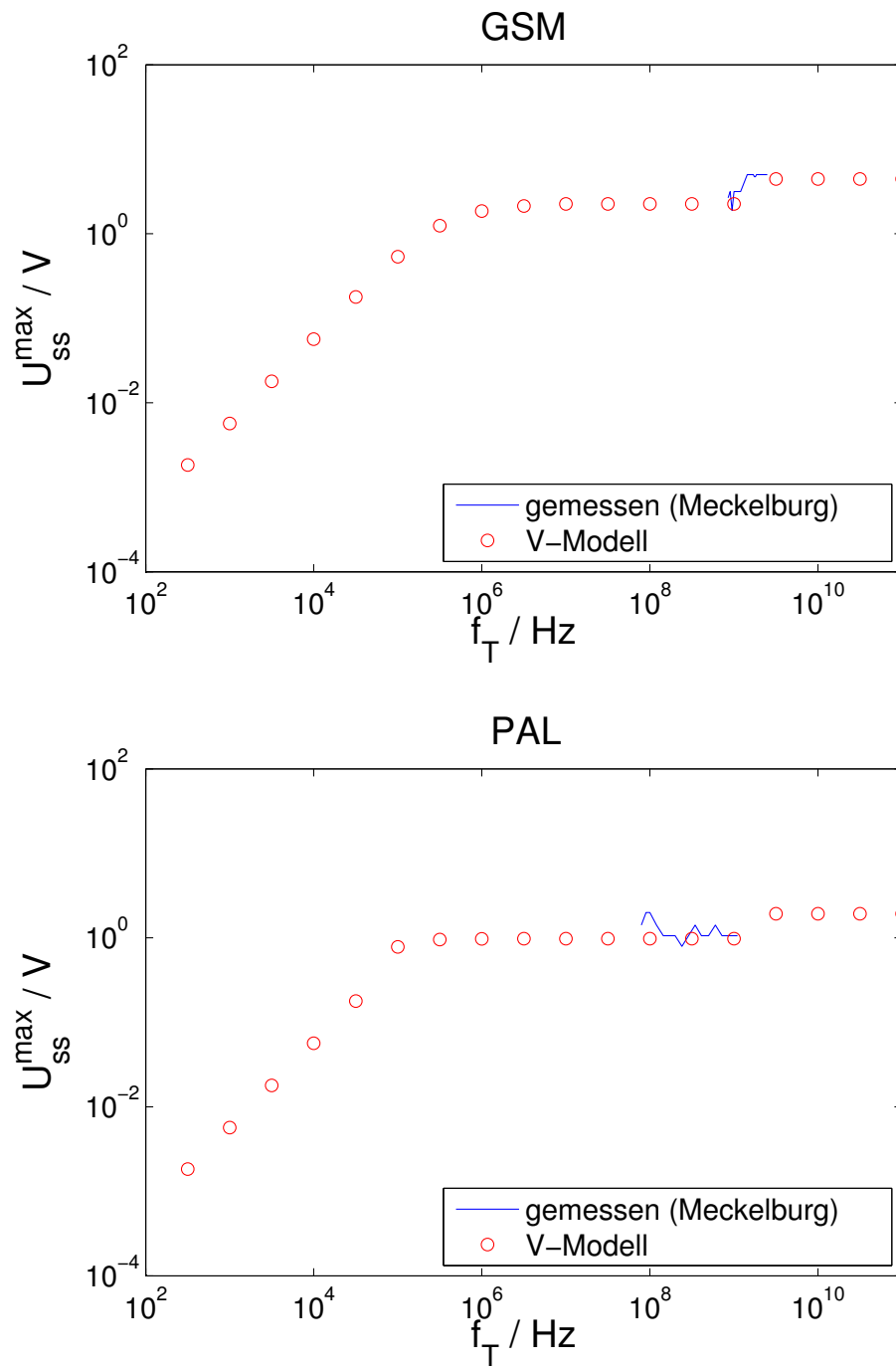


Bild 4.39: Vergleich der messtechnisch [42] und rechnerisch ermittelten Störschwellen von Signalen mit GSM- und PAL-Modulation.

## 4.11 Formfaktoren bei sehr kurzen Pulsen

In der Vergangenheit konzentrierten sich Studien zur Untersuchung der Störung von HSM ausschließlich auf zivil genutzte Rundfunksendeanlagen, Haushaltsgeräte und Unterhaltungselektronik. Es gibt jedoch noch eine Reihe von Anwendungen, zu denen keine Untersuchungen vorliegen. Das Sendesignal von Radaranwendungen unterscheidet sich beispielsweise deutlich von den bisher betrachteten Modulationsarten: Es werden im Vergleich zu Rundfunk- oder Mobilfunksendern sehr kurze Pulse mit einer sehr großen Amplitude abgestrahlt.

Radaranlagen verwenden meist Frequenzen oberhalb von 1 GHz, um zum einen auch kleinere Objekte orten zu können und um zum anderen eine gute räumliche Auflösung zu besitzen [49]. Betrachtet man die Übertragungsfunktionen der HSM-Eingangsschaltung (siehe Bild 4.21 auf Seite 72), so stellt man fest, dass bei solch hohen Frequenzen nur der demodulierte Signalanteil zur Störung des HSM beiträgt, da er das Ausgangssignal dominiert. Darum ist es ausreichend, ausschließlich den Formfaktor  $F_2$  und die Kennlinie  $G_2$  zu betrachten.

### Experiment

Gegeben sei ein gepulstes Signal, das mit einer Periodendauer von  $T = 15$  ms wiederholt wird. Die Einschaltzeit des Pulses beträgt zunächst  $T_{\text{ein}} = 10$  ms und wird schrittweise verringert. Berechnet man den Formfaktor  $F_2$  des Signals, stellt man fest, dass dessen Wert zunächst konstant bleibt. Unterschreitet die Einschaltzeit eine bestimmte Schwelle, nimmt  $F_2$  proportional zu  $T_{\text{ein}}$  ab. Bild 4.40 verdeutlicht dieses Phänomen. Es lässt sich erklären, wenn man die Sprungantwort des Bandpasses betrachtet, die in Bild 4.41 abgebildet ist. Weil der Bandpass den Gleichanteil eines Signals blockiert, steigt die Ausgangsspannung bei sprungförmiger Anregung zunächst schnell an, erreicht das Maximum nach 3,5 ms und geht dann nach einem Ausschwingen auf Null zurück.

Gelangt nun ein gepulstes Störsignal in die Eingangsschaltung des HSM, so regen die demodulierten Spektralkomponenten den Bandpass zu seiner Sprungantwort an. Besitzt ein Einzelpuls eine Einschaltdauer von über 3,5 ms, so erreicht die Amplitude des Bandpassausgangssignals ihr Maxi-



mum, überschreitet diesen Wert aber nicht. Bei einer Einschaltdauer von weniger als 3,5 ms wird die maximale Ausgangsspannung nicht erreicht, da das Eingangssignal schon vorher abschaltet.

In Bild 4.42 sind die mit dem V-Modell berechneten Störschwellen für die untersuchte Pulsmodulation in Abhängigkeit von der Einschaltdauer  $T_{\text{ein}}$  dargestellt.

### **Fazit**

Die Ergebnisse der Formfaktorberechnung lassen die Schlussfolgerung zu, dass Radarsignale im Vergleich zu den bisher in der Literatur untersuchten Modulationsarten eine deutlich höhere Störschwelle besitzen. Diese lässt sich mit Hilfe des V-Modells berechnen.

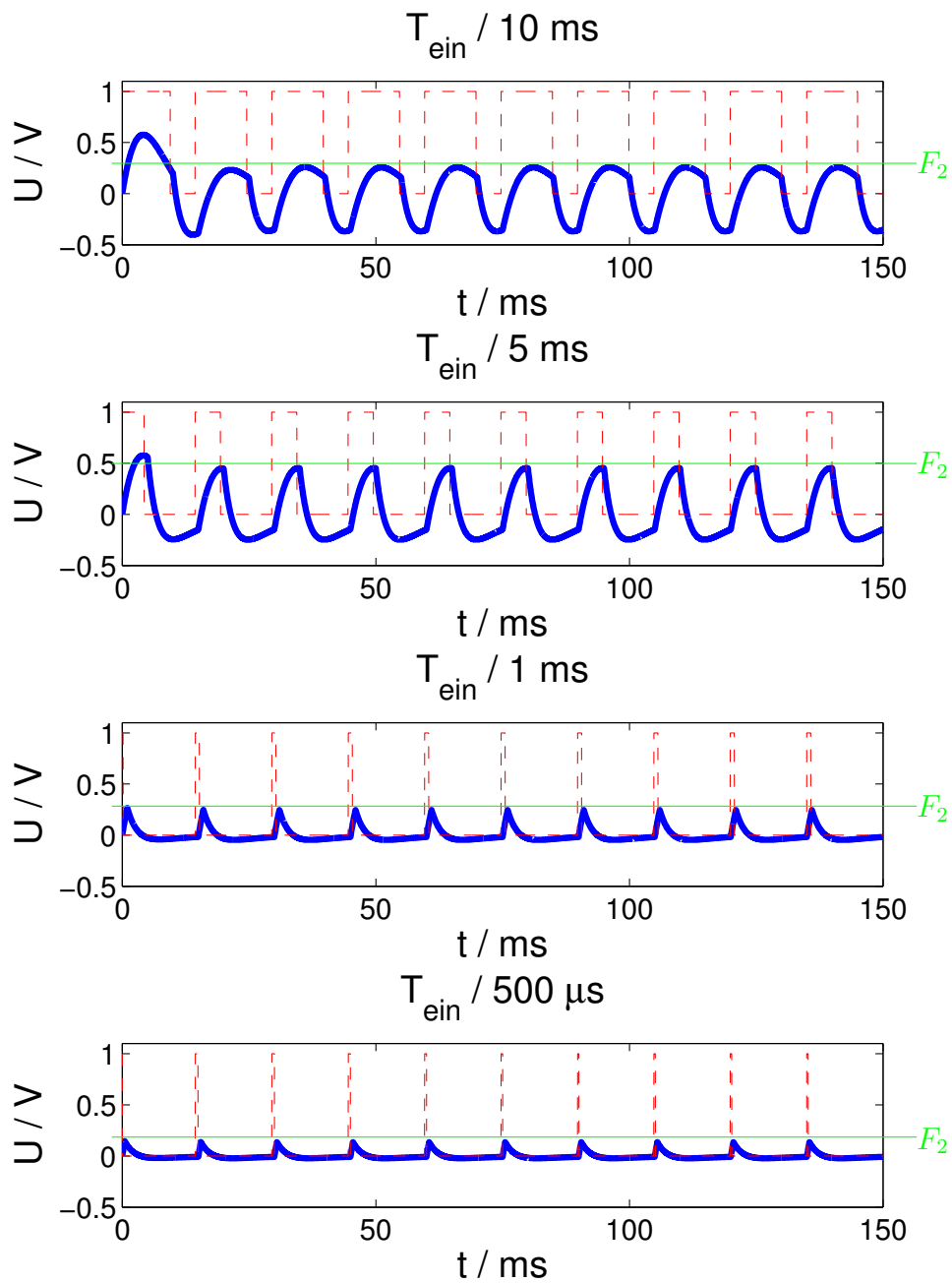


Bild 4.40: Berechnung von  $F_2$  für kurze Pulse. BP-Eingangssignal (gestrichelt) und BP-Ausgangsspannung.

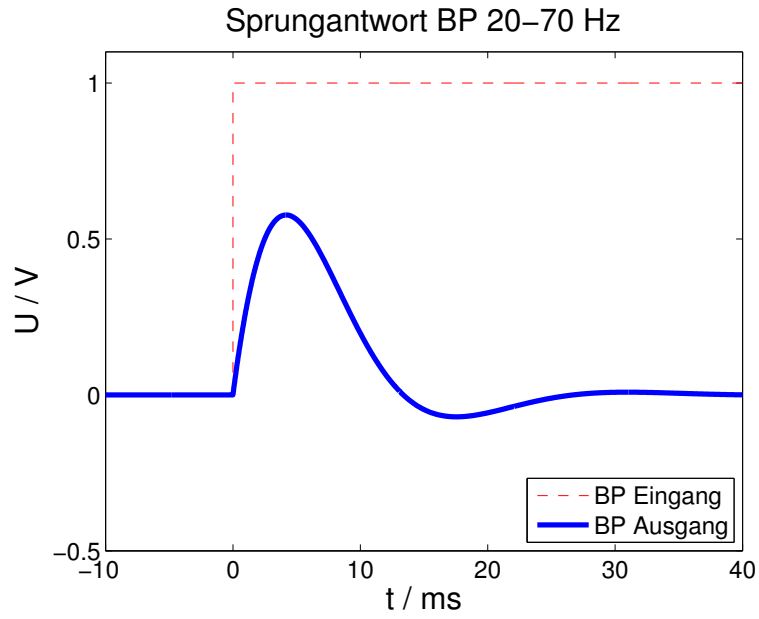


Bild 4.41: Sprungantwort des Bandpasses.

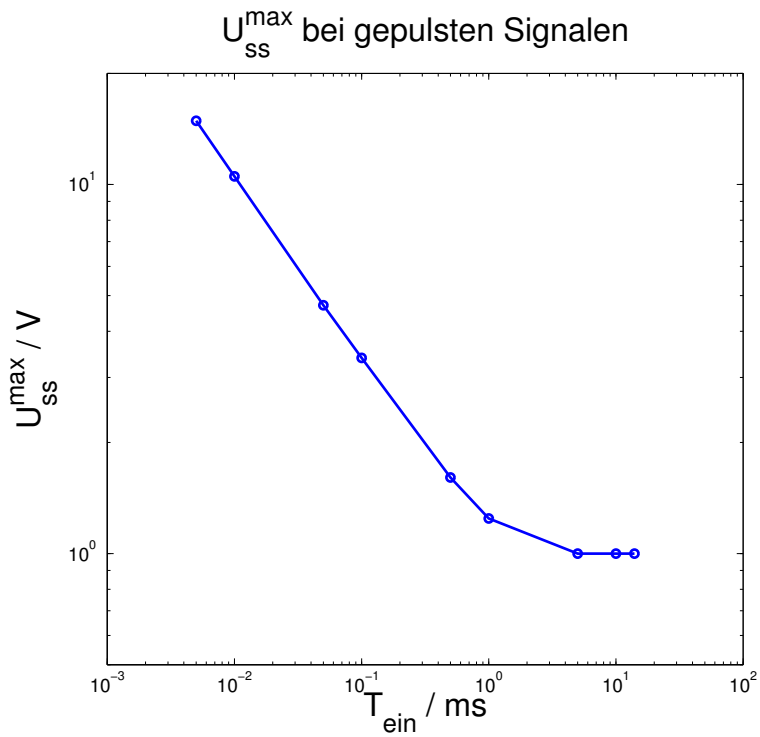


Bild 4.42: Störschwellen eines HSM bei pulsmodulierten Signalen.  $T = 15 \text{ ms}$ ,  $f_T = 1 \text{ GHz}$ .

## 4.12 Im Modell enthaltene Vereinfachungen

Die vorgestellte Beschreibung der Eingangsschaltung des HSM beinhaltet diverse Vereinfachungen, wodurch die berechneten Spannungen am Ausgang des Bandpasses  $u_{\text{aus}}^{\text{BP}}$  nicht exakt den realen Spannungen entsprechen. Im Folgenden wird auf die wichtigsten Vereinfachungen und ihre Auswirkung auf die Störschwellenberechnung eingegangen. Hierbei zeigt sich, dass das V-Modell immer konservative Werte liefert. Eine Berücksichtigung der einzelnen Aspekte würde also zu höheren Störschwellen führen, aber niemals zu niedrigeren.

### 4.12.1 Aussteuergrenze des Verstärkers

Bei der Herleitung des nichtlinearen Verstärkermodells (siehe Abschnitt 4.4) wurde eine Taylorreihe um den Arbeitspunkt  $\underline{U}_d = 0$ ,  $\underline{I} = I_0$  entwickelt. Das Modell geht also davon aus, dass ein Eingangssignal eine so geringe Amplitude aufweist, dass es den Verstärker nicht in Sättigung treibt. Eine nichtlineare Verstärkerkennlinie wie in Bild 4.43 würde ebenfalls zu Modulationseffekten führen. Im Falle eines HSM wären hier demodulierte Spektralanteile von entscheidender Bedeutung.

Aus der Systemtheorie [22] ist bekannt, dass eine ungerade Kennlinie nur Harmonische der Ordnung  $2n - 1$  entstehen lässt. Um diesen Effekt zu verdeutlichen, wird in Bild 4.44 eine amplitudenmodulierter Sinusspannung ( $f_T = 1000 \text{ Hz}$ ,  $f_{\text{mod}} = 130 \text{ Hz}$ ) mit der Kennlinie aus Bild 4.43 multipliziert. Eine Spektralanalyse des resultierenden Signals zeigt, dass keine Demodulation auftritt.

Die Batteriespannung eines heutigen HSM ist 2,8 V. Die Verstärkerkennlinie ist wegen der Beschaltung in der Regel nicht symmetrisch wie in Bild 4.43 angenommen wird. Eine unsymmetrische Kennlinie, wie in Bild 4.45, führt auch zu demodulierten Signalanteilen, wie Bild 4.46 zu entnehmen ist. Dieser Effekt wird von dem hier vorgestellten V-Modell nicht direkt berücksichtigt, er stellt eine weitere Quelle von demodulierten Signalanteilen dar.

Jedoch wurde das nichtlineare Verstärkermodell von Fiori (siehe Kapitel 4.4) so parametrisiert, dass sich anhand der berechneten Ausgangsspannungen die Messwerte aus Bild 4.8 (Seite 54) erklären lassen. Die Kenn-

linie für die demodulierten Signalanteile (Bild 4.21, Seite 72) beinhaltet also praktisch auch das Demodulationsverhalten aufgrund der nichtlinearen Kennlinie.

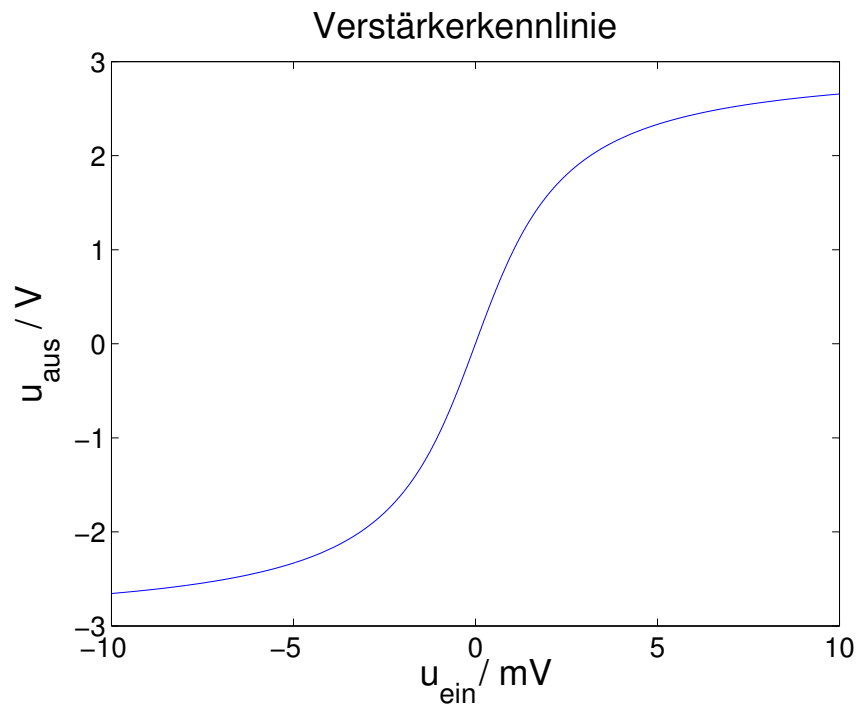


Bild 4.43: Verstärkungskennlinie eines virtuellen Verstärkers.

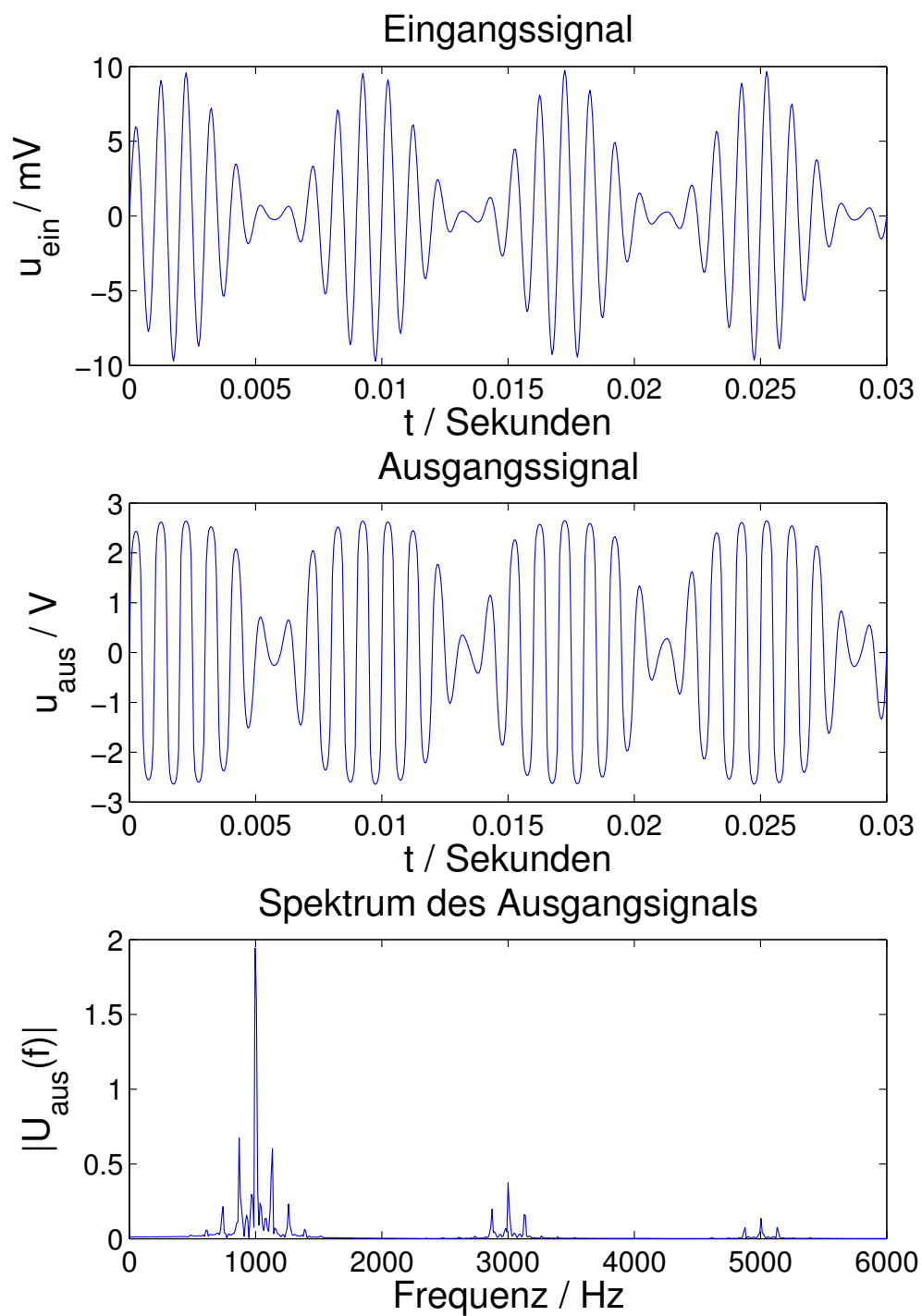


Bild 4.44: Ein- und Ausgangssignal des virtuellen Verstärkers mit symmetrischer Verstärkerkennlinie.

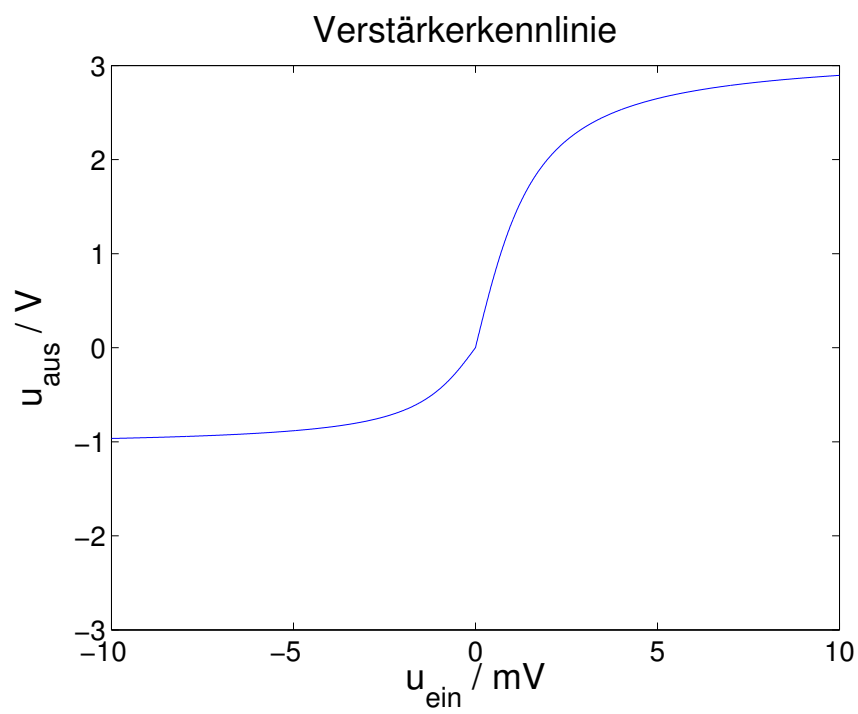


Bild 4.45: Unsymmetrische Verstärkungskennlinie eines virtuellen Verstärkers.

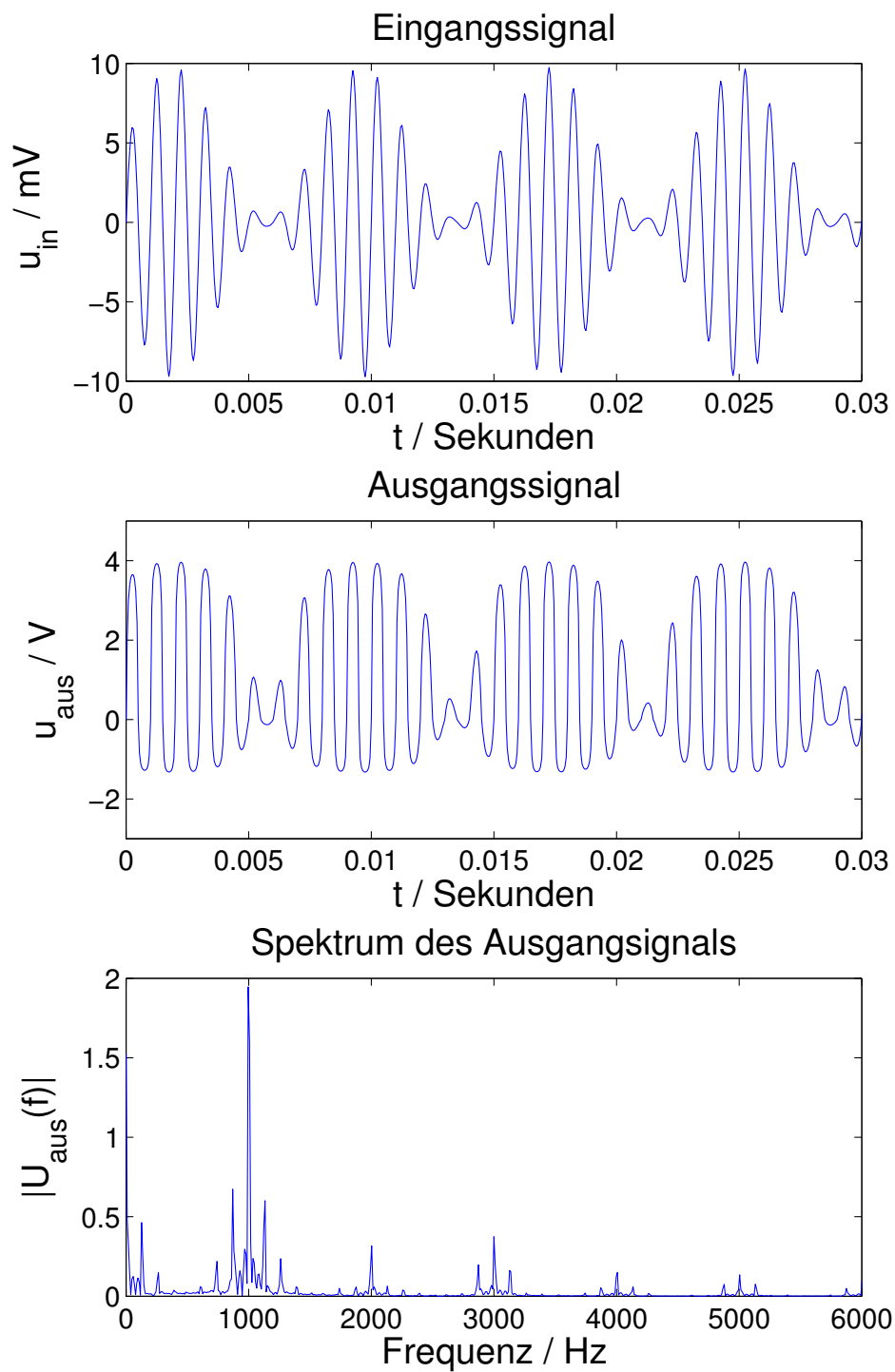


Bild 4.46: Ein- und Ausgangssignal des virtuellen Verstärkers mit unsymmetrischer Verstärkerkennlinie.



### 4.12.2 Einschwingverhalten des OPs

Ein Verstärker besitzt eine endliche Reaktionsgeschwindigkeit. Beispielhaft wurde dem Datenblatt eines LT071 OPs die Sprungantwort in Spannungsfolgerschaltung entnommen, siehe Bild 4.47. Es zeigt sich, dass die Ausgangsspannung erst mit einer Verzögerung von etwa  $1\ \mu\text{s}$  dem Eingangssignal folgt. Die in HSM verwendeten OPs weisen eine noch größere Verzögerung auf, denn sie sind auf einen möglichst niedrigen Stromverbrauch hin ausgelegt.

Für das V-Modell bedeutet dies, dass gepulste Signale mit einer Einschaltdauer unterhalb der Einschwingzeit des OPs eine geringere Spannung am Ausgang des Verstärkers verursachen werden als das Modell berechnet. Dies führt bei der Berechnung zu niedrigeren Störschwellen. Da für die Validierung des Modells keine gemessenen Störschwellen für Signale mit so kurzen Pulsen zur Verfügung stehen<sup>7</sup>, kann dieser Effekt nicht mit eingearbeitet werden. Das V-Modell wird aber für kurze Pulse zu niedrige Störschwellen berechnen, liefert also abermals konservative Ergebnisse.

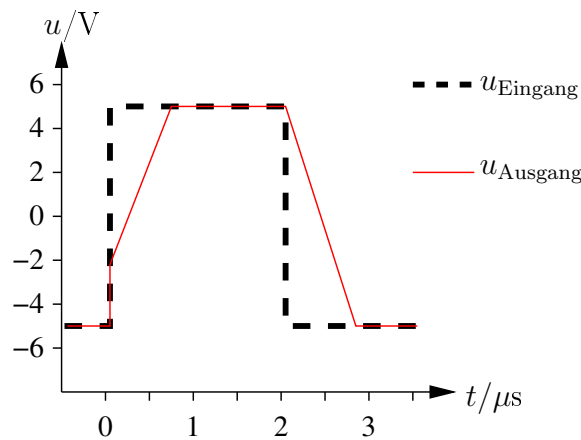


Bild 4.47: Impulsantwort eines OPs in Spannungsfolger-Schaltung.

<sup>7</sup>Die kürzesten Pulse mit  $T_{\text{ein}} = 12\ \mu\text{s}$  treten bei der PAL-Modulation auf, allerdings dominieren die langen Pulse mit  $T_{\text{ein}} = 10\ \text{ms}$  die Beeinflussung des HSM. Die nächst längeren Pulse finden sich in bei GSM mit  $T_{\text{ein}} = 550\ \mu\text{s}$ .

### 4.12.3 Eingangsimpedanz des HSM

In Abschnitt 4.1 wurde gezeigt, dass im Frequenzbereich bis 2,5 GHz die Störspannung am HSM  $u_{\text{HSM}}$  der in die Elektrode eingekoppelte Spannung  $u_{\text{ind}}$  gleichgesetzt werden kann [42]. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die Eingangsimpedanz  $Z_{\text{HSM}}$  deutlich größer ist als die resultierende Impedanz  $Z_{\text{Struktur}}$ , die sich aus der Leitfähigkeit des Körpergewebes und der Geometrie der gesamten HSM-Struktur zusammensetzt. Für die Spannung  $u_{\text{HSM}}$  gilt

$$u_{\text{HSM}} = u_{\text{ind}} \frac{Z_{\text{HSM}}}{Z_{\text{HSM}} + Z_{\text{Struktur}}}. \quad (4.25)$$

Für höhere Frequenzen muss noch überprüft werden, ob die Annahme  $u_{\text{HSM}} = u_{\text{ind}}$  weiterhin verwendet werden kann. Hierfür wird der Wert der Impedanz  $Z_{\text{Struktur}}$  benötigt, der im Rahmen der Simulationsreihe mit der Momentenmethode für alle Frequenzen und HSM-Geometrien berechnet wurde, siehe Abschnitt 3.2. Über  $Z_{\text{HSM}}$  kann keine Aussage getroffen werden, da dieser Wert vom Implantatmodell abhängig ist. Allerdings ist bekannt, dass ein HSM eine hohe Eingangsimpedanz besitzt. Mit steigender Frequenz kann diese Impedanz aufgrund von parasitären Effekten allmählich abnehmen.

In Bild 4.48 ist  $u_{\text{HSM}}$  nach Gl. (4.25) für die Werte  $Z_{\text{HSM}} = 1000 \Omega$ ,  $100 \Omega$ ,  $10 \Omega$  aufgetragen. Die Werte für  $u_{\text{ind}}$  und  $Z_{\text{Struktur}}$  sind den Simulationsergebnissen für einen 30 mm breiten HSM entnommen.

Es zeigt sich, dass für höhere Eingangsimpedanzen  $Z_{\text{HSM}}$  auch bei Frequenzen über 2,5 GHz weiterhin  $u_{\text{HSM}} = u_{\text{ind}}$  gilt. Sollte bei einem HSM-Modell  $Z_{\text{HSM}}$  mit der Frequenz deutlich absinken, so führt dies zu einem niedrigerem Spannungsabfall  $u_{\text{HSM}}$ . Da dieser Effekt hier nicht berücksichtigt wird, liefert das V-Modell wieder konservative Werte.

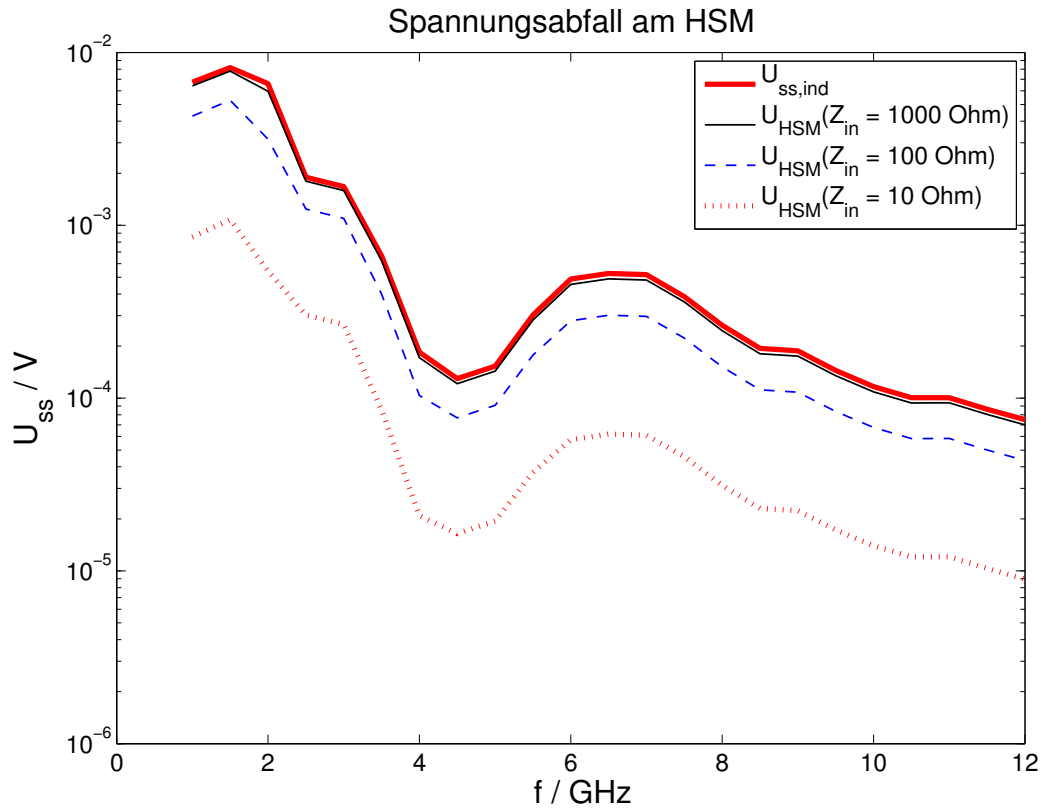


Bild 4.48: Spannungsabfall am HSM bei Variation der Eingangsimpedanz  $Z_{HSM}$ .



## 5 Zusammenfassung

Herzschrittmacher (HSM) werden seit fünf Jahrzehnten erfolgreich eingesetzt, um Herzrhythmusstörungen zu behandeln. Während die ersten Implantate das Herz mit einer festen Frequenz angeregt haben, sind heutige HSM in der Lage, das Elektrokardiogramm (EKG) des Herzens zu überwachen und nur bei Bedarf einen Spannungsimpuls auszusenden, der einen Herzschlag zur Folge hat. Für den fehlerfreien Betrieb ist eine permanente Auswertung des EKGs notwendig.

Setzt sich der Patient einem elektromagnetischen Feld aus, so wirkt die HSM-Elektrode neben ihrer eigentlichen Funktion auch als Empfangsantenne. Es kommt zu einer Einkopplung des Feldes in die HSM-Struktur, was eine Störspannung am HSM-Eingang zu Folge hat, die sich mit dem EKG-Signal überlagert. Je nach Amplitude, Frequenz und Modulation des Signals ist es nun möglich, dass das EKG nicht mehr detektierbar ist, oder dass das Störsignal mit dem EKG verwechselt wird. Beides führt zum Fehlverhalten des HSM.

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurde ein analytisches Modell vorgestellt, mit dessen Hilfe kritische Störschwellen von beliebigen Signalformen berechnet werden können. Hierfür wurde in einem ersten Schritt die von einem einfallenden elektromagnetischem Feld verursachte Störspannung am HSM-Eingang mit Hilfe von Feldsimulationen ermittelt. Besondere Beachtung fand hierbei die Modellierung der HSM-Elektrode. Die gefundenen Übertragungsfunktionen, die den Zusammenhang zwischen der elektrischen Feldstärke und der eingekoppelten Störspannung herstellen, wurden Kopplungsmodell (K-Modell) genannt.

Es wurden zwei unterschiedliche Simulationsverfahren und -geometrien angewendet, um die in die HSM-Struktur eingekoppelte Spannung zu berechnen. Zunächst wurde mit Hilfe der Momentenmethode und einem dielektrischen Schichtmodell eine Worst-Case-Abschätzung vorgenommen. Die gefundenen Ergebnisse wurden anschließend mit denen einer Simulati-

on nach der Methode der finiten Integrationstechnik (FIT) im Zeitbereich unter Verwendung eines detaillierten Körpermodells verglichen.

Auf diese Weise wurden Übertragungsfunktionen im Frequenzbereich von 1 bis 12 GHz abgeleitet, die den Zusammenhang zwischen der elektrischen Feldstärke einer auf den Körper treffenden elektromagnetischen Welle und der am HSM anliegenden Störspannung herstellen.

Um Aussagen über die Reaktion des HSM auf das Störsignal treffen zu können, wurde die analoge Eingangsschaltung des HSM untersucht. Hierbei stellte sich heraus, dass das nichtlineare Verhalten eines Eingangsverstärkers eine wichtige Rolle bei den Störmechanismen spielt. Mit Hilfe eines analytischen Modells wurde die Eingangsschaltung nachgebildet, wobei eine nichtlineare Beschreibung des Verstärkers verwendet wurde. Dieses *Verträglichkeitsmodell* (V-Modell) lässt Aussagen darüber zu, ob ein Signal vom HSM wahrgenommen wird, also eine Störung verursachen kann. Anhand von gemessenen Störschwellen, die anderen Studien entnommen wurden, konnte das Modell verifiziert werden.

Mit Hilfe des gefundenen Zusammenhangs zwischen der Feldstärke eines einfallenden elektromagnetischen Feldes und der eingekoppelten Spannung am HSM-Eingang kann aus der kritischen Störspannung die kritische Feldstärke des jeweiligen Signals bestimmt werden. Hieraus lässt sich schließlich der Sicherheitsabstand zu einer Sendeanlage bestimmen, den ein HSM-Träger nicht unterschreiten sollte.

Durch die Ergebnisse der vorliegenden Arbeit ist es nun erstmals möglich, Störschwellen für Signale zu berechnen, ohne zeit- und kostenintensive Messungen an HSM durchführen zu müssen. Darüber hinaus wurde das K-Modell von zuvor 2,5 GHz auf 12 GHz erweitert, wodurch die Bewertung von bisher nicht berücksichtigten Sendern, wie z. B. Radaranlagen, ermöglicht wird.

In Zukunft wird es den Betreibern von Sendeanlagen auf einfache Weise möglich sein, das Gefahrenpotential ihres Senders für Träger von HSM abzuschätzen und geeignete Sicherheitsabstände zu berechnen.

# A Anwendung der Modelle

Im Folgenden wird dargestellt, wie die vorgestellten Modelle verwendet werden können, um den Sicherheitsabstand zu einer bestehenden Sendeanlage zu bestimmen, der den gefahrlosen Aufenthalt eines HSM-Patienten garantiert.

Mit dem vorgestellten Verträglichkeitsmodell ist es möglich, die kritische Störspannung am HSM-Eingang für ein gegebenes Radarsignal zu berechnen. Mit Hilfe des Kopplungsmodells lässt sich die Feldstärke eines elektromagnetischen Feldes bestimmen, das die kritische Störspannung verursachen kann. Anhand der Strahlungscharakteristik einer Radaranlage ergibt sich daraus ein Sicherheitsabstand, der sicherstellt, dass ein HSM-Träger keine Beeinflussung seines Implantats zu befürchten hat.

## A.1 Bestimmung des Sicherheitsabstandes

Von Radaranlagen ist häufig die gemessene maximale Leistungsflussdichte  $S_{\text{peak}}$  in einem bestimmten Abstand  $r$  zur Anlage bekannt. Über einfache geometrische Beziehungen lässt sich daraus die Leistungsflussdichte für jeden Ort in Abhängigkeit vom Abstand berechnen. Geht man von einem isotropen Kugelstrahler aus, so gilt

$$S(r) = \frac{P_0}{4\pi r^2},$$

wobei  $P_0$  der Sendeleistung und  $r$  dem Abstand vom Sender entspricht. Ist  $S(r_1)$  messtechnisch ermittelt worden, so lässt sich daraus  $S(r_2)$  für einen beliebigen Abstand  $r_2$  berechnen [41]:

$$\begin{aligned}
 S(r_1) &= \frac{P_0}{4\pi r_1^2}, \\
 S(r_2) &= \frac{P_0}{4\pi r_2^2}, \\
 \rightarrow S(r_2) &= \frac{S(r_1)4\pi r_1^2}{4\pi r_2^2}, \\
 &= S(r_1) \cdot \left(\frac{r_1}{r_2}\right)^2.
 \end{aligned} \tag{A.1}$$

Über die Beziehung  $S = E_{\text{eff}} \cdot H_{\text{eff}}$  und der Verknüpfung von  $E$  und  $H$  im Fernfeld [41]  $H = E/Z_0$ , mit  $Z_0 = 377 \frac{\text{V}}{\text{A}}$ , lässt sich die Leistungsflussdichte aus der elektrischen Feldstärke berechnen:

$$S = \frac{E_{\text{eff}}^2}{Z_0}. \tag{A.2}$$

Aus der für HSM-Träger kritischen E-Feldstärke lässt sich also mit Gl. (A.2) die kritische Leistungsflussdichte berechnen. Anhand der Sendeecharakteristik kann schließlich mit der nach  $r_2$  umgestellten Gl. (A.1) der Sicherheitsabstand berechnet werden.



# B Herleitungen zum V-Modell

## B.1 Strom $I_d$ des Differenzverstärkers

Im Folgenden wird ein Zusammenhang zwischen den Eingangsspannungen  $U_{\text{in}}^+$ ,  $U_{\text{in}}^-$  und dem Differenzstrom  $I_d = I^+ - I^-$  hergeleitet. Nimmt man an, dass sich beide Transistoren in ihrer Sättigung befinden, so gilt [53]:

$$I^+ = \frac{\beta}{2}(U_{\text{GS1}} - U_{\text{th}})^2, \quad (\text{B.1})$$

$$I^- = \frac{\beta}{2}(U_{\text{GS2}} - U_{\text{th}})^2, \quad (\text{B.2})$$

$$\beta = \frac{\mu C_{\text{Ox}} W}{2 L},$$

wobei  $\mu$  die Beweglichkeit der Ladungsträger<sup>1</sup>,  $C_{\text{ox}}$  die Gate-Kapazität pro Fläche und  $W$  und  $L$  die Fläche des Gates sind.  $U_{\text{th}}$  ist die Earlyspannung der MOS-FETs. Die Schaltung verstärkt die Differenzspannung  $U_d$ :

$$U_d = U_{\text{in}}^+ - U_{\text{in}}^- = U_{\text{GS1}} - U_{\text{GS2}}.$$

Aus den Gleichungen (B.1) und (B.2) folgt

$$\begin{aligned} U_{\text{GS1}} &= \sqrt{\frac{2}{\beta} I^+} + U_{\text{th}}, \\ U_{\text{GS2}} &= \sqrt{\frac{2}{\beta} I^-} + U_{\text{th}}, \\ \Rightarrow U_d &= \sqrt{\frac{2}{\beta} I^+} - \sqrt{\frac{2}{\beta} I^-}. \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

Gl. (B.3) kann man nun nach  $I^-$  auflösen und  $I^- = I - I^+$  einsetzen:

$$I - I^+ = \left( \sqrt{I^+} - U_d \sqrt{\frac{\beta}{2}} \right)^2.$$

---

<sup>1</sup>Elektronen in nMOS, Löcher in pMOS

Mit der Substitution  $x = \sqrt{I^+}$  lässt sich die quadratische Gleichung lösen.

$$\begin{aligned}
 I - x^2 &= \left( x - U_d \sqrt{\frac{\beta}{2}} \right)^2, \\
 I - x^2 &= x^2 + U_d^2 \frac{\beta}{2} - 2x U_d \sqrt{\frac{\beta}{2}}, \\
 0 &= x^2 - U_d \sqrt{\frac{\beta}{2}} x + \frac{1}{2} \left( U_d^2 \frac{\beta}{2} - I \right), \\
 \Rightarrow x_{1,2} &= \frac{U_d}{2} \sqrt{\frac{\beta}{2}} \pm \sqrt{\frac{U_d^2 \beta}{4 \cdot 2} - \frac{U_d^2 \beta}{2 \cdot 2} + \frac{I}{2}} \\
 &= \frac{U_d}{2} \sqrt{\frac{\beta}{2}} \pm \sqrt{\frac{I}{2} - \frac{U_d^2 \beta}{4 \cdot 2}}, \\
 \Rightarrow I^+ &= \frac{I}{2} \pm \frac{U_d}{2} \sqrt{I\beta - \left( \frac{U_d \beta}{2} \right)^2}, \\
 I^- &= I - I^+ \\
 &= \frac{I}{2} \mp \frac{U_d}{2} \sqrt{I\beta - \left( \frac{U_d \beta}{2} \right)^2}, \\
 I_d &= I^+ - I^- \\
 &= U_d \sqrt{I\beta - \left( \frac{U_d \beta}{2} \right)^2}.
 \end{aligned}$$

Da  $|I_d|$  durch den Strom  $I$  begrenzt wird gilt:

$$I_d = \begin{cases} -I & \text{für } U_d \leq -\sqrt{\frac{2I}{\beta}} \\ U_d \sqrt{\beta I} \sqrt{1 - \frac{\beta U_d^2}{4I}} & \text{für } |U_d| \leq \sqrt{\frac{2I}{\beta}} \\ I & \text{für } U_d \geq \sqrt{\frac{2I}{\beta}} \end{cases} \quad (\text{B.4})$$

## B.2 Taylorreihe von $I_d$

Gl. (B.4) soll in eine Taylorreihe entwickelt werden. Der allgemeine Ausdruck hierfür lautet:

$$I_d^{(2)} = I_d|_{U_d=0, I=I_0} + u_d \frac{\partial I_d}{\partial U_d} \Big|_{U_d=0, I=I_0} + i \frac{\partial I_d}{\partial I} \Big|_{U_d=0, I=I_0} \\ + u_d^2 \frac{1}{2} \frac{\partial^2 I_d}{\partial U_d^2} \Big|_{U_d=0, I=I_0} + i^2 \frac{1}{2} \frac{\partial^2 I_d}{\partial I^2} \Big|_{U_d=0, I=I_0} + u_d i \frac{\partial^2 I_d}{\partial U_d \partial I} \Big|_{U_d=0, I=I_0}.$$

Auf Gl. (B.4) angewendet:

$$I_d|_{U_d=0, I=I_0} = 0, \\ \frac{\partial I_d}{\partial U_d} \Big|_{U_d=0, I=I_0} = \lim_{U_d \rightarrow 0} \left\{ \frac{\sqrt{\beta I_0} \left( 2U_d - \frac{U_d^3 \beta}{I_0} \right)}{\sqrt{U_d^2 - \frac{U_d^4 \beta}{4I_0}}} \right\} \\ = \lim_{U_d \rightarrow 0} \left\{ \frac{\sqrt{\beta I_0} U_d \left( 2 - \frac{U_d^2 \beta}{I_0} \right)}{U_d \sqrt{1 - \frac{U_d^2 \beta}{4I_0}}} \right\} \\ = \sqrt{4\beta I_0},$$

$$\frac{\partial I_d}{\partial I} \Big|_{U_d=0, I=I_0} = \lim_{U_d \rightarrow 0} \left\{ \frac{U_d^2 \beta}{\sqrt{U_d^2 \beta I_0 - \frac{\beta^2 U_d^4}{4}}} \right\} = 0,$$

$$\frac{1}{2} \frac{\partial^2 I_d}{\partial U_d^2} \Big|_{U_d=0, I=I_0} = \frac{1}{2} \frac{\partial I_d}{\partial U_d} \Big|_{U_d=0, I=I_0} \frac{\sqrt{\beta I} U_d \left( 2 - \frac{U_d^2 \beta}{I} \right)}{U_d \sqrt{1 - \frac{U_d^2 \beta}{4I}}} \\ = \frac{1}{2} \lim_{U_d \rightarrow 0} \left\{ \frac{-2 \frac{U_d \beta}{I_0} \sqrt{1 - \frac{U_d^2 \beta}{4I_0}} + \frac{U_d^2 \beta}{I_0} \left( \frac{-\frac{2U_d \beta}{4I_0}}{\sqrt{1 - \frac{U_d^2 \beta}{4I_0}}} \right)}{1 - \frac{U_d^2 \beta}{4I_0}} \right\} \\ = 0,$$

$$\begin{aligned}
 \left. \frac{1}{2} \frac{\partial^2 I_d}{\partial I^2} \right|_{U_d=0, I=I_0} &= \left. \frac{1}{2} \frac{\partial I_d}{\partial I} \right|_{U_d=0, I=I_0} \frac{U_d^2 \beta}{\sqrt{U_d^2 \beta I - \frac{\beta^2 U_d^4}{4}}} \\
 &= \lim_{U_d \rightarrow 0} \left\{ \frac{-U_d^2 \beta \cdot U_d^2 \beta \sqrt{U_d^2 \beta I_0 - \frac{\beta^2 U_d^4}{4}}}{U_d^2 \beta I_0 - \frac{\beta^2 U_d^4}{4}} \right\} \\
 &= 0,
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \left. \frac{\partial^2 I_d}{\partial U_d \partial I} \right|_{U_d=0, I=I_0} &= \frac{\partial}{\partial U_d} \frac{U_d^2 \beta}{\sqrt{U_d^2 \beta I_0 - \frac{\beta^2 U_d^4}{4}}} \\
 &= \lim_{U_d \rightarrow 0} \left\{ \frac{2U_d \beta \sqrt{U_d^2 \beta I_0 - \frac{\beta^2 U_d^4}{4}} - U_d^2 \beta \frac{2U_d \beta I_0 - \beta^2 U_d^3}{\sqrt{U_d^2 \beta I_0 - \frac{\beta^2 U_d^4}{4}}}}{U_d^2 \beta I_0 - \frac{\beta^2 U_d^4}{4}} \right\} \\
 &= \sqrt{\frac{4\beta}{I_0}}.
 \end{aligned}$$

### B.3 Kleinsignalkomponente des Quellenstroms $I$

Bild 4.16 auf Seite 64 zeigt das Kleinsignalersatzschaltbild der Verstärkerschaltung aus Bild 4.14 (Seite 62).  $C_T = C_{al} + C_{cs}$ . Es lassen sich folgende Knoten- und Maschengleichungen aufstellen:

$$i = i_{D1} + i_{D2} = g_m(i_{GS1} \cdot j\omega C_{GS1} + i_{GS2} \cdot j\omega C_{GS2}), \quad (\text{B.5})$$

$$i = i_{GS1} + i_{GS2} + i_T, \quad (\text{B.6})$$

$$0 = u_{cm} + \frac{u_d}{2} - i_T \cdot j\omega C_T + i_{GS1} \cdot j\omega C_{GS1}, \quad (\text{B.7})$$

$$0 = u_{cm} - \frac{u_d}{2} - i_T \cdot j\omega C_T + i_{GS2} \cdot j\omega C_{GS2}. \quad (\text{B.8})$$

$$\omega = 2\pi f.$$

Mit Hilfe der vier Gleichungen (B.5)–(B.8) lassen sich die vier unbekanntenen Ströme  $i$ ,  $i_{GS1}$ ,  $i_{GS2}$  und  $i_T$  berechnen. Für  $i$  ergibt sich:

$$i(j\omega) = g_m \frac{2j\omega C_T u_{cm}(j\omega) + j\omega(C_{GS2} - C_{GS1})u_d(j\omega)}{j\omega(C_{GS1} + C_{GS2} + C_T) + 2g_m}.$$

Weil wir von identischen MOS-FETs ausgehen gilt  $C_{GS1} = C_{GS2}$  und die Gleichung vereinfacht sich zu

$$i(j\omega) = u_{cm}(j\omega) \frac{2g_m j\omega C_T}{j\omega(2C_{GS} + C_T) + 2g_m}.$$

## B.4 Beschreibung mit Hilfe einer Volterra-Reihe

Das Volterra-Reihen-Modell ist eine Erweiterung der linearen Systemtheorie. Ein lineares, zeitinvariantes System mit Gedächtnis kann mit Hilfe eines Faltungsintegrals beschrieben werden:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)x(t - \tau)d\tau.$$

Hierbei ist  $x(t)$  das Eingangssignal,  $h(t)$  die Impulsantwort des Systems und  $y(t)$  das Ausgangssignal.

Ein nichtlineares, aber gedächtnisloses System kann wie folgt beschrieben werden:

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n [x(t)]^n.$$

Eine Kombination aus beidem stellt die Volterra-Reihe dar [44]:

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_{n=1}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \cdots \int_{-\infty}^{\infty} h_n(\tau_1, \dots, \tau_n) \prod_{r=1}^n x(t - \tau_r) d\tau_1 \cdots d\tau_n \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} h_1(\tau_1)x(t - \tau_1)d\tau_1 \\ &+ \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_2(\tau_1, \tau_2)x(t - \tau_1)x(t - \tau_2)d\tau_1 d\tau_2 \\ &+ \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_3(\tau_1, \tau_2, \tau_3)x(t - \tau_1)x(t - \tau_2)x(t - \tau_3)d\tau_1 d\tau_2 d\tau_3 \\ &+ \dots \end{aligned} \tag{B.9}$$

$h_i(\tau_1, \dots, \tau_n)$  ist die  $n$ -dimensionale Impulsantwort, „Volterra-Kern“ genannt. Gl. (B.9) lässt sich auch im Frequenzbereich beschreiben:

$$\begin{aligned}
 Y(f) &= H_1(f)X(f) \\
 &+ \int_{-\infty}^{\infty} H_2(f_1, f - f_1)X(f_1)X(f - f_1)df_1 \\
 &+ \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} H_3(f_1, f_2, f - f_1 - f_2)X(f_1)X(f_2)X(f - f_1 - f_2)df_1df_2 \\
 &+ \dots
 \end{aligned} \tag{B.10}$$

Betrachtet man ein System mit zwei Eingängen  $X_1$  und  $X_2$ , lässt sich Gl. (B.10) folgendermaßen erweitern:

$$\begin{aligned}
 Y(f) &= H_1(f)X_1(f) \\
 &+ H_2(f)X_2(f) \\
 &+ \int_{-\infty}^{\infty} H_{11}(f_1, f - f_1)X_1(f_1)X_1(f - f_1)df_1 \\
 &+ \int_{-\infty}^{\infty} H_{12}(f_1, f - f_1)X_1(f_1)X_2(f - f_1)df_1 \\
 &+ \int_{-\infty}^{\infty} H_{21}(f_1, f - f_1)X_2(f_1)X_1(f - f_1)df_1 \\
 &+ \int_{-\infty}^{\infty} H_{22}(f_1, f - f_1)X_2(f_1)X_2(f - f_1)df_1 \\
 &+ \dots
 \end{aligned}$$

Eine Beschreibung, wie sich die Volterra-Kerne eines technischen Systems berechnen lassen, ist in [59] zu finden.

# Abbildungsverzeichnis

1.1	Schematische Darstellung der Störspannungseinkopplung. . . . .	2
1.2	Übersicht zum vorgestellten Modell. . . . .	4
2.1	Aufbau des menschlichen Herzens. <i>Quelle: Farbatlanten der Medizin [43].</i> . . . . .	6
2.2	Implantationsorte: rechts pektoral, abdominal, links pektoral.	7
2.3	links: einkanaliger HSM, rechts: zweikanaliger HSM. . . . .	7
3.1	Verwendete Simulationsgeometrie für den Frequenzbereich 100 MHz–2,5 GHz [29]. . . . .	16
3.2	Maximal in die HSM-Elektrode eingekoppelte Spannung nach [2]. . . . .	17
3.3	Ersatzschaltbild des Kopplungsmodells. . . . .	18
3.4	Ersatzschaltbild des Kopplungsmodells bei Bestimmung des Kurzschlussstromes $I_K$ . . . . .	19
3.5	Ersatzschaltbild des Kopplungsmodells zur Bestimmung der Impedanz $Z_{\text{Struktur}}$ . . . . .	20
3.6	Schematische Darstellung einer 4-fach gewendelten HSM-Elektrode. . . . .	21
3.7	Stehende Wellen auf der HSM-Elektrode. . . . .	22
3.8	Versuchsaufbau zur Messung der $S_{11}$ -Parameter einer HSM-Elektrode. . . . .	22
3.9	Messergebnisse: $S_{11}$ -Parameter einer HSM-Elektrode. . . . .	23
3.10	Messergebnisse: $S_{11}$ -Parameter eines 105 cm langen Drahtes.	24
3.11	Messergebnisse: $S_{11}$ -Parameter eines 2,2 cm langen Drahtes.	25
3.12	Anschlussstecker der verwendeten HSM-Elektrode und das sich bei $f > 1$ GHz äquivalent verhaltende Drahtstück. . . . .	25
3.13	Experiment: Senkrecht aufgespannte HSM-Elektrode als Empfangsantenne. . . . .	26

3.14	Messaufbau: HSM-Elektrode als Empfangsantenne. Der NWA speist eine Hornantenne, die die HSM-Elektrode bestrahlt. . . . .	27
3.15	Experiment: Draht als Empfangsantenne. . . . .	28
3.16	Messergebnisse: Vergleich der $S_{21}$ -Parameter von HSM-Elektrode und Drahtstück. . . . .	28
3.17	Materialparameter $\varepsilon'$ und $\sigma$ verschiedener Gewebetypen . . . . .	32
3.18	Geometrie der HSM-Struktur bei Feko-Simulationen. . . . .	33
3.19	Wellenlängen eines elektromagnetischen Feldes in verschiedenen Körpergeweben. Die eingezeichneten Grenzen bei 30 und 60 mm entsprechen dem Bereich von HSM-Abmessungen. . . . .	34
3.20	Geometrischer Aufbau der Feko-Simulation. . . . .	35
3.21	Simulationsergebnisse: In die HSM-Struktur eingekoppelte Spannungen in Anhängigkeit von der Signalfrequenz und der HSM-Gehäusebreite bei einer Feldstärke des einfallenden elektromagnetischen Feldes von $\hat{E} = 1 \text{ V/m}$ . . . . .	37
3.22	Vergleich der Simulationsergebnisse mit den Werten des Normentwurfs [2]. . . . .	38
3.23	Schnittbild des <i>Visible Human Projects</i> , Ebene des Rumpfes. . . . .	39
3.24	Einkopplung in eine HSM-Struktur im Vakuum. Vergleich der Simulationsergebnisse von <i>Feko</i> und <i>Microwave Studio</i> . . . . .	42
3.25	Positionen der HSM-Struktur im Menschmodell „Hugo“. Links: Position 1, rechts: Position 2. . . . .	43
3.26	Vergleich der eingekoppelten Spannung in eine HSM-Struktur der Breite 40 mm im Schichtmodell und zwei unterschiedlichen Positionen im Menschmodell. . . . .	43
3.27	Simulationsergebnisse und Approximation der maximal in die HSM-Struktur eingekoppelten Spannungen. . . . .	45
4.1	Netzwerk zur Einkopplung eines Herz- und eines Störsignals in einen HSM [42]. . . . .	48
4.2	Vereinfachtes Netzwerk zur Einkopplung eines Herz- und eines Störsignals in einen HSM [42]. . . . .	50
4.3	Bestimmung des Korrekturfaktors zur Spannungsanpassung bei Verwendung eines $50 \Omega$ -Widerstandes anstelle von $Z_{\text{Struktur}}$ [42]. . . . .	50
4.4	Testsignale für Amplitudenmodulation [42]. . . . .	52



4.5	Testsignal für GSM-Modulation (im Gesprächsmodus) [42].	53
4.6	Testsignal für GSM-Modulation (im DTX-Modus) [42]. . . . .	53
4.7	Testsignal für PAL-Modulation [42]. . . . .	53
4.8	Gemessene Störschwellen von vier Testsignalen nach [42] und [32]. . . . .	54
4.9	Blockdiagramm der HSM-Eingangsschaltung. . . . .	55
4.10	Analoge Eingangsschaltung eines HSM nach [48]. . . . .	56
4.11	AM-Störschwellen bei Annahme eines linearen OPs und Mess- werte [16, 33, 42]. . . . .	58
4.12	Blockdiagramm eines Operationsverstärkers [20]. . . . .	59
4.13	Einfaches Modell eines OPs [19]. . . . .	60
4.14	Erweitertes Modell eines OPs [19]. . . . .	62
4.15	Aufbau einer integrierten CMOS-Schaltung, Definition der Kapazität $C_{al}$ [19]. . . . .	63
4.16	Kleinsignalersatzschaltbild des Differenzverstärkers von Bild 4.14 [19]. . . . .	64
4.17	Aufbau eines beschalteten OPs [20]. . . . .	65
4.18	Oben: Spektrum eines gepulsten Trägersignals. Unten: Nor- miertes Spektrum des Ausgangssignals eines nichtlinearen Verstärkers bei einem gepulsten Eingangssignal. . . . .	66
4.19	Übertragungsfunktion des heraufgemischten Signalanteils. . .	70
4.20	Übertragungsfunktion des demodulierten Signalanteils. . . .	71
4.21	Übertragungsfunktionen des Fiori-Verstärkermodells. . . . .	72
4.22	BP-gefiltertes gepulstes Signal. . . . .	74
4.23	Bestimmung des Formfaktors $F_2$ . . . . .	75
4.24	SPICE-Modell des Bandpasses. . . . .	76
4.25	Oben: Testsignal für AM-Modulation. Unten: Demodulier- tes und BP-gefiltertes Signal. . . . .	77
4.26	Oben: Testsignal für AM-Modulation. Unten: Demodulier- tes und BP-gefiltertes Signal. . . . .	77
4.27	Oben: Testsignal für GSM-Modulation im DTX-Modus. Un- ten: Demoduliertes und BP-gefiltertes Signal. . . . .	78
4.28	Oben: Testsignal für GSM-Modulation im Gesprächsmodus. Unten: Demoduliertes und BP-gefiltertes Signal. . . . .	78

4.29	Oben: Testsignal für PAL-Modulation. Unten: Demoduliertes und BP-gefiltertes Signal. . . . .	79
4.30	Schaltung zur Validierung des V-Modells. . . . .	80
4.31	Bestimmung von Formfaktor 2 der Testschaltung (Bild 4.30) mit Hilfe einer <i>Spice</i> -Simulation. . . . .	81
4.32	Messtechnisch ermittelte Übertragungsfunktionen $G_1$ und $G_2$ der Schaltung nach Bild 4.31. . . . .	82
4.33	Ausgangsspannung an der Testschaltung. Oben: Pulsmodulation bei einer Trägerfrequenz $f_T = 100$ kHz, unten: identische Modulation mit $f_T = 500$ kHz. . . . .	83
4.34	Gemessene und berechnete Ausgangsspannung der Schaltung nach Bild 4.31. (Legende siehe Bild 4.35.) . . . . .	84
4.35	Gemessene und berechnete Ausgangsspannung der Schaltung nach Bild 4.31. . . . .	85
4.36	Oben: Gemessene Störschwellen an einem HSM bei unterschiedlich programmierter Wahrnehmungsschwelle $U_T$ . Unten: Verhältnis der Störschwellen bei Halbierung der Wahrnehmungsschwelle. . . . .	88
4.37	Quotient der Störschwellen von 20 unterschiedlichen HSM-Modellen im Frequenzbereich 10–450 MHz. . . . .	89
4.38	Vergleich der messtechnisch [16, 32, 42] und rechnerisch ermittelten Störschwellen von unmodulierten und amplitudenmodulierten Signalen. . . . .	92
4.39	Vergleich der messtechnisch [42] und rechnerisch ermittelten Störschwellen von Signalen mit GSM- und PAL-Modulation. . . . .	93
4.40	Berechnung von $F_2$ für kurze Pulse. . . . .	96
4.41	Sprungantwort des Bandpasses. . . . .	97
4.42	Störschwellen eines HSM bei pulsmodulierten Signalen. . . . .	97
4.43	Verstärkungskennlinie eines virtuellen Verstärkers. . . . .	99
4.44	Ein- und Ausgangssignal des virtuellen Verstärkers mit symmetrischer Verstärkerkennlinie. . . . .	100
4.45	Unsymmetrische Verstärkungskennlinie eines virtuellen Verstärkers. . . . .	101
4.46	Ein- und Ausgangssignal des virtuellen Verstärkers mit unsymmetrischer Verstärkerkennlinie. . . . .	102

4.47	Impulsantwort eines OPs in Spannungsfolger-Schaltung. . .	103
4.48	Spannungsabfall am HSM bei Variation der Eingangsimpe- danz $Z_{HSM}$ . . . . .	105



# Tabellenverzeichnis

3.1	Materialparameter für verschiedene Körpergewebe [24]. . . . .	31
4.1	Formfaktor $F_1$ der Testsignale. . . . .	74
4.2	Formfaktor 2 der Testsignale. . . . .	76
4.3	Formfaktoren der Prüfsignale bei Verwendung eines Tiefpassfilters nach Bild 4.31. . . . .	81



# Literaturverzeichnis

- [1] *Dielectric Properties of Body Tissues: Home page* - <http://niremf.ifac.cnr.it/tissprop/>.
- [2] *DIN VDE 0848-3-1: Sicherheit in elektrischen, magnetischen und elektromagnetischen Feldern - Teil 3.1: Schutz von Personen mit aktiven Körperhilfsmitteln im Frequenzbereich 0 Hz bis 300 GHz*, 2002.
- [3] *DIN EN 45502-2-1: Besondere Festlegung für aktive implantierbare medizinische Geräte zur Behandlung von Bradyarrhythmie (Herzschrittmacher)*, 04 2004.
- [4] ACKERMAN, M., V. SPITZER, A. SCHERZINGER und D. WHITLOCK: *The Visible Human Data Set: An Image Resource For Anatomical Visualization*. Medinfo, S. 1195–1198, Aug. 1995.
- [5] AUGELLO, A., C. D. CHIARA, V. M. PRIMIANI und F. MOGLIE: *Immunity Tests of Inplantable Cardiac Pacemaker Against CW and Pulsed ELF Fields: Experimental and Numeric Results*. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 48(3):502–515, Aug. 2006.
- [6] BAHR, A.: *Schutz von Personen mit Herzschrittmachern in elektromagnetischen Feldern des Mobilfunks*. EMVU und Technik, 2:32–42, 2005.
- [7] BAHR, A., T. BOLZ, U. GOLLOR, F. GUSTRAU und D. KÖTHER: *Abschlussbericht zum Projekt 37/02: „Schutz von Personen mit Implantaten und Körperhilfsmitteln in elektromagnetischen Feldern des Mobilfunks, UMTS, DECT, Powerline und Induktionsfunkanlagen“*. Techn. Ber., IMST GmbH, Kamp-Lintfort, 2005.
- [8] BARBARO, V., P. BARTOLINI, A. DONATO und C. MILITELLO: *Electromagnetic Interference of Analog Cellular Telephones with Pacemakers*. Pace, 19, Oct. 1996.

- [9] BGZ, F. „ELEKTROTECHNIK“ DER: *BG-Regeln Elektromagnetische Felder (BGR B11)*, Juni 2001.
- [10] BOSSERT, T.: *Sicherheit von Personen mit Herzschrittmachern in elektromagnetischen Feldern*. Forschungsgemeinschaft Funk e.V. Newsletter, 2:1–5, 1999.
- [11] BUZDUGA, V., D. WITTERS, J. CASAMENTO und W. KAINZ: *Testing the Immunity of Active Implantable Medical Devices to CW Magnetic Fields up to 1 MHz by an Immersion Method*. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 54(9):1679–1686, 2006.
- [12] COMPUTER SIMULATION TECHNOLOGY GMBH, Bad Nauheimer Str. 19, D-22967 Darmstadt, Germany: *CST Suite 2008<sup>TM</sup>*.
- [13] DAWSON, T. W., M. A. STUCHLY, K. CAPUTA, A. SASTRE, R. B. SHEPARD und R. KAVET: *Pacemaker Interference and Low-Frequency Electric Induction in Humans by External Fields and Electrodes*. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 47(9):1211–1218, Sep. 2000.
- [14] DETLEFSEN, J.: *Grundlagen der Hochfrequenztechnik*. München, 2006.
- [15] EGGERT, S., I. RUPPE, S. GOLTZ, K. HENTSCHEL und J. KEITEL: *Störbeeinflussung aktiver elektronischer Implantate durch elektrische, magnetische und elektromagnetische Felder*. Techn. Ber., Schriftenreihe der Bundesanstalt für Arbeitsschutz und Arbeitsmedizin, 1999.
- [16] EL-FIKRI, M., S. EGGERT und S. GOLTZ: *Bestimmung der Störspannungsschwelle von Herzschrittmachern und Defibrillatoren*. EM-VU und Technik, 2005.
- [17] EL-FIKRI, M., S. GOLTZ und S. EGGERT: *Störspannungsschwelle für gegenwärtig implantierte Herzschrittmacher und Defibrillatoren*. Schriftenreihe der Bundesanstalt für Arbeitsschutz und Arbeitsmedizin, 2005.
- [18] EM SOFTWARE & SYSTEMS-S.A. (PTY) LTD: *FEKO User's Manual*, Suite 5.0 Aufl.



- [19] FIORI, F. und P. S. CROVETTI: *Nonlinear Effects of Radio-Frequency Interference on Operational Amplifiers*. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 49(3):367–372, 2002.
- [20] FIORI, F. und P. S. CROVETTI: *Prediction of EMI effects in operational amplifiers by a two-input Volterra series model*. IEE Proc.-Circuits Devices Syst., 150:185–193, 2003.
- [21] FISCHER, W.: *Störbeeinflussung von implantierten Herzschrittmachern und Defibrillatoren im Alltagsleben*. Herzschrittmachertherapie und Elektrophysiologie, Band 15:27–34, 2004.
- [22] FLIEGE, N.: *Systemtheorie*. Teubner, Stuttgart, 1991.
- [23] GABRIEL, S., R. W. LAU und C. GABRIEL: *The dielectric properties of biological tissue: I. Literature survey*. Physics in Medicine and Biology, 41:2231–2250, 1996.
- [24] GABRIEL, S., R. W. LAU und C. GABRIEL: *The dielectric properties of biological tissue: III. Parametric models for the dielectric spectrum of tissues*. Physics in Medicine and Biology, 41:2271–2294, 1996.
- [25] GARBE, H., D. KÖSTER und D. HANSEN: *Messtechnische Ermittlung der Eingangsspannung bei Herzschrittmachern unter Einfluss von elektromagnetischen Feldern*. Techn. Ber., ABB EMI-Control Center, CH-5405 Baden-Dättwil, 1989.
- [26] GEISBUSCH, L. und F. M. LANDSTORFER: *Einkopplung elektromagnetischer Felder in Herzschrittmacherelektroden im Frequenzbereich von 50 MHz bis 500 MHz*. Forschungsgemeinschaft Funk e.V. Newsletter, Apr. 2000.
- [27] GOLTZ, S., S. EGGERT, F. GUSTRAU und A. BAHR: *Störbeeinflussung von Herzschrittmachern — Stand der Normung und der numerischen Simulationsverfahren*. EMC Kompendium, 2003.
- [28] GUSTRAU, F., A. BAHR, S. GOLTZ, S. EGGERT und K. HENTSCHEL: *Numerische Modellierung elektronischer Implantate und Berechnung der Störspannung am Implantateingang*. Schriftenreihe der Bundesanstalt für Arbeitsschutz und Arbeitsmedizin, 2003.

- [29] HANSEN, V. und T. VAUPEL: *Berechnung der Eingangsimpedanz von Herzschrittmachern*. Forschungsgemeinschaft Funk e.V. Newsletter, 1996.
- [30] HUBMANN, M., R. HARDT, T. RUPPERT, H. THAUFLER, E. DAVID und E. LANG: *Herzschrittmacher und Handys*. Forschungsgemeinschaft Funk e.V. Newsletter, 1999.
- [31] IRNICH, W.: *Herzschrittmacherpatienten unter Hochspannungsleitungen*. Herzschrittmachertherapie und Elektrophysiologie, 1999.
- [32] IRNICH, W.: *Electronic Security Systems and Active Implantable Medical Devices*. Journal of pacing and clinical electrophysiology, 25:1235–1258, 2002.
- [33] IRNICH, W.: *Störbeeinflussung von implantierbaren Schrittmachern und Defibrillatoren*. Herzschrittmachertherapie und Elektrophysiologie, 15:9–21, 2004.
- [34] IRNICH, W., L. BATZ, E. KRÄMER, R. J. TOBISCH und M. S. TULLEMAT: *Ein Beitrag zur Sicherheit von Implantaten*. Schriftenreihe der Bundesanstalt für Arbeitsschutz, 1989.
- [35] IRNICH, W., L. BATZ, R. MÜLLER und R. TOBISCH: *Störbeeinflussung von Herzschrittmachern durch Mobilfunkgeräte*. Forschungsgemeinschaft Funk e.V. Newsletter, (7), May 1996.
- [36] IRNICH, W. und W. A. STERTMANN: *Herzsignale und Schrittmacherfilter – Passen sie zusammen?*. Medizinische Messtechnik und Sensorik, 2004.
- [37] KAINZ, W., J. P. CASAMENTO, P. S. RUGGERA, D. D. CHAN und D. M. WITTERS: *Implantable Cardiac Pacemaker Electromagnetic Compatibility Testing in a Novel Security System Simulator*. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 52(3):520–530, Mar. 2005.
- [38] KASHIWA, T. und I. FUKAI: *A treatment by the FD-TD method of the dispersive characteristics associated with electronic polarization*. Microwave and Optical Technology Letters, 3(6):203–205, Feb. 1990.

- [39] KRAUS, J. D. und R. J. MARHEFKA: *Antennas for all applications*. 2002.
- [40] KRUEGER, V. und W. RICHTER: *Störbeeinflussung von Herzschrittmachern und Defibrillatoren durch elektromagnetische Felder – Messungen nach dem amerikanischen Standard ANSI/AAMI PC69 „Active implantable medical devices – electromagnetic compatibility...“*. In: *Elektromagnetische Verträglichkeit. 12. Internationale Fachmesse und Kongress*. VDE Verlag, 2004.
- [41] LEHNER, G.: *Elektromagnetische Feldenergie für Ingenieure und Physiker*. 2003.
- [42] MECKELBURG, H.-J., K. JAHRE und K. MATKEY: *Störfestigkeit von Herzschrittmachern im Frequenzbereich 30 kHz bis 2,5 GHz*. Edition Wissenschaft Newsletter, 5, 1996.
- [43] NETTER, F. H.: *Farbatlanten der Medizin. Band 1: Herz*. Georg Thieme Verlag Stuttgart, 1990.
- [44] RUGH, W. J.: *Nonlinear System Theory*. The Johns Hopkins University Press Baltimore and London, 1981.
- [45] SACHSE, F., C. WERNER, C. M. WAARDEN und O. DÖSSEL: *Development of a human body model for numerical calculation of electromagnetic fields*. *Comput. Med. Imaging. Graph.*, 24(3):165–171, Mai 2000.
- [46] SCHICK, M.: *Worst Case Untersuchungen der Einkopplung von elektromagnetischen Feldern in medizinische Implantate am Beispiel der Verkopplung zwischen Herzschrittmacherelektroden und Sendeantennen im Frequenzbereich von 50 MHz bis 500 MHz*. Tagungsband EMV Düsseldorf, 2000.
- [47] SCHICK, M. und F. M. LANDSTORFER: *Untersuchung der Störbeeinflussung von Herzschrittmacherelektroden durch ein HF-Chirurgiegerät unter besonderer Berücksichtigung des menschlichen Körpers*. *Elektromagnetische Verträglichkeit. 12. Internationale Fachmesse und Kongress*, Düsseldorf, 2004.

- [48] SILVEIRA, F. und D. FLANDRE: *Low Power Analog CMOS for Cardiac Pacemakers*. Kluwer Academic Publishers, 2004.
- [49] SKOLNIK, M. I.: *Radar Handbook*. McGraw-Hill Professional, 1989.
- [50] SMITH, S. und R. AASEN: *The Effect of Electromagnetic Fields in Cardiac Pacemakers*. IEEE Transactions on Broadcasting, 38(2), June 1992.
- [51] STANDARD, A. N.: *ANSI/AAMI PC69:2000 Active implantable medical devices—Electromagnetic compatibility—EMC test protocols for implantable cardiac pacemakers and implantable cardioverter defibrillators*, 2000.
- [52] STEVENSON, R. A.: *Design and Application of Broadband Ceramic Feedthrough Capacitor EMI Filters to Cardiac Pacemakers and Implantable Defibrillators*. 19th International Conference – IEEE/EMBS, 1997.
- [53] TIETZE, U. und C. SCHENK: *Halbleiterschaltungstechnik*. Springer Berlin, 1999.
- [54] TOBISCH, R.: *Auswirkungen elektromagnetischer Felder auf Herzschrittmacherelektroden*. Doktorarbeit, Univ. Gießen, 1996.
- [55] WANG, J.: *Verification for EMI Test of Cardiac Pacemaker by Portable Telephones with an Anatomically Based Human Model*. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Boston, 1:104–107, Mai 2003.
- [56] WANG, J. und O. FUJIWARA: *Modelling of Electromagnetic Interference to an Implanted Cardiac Pacemaker due to Mobile Phones*. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Washington D.C., 1:209–212, Aug. 2000.
- [57] WANG, J., O. FUJIWARA und T. NOJIMA: *A Model for Predicting Electromagnetic Interference of Implanted Cardiac Pacemakers by Mobile Telephones*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 48(11):2121–2125, Nov. 2000.

- [58] WANG, J., T. OHSHIMA und O. FUJIWARA: *Effectiveness Evaluation on Shielding Material for Reducing Electromagnetic Interference of Cardiac Pacemakers by Portable Information Terminals*. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Montreal, 2:1054–1057, July 2001.
  
- [59] WILSON, J.: *Nonlinear system theory: the Volterra-Wiener approach*. Baltimore, 1981.



# Lebenslauf

## Persönliche Daten

Name: Stefan Schenke  
Geburtsdatum: 13.10.1976  
Geburtsort: Husum

Verheiratet

Kinder: Jonas (\* 09.06.2006)  
Jakob (\* 19.05.2008)



## Beruflicher Werdegang

05/2009 – Akademischer Rat an der Helmut-Schmidt-Universität / Universität der Bundeswehr Hamburg  
10/2005 – 04/2009 Wissenschaftlicher Mitarbeiter an der Helmut-Schmidt-Universität / Universität der Bundeswehr Hamburg  
01/2005 – 09/2005 Prüffeld-Ingenieur bei den Lloyd Dynamowerken Bremen

## Hochschulausbildung

10/1998 – 10/2004 Studium der Elektrotechnik und Informationstechnik an der Technischen Fakultät der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel, Abschluss zum Diplomingenieur  
05/2004 – 10/2004 Diplomarbeit bei der numerischen Feldberechnung: „Numerische Untersuchung zur Prospektion von archäologischen Fundstücken in Sandschichten“  
04/2002 – 06/2002 Studienarbeit bei der Leistungselektronik: „DC/DC-Wandler mit Maximum-Power-Point-Nachführung für Solarmodule“

## Schulausbildung

09/1992 – 06/1997 Theodor-Storm-Schule (naturwiss. Gymnasium), Husum  
08/1987 – 09/1992 Hermann-Tast-Schule (altsprachl. Gymnasium), Husum  
08/1983 – 07/1987 Grundschule Schobüll